



**T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ BİSİKLETİN KABLOSUZ ŞARJININ DENETİMİ
İÇİN İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMASI**

MURAT BAYRAKTAR

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
DR. ÖĞR. ÜYESİ EMİN YILDIRIZ**

DÜZCE, 2020

T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ BİSİKLETİN KABLOSUZ ŞARJININ DENETİMİ
İÇİN İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMASI

Murat BAYRAKTAR tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Emin YILDIRIZ

Düzce Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Emin YILDIRIZ

Düzce Üniversitesi

Prof. Dr. Murat KALE

Düzce Üniversitesi

Doç. Dr. Murat KARABACAK

Düzce Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 23/09/2020

BEYAN

Bu tez çalışmasının kendi çalışmam olduğunu, tezin planlanmasından yazımına kadar bütün aşamalarda etik dışı davranışımın olmadığını, bu tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları da kaynaklar listesine aldığımı, yine bu tezin çalışılması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

23 Eylül 2020

Murat BAYRAKTAR

TEŐEKKÖR

Yüksek lisans öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Emin YILDIRIZ'a en içten dileklerle teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca yardımlarını esirgemeyen Erhan BAĞBANCİ'ya, çalışma arkadaşlarıma ve geleceğe emin adımlarla ilerlememe vesile olan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

23 Eylül 2020

Murat BAYRAKTAR

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMALAR.....	ix
SİMGELER	x
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1.AMAÇ VE KAPSAM	5
1.2. LİTERATÜR İNCELEMESİ	6
1.3. İLGİLİ STANDARTLAR.....	7
1.3.1. Qi Standardı	7
1.3.2. PMA Standardı.....	9
2. MATERYAL VE YÖNTEM	10
2.1. YÜKSEK FREKANSLI EVİRİCİ TASARIMI	15
2.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI.....	21
2.3. YÜKSEK FREKANSLI DOĞRULTUCU.....	25
2.4. DENETİM ALGORİTMASI	26
3. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	28
3.1. ÖNEMLİ HUSUSLAR	30
3.1.1. Yumuşak Yol Verme.....	30
3.1.2. Yumuşak Anahtarlama	31
3.1.3. Elektromanyetik Girişim.....	34
3.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİMÜLASYONU	35
3.3. YÜKSEK FREKANSLI EVİRİCİ.....	37
3.4. YÜKSEK FREKANSLI DOĞRULTUCU.....	38
3.5. SİSTEM DENETİM TEPKİLERİ	39
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	42
4.1. EVİRİCİ VE GÜÇ AKTARIM SİSTEM DENEYİ	43
4.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ŞARJ DENEYLERİ	45
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	49
6. KAYNAKLAR.....	50
ÖZGEÇMİŞ.....	50

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Elektrikli araba üzerinde kablosuz şarj çalışması.....	3
Şekil 1.2. Elektrikli scooter üzerinde kablosuz şarj çalışması.....	3
Şekil 1.3. Elektrikli bisiklet üzerinde kablosuz şarj çalışması.....	3
Şekil 1.4. Volta VT3 modeli kablosuz şarj çalışması.....	5
Şekil 1.5. Qi standartına göre veri akış algoritması.....	8
Şekil 2.1. Elektrikli bisiklet için IPT sisteminin genel şeması.....	10
Şekil 2.2. Tasarlanan IPT'in tepkisi a) Frekansa göre I-V kazanç tepkisi. b) Frekansa göre V-V tepkisi. c) Giriş empedansının faz açısının frekansa bağlı tepkisi.....	13
Şekil 2.3. Çalışma yapılan batarya grubunun şarj karakteristiği.....	14
Şekil 2.4. Mikroişlemci yarım dalga modül yardımıyla üretilen PWM sinyali.....	15
Şekil 2.5. N kanal yüksek taraf mosfet sürücüsü.....	16
Şekil 2.6. N kanal tam dalga evirici tasarımı.....	17
Şekil 2.7. Akım sinyalinin dc forma yaklaştırılmış integral formu.....	18
Şekil 2.8. Resetleme algoritması.....	19
Şekil 2.9. Sırasıyla gerilim, akım ve 'AND' kapısı çıkışları.....	20
Şekil 2.10. Yüksek frekanslı evirici görseli.....	20
Şekil 2.11. İleri dönüştürücüde on ve off çalışma kipleri. a) İleri dönüştürücü iletim zamanı. b) İleri dönüştürücü kesim zamanı.....	22
Şekil 2.12. İletim kiplerine ait bobin üzerindeki akım sinyali.....	22
Şekil 2.13. Geliştirilen ileri dönüştürücü devresi.....	24
Şekil 2.14. Köprü tipi doğrultucu şeması.....	25
Şekil 2.15. Kablosuz Şarj Kontrol Algoritması.....	26
Şekil 3.1. LT Spice benzetim ekranı.....	28
Şekil 3.2. LT Spice benzetim ayarları.....	29
Şekil 3.3. Kontrol algoritması tamamlanmış LT Spice benzetim devre şeması.....	29
Şekil 3.4. Yumuşak yol verici a) Yumuşak başlangıç sinyali b) Direkt başlangıç sinyali.....	30
Şekil 3.5. Tepe akım kipi (PCM) entegresinin iç gösterimi ve yumuşak yol verme devresi.....	31
Şekil 3.7. Yumuşak anahtarlama devresi ve anahtarlama sonucu a) Kesim zamanı güç kayıpları b) İletim zamanı güç kayıpları.....	33
Şekil 3.8. EMI için tasarlanmış pi filtre yapısı.....	35
Şekil 3.9. 15 kHz ve alt frekansı için tasarlanmış EMI filtrenin bode diagramı.....	35
Şekil 3.10. İki anahtarlama ileri dönüştürücü şeması.....	36
Şekil 3.11. CCM kipi ileri dönüştürücü akım sinyali.....	36
Şekil 3.12. İleri dönüştürücü 48 V çıkış gerilimi.....	36
Şekil 3.13. Tam köprü evirici benzetimi.....	37
Şekil 3.14. Tam köprü ac çıkış ve tam yükte rezonans durumdaki sinüs formu.....	37
Şekil 3.15. Yüksek frekanslı doğrultucu benzetimi.....	38
Şekil 3.16. Doğrultucu çıkışında elde edilen dc sinyal.....	38
Şekil 3.17. Açık döngü durumunda direnç artışıyla gerçekleşen yük uçlarındaki gerilimin değişimi.....	39
Şekil 3.18. SS rezonans yapısında direnç artış durumunda yük akımının değişimi.....	39
Şekil 3.19. Şarj başlangıç ve bitiş simülasyon sonucu.....	41
Şekil 3.20. Kapalı döngü durumunda sistem çıkış geriliminin kontrol edilmesi.....	41

Şekil 4.1. Kablosuz şarj deney düzeneği.	42
Şekil 4.2. Rezonans anındaki bobin ve kapasitör gerilimleri.	44
Şekil 4.3. Seri - Seri rezonansın akım kaynağı olarak davranışının osiloskop görüntüsü.	44
Şekil 4.4. Direnç artışıyla gerçekleşen gerilim artışı.	45
Şekil 4.5. Direnç artışıyla evirici tarafında sinüs formda çekilen akım sinyali.	45
Şekil 4.6. Seri – Seri rezonans yapısından kaynaklanan direnç artışıyla gerçekleşen çıkış gerilim değişimi.	46
Şekil 4.7. Kapalı döngü durumunda kısılan ileri dönüştürücü çıkış gerilimi.	47
Şekil 4.8. Kapalı döngü konumunda sistemin direnç artış durumuna karşı 44v kademesinde sabit tutulması.	47
Şekil 4.9. Gerilimin sabit tutulması sırasında direnç artış anlarında çekilen akım sinyali.	48

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa No

Çizelge 1.1. Kablosuz şarj sistemleri ve güç seviyeleri.....	2
Çizelge 2.1. Optimum IPT'in tasarım parametreleri.	12
Çizelge 4.1. Hizalama Hatasına Göre Sistemin Giriş ve Çıkış Güç Seviyeleri.....	43



KISALTMALAR

AA	Alternatif Akım
CCM	Sürekli Akım Kipi
CrCM	Kritik Sürekli Akım Kipi
DA	Doğru Akım
DCM	Süreksiz Akım Kipi
EMI	Elektromanyetik Girişim
IPT	İndüktif Güç Transferi
PCB	Baskılı Devre Kartı
PFC	Güç Faktörü Düzeltme
PMA	Kablosuz Güç İttifakı
SOC	Batarya Şarj Durumu

SİMGELER

C_{boot}	Bootstrap Kapasitörü
C_{DC}	Akım Bilgisi İntegral Kapasitörü
C_{DC_OUT}	Doğrultucu Çıkış Kapasitörü
C_{F-buck}	Buck Converter Kapasitörü
C_p	Birincil Sargı Rezonans Kapasitesi
C_s	İkincil Sargı Rezonans Kapasitesi
C_{Soft}	Yumuak Anahtarlama Kapasitörü
d	Sargılar Arası Mesafe
D_{MAX}	Maksimum Görev Çevrimi Süresi
D_{MIN}	Minimum Görev Çevrimi Süresi
E_D	Kapasitör Ana Besleme Gerilimi
f_0	Rezonans Frekansı
F_R	Doğrultucu Frekansı
F_{SW}	İleri Dönüştürücü Anahtarlama Frekansı
f_{SW}	Mosfet Anahtarlama Frekansı
G_{I-V}	Akım-Gerilim Kazancı
G_{V-V}	Gerilim-Gerilim Kazancı
I	Akım
I_{b_peak}	Bootstrap Tepe Akımı
I_{LMag}	İleri Dönüştürücü Mıknatıslanma İndüktansı
I_{LP_peak}	İleri Dönüştürücü Birincil Sargı Tepe Akımı
I_{LS_peak}	İleri Dönüştürücü İkincil Sargı Tepe Akımı
I_p	Birincil Sargı Akımı
I_R	Doğrultucu Akımı
I_s	İkincil Sargı Akımı
ΔI_{LMAX}	Bobin Üzerindeki Maksimum Akım Dalgalanması
i_{Sw}	Anahtardan Geçen Akım
L_{F-buck}	Buck Converter İndüktansı
L_{F-P}	İleri Dönüştürücü Birincil Sargı İndüktansı
L_{F-S}	İleri Dönüştürücü İkincil Sargı İndüktansı
L_p	Birincil Sargı İndüktansı
L_s	İkincil Sargı İndüktansı
L_{Soft}	Yumuşak Anahtarlama Bobini
M	Mutual İndüktans
N	İleri Dönüştürücü Sargı Oranı
N_p	Birincil Sargı Sarımı
N_s	İkincil Sargı Sarımı
P	Güç (elektrik akımı için)
P_{SW}	Anahtarlama Kaybıları
Q_p	Birincil Sargı Kalite Faktörü
Q_s	İkincil Sargı Kalite Faktörü
R_0	Eşdeğer Yük Direnci
R_{boot}	Bootstrap Direnci
R_{DC}	Akım Bilgisi İntegral Direnci
R_{eq}	Eşdeğer Direnç
R_{ESR}	İleri Dönüştürücü Çıkış Kapasitörü İç Direnci
$R_{F-Sence}$	İleri Dönüştürücü Sezgi Direnci
R_L	EMI Yük Direnci

S	Toplam Kısa Devre Sayısı
t_{Soft_Start}	Yumuşak Başlangıç Zamanı
t_{fall}	Anahtar Akımının Düşüş Zamanı
t_{Rise}	Anahtar Akımının Yükselme Zamanı
V	Gerilim
V_{CLAMP}	İleri Dönüştürücü Entegresi Sönümleme Gerilimi
V_{CP}	Birincil Rezonans Kapasitör Gerilimi
V_{CS}	Akım Bilgisi Gerilimi
V_{CS}	İkincil Rezonans Kapasitör Gerilimi
V_{Error}	İleri Dönüştürücü Entegresi Hata Gerilimi
V_F	İleri Dönüştürücü Gerilimi
V_{F-OUT}	İleri Dönüştürücü Çıkış Gerilimi
V_G	Gate – GND Gerilimi
V_{GS}	Gate - Source Gerilimi
V_P	Birincil Taraf Gerilimi
V_S	Source – GND Gerilimi
V_{th}	Mosfet Thresold Gerilimi
V_{Sw}	Anahtar Üzerindeki Gerilim
ΔV	Doğrultucu Çıkış Dalgalanması
ΔV_{OUT}	Yük Çıkışındaki Gerilim Dalgalanması
ω_N	EMI Açısıl Frekansı
w	Açısıl Frekans
τ	Zaman Sabiti
L	EMI İndüktansı
δ	EMI Kazancı

ÖZET

ELEKTRİKLİ BİSİKLETİN KABLOSUZ ŞARJININ DENETİMİ İÇİN İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMASI

Murat BAYRAKTAR

Düzce Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Emin YILDIRIZ

Eylül 2020, 52sayfa

Günümüzde otomotiv teknolojisi elektrikli araçlar üzerine yoğunlaşmaktadır. Elektrikli araçların kullanımını daha da yaygınlaştıracak teknoloji bu araçların hızlı ve kolayca şarj olmasına bağlıdır. Bireysel kullanım açısından elektrikli bisikletler günümüzde yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu tez, elektrikli bisikletlerin kablosuz şarjı ile ilgilidir. Bunun için 36 V'luk batarya grubuna sahip 250 W'lık bir elektrikli bisikletin kablosuz şarjı için endüktif güç aktarım sistemi tasarlanmış ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Endüktif güç aktarımında Seri-Seri rezonans topolojisi kullanılmış ve tasarımda kablosuz güç aktarım standartları dikkate alınmıştır. Elektrikli araçların kablosuz şarjında genelde alıcı ve verici tarafta 400 V doğru akım barası kullanılmaktadır. Ancak düşük güçlü ve 36 V gerilime sahip bir batarya grubu için tasarlanacak endüktif güç aktarımı için 400 V yerine 60 V doğru akım barası daha uygundur. Bu durumda eviriciyi beslemek için birincil tarafta düşürücü bir doğru akım-doğru akım dönüştürücü gerekmektedir. Bu tezde 230 V alternatif akım şebeke doğrultulduktan sonra eviriciyi beslemek için ileri dönüştürücü tasarlanmıştır. Batarya şarj sırasında eşdeğer empedans değeri değiştiği için, rezonansta çalışan güç aktarım sisteminin sekonder akım ve gerilimi değişmektedir. İkincil tarafın yüksüz kalması veya hizalama hatalarında evirici akımının aşırı artmasını engellemek ve şarj seviyesine göre alıcı tarafın uygun akım ve gerilim seviyesinde kalmasını sağlamak için, gerekli denetim algoritması da ileri dönüştürücü üzerinde tasarlanmıştır. İleri dönüştürücünün çıkışındaki akım ve gerilim bilgisi dikkate alınarak, analog olarak kablosuz şarjın denetimi sağlanmıştır. Bunun için tepe akım kipinde çalışan dönüştürücü için iki adet sezici direnç kullanılarak iki ayrı akım seviyesi kullanılmıştır. İlk akım seviyesi sabit akım bölgesi, ikinci akım seviyesi ise sabit gerilim bölgesi için kullanılmıştır. Tepe akım kipinde çalışan ileri dönüştürücünün ve geliştirilen denetim algoritmasının başarımı, hem benzetim programı ile hem de deneysel olarak değişken yüklerde test edilmiştir. Buna göre tasarlanan endüktif güç aktarımı %94 verim ile ve ileri dönüştürücü %92 verim ile çalışmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Batarya yönetim sistemi, İleri dönüştürücü, Kablosuz şarj, Tepe akım yöntemi, Yüksek frekanslı evirici.

ABSTRACT

THE APPLICATION OF FORWARD CONVERTER FOR WIRELESS CHARGING CONTROL OF ELECTRIC BICYCLE

Murat BAYRAKTAR

Düzce University

Institute of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Master Thesis

Supervisor: Assist.Prof. Emin YILDIRIZ

September 2020, 52 pages

The rapid development of technology has also been very effective on electric vehicles. However, one of the most studied subjects today is the management of the energy of these vehicles. When electric vehicles are examined, we see that most of them have battery groups. A battery-borne vehicle definitely needs charging, and wireless charging technology is also very necessary for this need. This study, which deals with the requirements of the wireless charging system, mentions the control system and algorithms of the design required for the proper value control of energy. The wireless transmission of energy is based on the principle of inducing energy in the secondary winding by the magnetic flux formed by passing a sinusoidal current through the analyzed primary winding structure under specified conditions. In order for the current to take the sinus form, a resonance structure must be determined and control systems must be developed for the responses of this resonance structure to the system. The control systems in this study designed according to series - series resonance; DC power obtained from the mains to be used in a high frequency inverter includes the high frequency inverter required for the transfer of energy and the battery management required for the use of this energy. The control system of this DC power obtained was managed with the peak current method over a forward converter, which is also very high in terms of efficiency. DC power obtained by forward converter is used in H-Bridge inverter. In order to prevent energy losses in the standby position, a communication algorithm is established in which the peak value of the current at a certain voltage is controlled, based on the response of the series-series resonance structure. When communication takes place according to this algorithm, the forward converter increases the output voltage. The energy induced in the secondary winding by the primary winding approached to a sinus form on the inverter side was rectified and the batteries were charged with a battery management system.

Keywords: Battery management system, Forward converter, High frequency inverter, Peak current method, Wireless charging.

1. GİRİŞ

Günümüzde gerek fosil yakıtlarında yaşanan dönemsel arz krizleri gerekse hava kirliliği ve enerji verimliliği gibi nedenlerle elektrikli araç piyasasının hızla büyümesi beklenmektedir. Elektrikli araçlar geleneksel içten yanmalı araçlara göre oldukça yüksek verimlilik ve performans gösterebilmektedir. Ancak batarya teknolojisi nedeniyle menzil ve şarj sürelerinin uzun olması büyük bir handikaptır. Günümüzde elektrikli araçların şarj teknolojileri üzerinde araştırmalar devam etmektedir.

Elektrikli araç teknolojisi göz önüne alındığında bu araçların klasik kablo ile temaslı şekilde şarjı, neredeyse ışık hızında akan yaşam şekline uygun değildir. Hem güvenlik açısından hem de pratik kullanım açısından kablosuz şarj teknolojileri ön plandadır. Böylece şarj aletinin kaybolması, kablo karmaşası ve şarj yuvalarındaki mekanik problemler ortadan kalkar.

Kablosuz şarj sistemi ilk olarak 1894'te M. Hutin ve M.Le-Blanc tarafından bir elektrikli araca güç sağlamak için kullanıldı. Endüstriyel açıdan içten yanmalı motorlar daha ön planda olduğundan elektrikli araçların kablosuz şarjı bir süre unutuldu [1]. Fakat kablosuz şarj ihtiyacı bir süre sonra kaçınılmaz hale gelmiştir. Toyota, Nissan, BMW, Mercedes, Honda ve Hyundai gibi pek çok otomotiv devi, kablosuz şarj çalışmaları yürütmektedir ve geliştirdikleri ürünleri tanıtmıştır. Elektrikli araçların kablosuz şarjında genelde, güç aktarım mesafesi dikkate alındığında indüktif güç aktarımı (IPT) kullanılır. Kullanılan güç seviyeleri genel olarak 2.2 kW, 3.3 kW, 11 kW ve 22 kW'tır. Ancak 50 kW ve 100 kW gibi daha büyük güçlerde de IPT sistemleri önerilmiştir. Çizelge 1.1'de farklı güç seviyelerinde yapılan kablosuz şarj projeleri özetlenmiştir. Güç aktarım mesafesi genel olarak 10-20 cm aralığındadır. İlk ürünlerle birlikte kablosuz şarj sistemleri içinde standartlar oluşturulmaya başlanmıştır. Günümüzde doğal enerji anlamına gelen Qi (Qi) ve Kablosuz Güç İttifakı (PMA) standartları ön plana çıkmaktadır. Bu standartlar birbirlerine oldukça benzerdir fakat farklı iletim frekansları ve bağlantı protokolleri kullanırlar. Dolayısı ile bir standarta uygun olan cihazın diğer standarta uygun olması gerekmez. Kablosuz Güç Konsorsiyumu tarafından Temmuz 2017'de geliştirilen ve dünyanın en yaygın standardı

olarak 200 milyondan fazla cihazda Qi kullanılmaktadır [4]. PMA (Power Matters Alliance) ise IEEE Standartları Birliği (IEEE-SA) tarafından geliştirilmiştir. Yine Qi gibi bir dizi standart yayınlamaktadır ve dünya genelinde bir indüktif güç ekosistemi oluşturmaya odaklanmıştır [5]. Bunun dışında araçla şebeke arasındaki iletişim ile ilgili olarak ISO 15118 standardı çıkmıştır.

Elektrikli araçlarda olduğu gibi evsel cihazlarda da temassız şarj uygulamaları yaygınlaşmıştır. Mobil cihaz uygulamalarında Qi kablosuz şarj standardını benimsemişlerdir. Böylelikle Qi sertifikasına sahip bir şarj cihazı, Qi özellikli bütün telefonları şarj edebilmektedir [6].

Telefonlar gibi düşük güçlü uygulamalara ek olarak diş fırçaları, akıllı saatler, şarjlı matkaplar vb gibi uygulamalar da vardır. Elektrikli bisikletlerden otobüsler ve iş makineleri gibi 100 W'tan 100 kW'a kadar uygulamalar da mevcuttur (Şekil 1.3).

Aşağıdaki Çizelge 1.1'de farklı güç seviyelerine ait çalışmalar gösterilmektedir.

Çizelge 1.1. Kablosuz şarj sistemleri ve güç seviyeleri.

Güç Seviyesi	Mesafe	Frekans	Verim
60 KW [7]	1 cm - 20 cm	20 kHz	%71 - %85
5 KW – 15 KW [8]	15 cm	20 kHz	%80
6 KW [9]	15 cm	95 kHz	%95,3

Şekil 1.1'de de mobil uygulama için gösterilen genel kablosuz şarj sistemi prensibi gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Elektrikli araba üzerinde kablosuz şarj çalışması [1].



Şekil 1.2. Elektrikli scooter üzerinde kablosuz şarj çalışması [2].



Şekil 1.2. Elektrikli bisiklet üzerinde kablosuz şarj çalışması [3].

Elektrikli bisiklet sektörü nispeten daha düşük güç seviyelerinde olduğundan ve ayrıca bireysel kullanım açısından değerlendirildiğinde e-bisikletin daha hızlı ticarileşmesi beklenmektedir. Elektrikli otomobil ve otobüsler için önerilen IPT sistemleri genelde 400 V DA (Doğru Akım) kullanmaktadırlar. Bu sistemlerin girişinde gerekli olan DA gerilim, AA (Alternatif Akım) şebekeye doğrudan bağlanan doğrultucu ve güç faktörü düzeltme (PFC), devresinden sağlanır ve ara dönüştürücüye genellikle ihtiyaç yoktur. Aynı şekilde mobil cihazların kablosuz şarj uygulaması, 5 V'luk sabit DA kaynaktan sağlanmaktadır ve birçok kablosuz şarj aletinin giriş gerilimi dışardan verilmektedir. Elektrikli bisikletlerde ise batarya bankının gerilimi seviyesine göre IPT'in besleme gerilimi 48 V, 60 V veya 72 V olabilmektedir. Bu tez kapsamında 36 V'luk batarya bankına sahip bir elektrikli bisikletin kablosuz şarjı amaçlanmıştır. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, elektrikli bisikletlerin kablosuz şarjı için gerekli IPT sistem tasarımlarına rastlanmış ancak şarj kontrol algoritmaları üzerine ayrıntılı çalışmalar görülmemiştir. İndüktif güç aktarım sistemleri rezonans frekansında çalışırlar, ancak IPT'in ikincil tarafına bağlanacak batarya grubunun eşdeğer empedans değeri, şarj seviyesi ile birlikte değişeceğinden bataryanın şarjı esnasında batarya grubunun akım ve gerilimin denetlenmesi gerekir. Batarya grubunun akım ve geriliminin denetimi, indüktif güç aktarımının ikincil (sekonder) tarafında veya birincil (primer) tarafında yapılabilir. Elektrikli bisiklet şasesine sabitlenen ikincil kısmın daha sade olabilmesi için, bu tezde birincil taraftan denetim tercih edilmiştir. Ancak batarya bankının gerilim seviyesi elektrikli araçlardaki gibi yüksek (400 V) olmadığından, birincil tarafta bir düşürücü DA dönüştürücü kullanılmıştır. Bataryanın şarj denetimi de bu dönüştürücü üzerinden sağlanmıştır. Bu tezin ikinci bölümünde dikkate alınan elektrikli bisikletin gereksinimleri ve uluslararası standartlar göz önüne alınarak bir IPT sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan IPT sisteminin çalışması için gerekli evirici ve ikincil tarafta kullanılan doğrultucunun tasarım aşamaları gösterilmiştir. IPT sisteminin girişinde DA dönüştürücü olarak ileri (forward) dönüştürücü tercih edilmiştir. Dönüştürücü tasarımın ayrıntıları ve denetim algoritması ikinci bölümde verilmiştir. Geliştirilen tüm kablosuz şarj sisteminin benzetimi LTspice programı ile yapılmıştır. Benzetim aşamalarının detayları üçüncü bölümde sunulmuştur. Denetim algoritmaları benzetim aşamalarında denenmiş ve ardından baskılı devre kartı (PCB) tasarımları yapılarak deneysel çalışmaya geçilmiştir. Deneysel çalışmalar açık ve kapalı döngü sistem üzerinden yapılmış ve sonuçları bölüm dördte tartışılmıştır. Sonuç kısmında; 250 W'lık elektrikli bisikletin kablosuz şarjı için geliştirilen IPT sisteminin deneysel

sonuçları analitik sistem tasarımı ve benzetim sonuçlarına oldukça yakın olarak sonucuna varılmıştır.

1.1. AMAÇ VE KAPSAM

Bir elektronik sistemin her zaman maliyet, verim ve kararlılık açısından en optimum düzeyde olması beklenir. Bu çalışmada alt şasesinin uygunluğu da göz önüne alınarak 250 W gücündeki yerli üretim bir elektrikli bisikletin kablosuz şarjı amaçlanmıştır. Ticari olarak hali hazırda bu bisikletlerin kablosuz şarjı üzerine bir uygulama bulunmadığı için, ticari faaliyetler olarak da geleceğe ışık tutması hedeflenmiştir. Şekil 1.4'te kablosuz şarjı gerçekleştirilen VT3 modeli gösterilmektedir.



Şekil 1.3. Volta VT3 modeli kablosuz şarj çalışması.

Dikkate alınan elektrikli bisiklet 250 Watt motor gücüne sahiptir ve yerden yüksekliği yaklaşık 10 cm'dir. Bisikletin alt şase ölçüleri 20 x 25 cm²'dir. Bu nedenle birincil ve ikincil sargı tasarımları bu boyutları geçmemelidir. 36 V'luk batarya grubunda birbirine seri bağlı 12 V 20 Ah'lik üç adet kurşun asit batarya grubu kullanılmıştır. Elektrikli bisikletin hali hazırdaki kablolu şarj cihazının başarımı, referans olması açısından incelenmiştir. Buna göre boş bir batarya grubunun kablolu şarj cihazı ile şarjı 8 saat sürmektedir. Bataryaların sabit akım (CC) kipindeki şarjı 2.5 A ile yapılırken, batarya şarjı sabit gerilimi (CV) kipine geçtiğinde gerilim seviyesi 44 V'ta tutulmaktadır. Rezonansta çalışan evirici ve eviriciyi besleyen DC dönüştürücünün akım ve gerilim seviyeleri bu akım ve gerilim seviyesi dikkate alınarak tasarlanmalıdır. IPT

sistemlerinde rezonans frekansı IEC 61980 ve SAE J2954 standartlarına göre 81,38-90 kHz aralığında olmalıdır. Bu tezde, genel kullanım olarak da kabul edilmiş 85 kHz, rezonans frekansı olarak alınmıştır. Doğrultucu ve dönüştürücü anahtarlama frekansları da akım ve gerilim dalgalanmaları dikkate alınarak belirlenmiştir.

1.2. LİTERATÜR İNCELEMESİ

Literatürde kablosuz güç aktarımı hakkında birçok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalar genellikle 1 KW ve üzeri güç gereksinimleri için geliştirilmiştir. Ancak benzerlikler dikkate alındığında, tüm güç seviyesindeki indüktif güç aktarım sistemleri incelenmelidir.

Elektrikli araçlarda kullanılan indüktif güç aktarımında (IPT) geniş hava aralıkları ve genelde nüvesiz pad tasarımlarından dolayı, manyetik kublaj düşük ve kaçak akılar yüksektir. Aktarılan güç miktarının ve verimin artması için hem primer hem de sekonder tarafında kompanzasyon kullanılır ve sistem rezonans frekansında çalışır. Böylece IPT beslemesinde kullanılan güç kaynağının görünür güç (VA) değeri düştüğünden, boyutları ve maliyeti azalır. Primer ve sekonderde seri, paralel, LCC [11], LCL [12] vb. topolojiler uygulanmıştır. Ancak bu tezde; primer tarafta, akım sınırlandırılmalı bir gerilim kaynağı gibi çalışan bir dönüştürücü kullanıldığından primerde seri topoloji tercih edilmiştir.

Elektrikli araçlarda kullanılan IPT'lerde sekonder tarafın mümkün olduğu kadar sade ve basit olması istenir. Bu nedenle kontrolsüz doğrultucu ve filtre üzerinden batarya grubu beslenir. Bataryanın sağlıklı ve uzun ömürlü olarak çalışması için, batarya şarj profiline göre, sabit akım (CC) ve sabit gerilim (CV) modunda şarj olması gerekir [5]. Şarj süresince şarj akımı ve gerilimi değiştiğinden eşdeğer yük direnci R_o sabit değildir. Tam hizalı durumda M sabit olsa da R_o değiştiğinden aktarılan güç, verim, şarj akımı ve gerilimi değişir. Sekonder tarafta seri kompanzasyon kullanılırsa sekonder çıkışı bir gerilim kaynağı, paralel kompanzasyon kullanılırsa bir akım kaynağı gibi davranır. Hibrid bir topoloji ile sekonder CC modunda seri kompanzasyon, CV modunda paralel kompanzasyon kullanılabilir [6]. Böylece sistem açık döngü bir kontrol ile şarj sağlayabilir. Ancak ilave anahtar, kondansatör ve bobin kullanımı, sekonder tarafı karmaşık hale getirir.

Primer ve/veya sekonderden akım ve gerilim bilgisi alarak kapalı döngü bir denetim

sistemi ile sabit akım, sabit gerilim, maksimum güç takibi, maksimum verim takibi de yapılabilir [12]. Sekonder tarafta yapılacak bir denetimde primer ile haberleşmeye gerek yoktur. Yük üzerinden alınacak akım ve gerilim bilgisi ile istenilen denetim yapılabilir. Ancak doğrultucu çıkışına bir DA/DA dönüştürücü ilave etmek veya denetimli doğrultucu kullanmak gerekir [13][14]. Sekonder akım ve gerilim bilgileri kullanılarak primer tarafta kontrol yapılarak daha sade bir sekonder taraf elde edilir. Bunun için sekonder bilgileri kablosuz haberleşme ile primere gönderilir [15]. Ancak sekonderden primere veri göndermek, hem güvenlik açısından bir risktir hem de denetleyicinin performansı, veri aktarım hızına bağlıdır. Primer taraftan yapılacak denetimde, değişken frekans veya phase shift ile evirici üzerinden denetim yapılabilir. Değişken frekansta çalışma, rezonanstan çıkılması ile güç aktarım performansını ve verimi etkileyebilir. Bu nedenle phase shifting en yaygın kullanılan yöntemdir. Literatürde önerilen IPT'lerin çoğu 400 V DC barada bir PFC ile birlikte çalışmaktadır [16][17][18][19]. Gerilim seviyesi düşük olan bir IPT'de; sekonder denetimini phase shifting ile sağlamak için, kaydırma açısının ve açı değişim hassasiyetinin çok yüksek olması gerekir. Bunun yerine evirici girişinde bir DA dönüştürücü kullanmak daha iyi bir çözümdür. Bu tezin motüvasyonu; primerdeki maksimum DA bara gerilimi 60 V olan SS kompanzasyonlu bir IPT tasarlamak ve geliştirilen ileri dönüştürücü ile bu IPT'i beslemektir. [20]'de elektrikli bisiklet için 80V tepe gerilimi ve 2.5 A tepe akımlı evirici kullanılmış ve değişken yükte çıkış denetimi için faz kaydırma yöntemi uygulanmıştır. Aynı araştırma ekibinin bir diğer çalışmasında 72 V DA kaynaktan beslenen evirici ve IPT tasarımı yapılmıştır [21]. [22]'de ise 36 V'luk batarya grubunun kablosuz şarjında maksimum verim takibi yapılmıştır. Bu çalışmada ise evirici besleme gerilimi 48 V DA kaynaktan sağlanmıştır. Bahsi geçen tüm elektrikli bisiklet kablosuz şarj teknolojilerinde seri-seri topoloji kullanılmış ve tasarlanan IPT beslenen bir primer için evirici girişinde bir ileri dönüştürücü tasarımı yapılmıştır.

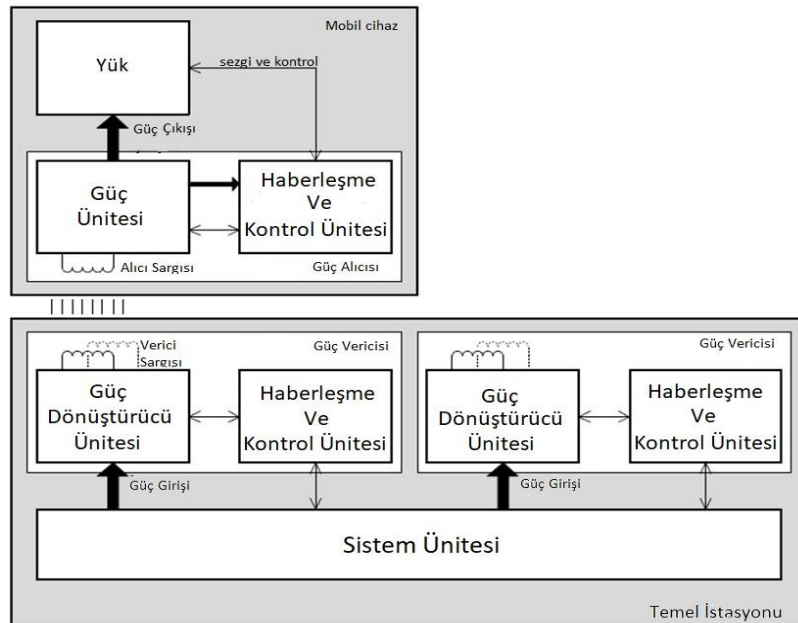
1.3. İLGİLİ STANDARTLAR

1.3.1. Qi Standardı

Qi sözcüğü Çince doğal enerjiden gelmektedir. Kablosuz güç konsorsiyumu tarafından geliştirilen 4 cm'ye kadar izin verilen bir endüktif şarj standardıdır. Bu standartta göre 5 Watt'ın altındaki güçler düşük güç olarak kabul edilmektedir. Çıkış voltajının regülasyonu, güç alıcısının güç vericisi ile iletişim kurduğu, az ya da çok güç talep ettiği

bir dijital kontrol döngüsü tarafından sağlanmaktadır [6]. 2011 yılında Kablosuz Güç Konsorsiyumu, Qi şartnamesini orta güce genişletmeye başlamıştır. Bu güç seviyesi ise 120 Wattır. Qi standardında sistemin olmazsa olmazı nesne tespittir. Birincil ve ikinci taraf sargıları arasındaki hava aralığında kalan metal nesneler; manyetik kublajı etkileyeceklerinden, ikincil taraf ve dolayısıyla birincil tarafta bir akım değişimine neden olur. Bu sebeple Qi'e göre; alıcı tarafının metal etkisi dışındaki etkiler ortadan kaldırılmalıdır. Böylece bir metal varlığı tespit edildiğinde, ısı oluşturma ihtimaline karşı şarj kesilmelidir [6]. Qi sertifikasyonunun diğer bir özelliği ise, düşük ve orta güçlerdeki çalışma frekansı aralığıdır. Bu frekans aralığı düşük güçlerde 110 kHz ile 205kHz dir. Orta güçlü sistemler için ise çalışma frekans aralığı 80 kHz ile 300 KHz arasındadır [2].

Kablosuz şarj sistemlerinde karşılaşılan sorunlardan bir tanesi, hizalama problemi. Güç aktarımının en yüksek değerde gerçekleşebilmesi için, alıcı ve vericinin tam hizalı olarak üst üste gelmesi gerekmektedir. Aksi takdirde, cihazlar haberleşse bile şarj süresi uzun olmakta, birincil taraftaki akım seviyeleri yükseldiğinden sistem aktarım verimliliği düşmektedir. Bir diğer dikkat edilmesi gereken nokta, güç aktarım esnasında oluşan manyetik saçılımın diğer cihazlar üzerinde oluşturacağı olumsuz etkidir. Bu nedenle elektromanyetik girişim (EMI) standartları dikkate alınarak alüminyum şase kullanılabilir [2]. Aşağıdaki şekilde Qi standardına ait alıcı ve verici arasındaki haberleşme ve enerji aktarımına ait temel algoritma çizelgesi görülmektedir.



Şekil 1.4. Qi standartına göre veri akış algoritması [4].

1.3.2. PMA Standardı

Bu standartın Qi standartına göre en büyük farklılığı, çalışma frekansı aralığıdır. Bu yapıya göre; rezonans frekans aralığı 277 kHz ile 357 kHz bandı aralığındadır. Aslında teknik açıdan birbirlerine çok üstünlük sunmasalar da iki standart arasındaki asıl durum ticari faaliyetlerdir. Dünya teknoloji şirketlerinin gidiş hattına bakılacak olursa, bir çok büyük şirket Qi standartını cihazlarında kullanmaktadır. Şimdilik Qi standardı ön planda olsa da yeni yayılan bir teknoloji olduğu için, ileriki zamanlarda hangi standartın ön planda olacağı kestirilememektedir [5].



tercih edilmiştir. Bunun için Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, birincil rezonans devresi giriş akım ve gerilim bilgisi kullanılacaktır.

$$V_o' = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_o \quad (2.1)$$

$$V_P = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_F \quad (2.2)$$

Kablosuz güç transferinde farklı kompanzasyon topolojileri kullanılır. Bunlardan en yaygın kullanılanı seri-seri (SS) kompanzasyondur. Alıcı ve verici devrelerinde gerilim denklemleri (2.3) ve (2.4)’deki gibi yazılır. Burada ω rezonans frekansıdır. Sargı tasarımına göre ortaya çıkan birincil ve ikincil öz endüktansları L_P ve L_S ’e ve rezonans frekansına göre sırasıyla C_P ve C_S primer ve sekonder rezonans kondansatörleri belirlenir. R_{eq} doğrultucu girişindeki eşdeğer dirençtir ve denklem (2.5)’den hesaplanır. Güç aktarımı sırasında alıcı ve vericinin rezonansta çalışması beklenir. Sistem rezonansta çalışıyorsa güç aktarım verimliliği denklem (2.6)’dan hesaplanır. Denklem (2.4) kullanarak; verici ve alıcı akımları arasındaki oran, denklem (2.7)’deki gibi bulunur. Bu oran, denklem (2.6)’da yerine yazıldığında, denklem (2.8) elde edilir. Buna göre yükün ve ortak endüktansın değişimi verimi doğrudan etkiler.

$$V_P = R_P I_P + j \left(L_P \omega - \frac{1}{C_P \omega} \right) I_P - j \omega M I_S \quad (2.3)$$

$$j \omega M I_P = R_S I_S + j \left(L_S \omega - \frac{1}{C_S \omega} \right) I_S + R_{eq} I_S \quad (2.4)$$

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2.5)$$

$$\eta = \frac{R_{eq} I_S^2}{R_P I_P^2 + R_S I_S^2 + R_{eq} I_S^2} \quad (2.6)$$

$$\frac{I_P}{I_S} = \frac{R_S + R_{eq}}{\omega M} \quad (2.7)$$

$$\eta = \frac{R_{eq}}{R_P \left(\frac{I_P}{I_S} \right)^2 + (R_S + R_{eq})} = \frac{R_{eq}}{R_P \left(\frac{R_S + R_{eq}}{\omega M} \right)^2 + (R_S + R_{eq})} \quad (2.8)$$

$$\omega M \gg \sqrt{R_P (R_S + R_{eq})} \quad (2.9)$$

Maksimum verimde güç transferi için, denklem (2.9)’da görüldüğü gibi rezonans

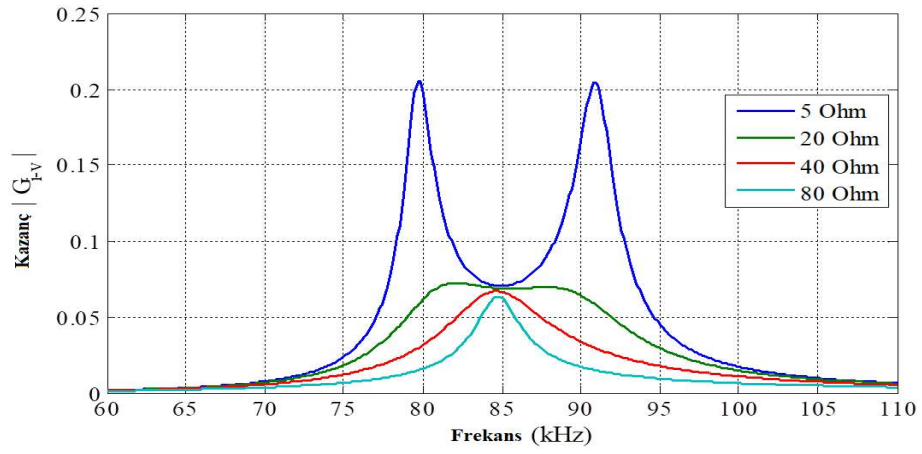
frekansı ve ortak endüktansın yüksek olması gerekir. Ancak çalışma esnasında çatallanmadan (bifurcation) kaçınmak için, verici ve alıcı kalite faktörlerinin de dikkatli seçilmesi gerekir (10). Literatürde Q_P ve Q_S değerleri genelde 4-10 arasında ve $Q_P > Q_S$ olarak seçilmiştir [25],[26],[27].

$$Q_P = \frac{L_P R_{eq}}{w M^2}, Q_S = \frac{w L_S}{R_{eq}} \quad (2.10)$$

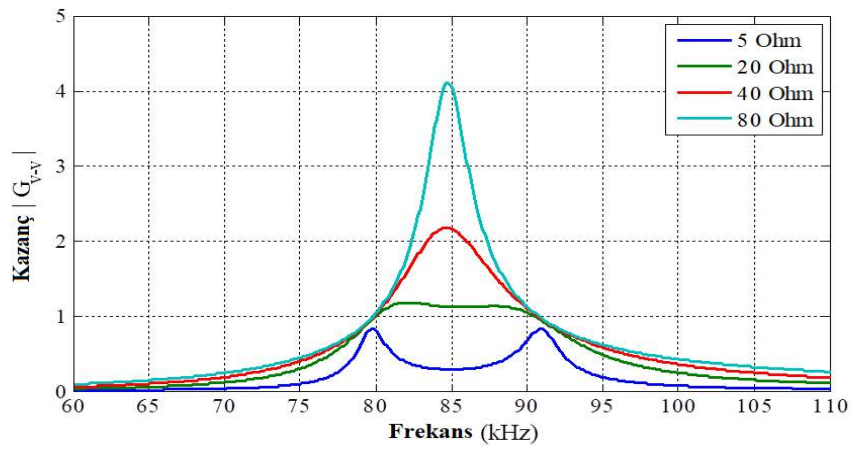
Sekonder sargının monte edileceği bisiklet alt şasesinin boyut kısıtları, sargı akım yoğunluğu kısıtı (3 A/mm^2), çalışma frekansı (70-100 kHz) ve kalite faktörleri dikkate alınarak istenilen güç aktarımını sağlayan sargıların boyutları, sarım sayısı ve kesitleri, en yüksek verim ve en düşük sargı ağırlığı sağlayacak şekilde, [26]'daki gibi bir optimizasyon algoritması ile belirlenmiştir. Elde edilen optimum tasarım değerleri Çizelge 2.1'de verilmiştir. Eşdeğer yük değerine yakın bir deneysel yük bağlandığında, tasarım parametrelerine çok yakın değerler ölçülmüştür. Tasarım parametreleri üzerinden hesaplanan verim ile ölçümlere dayalı verim oldukça yakındır. Deneysel çalışmada az da olsa evirici kayıpları ve ek bağlantı uzunlukları nedeniyle sargı dirençleri daha fazla olduğundan ilave bakır kayıpları ile birlikte ölçülen verim daha düşüktür.

Çizelge 2.1. Optimum IPT'in tasarım parametreleri.

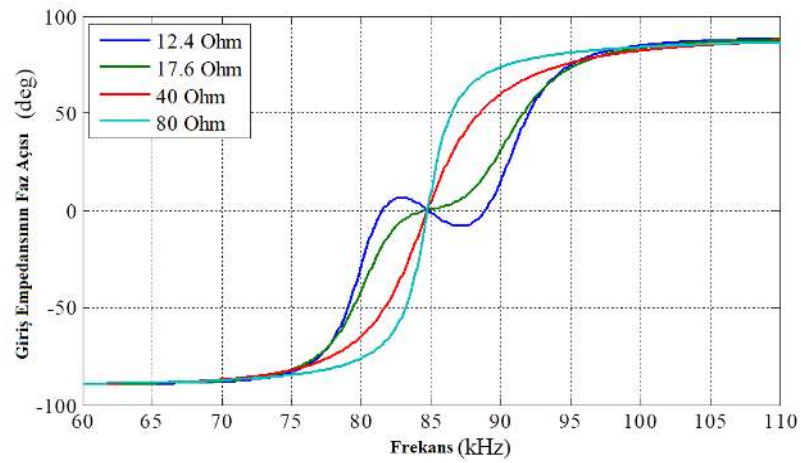
Parametre	MATLAB	Ölçülen	Parametre	MATLAB	Ölçülen
d (mm)	100	100	V_P (Volt)	41,1	41,1
N_p	25	25	V_{C_p} (Volt)	317,7077	318,7
N_s	24	24	V_{C_s} (Volt)	287,9340	286,14
R_p (Ω)	0,3698	0,433	I_p (A)	2,9087	2,95
R_s (Ω)	0,3501	0,4067	I_s (A)	2,8465	2,86
L_p (μH)	205,1179	207	f_0 (kHz)	84,7513	85,2
L_s (μH)	189,9593	191	P_o' (Watt)	113,5818	114,51
M (μH)	26,4054	26	R_{eq} (Ω)	14,0183	14
C_p (nF)	17,1927	16,8	V_o' (Volt)	39,9027	40,17
C_s (nF)	18,5646	18,3	η (%)	95,01	94,4



a)



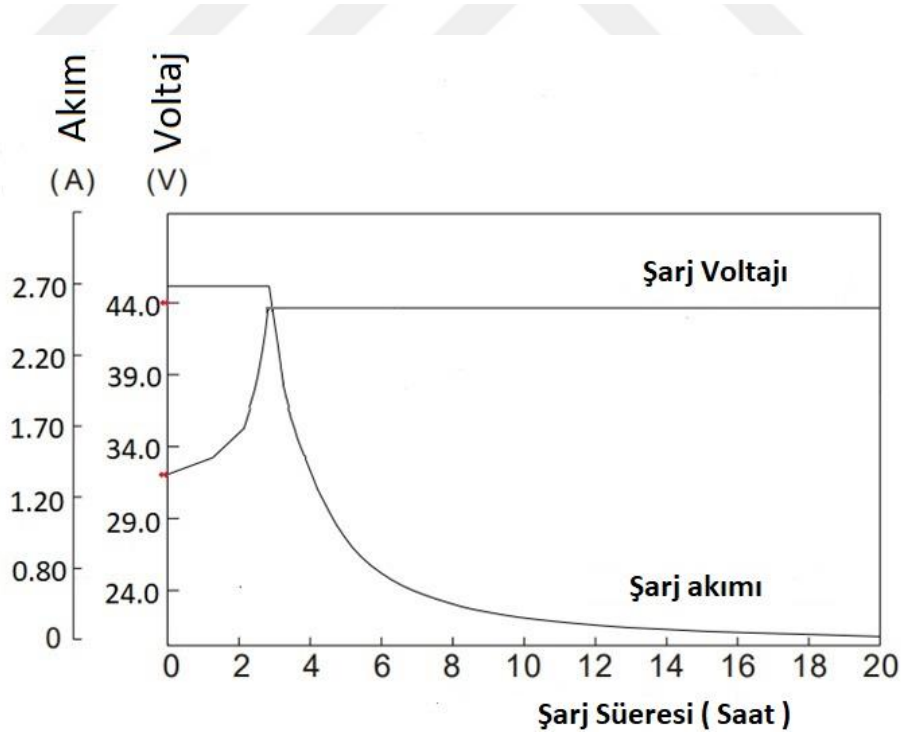
b)



c)

Şekil 2.2. Tasarlanan IPT'in tepkisi a) Frekansa göre I-V kazanç tepkisi. b) Frekansa göre V-V tepkisi. c) Giriş empedansının faz açısının frekansa bağlı tepkisi.

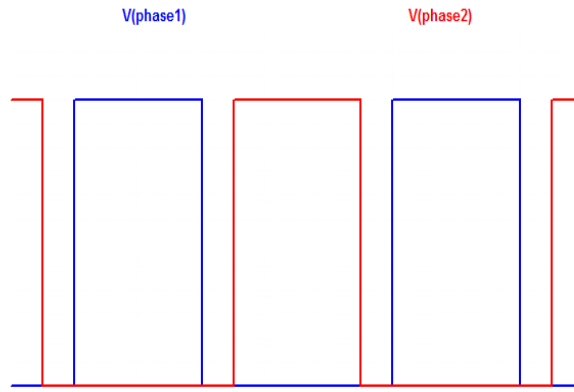
Tasarlanan IPT sisteminde yük statik değildir. Batarya şarj seviyesi (SOC) değiştikçe, eşdeğer direnç değeri değişecektir. Hesaplanan tasarım parametrelerine göre, rezonans devresinin akım ve gerilim kazancı ile giriş empedans açısının farklı yükler için değişimleri hesaplanmıştır (Şekil 2.2). SS topolojinin doğası gereği, denetimsiz bir IPT sistemi sabit akım kipinde çalışır. G_{I-V} değerleri küçük olduğundan, direnç değişimlerinde akımda az ve sınırlı bir değişim görülür (Şekil 2.2a). Ancak direnç değeri arttıkça G_{I-V} azaldığından çıkış akımı düşer. Her ne kadar SS topoloji açık döngü olarak CV kipinde çalışmasa da, uygun anahtarlama frekansı seçimi ve denetim algoritması ile CV kipinde çalışması mümkündür. Düşük direnç değerlerinde 79.5 kHz – 90.85 kHz aralığında çıkış gerilimi fazla değişmemektedir (Şekil 2.2b). Direnç değişimi arttıkça G_{V-V} değişimine göre çıkış gerilimi artmaktadır. Bu nedenle özellikle alıcı taraf açık devre olduğunda, çıkış gerilimi tehlikeli noktalara çıkabilir. Yani CV kipinde, alıcı gerilimi denetlenmelidir. Tasarlanan IPT sistemi 44 V, 2.5 A akım seviyesi için tasarlanmıştır. Ancak incelenen bisiklet üzerindeki bataryanın akım ve gerilimi Şekil 2.3’de verildiği gibi şarj süresince değişmektedir. Bu nedenle tasarlanan IPT sistemin belirlenen bu akım ve gerilim değerlerinde denetimli çalışması gerekir.



Şekil 2.3. Çalışma yapılan batarya grubunun şarj karakteristiği [28].

2.1. YÜKSEK FREKANSLI EVİRİCİ TASARIMI

Yüksek frekanslı eviricilerde çalışma frekansı oldukça önemlidir. Çünkü frekansta ufak bir bozulma IPT sisteminin rezonanstan çıkmasına ve verimsiz çalışmasına neden olur. Ayrıca sistem haberleşmesinin olabildiğince hızlı olması gerekmektedir. Bu sebeple hem haberleşme kolaylığı hem de çalışma frekansında kararlılık için mikroişlemci kullanılmıştır. Mikroişlemcilerde bazı PWM modüllerinin dışında yarım dalga veya tam dalga modüller bulunmaktadır. Dolayısı ile bu modülleri kullanmak, sistem ölü zamanlarında farklılık olmamasını sağlamaktadır. Şekil 2.4'te yarım dalga çıkışı kullanarak elde edilen anahtarlama sinyal örneği gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Mikroişlemci yarım dalga modül yardımıyla üretilen PWM sinyali.

Yüksek frekanslı eviricide anahtar olarak N tipi Mosfet, ve anahtarlama olarak da ön yükleme (bootstrap) yöntemi kullanılmıştır. Düşük maliyet için, ön yükleme sürücüsü kullanılmadan BJT üzerinden denetim sağlanmıştır. N tipi mosfetin yüksek taraf (high side) anahtarlama denklemleri (2.11-2.14)'deki gibidir.

$$V_{GS} > V_{th} \quad (2.11)$$

$$V_G - V_S > V_{th} \quad (2.12)$$

$$V_S = V_D \quad (2.13)$$

$$V_G > V_D + V_{th} \quad (2.14)$$

N tipi bir Mosfetin Kapı – Toprak (Gate – GND) gerilimi, Kaynak (Drain) geriliminden minimum eşik gerilimi (tipik 3.3V) kadar, maksimum ise veri sayfası (tipik 20V) değeri kadar yüksek olmalıdır. Aksi takdirde Mosfet tam iletime girmeyecek ve yük üzerinde istenilen gerilime erişemeyecektir. Bu nedenle tam iletime girebilmesi için ek bir

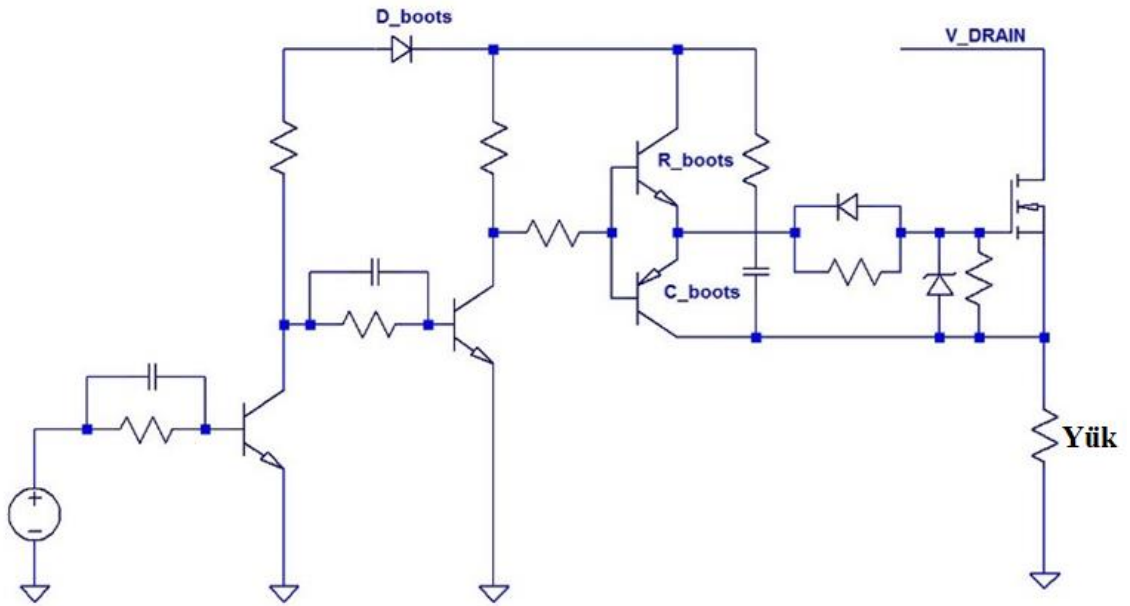
gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. Denklem (2.15) ile bu kaynak ihtiyacını karşılamak için C_{boot} kapasitörü hesaplanarak kullanılmıştır. Denklem (2.16)'ya göre C_{boot} 'un kapı sığasının 10 katından fazla olması beklenir. Yüksek C_{boot} sığası, düşük gerilim dalgalanmalarını sağlarken ters toparlanma süresini uzatır. Bu nedenle ön yükleme diyotundan geçen akımların tepe değeri büyür. Çekilen I_{peak} tepe akımları, seri direnç kullanılarak engellenmelidir. Ön yükleme kapasitörünün istenilen dolum zamanına göre çekilen tepe akımı denklem (2.17)'den, ön yükleme direnci de denklem (2.18)'den hesaplanır. Ön yükleme çalışma prensibi, yüksek taraf tek kullanım için Şekil 2.5'de görülmektedir. Tam dalga sürücü için öy yükleme çalışması da Şekil 2.6'da görülmektedir.

$$C_{boot} > 10 \times C_g \quad (2.15)$$

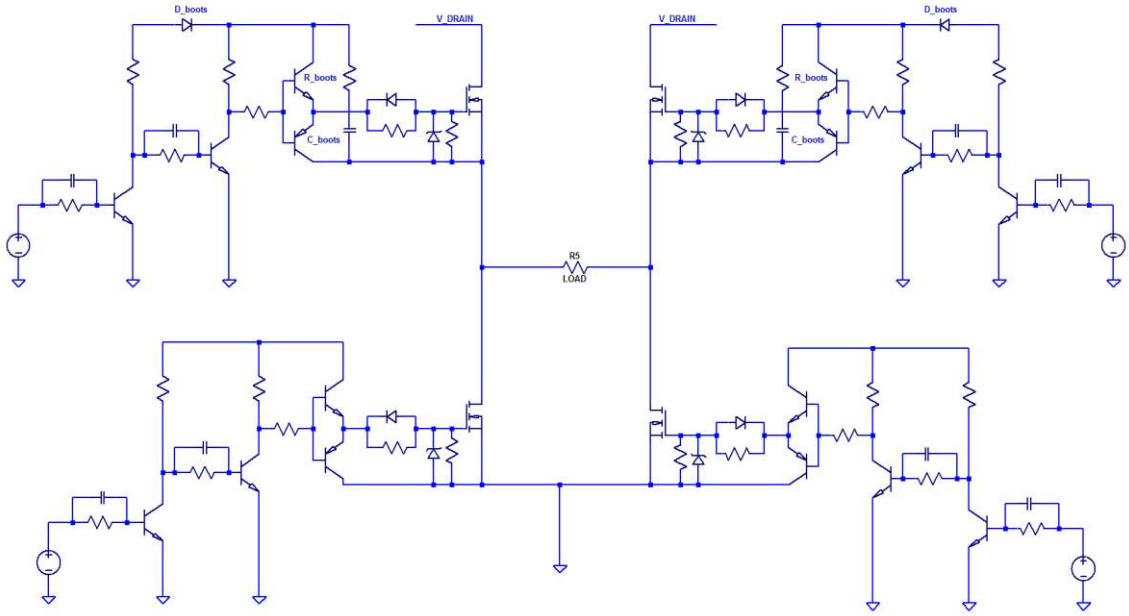
$$C_g = \frac{Q_{gate}}{V_{cc} - V_{diode}} \quad (2.16)$$

$$I_{b_peak} = C_{boot} \times \frac{dv}{dt} \quad (2.17)$$

$$I_{b_peak} = \frac{V_{CC} - V_{diode}}{R_{boot}} \quad (2.18)$$



Şekil 2.5. N kanal yüksek taraf mosfet sürücüsü.

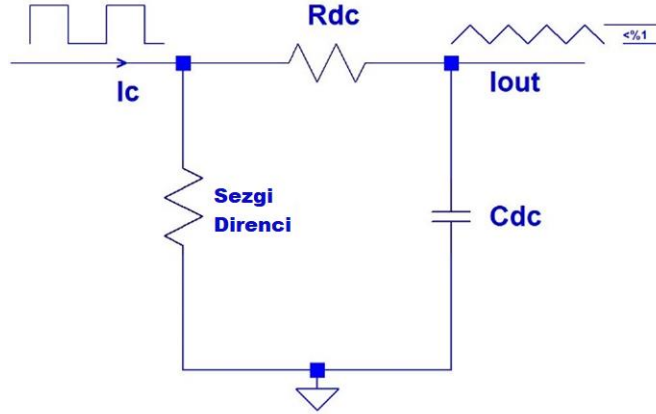


Şekil 2.6. N kanal tam dalga evirici tasarımı.

SS rezonans devresi sabit çıkış akımı için uygundur, ancak alıcı taraf açık devre olduğunda veya hizalama hatası olduğunda, birincil tarafın ve dolayısıyla eviricinin akımı ciddi oranda artmaktadır. Bu durumu belirlemek ve eviriciyi güvenli çalışma bölgesinde tutmak için eviricinin akım ve geriliminin denetlenmesi gerekir. Böylece birincil taraf akımı belirli sınırların üzerine çıktığında, evirici bekleme (standby) konumunda çalıştırılabilir. Böylece sistem yorulması ve enerji kayıpları engellenmiş olur. Evirici tarafından akan akım ve o an ki çıkış geriliminin tepe değeri, denetimi sağlayan mikroişlemciye sayısal giriş (digital input) olarak gelmektedir. Evirici akımı, sezici direnç (sense rezistör) üzerindeki akımın RMS değeri ile tespit edilir. Sezici direncin watt değeri akımın karesi ile orantılıdır ve direncin yüksek olması akan akımı engelleyecektir. Bu sebepten ötürü, direnç yüksek olmamalıdır. Fakat integrali alınan akım sinyalinin gerilim formu düşük olduğu için bir yükselteç (opamp) yardımıyla bu sinyal katlanır ve katlanan gerilim formu bir referans gerilimi ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma bilgisi daha sonra mikroişlemciye sayısal giriş olarak gönderilir. Şekil 2.7’de akım sinyalinin integral devresi gösterilmiştir.

İntegrali alınan bir akım sinyalinin dalga formunun karşılaştırılma anına kadar geçen süresi hesaplanmalıdır. Bu hesaplama ile sistemin hizalamada olmadığı durumda çekilen sınır akım süresi tespit edilmektedir. Eğer bu süre uzarsa, sistemin kısa devrede kalma süresi uzar ve sistemin yaşlanmasına sebep olur. Bir kare dalganın R-C filtre sonucu balık sırtı şeklinde olacaktır. Devrenin zaman sabiti R_{DC} ve C_{DC} değerlerine

bağlıdır, ve $\tau = R_{DC} \times C_{DC}$ ile hesaplanır. R_{DC} 'in sezgi direncinin 100 katı seçilmesi, gerilim dalgalanmasını %1'in altına düşürecektir ve omaj değeri buna göre belirlenmelidir. C_{DC} kapasitörünün uç gerilimi ise denklem (2.19) ile hesaplanır. Burada E_D , kaynak gerilimidir. Anahtarlanan gerilimin etkin değeri V_{C_RMS} , bu gerilimin tepe değeri ile görev çevriminin çarpılması denklem (2.20) ile bulunur.



Şekil 2.7. Akım sinyalinin dc forma yaklaştırılmış integral formu.

C_{DC} kapasitörü, 5τ süre sonunda besleme geriliminin tepe değerinin yaklaşık %92'sine şarj olur. Bu nedenle referans gerilim ile karşılaştırılması için 5τ süresi referans alınmıştır. Buna göre denklem (2.21) dikkate alınır.

$$V_C(t) = E_D(1 - e^{-\frac{t}{R_{DC} \times C_{DC}}}) \quad (2.19)$$

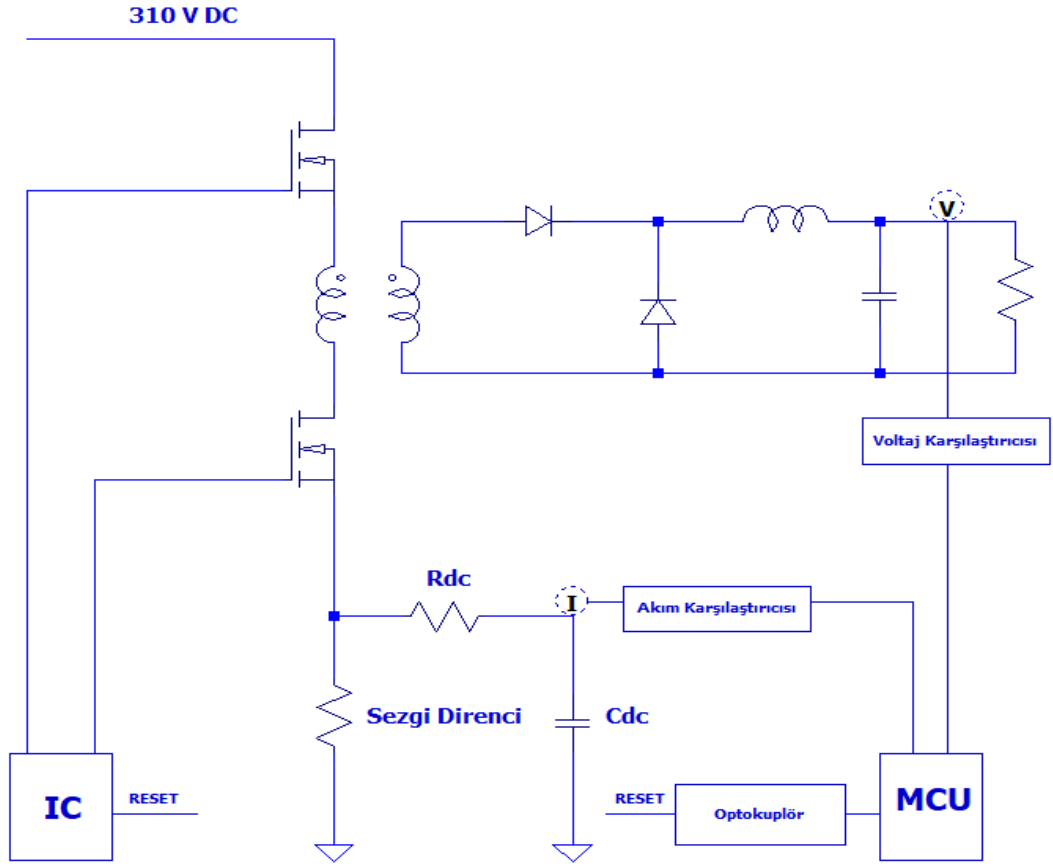
$$V_{C_RMS}(t) = (E_D \times Duty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.20)$$

$$V_{C_RMS}(t) > 0.92 \times (E_D \times Duty) \quad (2.21)$$

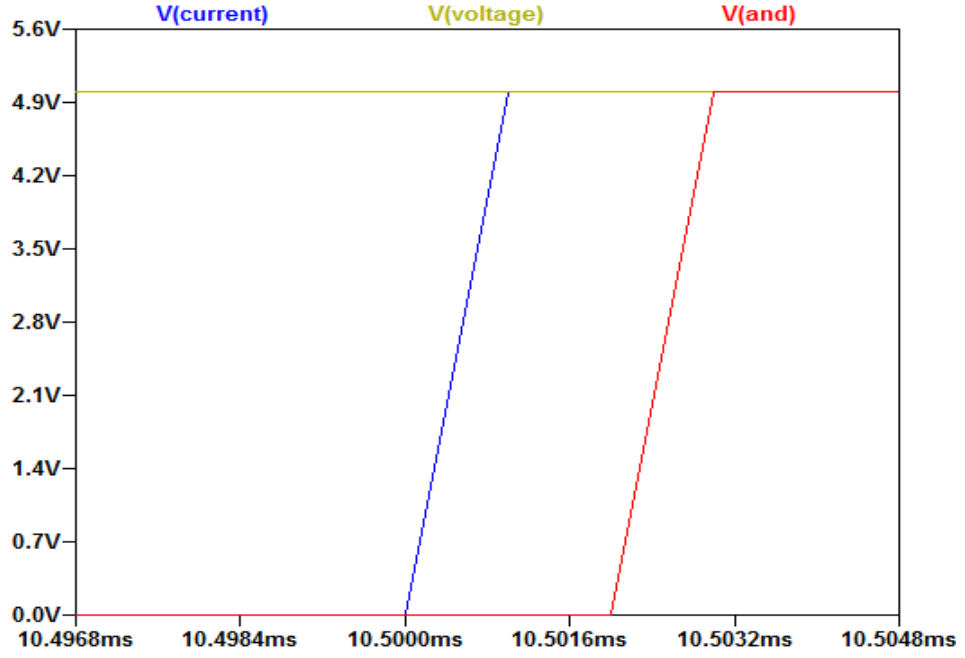
$$S = \frac{5\tau}{t_{sw}} \quad (2.22)$$

Her çevrim içinde denklem (2.22)'ye göre sistemin kısa devrede kalma miktarını (S) hesaplamak için ileri dönüştürücünün anahtarlama frekansı ve C_{DC} kapasitörünün dolum süresi dikkate alınır. R_{DC} artarsa DA yaklaşım artacaktır, fakat bu durumda S artacağı için sistemi yoracaktır. Evirici girişine gelen giriş gerilimi, yine karşılaştırıcı ile karşılaştırılır ve bu karşılaştırma sonucu da mikroişemci tarafına sayısal giriş bilgisi olarak gelir. Akım ve gerilim bilgisi alınan yapı, mikroişlemci tarafında bir “ve” kapısı oluşturur. Mikroişlemci; bu kapı sonucuna göre, sistemi resetler veya çalışmasına devam ettirir. Şekil 2.8’de resetleme algoritması gösterilmektedir. Şekil 2.9’da da akım,

gerilim ve “VE” kapısına ait çıkış sinyalleri gösterilmektedir. Burada evirici gerilimi sarı renkle gösterilmiştir. Evirici gerilimi istenilen referans değerinde olduğu için grafikte sayısal giriş değeri daimi olarak gösterilmektedir. Mavi ile gösterilen eğim grafiği ise akımın referans ile karşılaştırıldıktan sonra elde karşılaştırıcı çıkışıdır. Bu iki potansiyel mikroişlemciye sayısal giriş olarak gelmektedir. İçerideki “VE” karşılaştırması ile de mikroişlemci belirli bir süre entegreyi kapatmaktadır.

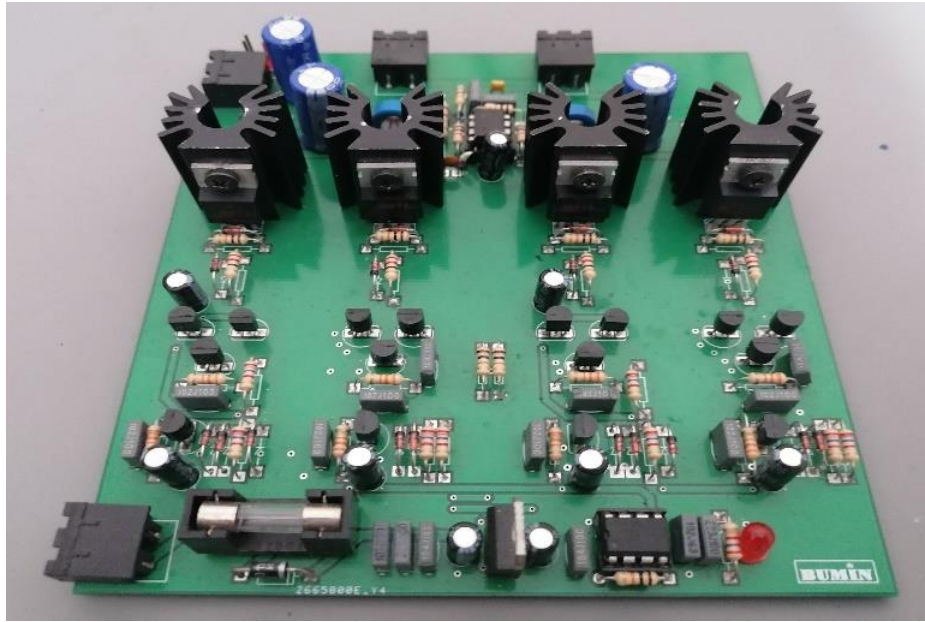


Şekil 2.8. Resetleme algoritması.



Şekil 2.9. Sırasıyla gerilim, akım ve 'AND' kapısı çıkışları.

Algoritması ve tasarımı tamamlanmış yüksek frekanslı evirici devre kartı Şekil 10'da gösterilmektedir. Eviricinin toplam 2 girişi (12 V ve Evirici) ve 2 çıkışı (L ve C) mevcuttur. 12 V girişin olduğu kısım ise BJT ve mikroişlemciyi beslemektedir. Evirici girişi ise sistemi anahtarlayan Mosfetlerin besleme gerilimidir. İki Mosfet arasında gözükten yapı ise eviricinin akım karşılaştırmasıdır.



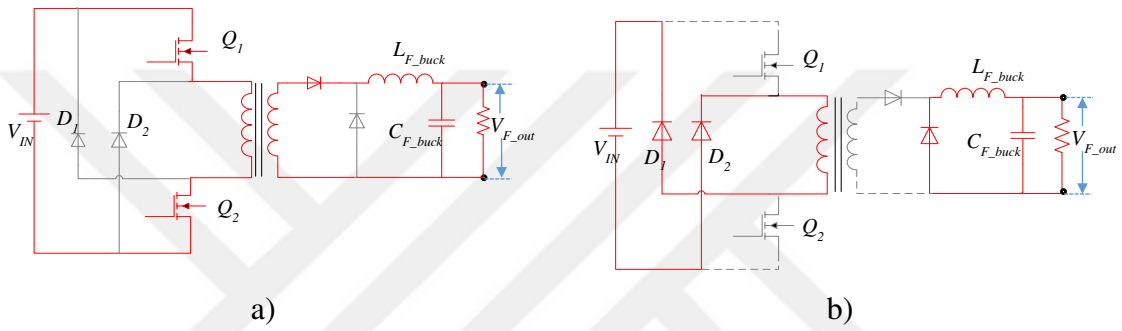
Şekil 2.10. Yüksek frekanslı evirici görseli.

2.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

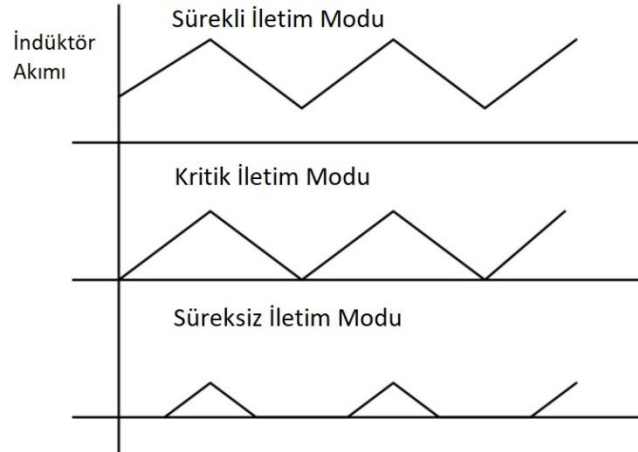
Evirici girişindeki DA barayı elde etmek için bir azaltan (buck) tip dönüştürücü seçilebilir. Fakat AA şebeke denetimsiz doğrultucu ile doğrultulduktan sonra DA gerilim seviyesi, evirici girişinde istenilen gerilim seviyesine göre oldukça yüksektir. Bu nedenle azaltan dönüştürücünün görev çevrimi de oldukça düşük olmalıdır. Fakat normal çalışmada yüksek görev çevrimi oranlarının bu denli düşük olması DA/DA dönüştürücü için istenilen bir durum değildir ve aynı zamanda böyle bir dönüştürücü oldukça düşük verimlerde çalışacaktır. Dolayısı ile transformatör gibi dönüştürme oranının bulunduğu bir DA/DA dönüştürücü tercih etmek daha uygun olacaktır. Fakat transformatörün olduğu birçok DA/DA dönüştürücü türü bulunmaktadır. Bunların en başında ise geri dönüşlü (flyback) dönüştürücü gelmektedir. Geri dönüşlü dönüştürücü, maliyet ve PCB boyutları açısından oldukça uygundur. Fakat çalışma güç seviyeleri dikkate alındığında verimlilik, yüksek güçlerde azalmaktadır. Aynı zamanda transformatörün geridönüş enerjisinden yararlanıldığı için, bu enerji anahtarlar üzerinde yüksek gerilimlerin oluşmasına neden olur. Dolayısı ile yüksek gerilime dayanabilen Mosfetlerin kullanılması gerekmektedir. Fakat bir Mosfetin gerilimi artarsa, iletim anındaki iç direnci de artış gösterir. Eğer yüksek gerilim ve düşük iç dirençli Mosfet tercih edilirse dönüştürücü maliyeti oldukça yükselmektedir. Bunlarla birlikte aynı zamanda sönümleyici tasarımların bulunması ve termal olarak yönetilmesi de gerekmektedir. Bu nedenlerden dolayı da güç artışı olduğunda verimde düşüşler gerçekleşecektir. İleri dönüştürücünün maliyeti, geridönüşlü dönüştürücüye göre kısmen daha fazladır ve daha büyük devre kartı boyutları gerekmektedir. Fakat ileri dönüştürücünün daha verimli ve termal yönetiminin daha kolay olması, onu geridönüşlü dönüştürücüden bir adım öne çıkarır [31]. Bu nedenle IPT eviricisinin girişinde DA/DA dönüştürücü olarak, ileri dönüştürücü seçilmiştir.

İleri dönüştürücü, yüksek güçlü AA – DA dönüştürücüler arasında yer almaktadır. Birçok DA güç tüketen sistemlerde karşımıza çıkmaktadır. Sistem enerjisi ileri yöndeki anahtarlardan sağlandığı için, sistem yüksek gerilimlerde çalışmaz. Çünkü trafonun kesim anındaki enerjisi yüksek hızlı diyotlar yardımıyla anahtarlar üzerinden harcanır ve bu sebeple anahtarlar üzerinde kesim anında yüksek gerilimler oluşmaz. Anahtarların açık-kapalı durumlarına göre iki-anahtarlı ileri dönüştürücünün çalışması Şekil 2.11’de gösterilmiştir.

Bir AA – DA dönüştürücü topolojisine bakıldığı zaman akımın süreklilik durumuna göre devrenin çalışma modu belirlenmelidir. Bobin anahtarlama akımının sıfıra düşmesi durumu, sistemin kesikli akım kipi (discontinues current mode DCM) üzerinde çalıştığını göstermektedir. Akımın tam sıfıra düşme anındaki çalışma durumu ise kritik sürekli akım kipi (critical continues current mode CrCM) şeklinde tanımlanır. Bu durumda akım sinyali belirli bir süre sıfırda kalmadan yükselmeye devam eder. Bir diğer çalışma durumu ise, sürekli akı kipi (continues current mode CCM)’tur. Bu kipte, akım hiçbir zaman sıfıra düşmemektedir. Şekil 2.12’de DCM, CrCM ve CCM durumuna ait akım dalda formları görülmektedir.



Şekil 2.11. İleri dönüştürücüde on ve off çalışma kipleri. a) İleri dönüştürücü iletim zamanı. b) İleri dönüştürücü kesim zamanı.



Şekil 2.12. İletim kiplerine ait bobin üzerindeki akım sinyali [29].

Üç çalışma durumundaki akım sinyalleri incelendiğinde, CCM durumuna yaklaşıldığında akım sinyalindeki tepe değerlerin azaldığı görülmektedir. Tepe akım değerinin azalması da çıkış endüktansı L_{F_BUCK} 'e bağlıdır. Çıkış endüktansı ne kadar artarsa, akım dalgalanması da bu artışa bağlı olarak azalır. Fakat aynı zamanda sarım

oranının artması manyetik alan şiddetinde artışa sebep olacağı için, indüktansın çok fazla artması sistemde manyetik gürültünün de artmasına sebebiyet verecektir. Bu sebeple sistem akım dalgalanmasının %30'dan fazla olmasına izin verilmemelidir. Denklem (2.23)-(2.32) kullanılarak trafonun birincil ve ikincil öz endüktansları L_{F_P} ve L_{S_P} , çıkış indüktansı L_{F_BUCK} ve çıkış kapasitörü C_{F_BUCK} hesaplanmalıdır.

Önerilen sistemde eviricinin besleme gerilimi V_{F_OUT} , bataryaların sabit gerilim kipine geçtiği ilk durum olan ve maksimum güç istendiği noktada evirici besleme geriliminden N sarım dönüştürme oranı denklem (2.23) ile hesaplanır. Burada verimlilik (η) tüm kayıplarla birlikte %92 hesaplanmıştır. İki anahtarlı ileri dönüştürücü için D_{MAX} %50 den fazla olmaması gerekir, Bu nedenle $D_{MAX} = 0,48$ alınmıştır. Benzer şekilde aynı çıkış gerilimi için, doğrultucu dalgalanmasından kaynaklanan olması gereken en az görev çevrimi D_{MIN} ise denklem (2.24)'deki gibidir.

$$V_{F_OUT} = \eta D_{MAX} V_{IN (MIN)} N \quad (2.23)$$

$$D_{MIN} = \frac{V_{F_OUT}}{\eta V_{IN (MAX)} N} \quad (2.24)$$

$$L_{F_BUCK} = \frac{V_{OUT} (1 - D_{MIN})}{\Delta I_L F_{SW}} \quad (2.25)$$

$$C_{F_BUCK} = \frac{\Delta I_{LMAX}}{2\pi F_C \Delta V_{OUT}} \quad (2.26)$$

Görev çevrim aralığı belirlendikten sonra, sistemin belirlenen akım değerinde çalışabilmesi için bir akım dalgalanma sınırı belirlenmelidir. İstenen akım dalgalanmasının elde edilebilmesi için L_{F_BUCK} bobini denklem (2.25)'deki gibi hesaplanır.

Gerilim dalgalanması, sistemin şarj esnasındaki dalgalanması ile paralel ilerleyeceği için C_{F_BUCK} kapasitör seçimi denklem 2.26'ya göre oldukça önemlidir. Dolayısı ile istenen dalgalanmayı elde edebilmek için, kapasitör iç direnci olan ESR ve sığa hesabı oldukça önemlidir. İstenen uygun değerli sığa değeri aşağıdaki denklemler ile hesaplanır. Burada ΔI_{LMAX} nominal bir çalışmada ani yüklenme durumunda istenen tepe akım dalgalanmasıdır ve ΔV_{OUT} ise bu andaki kesim gerilimidir. F_C ise geçiş frekansıdır. PCB tasarımında anahtarlama kaynaklı gürültüden dolayı sistemin genel performansının etkilememesi için geçiş frekansı 10 kHz'ten küçük olmalıdır. Son olarak belirlenen C_{F_BUCK} sığa değeri kullanılarak, olması gereken en büyük ESR belirlenir

(Denklem 2.27). Bu denklemlerden yola çıkarak ileri dönüştürücünün ikincil sargısının tepe akımı $I_{LS\ peak}$, birincil sargının tepe akımı $I_{LP\ peak}$, mıknatıslanma akımı $I_{LMag\ peak}$, birincil ve ikincil sargının indüktansları L_{F_P} ve L_{F_S} hesaplanır.

$$R_{ESR} \leq \frac{1}{2\pi F_C C_{F_BUCK}} \quad (2.27)$$

$$I_{LS\ peak} = I_{F_OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.28)$$

$$I_{LP\ peak} = N I_{LS\ peak} \quad (2.29)$$

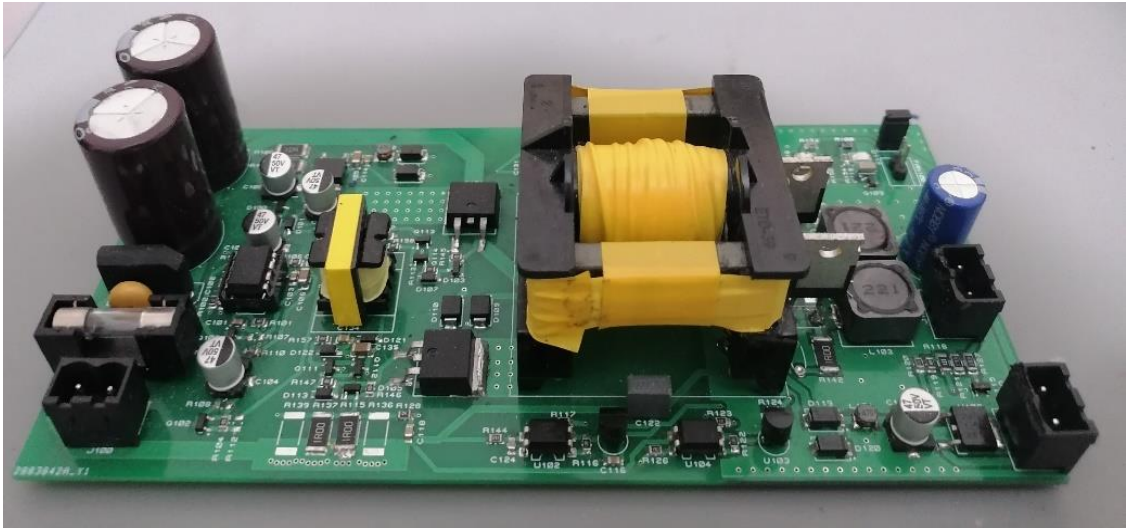
$$I_{LMag\ peak} = \frac{I_{LP\ peak}}{10} \quad (2.30)$$

$$L_{F_P} = \frac{V_{IN(MIN)} F_{SW}}{I_{LMag\ peak} D_{MAX}} \quad (2.31)$$

$$L_{F_S} = N^2 L_{F_P} \quad (2.32)$$

$$R_{F_Sense} = \frac{V_{Error}}{I_{LP\ peak}} \quad (2.33)$$

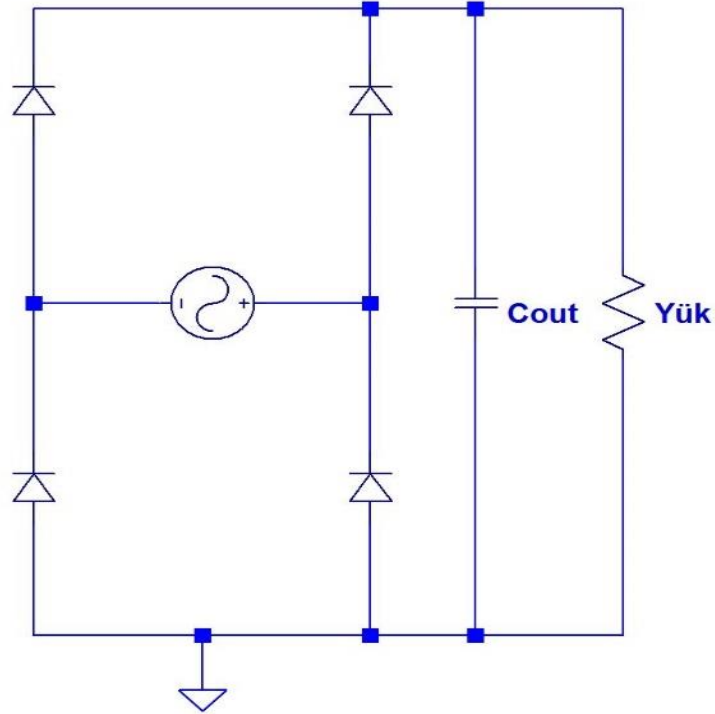
İleri dönüştürücü için sezgi direnci seçimi denklem (2.33)'ten bulunur. Burada V_{Error} , entegreye ait hata karşılaştırıcı gerilimidir. Entegrenin karakteristik katalog bilgisine göre bu değer 1 V olarak belirlenmiştir. Şekil 2.13'de algoritması ve tasarımı tamamlanmış ileri dönüştürücü devre kartı görülmektedir. Devre kartın sol tarafı şebeke girişidir, ve sağ tarafı ise yalıtımı sağlanmış DC çıkış kısmıdır.



Şekil 2.13. Geliştirilen ileri dönüştürücü devresi.

2.3. YÜKSEK FREKANSLI DOĞRULTUCU

Kablosuz güç aktarı 85-100 kHz aralığında gerçekleşmektedir. İkincil tarafta bu sinyali batarya grubuna uygulayabilmek için hızlı bir doğrultucu gerekir. Şekil 2.14'te, köprü tipi doğrultucunun temel devre şeması görülmektedir. Yüksek frekanslı doğrultucu yapısındaki en önemli husus, doğrultucu görevinde kullanılan bileşenlerin hızlarıdır. Bu bileşenler genel olarak diyot olarak seçilmektedir. Diyotların hız ve akım bilgileri malzemenin veri sayfasında (datasheet) yer almaktadır. Geri toparlama süresi (reverse recovery time), yüksek frekanslı doğrultucuda diyot akımından sonra bakılması gereken ilk karakteristik özelliktir. Bu diyotlar genel olarak schottky, hyperfast rectifier veya ultrafast rectifier olarak bilinmektedir. Doğrultucu çıkışını süzmek için, çıkışa kapasitör eklenmelidir. Eklenecek kapasitör C_{DC_OUT} denklem (2.34) ile belirlenir. Buradaki f_R doğrultucu frekansı, I_R çekilen akım ve ΔV ise dalgalanma gerilimidir.

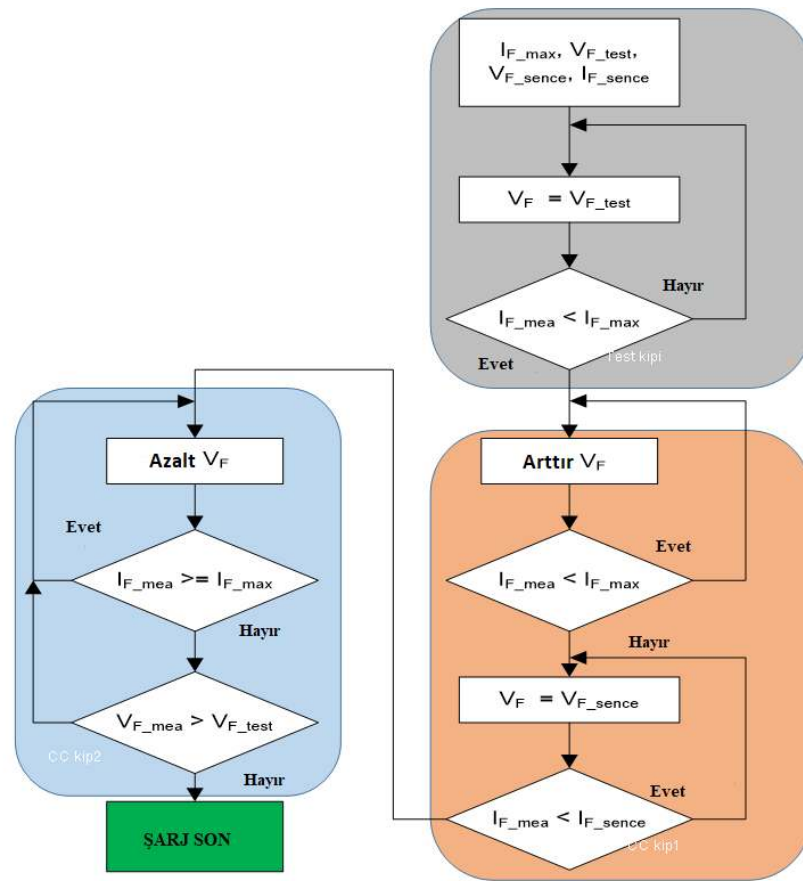


Şekil 2.14. Köprü tipi doğrultucu şeması.

$$C_{DC_OUT} = \frac{I_R}{\Delta V \times f_R} \quad (2.34)$$

2.4. DENETİM ALGORİTMASI

Bataryalar şarj olmaya başladığı andan itibaren; sağlıklı bir şarj için, şarj seviyesinin denetlenmesi gerekmektedir. Aksi takdirde bataryalarda kaynama gibi ciddi problemler ortaya çıkabilir. Bu tezde batarya şarjı birincil taraftaki ileri dönüştürücü üzerinden denetlenmiştir. Şekil 2.15’de şarj algoritmasının genel görünümü verilmiştir. Şarj algoritması üç aşamadan oluşmaktadır. İlk aşama, test kipi olarak isimlendirilmiştir ve şarja başlamadan önce alıcı tarafın hizalı ve yük altında olduğunu tespit etmek için kullanılmıştır. İkinci aşamada bataryanın sabit akım ile şarjı sağlanmaktadır. Üçüncü aşamada ise bataryanın gerilimi, ileri dönüştürücü ile sabit tutulmaya çalışılmaktadır.



Şekil 2.15. Kablosuz şarj denetim algoritması.

Test kipinde; ileri dönüştürücü gerilimi test gerilimine set edilir ve ardından dönüştürücü akımı sezgi direnci üzerinden ölçülür. Eğer ölçülen I_F akımı, ileri dönüştürücü ve evirici için izin verilen tepe değerinin üzerinde ise, bu durumda “alıcı yüksüz veya aşırı hizalama hatası var” demektir. Bu durumda mikroişlemci, ileri dönüştürücü bölümünü denetleyen entegreyi 100 ms boyunca kapalı tutar. Böylece

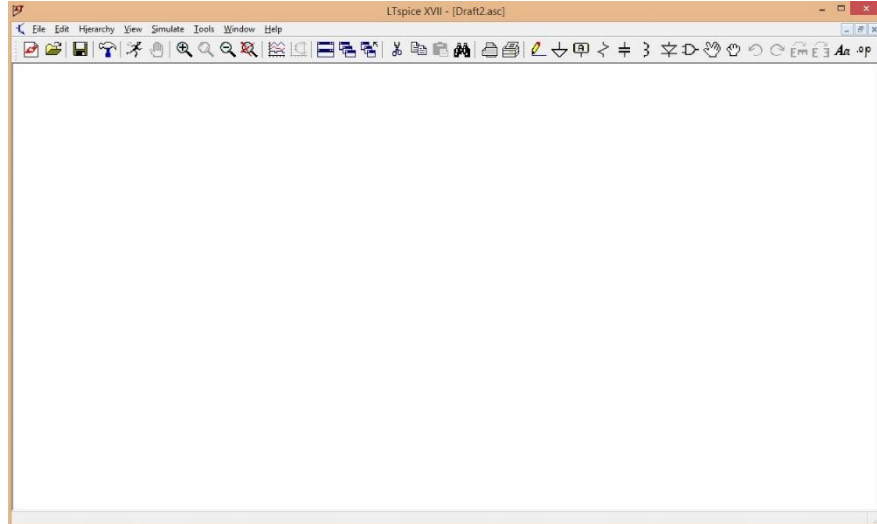
evirici ve ileri dönüştürücü aşırı akımlardan korunmuş olunur. Bu yumuşak başlangıç 100 ms aralıklar ile tekrarlanır. Alıcıdaki hizalama hatası veya yük bağlantısı denetlenip düzeltildiğinde ölçülen I_F akımı, belirlenen sınır değerinin altına düşecek ve algoritma bir sonraki çalışma kipine geçecektir.

Şarj algoritması yükün varlığından emin olduktan sonra, ileri dönüştürücü gerilimi V_F kademeli olarak arttırılır ve her kademede I_F akımı ölçülerek en yüksek sınır değerin altında olduğundan emin olunur. V_F 'deki arttırım V_{F_sence} değerine kadar devam eder. Bu değer 60 V DC bara gerilimidir. Bu çalışma kipinde seri topolojinin özelliğinden dolayı alıcı akımı, sabit kalacak ve batarya sabit akım kipinde şarj olacaktır. Bataryaların şarjı esnasında, bataryaların o anki eşdeğer direnci artacak ve belirli bir tepe noktasından sonra sistem yüklenmekten uzaklaşacaktır. Dolayısı ile direnç sonsuza yaklaşırken birincil sargı yapısı, çıkış akımını sabitlemek için yüksek akımlar çekmek isteyecektir. Şarj devam ettiği sürece I_F akımı artacaktır. Bu çalışma kipi, I_F akımı ilk aşama olan I_{F_sence} akımına ulaşıncaya kadar devam eder. Bu durumda tepe akım kipinde çalışan ileri dönüştürücü entegresi; akımdaki her anahtarlama anında akımdaki tepe noktalarını takip edeceği için, akımda bir artma gerçekleştiğinde çıkış gerilimini kısmaya başlayacaktır. Bu noktadan sonra algoritma, üçüncü çalışma kipine geçecektir.

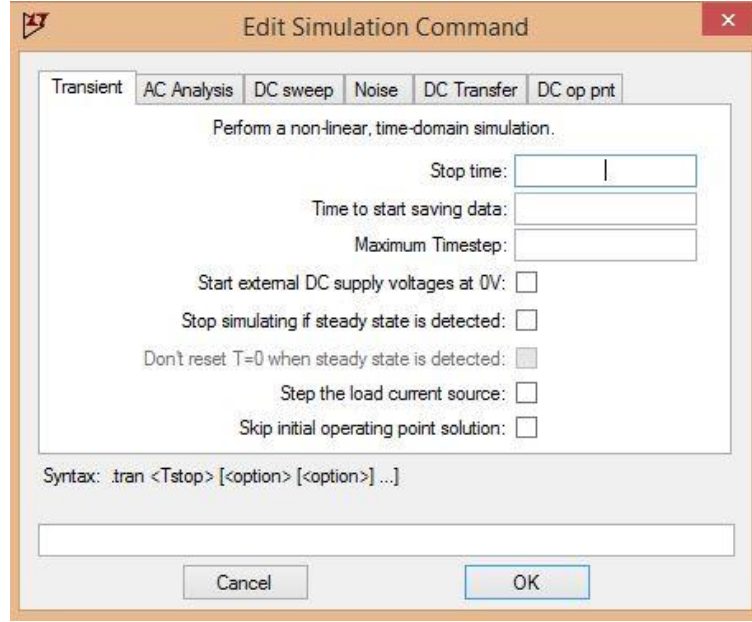
Üçüncü çalışma kipinde sezgi direnç değeri bir anahtar yardımıyla arttırılır. Bu direnç değerindeki artış, sistemin ikinci akım modunda çalışması demektir. Şarj seviyesi arttıkça, batarya eşdeğer direncindeki artış da hızlanır. Bu nedenle verici taraftaki akım hızlı artma eğilimindedir. İkinci akım modunda tepe akım modunda çalışan entegrenin akım sınırı düşürülmüştür. Entegre tepe akım değerini denetleyerek ileri dönüştürücünün gerilimini kısar. Böylece alıcı taraftaki doğrultucunun DA gerilimi, çıkışta 1V'tan az bir genel dalgalanma ile sabitlenmiş olmaktadır. İleri dönüştürücüdeki azalma, ilk çalışma kipinde belirlenen test değerine kadar devam eder. Bu noktada ise sistem enerjisi kesilir ve şarj tamamlanmış olur.

3. BENZETİM ÇALIŞMALARI

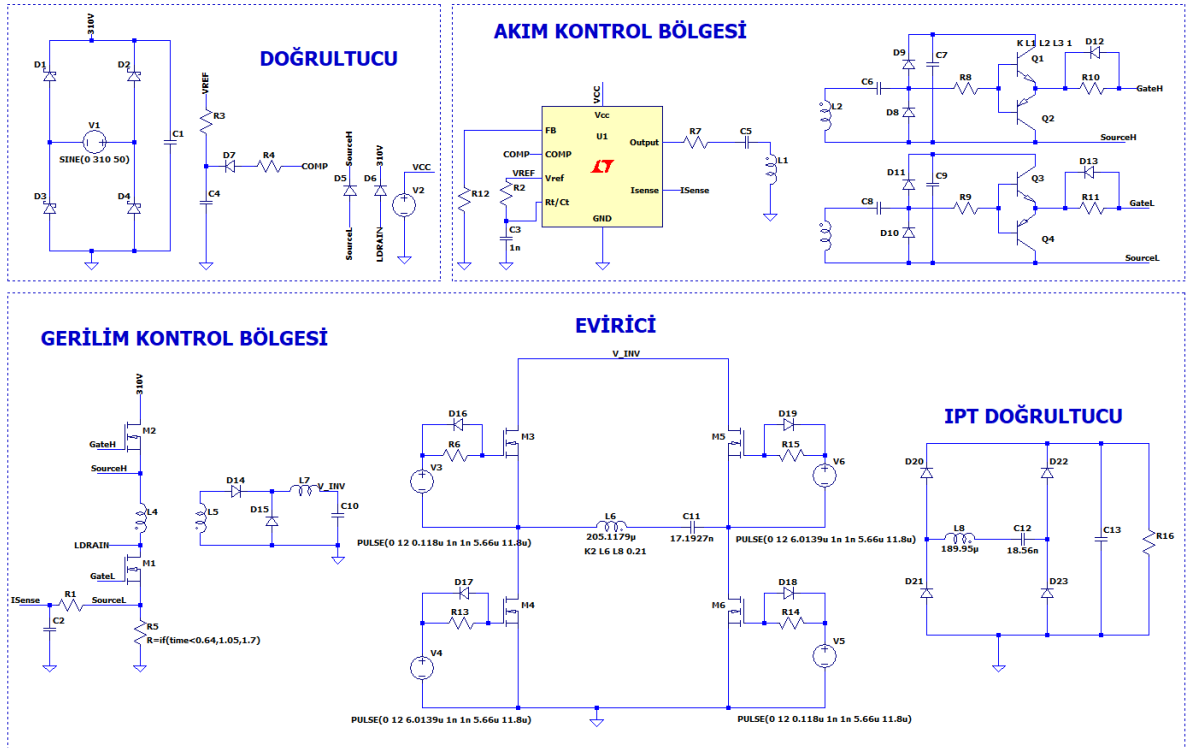
Benzetim çalışmaları, LTSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Bu program, *Analog Device* firmasına ait bir programdır ve ücretsiz erişim imkanı bulunmaktadır. Basit arayüzü ile birlikte, birçok analog analizler yapılabilir. Örneğin bir filtrenin bode diagramı veya bir sinyalin FFT analizi kolaylıkla elde edilebilir. Bununla birlikte, seçilen devre bileşenlerinin tükettikleri güçleri veya devre elemanları üzerindeki sinyalleri gösterebilir. Şekil 3.1’de LT Spice programının genel ara yüzü gösterilmektedir. Ara yüzde kısa yol olarak direnç, kapasitör, bobin, diyot ve ek ihtiyaçlar (kaynak, opamp, mosfet vs) bulunmaktadır. RUN komutu ile şematik bölümü tamamlanan simülasyonun çalıştırılması sağlanır ve benzetimin yapılacağı zaman ayarı Şekil 3.2’deki alt menüden yapılır. Buradaki *Stop time*, devrenin benzetim süresini belirtmektedir. Şekil 3.3’de bir önceki bölümde açıklanan tasarım algoritmasına ait devre şemasının tamamlanmış ekran görüntüsü verilmiştir. Alıcı ve verici sargıların öz endüktansları ve tam hizalı durumdaki manyetik kublajları, Bölüm 2’de yapılan analitik tasarım ile belirlenmiştir. Resonans kapasitörleri ve anahtarlama frekansı da analitik tasarım sonuçlarına göre seçilmiştir.



Şekil 3.1. LT Spice benzetim ekranı.



Şekil 3.2. LT Spice benzetim ayarları.



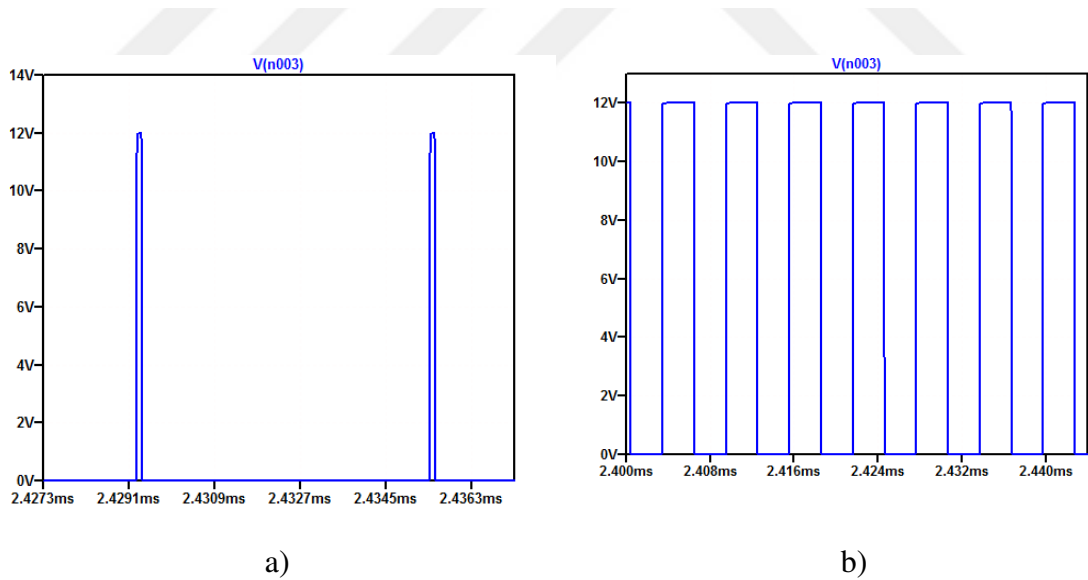
Şekil 3.3. Kontrol algoritması tamamlanmış LT Spice benzetim devre şeması.

3.1. ÖNEMLİ HUSUSLAR

Elektronik devrelerde kalite sistem performansı ile ilgilidir. Bu performans ise sıcaklık, verimlilik ve manyetik gürültüler gibi durumlarla doğrudan orantılıdır. Bu durumlar için sistem performansını arttıracak yapılar aşağıdaki başlıklarda sıralanmıştır.

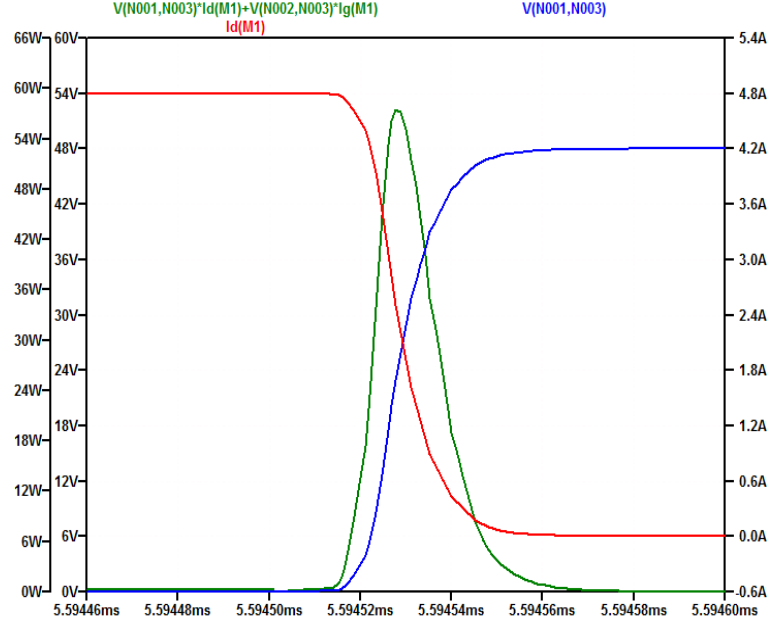
3.1.1. Yumuşak Yol Verme

Yumuşak yol verme (soft starter), sistemin ilk açılışında oldukça önemli rol oynamaktadır. Sistem ilk açıldığında, doğrudan en büyük görev çevrimi ile başlarsa eviricide riskli tepe akımlar meydana gelebilir. Bunun nedeni ise rezonans devresinin ikincil taraf gerilimin aniden yükselmesidir. Dolayısı ile evirici her zaman olabildiğince küçük görev çevrimi ile çalışmaya başlamalıdır. Bu durumu yumuşak yol verici denetlemektedir. Şekil 3.4’de aynı süre boyunca yumuşak yol verici ile başlangıçta kısılan görev çevrimi gösterilmiştir. Şekil 3.4.a’da, görev çevrimi seviyesinin yumuşak yol verici ile zamana bağlı yükselişi gösterilmiştir. Bu yükseliş zamanı sistemi denetleyen yapıya bağlıdır. Şekil 3.5’te ileri dönüştürücü entegresine ait yumuşak yol vericinin devre şeması gösterilmektedir.



Şekil 3.4. Yumuşak yol verici a) Yumuşak başlangıç sinyali b) Direkt başlangıç sinyali

Aşağıdaki denklemlerde ise ileri dönüştürücünün denetiminde kullanılan entegrenin yumuşak yol verme denklemi gösterilmektedir. Burada V_{CLAMP} Şekil 3.5’te gösterilen entegreye ait bir sınırlayıcı gerilimdir ve entgre bilgisine göre bu değer 0 ile 1 arasında olmalıdır. Genelde bu değer denklem (3.1)’e göre 1 alınır. Denklem (3.4)’te ise bu değerler yerine eklenerek entegrenin yumuşak yol verme süresi hesaplanmış olur.



Şekil 3.6. Sert anahtarlama sonucunda gerçekleşen anlık güç kayıpları.

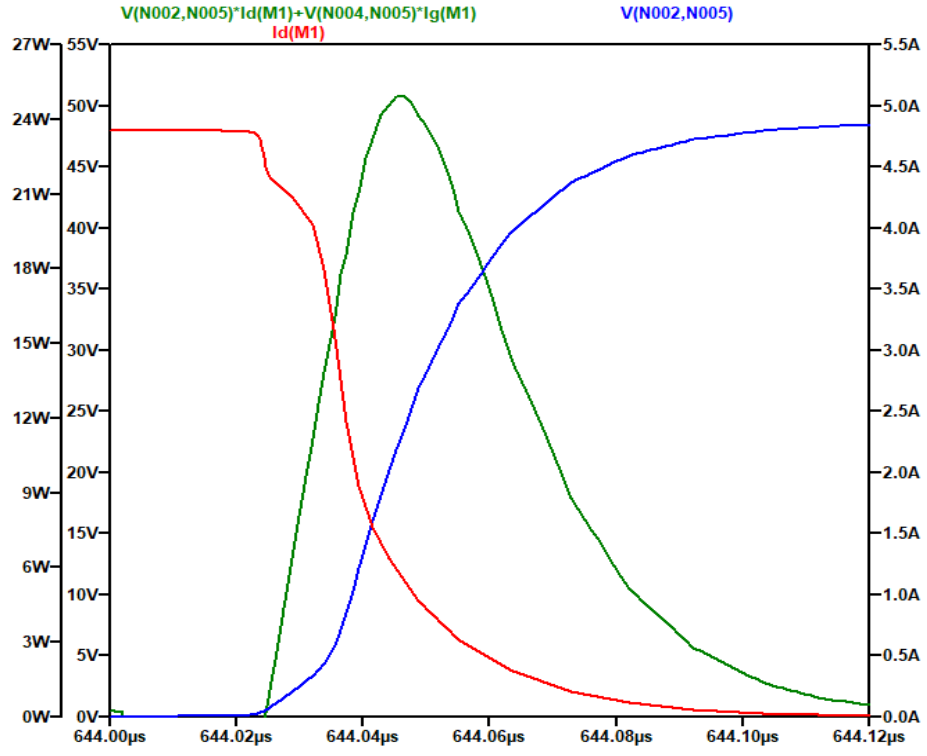
$$P_{SW} = \frac{1}{2} \times V_{IN} \times I_{Out} \times (t_R + t_F) \times f_{SW} \quad (3.5)$$

Bir mosfetin iletim anındaki anahtarlama kayıpları, akımın geciktirilmesiyle ve kesim anındaki anahtarlama kayıpları ise gerilimin geciktirilmesi ile engellenmektedir. Bu yapının kurulması bobin ve kapasitörün rezonans eşliğinde çalışması ile gerçekleşmektedir. Denklem (3.6) ve (3.7)'de yumuşak anahtarlama için kullanılacak bobin ve kapasitörün hesabı verilmiştir. Burada V_{Sw} mosfet anahtar gerilimi, i_{Sw} mosfet anahtar akımı, t_{Rise} yükselme zamanını ve t_{fall} düşme zamanını ifade eder.

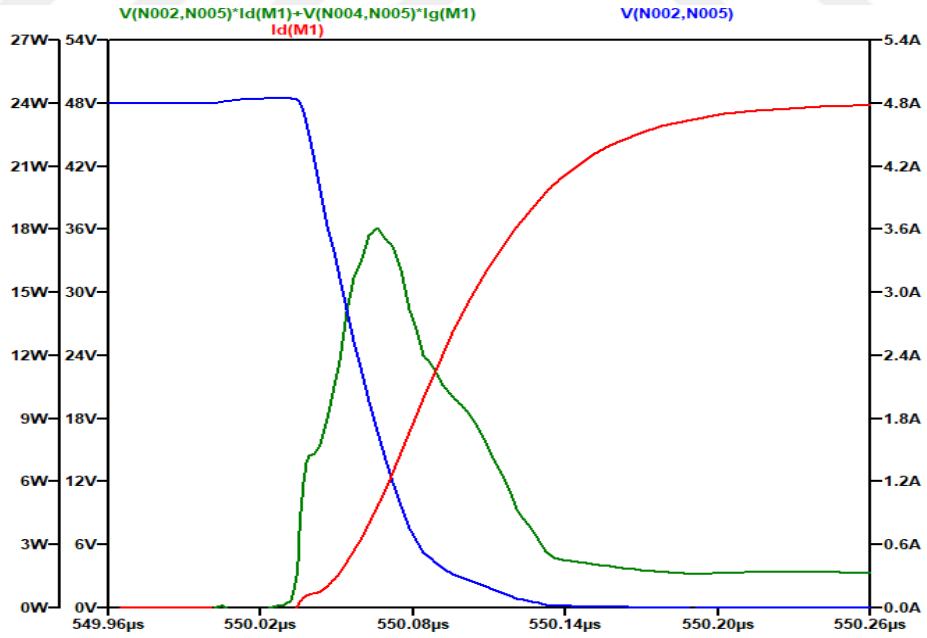
$$L_{Soft} = \frac{V_{Sw} t_{Rise}}{i_{Sw}} \quad (3.6)$$

$$C_{Soft} = \frac{i_{Sw} t_{fall}}{V_{Sw}} \quad (3.7)$$

Şekil 3.8'de, 48 V besleme gerilimi için denklem (3.6) ve (3.7) ile hesaplanan kapasitör ve bobin kullanılarak oluşturulan LC yumuşak anahtarlama devresine ait anahtarlama kayıpları gösterilmektedir.



a)



b)

Şekil 3.57. Yumuşak anahtarlama devresi ve anahtarlama sonucu a) Kesim zamanı güç kayıpları b) İletim zamanı güç kayıpları.

3.1.3. Elektromanyetik Girişim

SMPS devrelerinde bir diğer en önemli nokta da EMI yani elektromanyetik girişimdir. Filtresi düzgün yapılmamış SMPS yüksek oranda gürültü yayar, hatta bu yaydığı gürültü neticesinde sistemde stabilizasyon problemi gerçekleşmektedir. Dolayısı ile bu yayılımı engellemek için giriş hattına mutlaka filtre koyulmalıdır. Bode diyagramına göre filtrenin düzgün çalışması için sistemin giriş empedansı ile çıkış empedansı oranının 3dB olması gerekmektedir. Bu değere sönümlenme etkeni (damping factor) denilmektedir. Sönümlenme etkeni δ ile gösterilir ve denklem (3.8) ile hesaplanır. Burada sırasıyla L seri indüktansları, ω_N açışal frekansı ve R_L yük direnci'ni ifade eder.

$$\delta = 3 = \frac{L \omega_N}{2R_L} \quad (3.8)$$

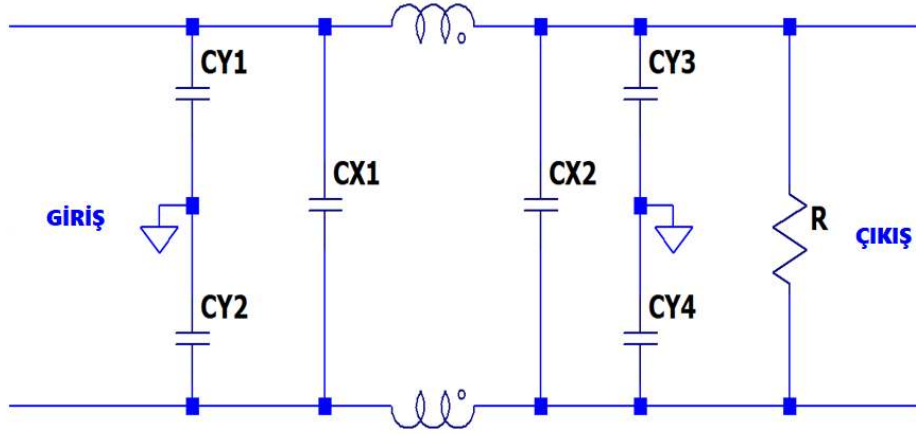
Bu hesaba göre giriş inductorleri seçilir ve aşağıdaki denklemler ile de çıkış kapasitörleri ve deşarj direnci R seçilmelidir. Burada R genellikle 1MegR seçilmelidir. Buna göre filtre Şekil 3.8'de ve bu filtreye göre bode diagramı da şekil 3.9'da gösterilmektedir.

$$\omega_N = 2\pi f_n \quad (3.9)$$

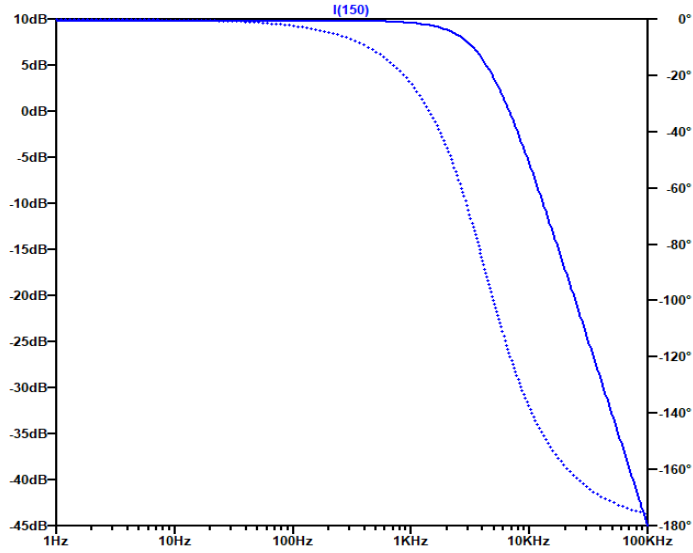
$$C_y = \frac{1}{\omega_N^2 x L} \quad (3.10)$$

$$C_{xt} = \frac{1}{2.21 x R} \quad (3.11)$$

$$C_x = \frac{C_{xt}}{2} \quad (3.12)$$



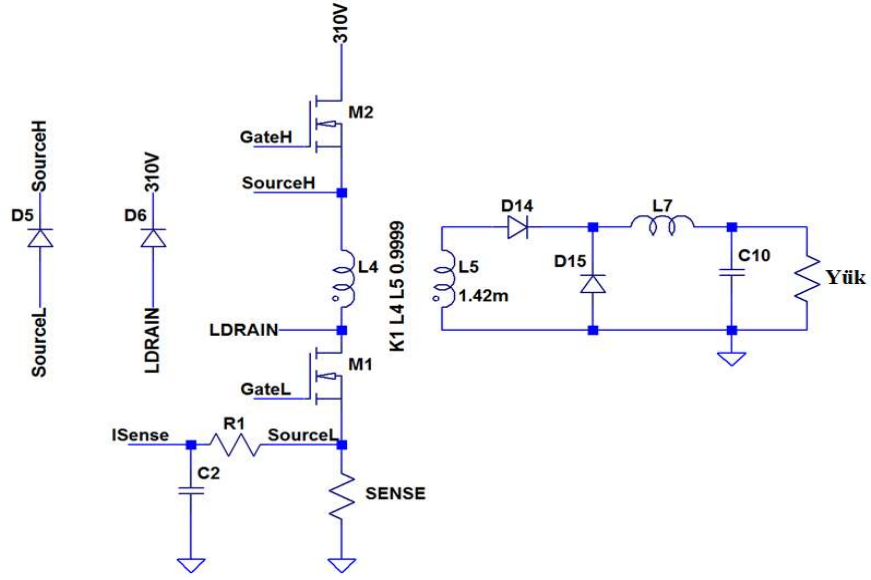
Şekil 3.8. EMI için tasarlanmış pi filtre yapısı.



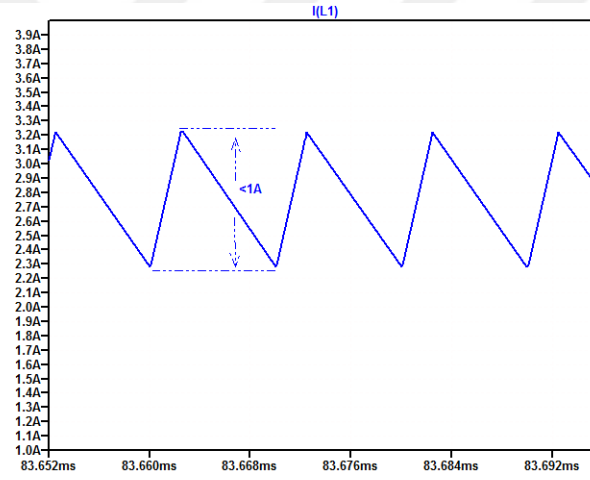
Şekil 3.9. 15 kHz ve alt frekansı için tasarlanmış EMI filtrenin bode diagramı.

3.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİMÜLASYONU

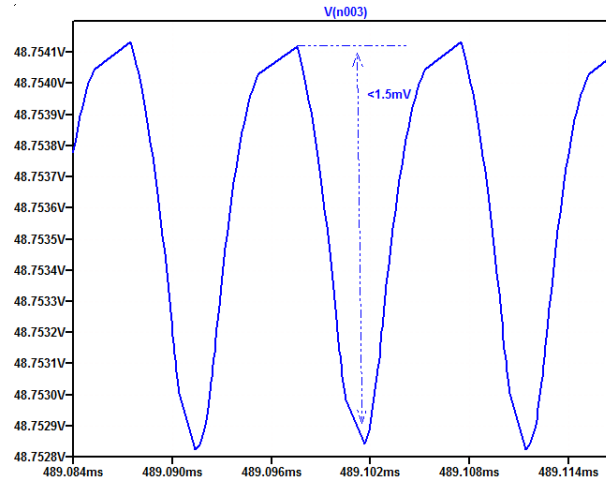
İleri dönüştürücü tasarlanırken, tepe akımlara hızlı cevap alabilmek için tepe akım yöntemi (peak current method) kullanılmıştır. Dolayısı ile bu sistemi analog olarak yönetmek, maliyet ve tepki süresi açısından oldukça avantajlıdır. İleri dönüştürücü entegresi olarak, aynı zamanda düşük gerilimlerde de çalışmasından ötürü UC3845 entegresi seçilmiştir. Şekil 3.10’da çift anahtarlı ileri dönüştürücü yapısına ait genel devre şeması gösterilmektedir. Buradaki R_6 yükü, evirici kısmını temsil etmektedir. Şekilde 3.11 ve 3.12’de sırasıyla sistemin tam yükteki akım gerilim dalgalanması gösterilmektedir. Görüldüğü gibi sürekli akım modunda çalışan dönüştürücünün akım dalgalanması 1 A seviyesindedir. Çıkış gerilimindeki dalgalanma ise oldukça düşüktür.



Şekil 3.10. İki anahtarlamalı ileri dönüştürücü şeması.



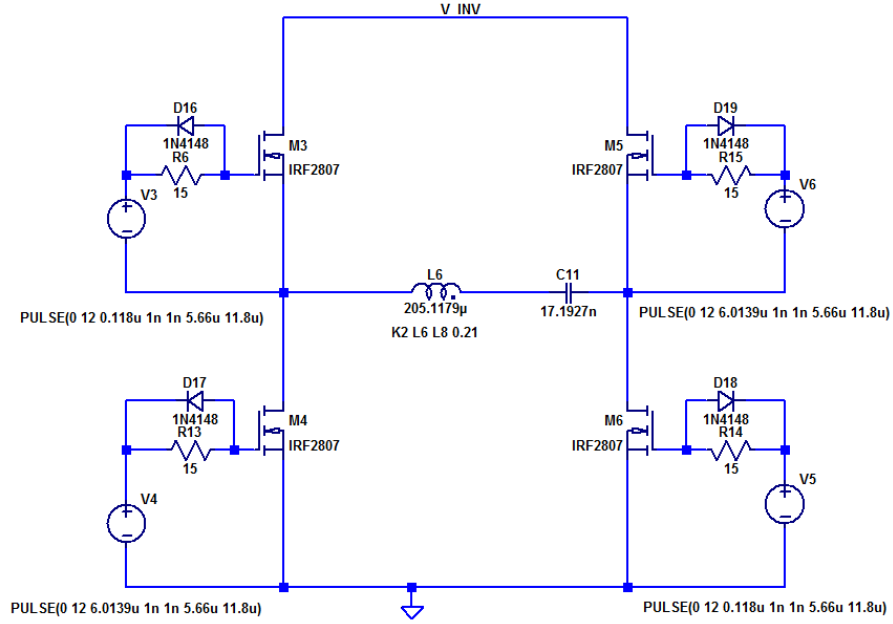
Şekil 3.11. CCM kipi ileri dönüştürücü akım sinyali.



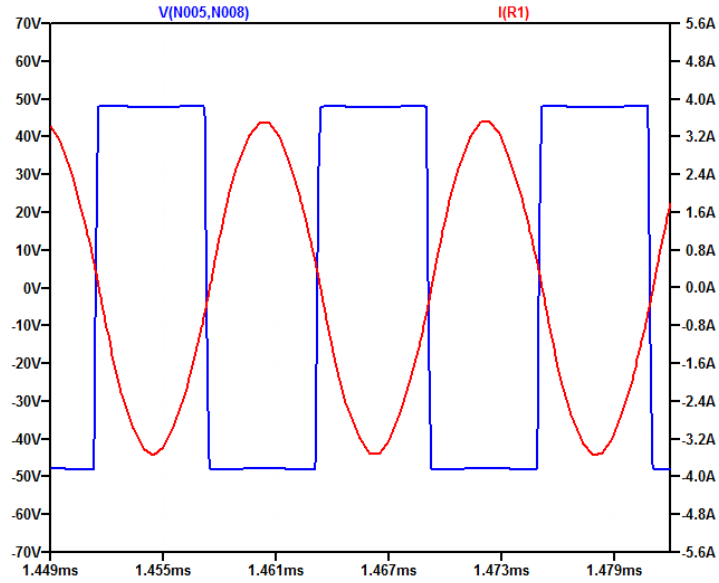
Şekil 3.12. İleri dönüştürücü 48 V çıkış gerilimi.

3.3. YÜKSEK FREKANSLI EVİRİCİ

İleri dönüştürücü çıkışı, doğrudan eviriciye uygulanmaktadır. Şekil 3.13'te tam köprü evirici görülmektedir. Seri rezonanstaki alıcı taraf eviricinin çıkışına bağlanır. Şekil 3.14'te rezonans frekansında çalışan eviricinin çıkış gerilimi ve rezonans akımı görülmektedir.



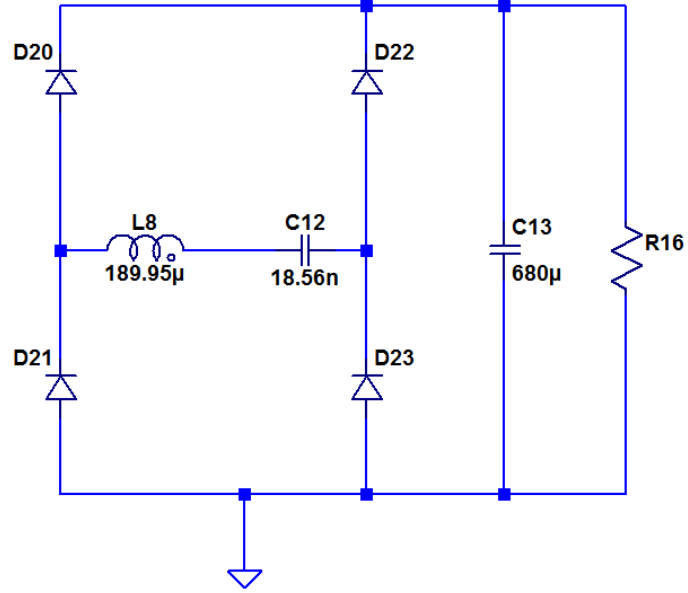
Şekil 3.13. Tam köprü evirici benzetimi.



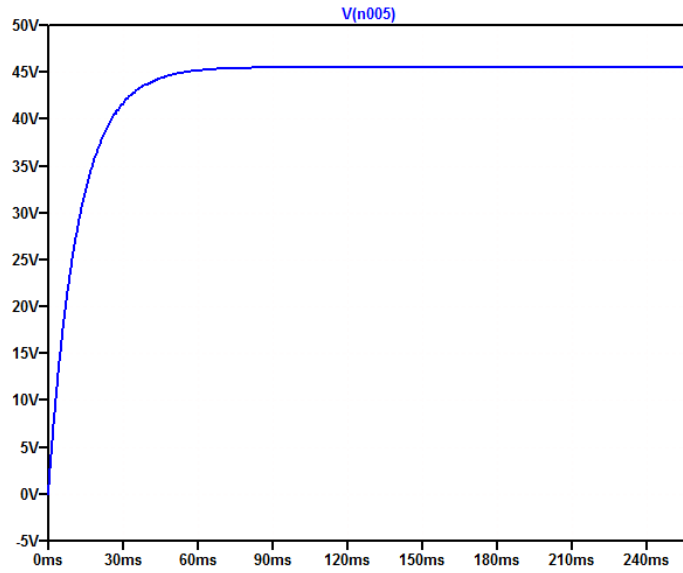
Şekil 3.164. Tam köptü ac çıkış ve tam yükte rezonans durumdaki sinüs formu.

3.4. YÜKSEK FREKANSLI DOĞRULTUCU

Rezonans frekansında çalışan evirici ile beslenen birincil taraf düşük manyetik kublaj ile ikincil tarafa bağlıdır. Buna göre ikincil tarafta rezonans frekansında elde edilen AC (Alternative Current, Alternatif Akım) gerilim yüksek hızlı diyotlar kullanılarak doğrultulur. Şekil 3.15'te tam köprü devre şeması ve Şekil 3.16'da batarya grubunu temsil eden R_{16} direnci uçlarındaki çıkış gerilimi gösterilmektedir.



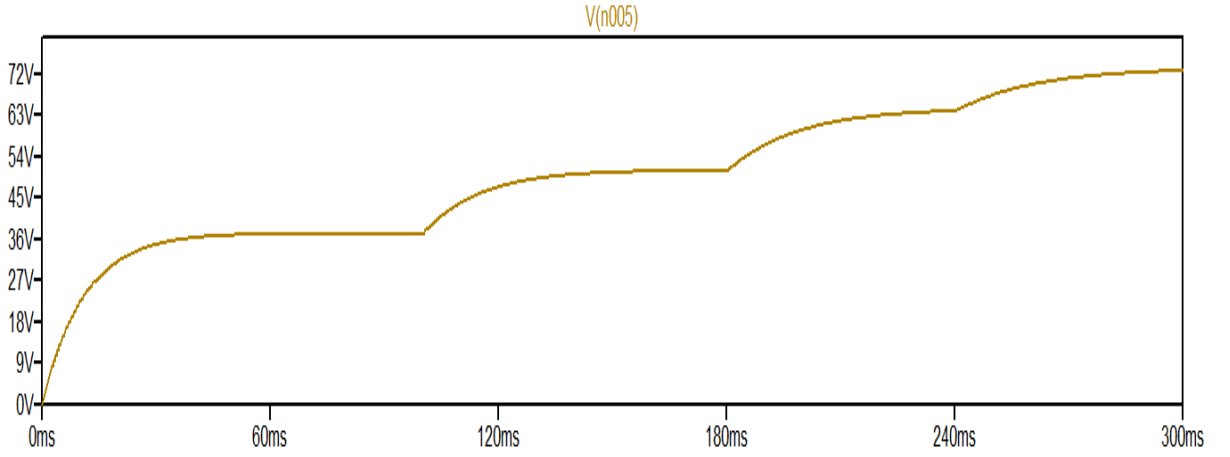
Şekil 3.175. Yüksek frekanslı doğrultucu benzetimi.



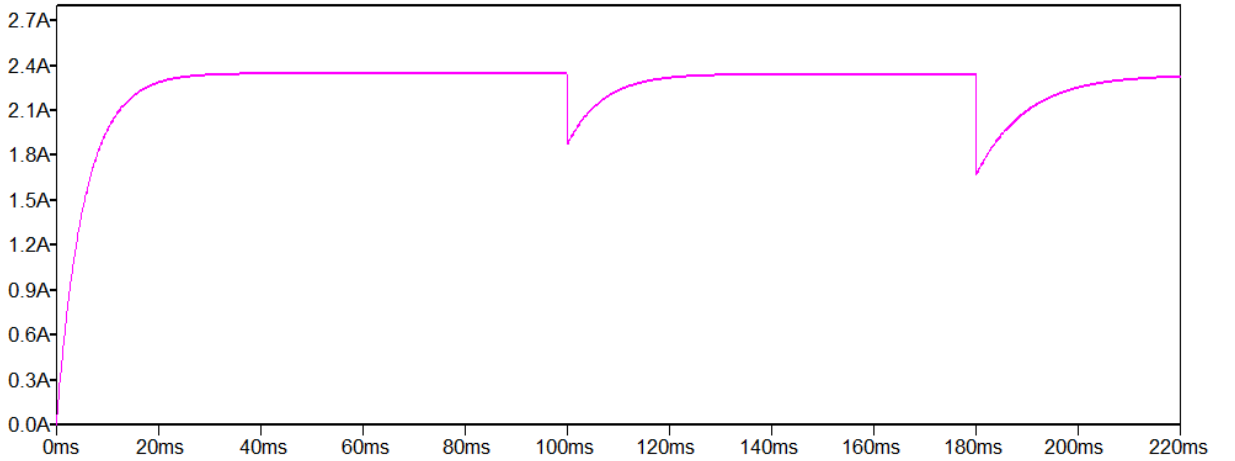
Şekil 3.16. Doğrultucu çıkışında elde edilen dc sinyal.

3.5. SİSTEM DENETİM TEPKİLERİ

Tüm durumlar için ayrı ayrı her bir bölümün benzetim tasarımı yapıldıktan sonra, sistemin genel denetim tepkilerine bakılmıştır. Bunun için öncelikle IPTin yük tepkisi incelenmiştir. Bu aşamada evirici girişine sabit bir DA kaynağı bağlanarak benzetim yapılmıştır. Seri-Seri rezonans yapısı akım kaynağı gibi davrandığı için; yük direnci arttığında, aynı sekonder akımını sağlamak için çıkış gerilimi artmaktadır. Açık döngü sistemin tepkisi 4 kademedeki yük direncinin artması ile gözlenmiştir (Şekil 3.17). Aynı direnç değerlerinde yük akımının değişimi de Şekil 3.18’de verilmiştir. Denetimsiz IPT’de yük akımının seçilen rezonans topolojisinden dolayı sabit kalmak istediği görülmektedir

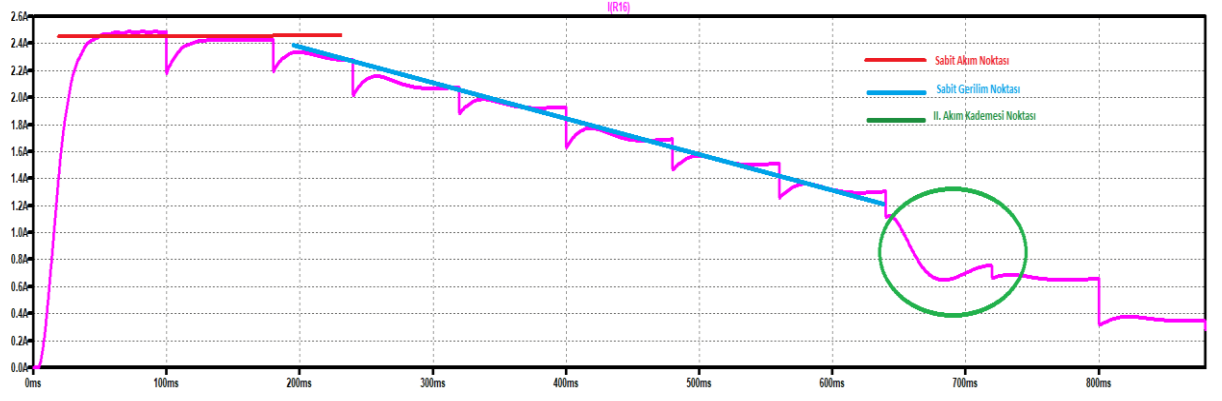


Şekil 3.17. Açık döngü durumunda direnç artışıyla gerçekleşen yük uçlarındaki gerilimin değişimi.

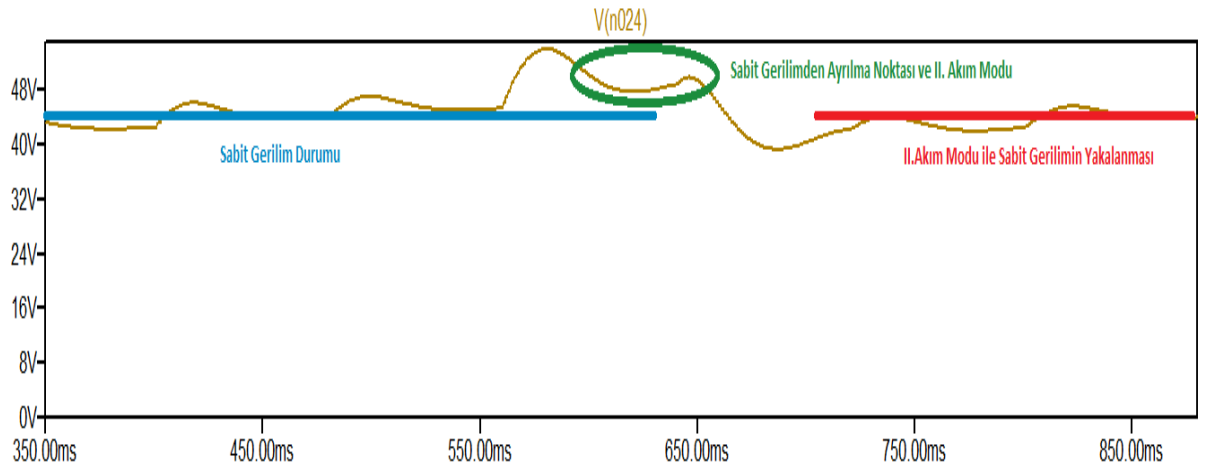


Şekil 3.18. SS rezonans yapısında direnç artış durumunda yük akımının değişimi.

İleri dönüştürücünün yük akımı Şekil 3.19’da ve ikincil tarafa bağlı yük üzerindeki gerilim ise Şekil 3.20’de gösterilmektedir. Şekil 3.19’da gösterilen ileri dönüştürücüdeki akımdaki değişim bataryanın şarj dolum karakteristiğini göstermektedir. Şarj dolumu ilk başta **kırmızı** çizgi ile gösterilen sabit akım modu ile başlamıştır. Şarj dolumu gerçekleştikçe bataryanın eşdeğer direnci artacak ve buna bağlı ileri dönüştürücü sisteme verilen akımı, gerilim yükselmesini engellemek için kısımaya başlayacaktır. Bu kısma ile birlikte batarya şarj olmaya devam edecek fakat gerilimin yükselmesine izin verilmeyecektir. Bu bölge Şekil 3.19’da **mavi** ile gösterilmiştir. Doğrusal bir düşüş olmamasının nedeni ise dirençlerin ani değişiminden kaynaklı sistemin vermiş olduğu tepkidir. Sağlıklı bir bataryada ani direnç değişimi gerçekleşmediği için bu akım grafiği doğrusal olarak aşağı inecektir. Şekil 3.19’da gösterilen **yeşil** çizgiye ait bölge ise bataryanın geriliminin yükselmesini engellemek için geçilen II. akım modunun olduğu bölgedir. İleri dönüştürücü akımının kısılması ile çıkış geriliminin yükselmesi engellenmiş olacaktır. Şekil 3.20’de ise direnç değişimine bağlı yük çıkış gerilimi gösterilmektedir. **Mavi** ile gösterilen bölge yaklaşık 30R dirence kadar devre üzerindeki gerilimi gösterir. Bu direnç değerinden sonra **yeşil** çizgi ile gösterildiği gibi yük gerilimi artık 44 V’tan ayrılma eğilimindedir. Bu eğilimin önüne geçilmesi ikinci akım moduna geçiş ile gerçekleşmektedir. Bu geçiş simülasyonda gösterilen 650ms sonrasında gerçekleşmiştir çünkü artık gerilim kritik seviyededir. Bu bölgede gösterilen gerilimin ani düşüş nedeni ise sezgi direncinin arttırılması ile yeni bir akım moduna geçilerek ileri dönüştürücünün çıkış geriliminin azaltılmasıdır. Böylece seri – seri rezonans yapısına bağlı devre topolojisinde çıkış akımı azalmış olur ve çıkış geriliminin aşırı artışı engellenmiş olmaktadır. Fakat bu anda şarj geriliminde bir toparlanma süresi kadar ani bir düşüş gerçekleşmektedir. Burada yük batarya olacağı için bataryanın kendi iç geriliminden ötürü bu ani düşüşün batarya gerilim grafiğinde büyük bir etkisi olmayacaktır.



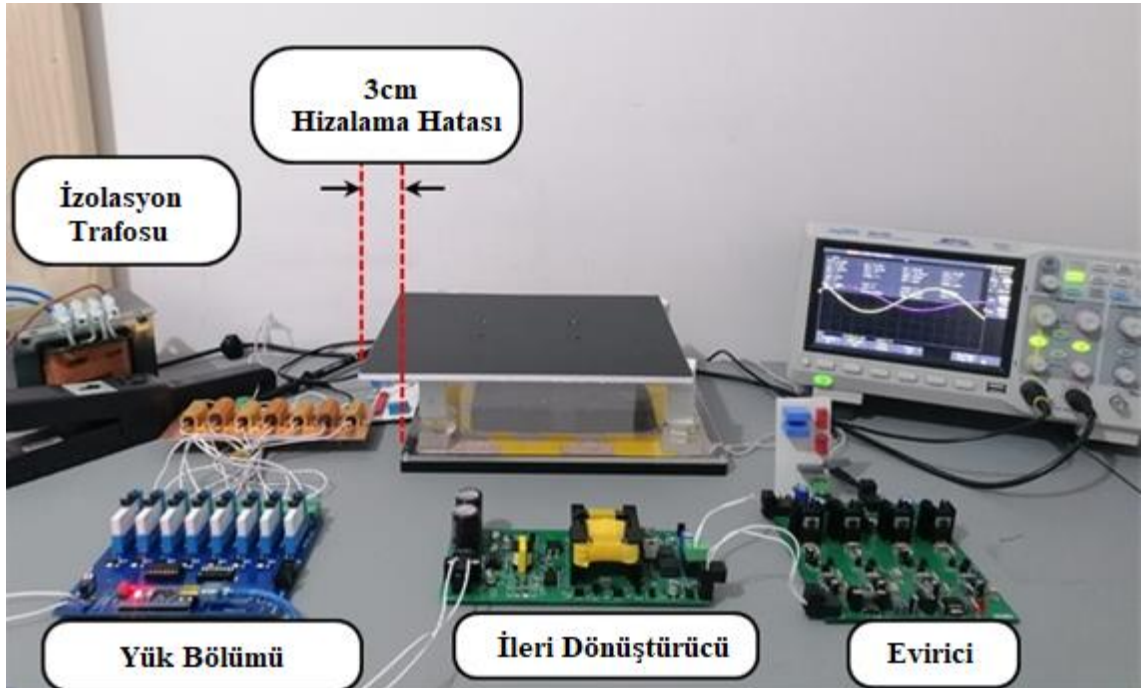
Şekil 3.19. Şarj başlangıç ve bitiş simülasyon sonucu.



Şekil 3.20. Kapalı döngü durumunda sistem çıkış geriliminin kontrol edilmesi.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

En iyi verim ve benzetimdeki çalışmaların doğruluğu için; dizgisi yapılmamış devre kartları, bir devre kartı üreticisi tarafından üretilmiştir. Şekil 4.1’de dizgisi tamamlanan devre kartlarının ve sistemin genel fotoğrafı gösterilmektedir. Bataryanın şarjı sırasında eşdeğer empedans değişimini benzetmek için 8 kademeli denetimli yük bloğu kullanılmıştır. Yük bloğundaki direnç değerleri ile genel olarak 5R8 7R8 13R8 15R8 21R8 değerleri elde edilmiştir. Yük bloğundaki her bir direnç bir röle yardımıyla birbirlerine seri veya paralel bağlanma yöntemi ile bağlanarak yeni dirençler elde edilmiştir. Ölçüm güvenliği ve tüm sistemin şebekeden yalıtılması için deney düzeneğinin önünde bir izolasyon transformatörü kullanılmıştır. Deney düzeneği, birincil ve ikincil sargılar tam hizalı iken ve 3 cm hizalama hatasında ölçüm alınacak şekilde kurulmuştur. Böylece genel sistemin %15 hizalama hatasındaki tepkisi de incelenmiştir. Sargılar arasındaki mesafe; IPT tasarımında belirlendiği gibi, sabit ve 100 mm olarak düzenlenmiştir. Birincil ve ikincil sargılar da Bölüm 2’de belirlenen tasarım boyutlarına göre bitişik nizamda sarılmıştır. Deney sırasında güç aktarımını etkilememek için sistem metal düzeneden arındırılmış olarak kurulmuştur.



Şekil 4.1. Kablosuz şarj deney düzeneği.

4.1. EVİRİCİ VE GÜÇ AKTARIM SİSTEM DENEYİ

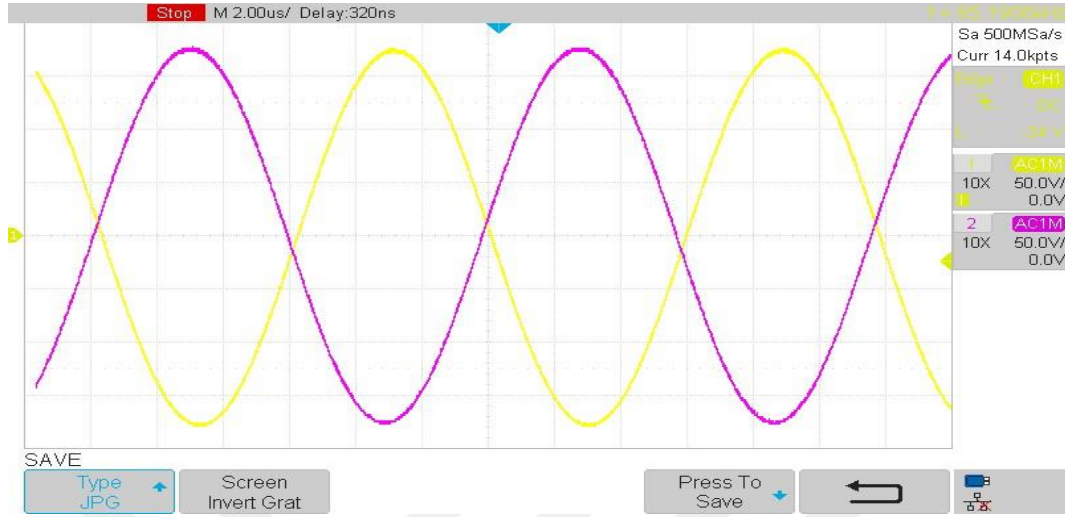
Evirici deneyleri yapılırken tüm sistem girişinde sabit bir DA kaynak kullanılmıştır. Sistemin ilk deneysel çalışmaları hizalama hatasına göre açık döngüde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 3’de hizalama hatası gerçekleştirilen sistemin çıkış yük bilgileri ile giriş bilgileri gösterilmektedir. Bu deneyde sistemin yük akımı serbest bırakılmıştır. Böylelikle yük direnci arttığında ileri dönüştürücü tarafından çekilen akım serbest kalacak ve çıkış geriliminin artışı da serbest bırakılmış olacaktır. Çizelge 3’deki verilerden de anlaşılacağı gibi, hizalama hatasının 0 cm ve 3 cm olma durumunda yük akım ve gerilim değerlerinde çok büyük bir artış gözlemlenmemiştir. Dolayısı ile böyle bir gerilim dalgalanmasının kontrolü de kolay olacaktır. Böylece sargı optimizasyonun 3 cm hizalama hatasına kadar sistemi desteklediği görülmüştür.

Çizelge 4.1. Hizalama Hatasına Göre Sistemin Giriş ve Çıkış Güç Seviyeleri.

DİRENÇ	Hizalama Hatası 0cm	Hizalama Hatası 1cm	Hizalama Hatası 2cm	Hizalama Hatası 3cm
5R8	17.8 V 3.07 A	18 V 3.12 A	18.7 V 3.18 A	18.8 V 3.23 A
7R8	24.3 V 3.11 A	24.8 V 3.17 A	25.2 V 3.22 A	25.58 V 3.28 A
13R8	43.7 V 3.14 A	44.1 V 3.19 A	45.01 V 3.62 A	46 V 3.33 A
15R8	49 V 3.10 A	50.5 V 3.18 A	51.02 V 3.23 A	52 V 3.29 A
21R8	66.1 V 3.01 A	67.2 V 3.08 A	68.7 V 3.15 A	69.98 V 3.19A
DİRENÇ	V İleri Dnüştürü I İleri Dönüştürücü	V İleri Dnüştürü I İleri Dönüştürücü	V İleri Dnüştürü I İleri Dönüştürücü	V İleri Dnüştürü I İleri Dönüştürücü
5R8	48 V 1.65 A	48 V 1.71A	48 V 1.81A	48 V 1.92 A
7R8	48 V 1.67 A	48 V 1.74 A	48 V 1.82 A	48 V 1.93 A
13R8	48 V 3.01 A	48 V 3.07A	48 V 3.25 A	48 V 3.48 A
15R8	48 V 3.38 A	48 V 3.59 A	48 V 3.69 A	48 V 3.93 A
21R8	48 V 4.87 A	48 V 5.01 A	48 V 5.28 A	48 V 5.37 A

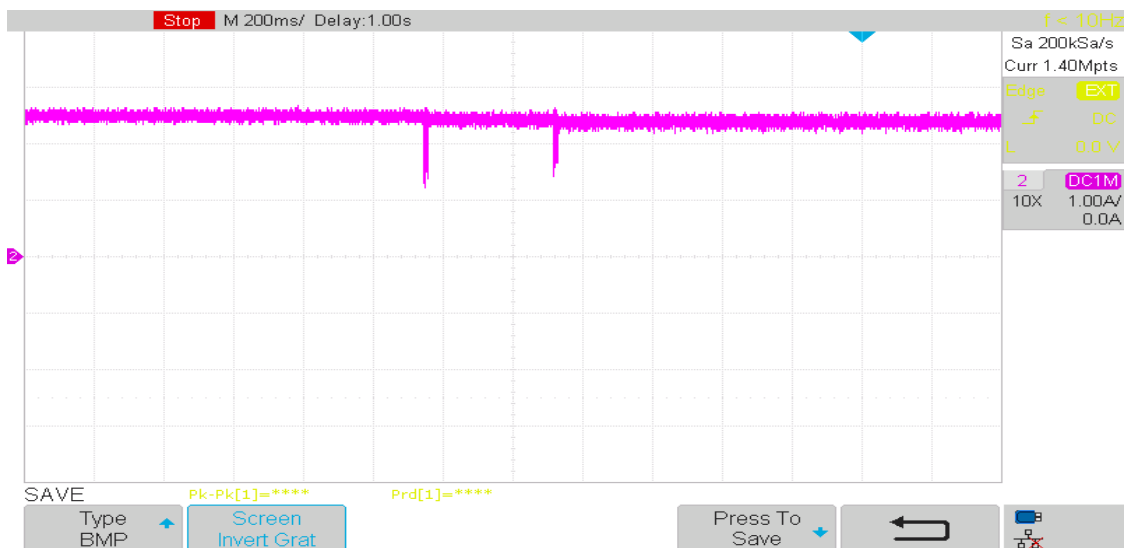
Sistem aktarım verimliliği tam hizalı ve optimizasyonu gerçekleştirilmiş sargı yapısında %94 olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.2’de sabit yük altında sekonder sargısı ve rezonans

kapasitörü üzerindeki gerilimler gösterilmiştir. Görüldüğü gibi sistem tam rezonans frekansında çalıştığında saf sinüsoidal dalga formları elde edilmektedir.

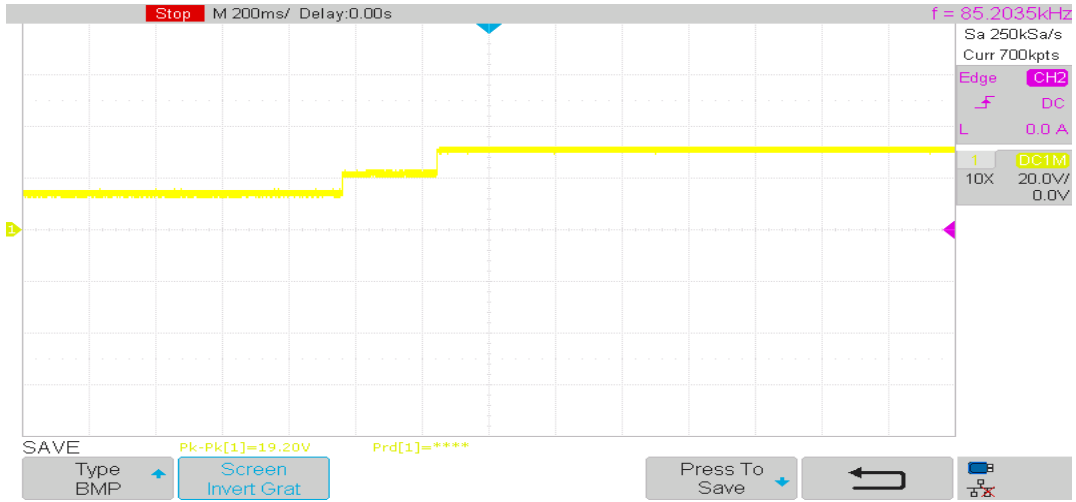


Şekil 4.2. Rezonans anındaki bobin ve kapasitör gerilimleri.

Sistem hizalamadan çıktıkça sargılar arası manyetik kublaj değişmekte, sistem çıkış akımı ve gerilimi artmaktadır. Hizalama hatasındaki karşılaştırmalardan sonra denetimli çalışan sistemin yük tepkisi incelenmiştir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te sırasıyla tasarlanan tüm sistemin değişken dirençlere göre akım ve gerilim tepkisi gösterilmektedir. İki kademeli yük direnci artışında yük uçlarındaki akım sabit kalırken yük uçlarındaki gerilim artmaktadır.

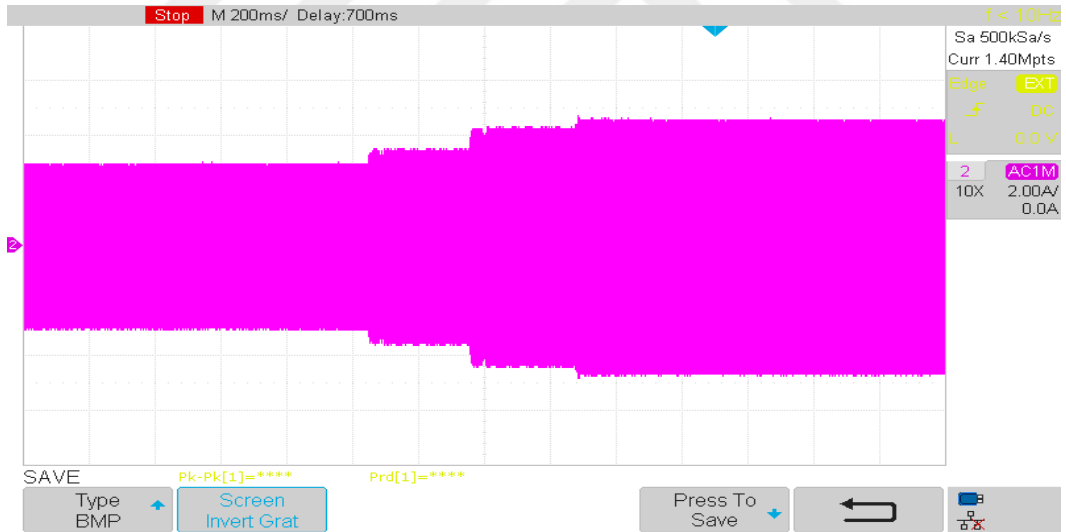


Şekil 4.3. Seri - Seri rezonansın akım kaynağı olarak davranışının osiloskop görüntüsü.



Şekil 4.4. Direnç artışıyla gerçekleşen gerilim artışı.

Değişken dirençlere göre sistemde gerçekleşen ani tepe akımlar gözlemlenmek istenmiştir. Buna göre aynı direnç değişimlerinde sistemin evirici tarafından çekilen akımlar Şekil 4.5’deki gibi ölçülmüştür. Direnç değeri arttıkça birincil taraftaki akım değeri artmaktadır.

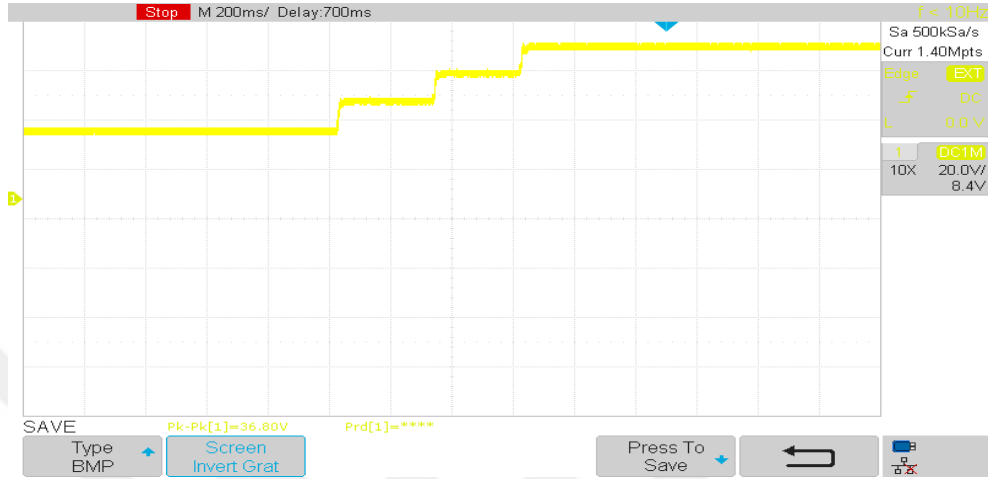


Şekil 4.5. Direnç artışıyla evirici tarafında sinüs formda çekilen akım sinyali.

4.2. İLERİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ŞARJ DENEYLERİ

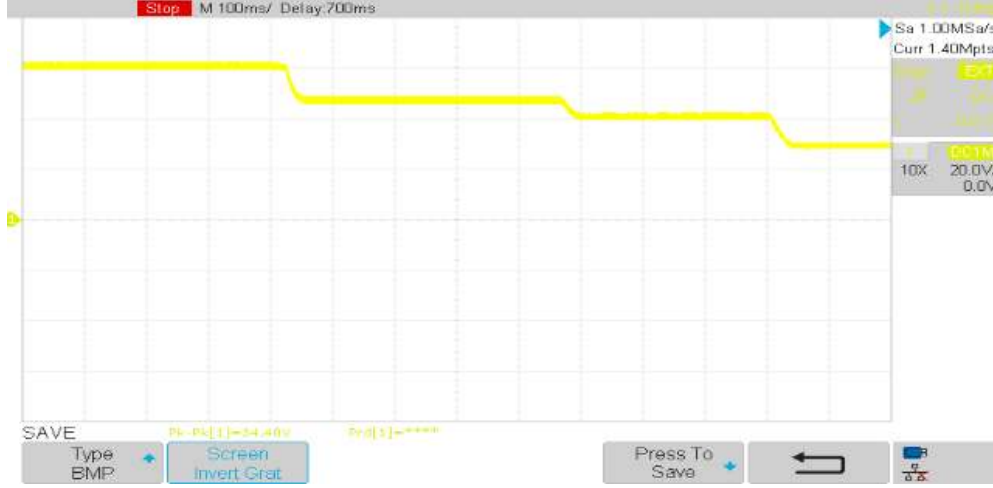
Yük direnci, ileri dönüştürücü algoritması olmadan sadece dış kaynak ile arttırıldığında çıkış gerilimi Şekil 4.6’da görüldüğü gibi değişmektedir. Batarya grubunu temsil eden eşdeğer yük direnci 21R8 değerine arttırıldığında yük uçlarındaki gerilim 50 V’a kadar çıkmıştır. Çıkış gerilimin bir kontrolcü ile denetlenmesinin gerekliliği, bu deneyde

görülmektedir. Bataryalar şarj oldukça yük direnci artacağından bataryalar üzerindeki gerilimde bu denli artmış olacaktır. Hatta şarjın bitmesine doğru eşdeğer batarya direnci $400\ \Omega$ seviyelerinde olacağından denetimsiz durumda yük gerilimi tehlikeleri değerler alacaktır. Dolayısı ile bataryalarda kaynama problemlerine görülebilir.

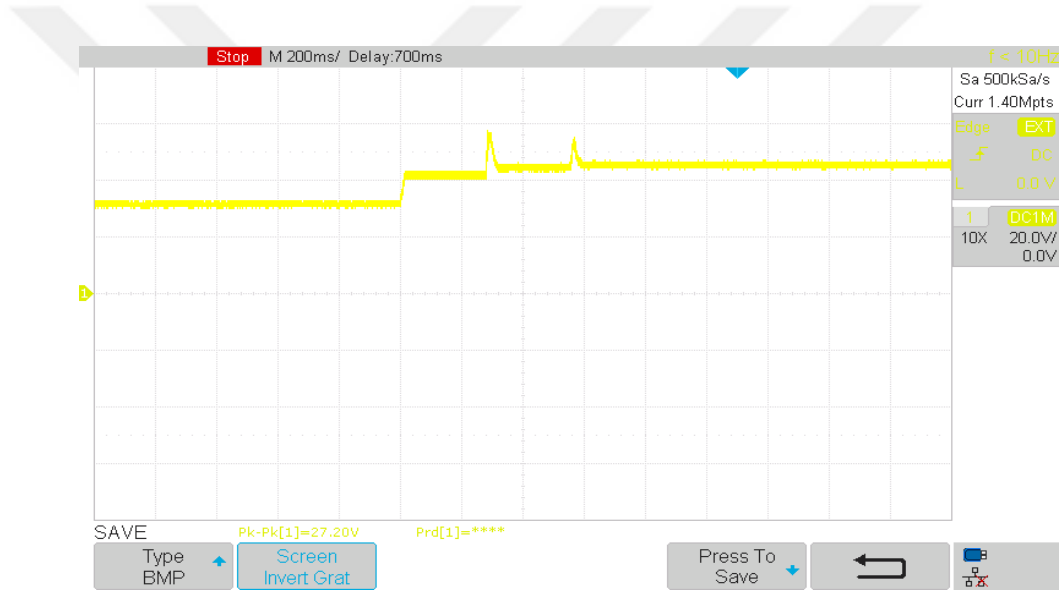


Şekil 4.6. Seri – Seri rezonans yapısından kaynaklanan direnç artışıyla gerçekleşen çıkış gerilim değişimi.

Önerilen sistem algoritmasına göre; bir ileri dönüştürücü ile tepe akım kontrolü yapıldığında, ileri dönüştürücü çıkış gerilimi Şekil 4.7’deki gibi olmaktadır. Yük direncinin değeri arttıkça ileri dönüştürücü çıkış gerilimi kısılmaktadır. Sistem direnci aşırı bir artış gösterdiğinde çekilmek istenen tepe akımı artacak ve sistem çıkış gerilimini kısacaktır. Bu sebeple sistem çıkış geriliminin aşırı artışı engellenecektir. Şekil 4.8’de ileri dönüştürücü çıkışındaki gerilim kısılmasına istinaden çıkış gerilimindeki değişiklik gösterilmektedir.

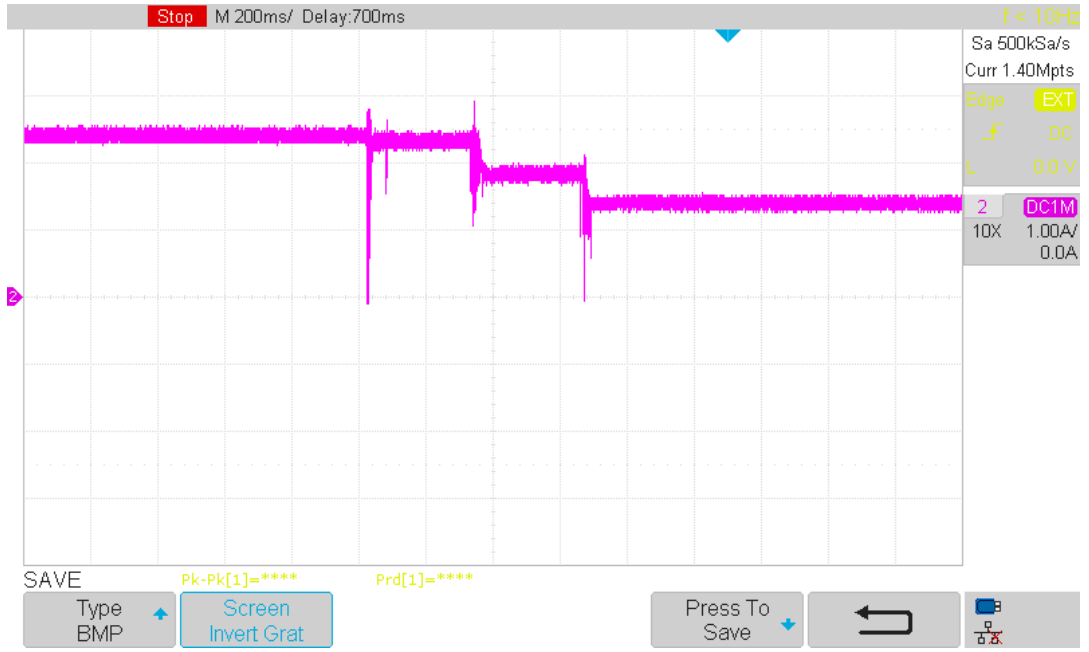


Şekil 4.7. Kapalı döngü durumunda kısılan ileri dönüştürücü çıkış gerilimi.



Şekil 4.8. Kapalı döngü konumunda sistemin direnç artış durumuna karşı 44v kademesinde sabit tutulması.

Yukarıdaki sinyaldeki ani tepe gerilimler sistemin ani yük direnç değişimine karşı gösterdiği tepkidir. Bu direnç değişimi farkına göre tepe gerilim süreleri değişmektedir. Sistem toparlanması ortalama en çok 50 ms içerisinde gerçekleşmektedir. Buradaki tepe gerilimlerin sebebi ise ileri dönüştürücü çıkışına yerleştirilen yüksek sığalı kapasitörlerdir. Çünkü sistem yükten çıktıktan sonra evirici akımı artmak isteyecektir ve bu akım ilk başta yüksek sığalı kapasitörler üzerinden sağlanacaktır. Kapasitörün dolumu ise ileri dönüştürücü trafosu ile gerçekleştirilecektir. Bu ara evrede sistemden yüksek akım çekilmek istendiğini anlayacak ve entegre çıkış gerilimini kısacaktır. Şekil 4.9’da direnç değişimlerine karşı yük üzerindeki çıkış akımının tepkisi görülmektedir.



Şekil 4.9. Gerilimin sabit tutulması sırasında direnç artış anlarında çekilen akım sinyali.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Sistem benzetimleri ile şarj algoritmaları gözlenmiş ve deneysel sonuçlar ile de simülasyonda gözlemlenen veriler doğrulanmıştır. Deneysel verilere bakılacak olursa ileri dönüştürücü tasarımı AA giriş ile DA çıkış arasında 48 V 2.8 A için 12 Wattlık bir enerji kaybı söz konusudur ve forward converter verimliliği %91 dir. Sistemin genel anlamda çalışma prensiplerine baştan sona bakılacak olursa, buradaki en büyük görev ileri dönüştürücüye düşmektedir. Çünkü ileri dönüştürücüde sezgi direncinin değiştirilmesi yöntemi, bataryalar için ikincil tarafta elde edilen DA gerilimin belirli bir noktanın üzerine çıkmasını engellemektedir. İleri dönüştürücünün bu ikinci akım modu ile de çıkış gerilimi sabitlenmektedir. Ayrıca evirici kayıpları ile birlikte AA yük için aktarım verimliliği %94 olarak hesaplanmıştır. AA şebeke girişinden yük üzerindeki çıkışa kadar gerçekleşen verim %85.5 şeklindedir. AA yük kısmına doğrultucu eklendikten sonra ise çıkış verimliliğinde düşüş gerçekleşmektedir. Bunun sebebi en başta doğrultucularda gerçekleşen yaklaşık 8.3 Wattlık kayıplardır. Bunlarla birlikte doğrultucu ile gerçekleşen yüksek frekanslı AA hattındaki gerilim formunun değişmesidir. Bu iki neden tam yükte yaklaşık olarak %12 lik bir verim kaybı meydana getirmektedir. Tam yükte sistem verimliliği %73'tür. Sistem verimliliğinin artması için doğrultucu tasarımı diyotlar yerine anahtarlar kullanılarak denetimli doğrultucu tasarlanması gerekmektedir. Kullanıcı tarafına bakacak olursak kablosuz şarj ile şarj süresinde bir azalma olmamıştır. Aksine farklı bir sargı tasarımı ile akım seviyesi arttırılarak hızlı şarj özelliği de eklenebilir. Sonraki çalışmalarda; nesne algılama ve daha yüksek güç seviyelerinde çift yönlü güç akışının sağlandığı IPT sistemleri üzerine çalışmalar planlanmaktadır.

6. KAYNAKLAR

- [1] Anonim, (2020, 01 Aralık). *İndüktif Şarj Hakkında Bilgiler ve Şarj Görselleri* [Online]. Erişim: https://en.wikipedia.org/wiki/Inductive_charging.
- [2] Anonim, (2020, 01 Aralık). Elektrikli Scooter Görseli [Online]. Erişim: <http://www.motoworlddergisi.com/motorhaber/e-kick-scooterlar-icin-metz-intis-enduktif-sarj>.
- [3] Anonim, (2020, 01 Aralık). *Elektrikli Bisiklet Görseli* [Online]. Erişim: <https://www.prnewswire.com/news-releases/daymak-launches-new-special-edition-ec1-featuring-built-in-wireless-charging-technology-plans-to-roll-out-this-technology-on-certain-e-bike-models-300464874.html>.
- [4] Anonim, (2020, 01 Aralık). *Qi Standartı Hakkında Bilgiler ve Şarj Görselleri* [Online]. Erişim: [https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_\(standard\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Qi_(standard)).
- [5] Anonim, (2020, 01 Aralık). *PMA Standartı Hakkında Bilgiler* [Online]. Erişim: https://en.wikipedia.org/wiki/Power_Matters_Alliance.
- [6] Anonim, (2020, 01 Aralık). *Qi Wireless Charging Standard* [Online]. Erişim: <https://www.electronics-notes.com/articles/equipment-items-gadgets/wireless-battery-charging/qi-wireless-charging-standard.php>.
- [7] S. Y. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, ve C. T. Rim, "Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis," *IEEE Transaction on Power Electronics*, c. 29, sayı. 12, ss.6406–6420, 2014.
- [8] Y. D. Ko ve Y. J. Jang, "The optimal system design of the online electric vehicle utilizing wireless power transmission technology," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems (T-ITS)*, c. 14, sayı. 3, ss. 1255–1265, 2013.
- [9] T.D. Nguyen, S. Li, W. Li, ve C. C. Mi, "Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers," *IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 2014.
- [10] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen ve C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, c. 64, sayı 6, ss. 2261-2273, 2015.
- [11] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann ve C. C. Mi, "An Inductive and Capacitive Integrated Coupler and Its LCL Compensation Circuit Design for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Industry Applications*, c. 53, sayı 5, ss. 4903-4913, 2017.
- [12] X. Dai, X. Li, Y. Li ve A. P. Hu, "Maximum Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems With Dynamic Coupling Coefficient Estimation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 33, sayı 6, ss. 5005-5015, 2018.
- [13] K. Hata, T. Imura ve Y. Hori, "Maximum efficiency control of wireless power transfer systems with Half Active Rectifier based on primary current measurement," *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, Kaohsiung, 2017, ss. 1-6.

- [14] F. Corti, "A Low-Cost Secondary-Side Controlled Electric Vehicle Wireless Charging System using a Full-Active Rectifier," *2018 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*, Milan, 2018, ss. 1-6.
- [15] S. Asheer, A. Al-Marawani, T. Khattab ve A. Massoud, "Inductive power transfer with wireless communication system for electric vehicles" *7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, Doha, 2013, ss. 517-522.
- [16] F. Liu, W. Lei, T. Wang, C. Nie ve Y. Wang, "A phase-shift soft-switching control strategy for dual active wireless power transfer system," *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, 2017, ss. 2573-2578.
- [17] D. Patil, M. Sirico, L. Gu ve B. Fahimi, "Maximum efficiency tracking in wireless power transfer for battery charger: Phase shift and frequency control," *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, 2016, ss. 1-8.
- [18] R. Bosshard, U. Badstübner, J. W. Kolar ve I. Stevanović, "Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer," *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nagasaki, 2012, ss. 1-6.
- [19] K. Song, Z. Li, J. Jiang ve C. Zhu, "Constant Current/Voltage Charging Operation for Series-Series and Series-Parallel Compensated Wireless Power Transfer Systems Employing Primary-Side Controller," *IEEE Transactions on Power Electronics*, c. 33, sayı 9, ss. 8065-8080. 2018.
- [20] F. Pellitteri, N. Campagna, V. Castiglia, A. Damiano ve R. Miceli, "Design, implementation and experimental results of a wireless charger for E-bikes," *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Otranto, Italy, 2019, ss. 364-369.
- [21] F. Pellitteri, V. Boscaïno, A. O. Di Tommaso ve R. Miceli, "Wireless battery charging: E-bike application", *Renewable Energy Research and Application (ICRERA) 2013 International Conference*, Madrid, Spain, 2013, ss. 247-251.
- [22] F. Pellitteri, V. Boscaïno, R. Miceli ve U. K. Madawala, "Power tracking with maximum efficiency for wireless charging of E-bikes," *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, Florence, 2014, ss. 1-7.
- [23] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann ve C. Mi, "A high efficiency 3.3 kW loosely-coupled wireless power transfer system without magnetic material," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, 2015, ss. 2282-2286.
- [24] A. Pevere, R. Petrella, C. C. Mi ve Shijie Zhou, "Design of a high efficiency 22 kW wireless power transfer system for EVs fast contactless charging stations," *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, Florence, 2014, ss. 1-7.
- [25] O. H. Stielau ve G. A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems," *International Conference on Power System Technology*, Perth, WA, Australia, 2000, ss. 85-90.

- [26] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart ve J. F. Sanz, "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 56, sayı 6, ss. 2140-2149, 2009.
- [27] J. T. Boys, G. A. Covic ve A. W. Green, "Stability and control of inductively coupled power transfer systems," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, c. 147, sayı 1, ss. 37-43, 2000.
- [28] Anonim, (2020, 01 Aralık). *Batarya Şarj Grafiği Görseli* [Online]. Erişim: <http://www.lithium-batterycharger.com/sale-10731055-electric-scooter-battery-charger-60v-2a-high-frequency-and-switching-mode-power-supply.html>.
- [29] Anonim, (2020, 01 Aralık). *Akım Modu Grafiği Görseli* [Online]. Erişim: <https://www.azom.com/article.aspx?ArticleID=17140>.
- [30] Linear Technology, (2020, 01 Aralık). *Entegre İç Yapısı Görseli* [Online]. Erişim: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt1241.pdf>.
- [31] CoilCraft, (2020, 01 Aralık). *Technical Bulletin Forward or Flyback? Which is Better?Both!*[Online].Erişim:https://www.mouser.com/pdfDocs/Doc1500_ForwardvsFlyback.pdf.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Murat BAYRAKTAR
Doğum Tarihi ve Yeri : 16.04.1994
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : bayraktarmrt001@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y.Lisans	Elektrik Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2020
Lisans	Elektrik Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2017
Lise		Behçet Kemal Çağlar Lisesi	2012