

**KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİNDE MAKSİMUM GÜÇ
AKTARIMI İÇİN BİR ADAPTİF FREKANS KONTROL SİSTEMİ
TASARLANMASI VE GERÇEKLENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

CENK ÖZDEMİR

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**MERSİN
ARALIK - 2017**

**KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİNDE MAKSİMUM GÜÇ
AKTARIMI İÇİN BİR ADAPTİF FREKANS KONTROL SİSTEMİ
TASARLANMASI VE GERÇEKLENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

CENK ÖZDEMİR

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



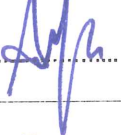
**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

**Danışman
Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE**

**MERSİN
ARALIK - 2017**

ONAY

Cenk ÖZDEMİR tarafından Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE danışmanlığında hazırlanan "Kablosuz Güç Aktarım Sistemlerinde Maksimum Güç Aktarımı İçin Bir Adaptif Frekans Kontrol Sistemi Tasarlanması ve Gerçeklenmesi" başlıklı çalışma aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından 29 Aralık 2017 tarihinde yapılan Tez Savunma Sınavı sonucunda oy birliği ile Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Görevi	Ünvanı, Adı ve Soyadı	İmza
Üye	Yrd. Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA	
Üye	Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE	
Üye	Yrd. Doç. Dr. Alkan ALKAYA	

Yukarıdaki Jüri kararı Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 26/01/2018 tarih ve 2018.05/157 sayılı kararıyla onaylanmıştır.


Prof. Dr. Ayla ÇELİK
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tezde kullanılan özgün bilgiler, şekil, tablo ve fotoğraflardan kaynak göstermeden alıntı yapmak 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu hükümlerine tabidir.

ETİK BEYAN

Mersin Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğinde belirtilen kurallara uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- Tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
 - Görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlâk kurallarına uygun olarak sunduğumu,
 - Başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
 - Atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak kullandığımı,
 - Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
 - Bu tezin herhangi bir bölümünü Mersin Üniversitesi veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı,
 - Tezin tüm telif haklarını Mersin Üniversitesi'ne devrettiğimi
- beyan ederim.

ETHICAL DECLARATION

This thesis is prepared in accordance with the rules specified in Mersin University Graduate Education Regulation and I declare to comply with the following conditions:

- I have obtained all the information and the documents of the thesis in accordance with the academic rules.
- I presented all the visual, auditory and written informations and results in accordance with scientific ethics.
- I refer in accordance with the norms of scientific works about the case of exploitation of others' works.
- I used all of the referred works as the references.
- I did not do any tampering in the used data.
- I did not present any part of this thesis as an another thesis at Mersin University or another university.
- I transfer all copyrights of this thesis to the Mersin University.

29 Aralık 2017 / 29 December 2017

İmza / Signature



Öğrenci Adı ve Soyadı / Student Name and Surname

Cenk Özdemir

ÖZET

KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİNDE MAKSİMUM GÜÇ AKTARIMI İÇİN BİR ADAPTİF FREKANS KONTROL SİSTEMİ TASARLANMASI VE GERÇEKLENMESİ

Kablosuz Güç Aktarımı (KGA) güç kaynağından arada bir bağlantı olmadan hava yoluyla yüke güç aktarılmasına denir. Lazer, mikrodalga, magnetik indüksiyon ve magnetik rezonans KGA sistemleri için kullanılan başlıca yöntemlerdir. Magnetik rezonans yöntemi, yüksek verimlilikle güç aktarımı için orta mesafe uygulamalarında en çok tercih edilen yöntemlerden biridir. Bu yöntemde bulunan kompanzasyon topolojisi, devrenin rezonans frekansında çalışmasını sağlamaktadır. Bu sayede maksimum verimlilikle güç transferi gerçekleştirilmektedir. Devre elemanları bobinler arasındaki mesafeye ve ortama göre belirlenmektedir. Bu nedenle bobinler arasındaki mesafe veya ortamda meydana gelen değişimler güç aktarımını etkilemektedir. Bu etkileri azaltmak için KGA sistemlerine bir kontrol yöntemi uygulanması gerekmektedir. Bu çalışmada, maksimum güç transferi için ideal frekansı belirleyen ve kaynak frekansını sürekli güncelleyen adaptif frekans takip algoritması önerilmiştir. Önerilen yöntem ile çeşitli kuplaj durumlarında maksimum güç aktarımı amaçlandı. Dolayısıyla bu çalışmada verimlilik birinci öncelik değildir. Güç aktarımı sırasında meydana gelebilecek değişiklikler algoritma tarafından tespit edilip, çalışma frekansı maksimum güç aktarımını sağlayacak şekilde yeniden ayarlandı. Önerilen frekans takip algoritması Matlab ortamında oluşturulan magnetik rezonanslı seri-seri kompanzasyonlu model üzerinden test edildi. Simülasyon sonuçları kurulan deneysel düzenek yardımıyla doğrulandı. Çalışmada eşleşme eşiğinin üzerindeki KGA sistemlerinde gözlemlenen frekans ayrılması etkisi göz önünde bulunduruldu. Önerilen kontrol yöntemi, ikincil taraftan topladığı bilgilerle kaynak frekansını ayarladığı için birincil taraf kontrol teknikleri altında sınıflandırılabilir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz Güç Aktarımı, Magnetik Rezonans, Birincil Taraf Kontrol, Frekans Takibi, Maksimum Güç Transferi.

Danışman: Yrd. Doç.Dr. Ahmet Naci METE, Mersin Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Mersin.

ABSTRACT

ADAPTIVE CONTROL SYSTEM DESIGN AND IMPLEMENTATION FOR POWER QUALITY AND POWER TRANSFER EFFICIENCY AT WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEMS

Transmitting power through an air gap without any cable called as Wireless Power Transfer (WPT). There are several methods for WPT such as laser, microwave, magnetic resonance, inductive coupling. Inductive Coupling is one of most preferred method for WPT. In this method, power can be transmitted with high efficiency at mid-range applications. Thanks to compensation topology of the circuit, WPT system is able to work at resonance frequency which maximizes the efficiency of power transmission. The selection of circuit parameters is obtained according to distance and medium between coils in this method. Therefore, the changes in distance or medium has great effect on power transfer. In order to reduce these effects, a control method should be applied to the circuit. In this study, an adaptive frequency tracking method which can continuously track the ideal frequency at which the maximum power is transferred to the load is proposed. Proposed method aims stable power transfer over varying coupling conditions. Therefore, efficiency of the power transfer is not a primary objective. Any changes during the transmission period can be detected and the operating frequency is adjusted accordingly to achieve maximum power transmission. The proposed frequency tracking algorithm is simulated on the series-series compensated inductive coupled model with Matlab. Simulation results are verified with the help of experimental setup. Frequency splitting phenomenon of overcoupled WPT systems is also considered in the frequency searching algorithm. This method is classified under primary side control techniques since it gathers information from the load and sets the source frequency.

Keywords: Wireless Power Transfer, Inductive Coupling, Primary Side Control, Frequency Tracking, Maximum Power Transfer

Advisor: Assist. Prof. Dr. Ahmet Naci METE, Department of Electrical-Electronic Engineering, University of Mersin, Mersin.

TEŞEKKÜR

Tez çalışmam sırasında kıymetli bilgi, birikim ve tecrübeleri ile bana yol gösterici ve destek olan değerli danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci Mete'ye sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Yüksek lisans eğitimim boyunca bilgi ve deneyimleri ile bana sürekli destek olan Doç. Dr. Hüseyin Erişti'ye, Yrd. Doç. Dr. Alkan Alkaya'ya ve Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümündeki tüm hocalarıma teşekkür ederim. Tez jüri üyelerimden Sayın Yrd. Doç. Dr. Selin Özçira'ya olumlu yaklaşımı, yapıcı eleştirileri ve aktardığı bilgilerden doyalı teşekkür ederim.

Deneyisel çalışmalarımnda bana yardımcı olarak hep yanımda olan Arş. Gör. Mustafa Cömert'e, Elektrik-Elektronik Yüksek Mühendisi Yusuf Muratoğlu'na ve Arş. Gör. Gökhan Yüksek'e teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca bana çalışma olanağı ve ortamı sağlayan Mersin Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne teşekkür ederim.

Mersin Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim birimine 2017-1-TP2-2269 numaralı araştırma projesi kapsamında gerçekleştirilen "Temassız Güç Aktarım Sistemlerinde Güç Kalitesi ve Güç Aktarım Verimliliği için Adaptif Kontrol Sistemi Tasarlanması ve Gerçeklenmesi" adlı çalışma için maddi desteklerinden ötürü teşekkür ederim.

Tez çalışmam boyunca her zaman yanımda olan, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen, hayatım boyunca beni her koşulda motive eden babam Saffet Özdemir'e, annem Semra Özdemir'e, kardeşim Berk Özdemir'e ve değerli arkadaşlarım Fuad Nasibov ve Çağlar Taşkiran'a en içten teşekkür ve sevgilerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇ KAPAK	i
ONAY	ii
ETİK BEYAN	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
TABLolar DİZİNİ	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
KISALTMALAR ve SİMGELER	x
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI	3
2.1. Literatür Taraması	3
2.2. Kablosuz Güç Aktarım Yöntemleri	6
2.2.1. Lazer Güç Aktarım Yöntemi	6
2.2.2. Mikrodalga Güç Aktarım Yöntemi	6
2.2.3. Magnetik İndüksiyonlu Güç Aktarım Yöntemi	7
2.2.4. Magnetik Rezonanslı Güç Aktarım Yöntemi	8
2.3. Magnetik Rezonanslı Güç Aktarımı Devre Yapıları	8
2.3.1. Seri – Seri Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli	9
2.3.2. Seri – Paralel Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli	12
2.3.3. Paralel – Seri Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli	15
2.3.4. Paralel – Paralel Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli	17
2.4. Bobin Tasarımı	20
2.4.1. Öz Endüktans Hesabı	20
2.4.2. Ortak Endüktans Hesabı	21
2.4.3. Kuplaj Katsayısı	22
2.4.4. Kalite Faktörü	23
2.4.5. Frekans Ayrılması	26
3. MATERYAL ve YÖNTEM	28
3.1. Önerilen Frekans Kontrol Yöntemi	28
3.2. Deneysel Düzenek	30
4. BULGULAR ve TARTIŞMA	37
4.1. Simulasyon Sonuçları	37
4.2. Deneysel Sonuçlar	39
4.2.1. Frekans Düzlemi Taraması	40
4.2.2. Sabit Mesafede Frekans Takip Algoritmasının Uygulanması	42
4.2.3. Değişken Mesafede Frekans Takip Algoritmasının Uygulanması	45
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	47
KAYNAKLAR	48
ÖZGEÇMİŞ	51

TABLolar DİZİNİ

	Sayfa
Tablo 3.1. DC güç kaynağının teknik özellikleri	31
Tablo 4.1. Eşdeğer devre parametreleri	37
Tablo 4.2. Farklı mesafelerde kaydedilen simülasyon sonuçları	38
Tablo 4.3. Algoritmasız ve algoritmali sistemin simülasyon sonuçları	39
Tablo 4.4. Frekans taraması ve değişken mesafeli sistemin deney sonuçları	46



ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1. Eşdeğer devre modeli	7
Şekil 2.2. Magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemi kompanzasyon topolojileri	8
Şekil 2.3. Seri-seri kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli	9
Şekil 2.4. Seri-paralel kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli	12
Şekil 2.5. Paralel-seri kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli	15
Şekil 2.6. Paralel-paralel kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli	17
Şekil 2.7. Spiral ve selenoid bobin yapıları	20
Şekil 2.8. Kalite faktörü genlik-frekans grafiği	25
Şekil 2.9. Kalite faktörü faz açısı-frekans grafiği	25
Şekil 2.10. Kuplaj katsayısının durumuna göre kalite faktörü eğrilerinin genlik-frekans grafikleri	26
Şekil 3.1. Adaptif frekans kontrolü algoritma tasarımı	29
Şekil 3.2. Deneysel düzenek şematik diyagram	30
Şekil 3.3. DC güç kaynağı	31
Şekil 3.4. Anahtarlamalı doğru akım regülatör devreleri	32
Şekil 3.5. Tasarlanan yarım köprü sürücüler	33
Şekil 3.6. Mikroişlemci kontrollü kapasitör seçim devresi	33
Şekil 3.7. Ölçüm devresi	34
Şekil 3.8. Tasarlanan birincil ve ikincil bobinler	35
Şekil 3.9. Yük devresi	35
Şekil 3.10. Deneysel düzenek	36
Şekil 4.1. Mesafeye göre değişen ortak endüktans grafiği	37
Şekil 4.2. Farklı mesafelere göre güç aktarım kapasiteleri	38
Şekil 4.3. Farklı mesafelerde sabit frekansta güç aktarım grafikleri (algoritmasız)	38
Şekil 4.4. Farklı mesafelerde frekans değişimi ve güç aktarım grafikleri (algoritmali)	39
Şekil 4.5. Frekans düzlemi taraması (5cm)	40
Şekil 4.6. Frekans düzlemi taraması (10cm)	40
Şekil 4.7. Frekans düzlemi taraması (15cm)	41
Şekil 4.8. Frekans düzlemi taraması (20cm)	41
Şekil 4.9. Frekans düzlemi taraması (30cm)	42
Şekil 4.10. Algoritmali güç aktarım sonuçları (5cm)	43
Şekil 4.11. Algoritmali güç aktarım sonuçları (10cm)	43
Şekil 4.12. Algoritmali güç aktarım sonuçları (15cm)	44
Şekil 4.13. Algoritmali güç aktarım sonuçları (20cm)	44
Şekil 4.14. Değişken mesafede algoritmali güç aktarım sonuçları (5cm-20cm)	45

KISALTMALAR ve SİMGELER

Kısaltma/Simge	Tanım
KGA	Kablosuz Güç Aktarımı
WPT	Wireless Power Transfer
MIT	Massachusetts Institute of Technology
MGA	Mikrodalga güç aktarımı
MİGA	Magnetik indüksiyonlu güç aktarımı
MRGA	Magnetik rezonanslı güç aktarımı
LGA	Laser güç aktarımı
KAIST	Korea Advanced Institute of Science and Technology
V_1, V_s	Gerilim kaynağı
V_2	Yük gerilimi
I_1	Giriş akımı
I_2	Yük akımı
I_p	Birincil bobin akımı
I_s	İkincil bobin akımı
L	Öz empedans
L_1	Birincil bobin endüktansı
L_2	İkincil bobin endüktansı
R_1	Birincil bobin iç direnci
R_2	İkincil bobin iç direnci
R_L	Yük direnci
C_1, C_p	Birincil kapasitör
C_2, C_s	İkincil kapasitör
Z_t, Z_{in}	Eşdeğer empedans
Z_1	Birincil empedans
Z_s, Z_2	İkincil empedans
Z_r	Yansıyan empedans
P_i	Giriş gücü
P_o	Çıkış gücü
P_g	Güncel güç
P_{eski}	Güncel frekansın bir önceki değerinde ölçülen güç
P_{max}	Ölçülen maksimum güç
M	Ortak endüktans
w	Açısal frekans
w_0	Açısal frekans (rezonans frekansında)
f	Çalışma frekansı
f_r	Rezonans frekansı
f_{max}	Gücün maksimum olduğu frekans
$f_{artış}$	Frekanstaki artış miktarı
G	Birincil-ikincil bobin akımları arasındaki ilişki
η_{ss}	Seri-seri devre verimi
η_{sp}	Seri-paralel devre verimi
η_{pp}	Paralel-paralel devre verimi

Kısaltma/Simge	Tanım
η_{ps}	Paralel-seri devre verimi
μ	Hava geçirgenlik katsayısı
n	Çevrim sayısı
d_i	İç bobin çapı
d_o	Dış bobin çapı
d_{ort}	Ortalama bobin çapı
p	Doluluk oranı
d	Bobinler arası mesafe
a	Birincil bobin yarıçapı
b	İkincil bobin yarıçapı
ε	Bobinler arası açıdaki minimum değişim
ds	Bobin minimum kesit alanı
ϕ	Bobinler arası açı
$\text{Re}\{ \}$	Gerçek kısmı
$\text{Im}\{ \}$	Sanal kısmı
k	Kuplaj katsayısı
Q	Kalite faktörü
V_{DD}	Savak Gerilimi
$R_{led(max)}$	Led direnci
$V_{fled(typ)}$	Alan gerilimi
$I_{fled(min)}$	Alan akımı

1. GİRİŞ

Teknolojinin hızla ilerlemesi ile günümüzde çok sayıda bataryalı elektrikli aygıtlar kullanılmaktadır. Bu aygıtların şarj edilmesinde artan sayıda şarj aleti ve bağlantı standartları karmaşaya neden olmaktadır. Kablosuz güç aktarımı yöntemi bu karmaşaya çözümler sunan bir teknoloji haline gelmiştir. Kablosuz güç aktarımı yöntemi basit olarak elektromagnetik enerjinin arada bir bağlantı olmadan güç kaynağından yüke aktarılmasıdır. Nikola Tesla öncülüğünde başlayan bu sistem günümüzde lazer, mikrodalga, magnetik indüksiyonlu ve magnetik rezonanslı gibi farklı aktarım yöntemleri ile yapılmaktadır. Bu yöntemler arasından magnetik rezonanslı güç aktarım yönteminde farklı kompanzasyon topolojilerine göre birincil ve ikincil devreye kapasitörler bağlıdır. Bu sayede sistem rezonans frekansında çalıştırılarak maksimum verim elde edilmektedir.

Kablosuz güç aktarım sistemlerinde yüksek verimde çalışabilmek için bobin tasarımı önemli bir rol oynamaktadır. Tasarlanan bobinlerin kalite faktörleri sistemin maksimum güç aktarım şartlarında çalışıp çalışmayacağını da belirler. Kalite faktörü eğrilerinin birbirleriyle temas ettikleri frekansta sistem maksimum güç aktarımı yapabilir. Kalite faktörü eğrilerinin birden fazla noktada temas etmesi frekans ayrılması olarak adlandırılır. Diğer bir deyişle birden fazla frekans değerinde maksimum güç aktarımı gözlenir. Kablosuz güç aktarımda sistem yapıları sabit parametrelerde (mesafe, yük, frekans, kompanzasyon türü ve kuplaj katsayısı) tasarlanmaktadır. Eğer tasarlanan sistemde bu parametrelerden biri değişirse sistem maksimum verimde çalışmaz. Bu nedenle değişken parametrelerde (dinamik sistem) verimi maksimuma tekrar taşımak için sistemin kontrol edilmesi gerekir. Tasarlanacak kontrolör sistemin değişken parametresine ve alıcı sayısına göre hem birincil hem de ikincil devreye yapılabilir. Tek alıcılı sistemlerde kontrolün birincil devreye, çok alıcılı sistemlerde ise ikincil devreye yapılması daha uygundur. Değişken parametre ise sistemin kontrol yapısını belirlemektedir. Başlıca kontrol yapıları şu şekildedir; giriş gerilimi genlik kontrolü, anahtarlama kontrolü, güç akış kontrolü, değişken kapasitör kontrolü, empedans kontrolü, çıkış akımı kontrolü, çıkış gerilimi kontrolü, frekans kontrolü.

Bu çalışmada orta mesafelerde yüksek verim elde edilen magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemi kullanılmıştır. Seri-seri kompanze edilen sisteme yeni bir adaptif frekans kontrolü geliştirilmiştir. Geliştirilen frekans kontrolünde bobinler arası mesafe değiştikçe maksimum güç aktarım noktası takip edilmiştir. Çalışmada izlenen yol şu şekildedir; Öncelikle kablosuz güç aktarımında bugüne kadar yapılan çalışmalar incelendi. Çalışmada kullanılacak magnetik rezonanslı güç aktarım yönteminin devre topolojileri analiz edildi. Yaygın olarak kullanılan seri-seri kompanzasyon topolojisi seçilerek eşdeğer devre analizi yapıldı. Seçilen seri-seri kompanzasyon topolojisi Matlab ortamında matematiksel olarak modellendi. Ardından öz

endüktans, ortak endüktans, kalite faktörü, kuplaj katsayısı ve frekans ayrılması hesapları göz önünde bulundurularak bobin tasarımı yapıldı. Frekans takip algoritmasının kontrol edebileceği değişken frekanslı kare dalga üretebilecek kaynak devresi tasarlandı. Maksimum güç aktarım noktasını takip edecek adaptif frekans kontrolü tasarlandı. Tasarlanan frekans kontrolü model üzerinden simülasyonu yapılarak doğrulandı. Deneysel düzenek kuruldu. Son olarak tasarlanan frekans kontrolü, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılarak deneysel olarak doğrulandı. Bu tezin bilimsel literatüre katkısı birincil taraf kontrol yöntemleri altında sınıflandırılabilir yeni bir adaptif frekans kontrol algoritmasının önerilmesi ve bu algoritmanın oluşturulan deneysel düzencekle başarımının test edilmesi olarak değerlendirilebilir.

Bu çalışma şu şekilde organize edilmiştir; birinci bölümde kaynak araştırmaları konu başlığında literatür taraması, kablosuz güç aktarım yöntemleri ve bobin tasarımı yer almaktadır. İkinci bölümde materyal ve yöntem konu başlığında önerilen frekans kontrol yöntemi ve kurulan deneysel düzeneğe ait bilgiler yer almaktadır. Üçüncü bölümde bulgular ve tartışma konu başlığında simülasyon ve deneysel sonuçlar vardır. Dördüncü bölümde sonuçlar ve öneriler ile tez çalışması sonuçlandırılmıştır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI

2.1. Literatür Taraması

Kablosuz güç aktarımı fikri 18.yy'a kadar dayanmaktadır. Kablosuz güç aktarımı üzerine yapılan ilk çalışma Nikola Tesla ile elektromagnetik radyasyon üzerine enerjinin kablosuz olarak tüm dünyaya iletme amacı ile başlamıştır. Ancak o yıllarda verilen desteklerin çekilmesi üzerine bu çalışma tamamlanamamıştır [1]. Mikrodalga vericilerinin gelişimi ile 1964 'te William Brown mikrodalga ışınlarından beslenen model helikopter tasarlamıştır [2]. Bir başka kablosuz güç aktarımı çalışması Sahai ve Graham taraflarından yüksek mesafeli, düşük verimli ve canlılar üzerinde ciddi zararlara sebep olabilecek lazerle enerji transferini gerçekleştirmiştir [3]. Zaho ve arkadaşları elektromagnetik endüksiyon teknolojisi üzerine yaptıkları çalışmalarda çok düşük mesafelerde yüksek verimler elde etmiştir [4]. Orta mesafe ve verimlilikte güç aktarımı 2007 yılında MIT bilim insanlarının Witricity isimli buluşu ile başlayan magnetik rezonans teorisi ile gerçekleştirilmiştir [5].

Tarihten bugüne kablosuz güç aktarımı yöntemleri incelendiğinde yaygın olarak lazer, mikrodalga, magnetik indüksiyonlu ve magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemleri kullanılmaktadır[6-13]. Lazer güç aktarım (LGA) yöntemi uzun mesafelerde kullanılmakta ve düşük verimler elde edilmektedir [7]. Mikrodalga güç aktarım (MGA) yöntemi uzun mesafelerde, yüksek frekanslarda çalışmakta ve orta verimler elde edilmektedir [8]. Magnetik indüksiyonlu güç aktarım (MİGA) yöntemi düşük mesafelerde çalışmakta ve yüksek verimler elde edilmektedir [9]. Magnetik rezonanslı güç aktarım (MRGA) yöntemi ise orta mesafeli uygulamalarda kullanılmakta ve orta verimler elde edilmektedir. Magnetik rezonanslı güç aktarım yönteminde sistemin rezonans frekansında ve maksimum verimde çalışabilmesi için birincil ve ikincil devrelere kompanzasyon yapılmaktadır. Yaygın kullanılan kompanzasyon topolojileri şu şekildedir; seri-seri kompanzasyon, seri-paralel kompanzasyon, paralel-seri kompanzasyon ve paralel-paralel kompanzasyon [10]. Literatürde kablosuz güç aktarımında yaygın olarak kullanılan bu yöntemlerle yapılan bazı çalışmalar şu şekildedir;

2005-2009 yılları arasında Japonya'da bulunan Showa Aircraft Şirketi tarafından geliştirilen sistemle 22 kHz frekansı kullanılarak 30 kW'a kadar yükler 14 cm bobin mesafesinden %92 verimle aktarılmıştır [14].

2007 yılında yapılan bir çalışmada uygulamalarla bobin yarıçapının 8 katına kadar mesafelere ışınımsız güç aktarımı gerçekleştirilmiş. 60 W gücü %40 verim ile 2 metrelik mesafede taşınmış. Yapılan matematiksel model ile deney sistemi %5 'lik tolerans ile tutmuştur [15],

2011 yılında Kyoto üniversitesi geliştirdiği bir metotla MPT yöntemi elektrikli araçların şarjında kullanılmış ve %76 verime ulaşılmıştır [16].

2011 yılında Qualcomm firmasının Halo departmanının kurucu ortağı UniServices, 2 filo 60 kW'lık otobüsü (yaklaşık 40 otobüs) %92 verimle yaklaşık 10 yıldır Turin ve Genoa kentlerinde başarıyla çalıştırmaktadır [17].

2012 yılında bir laboratuvar deneyinde, geliştirilen teknikle 1 kW yük 1 m mesafeden %90 verimle beslenmiştir [18].

2013 yılında Japan ve Nihon Dengyo Kosaku firmaları tarafından Volvo teknolojisinde 10 kW'lık bir anten geliştirilmiştir. Geliştirilen bu antenin güç aktarım kapasitesi 4 metrelik bir alan içerisinde %84 verim ile 3,2 kW/m² 'dir [19].

2013 yılında Witricity firması hibrit ve elektrikli araçlar için yüksek verim ile (%90) 10-20 cm mesafeden 3,3 kW'lık şarj sistemi geliştirmiştir [20].

2013 yılında Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) firması tarafından Online Electric Vehicle (OLEV) otobüsleri Gumi İstasyonu ile In-Dong bölgesi arası 24 km'lik şehir turu yapmak için geliştirdi. Bu otobüslerin şarjı 20 kHz frekansında 100 kW'lık yük ile %85 verimde 17 cm mesafeden sağlanmaktadır [21].

2014 yılında Korea Railroad Research Institute (KRRRI) geliştirdiği metot ile hızlı trenin enerjisini 60 KHz frekansında 1 MW'lık güç aktarımı ile sağlamıştır [22].

Kablosuz güç aktarımı için tasarlanan sistem yapıları sabit parametrelere (mesafe, yük, frekans, kompanzasyon türü ve kuplaj katsayısı) göre tasarlanmaktadır. Sistem parametrelerinde yapılacak değişiklikler sistem verimliliğini değiştirebilmektedir [23]. Bu nedenle dinamik sistemlerde seçilen bir parametrenin kontrolü ile sistem verimi tekrar maksimum seviyeye taşınabilir. Sistem kontrolü hem birincil devreye hem de ikincil devreye uygulanabilmektedir. Tek alıcılı sistemlerde kontrolün birincil devreye, çok alıcılı sistemlerde ise ikincil devreye yapılması daha uygundur. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin kontrolü için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Literatürde kablosuz güç aktarımının kontrolünde yaygın olarak kullanılan yöntemlerle yapılan bazı çalışmalar şu şekildedir;

Referans [24]'da, bobin hizalamasının sistem limitleri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Yapılan çalışma sonucunda hizalanmış sistemde 20 cm'ye kadar yüksek verimlilikle güç aktarımı sağlanırken hizalanmamış sistemde bu mesafe 10 cm'ye düşmektedir.

Referans [25]'da, kuplaj katsayısının tahmini üzerine bir çalışma yapılmıştır. Bu çalışmada verimliliğin bobinler arası mesafeye, ortama ve pozisyona bağlı olduğu belirtilmiştir. Ayrıca verimliliği yükselt için yapılan çalışmalarda kuplaj katsayısının tahmininin önemine vurgu yapılmıştır. Kuplaj katsayısının tahmini kaynak gerilimi, kaynak akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı bilgileri kullanılarak yapılmaktadır.

Referans [26]'da, çıkış gerilimi ve çıkış akımı kullanılarak tahmin edilen kuplaj katsayısı yardımıyla maksimum güç aktarımı takibi yapılmaktadır. Yapılan çalışmada 40 kHz'te 41 W güç aktarımı yapılmaktadır.

Referans [27]'da, magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarım yöntemi kullanılarak oluşturulan sistemde paralel-paralel kompanzasyon yapılmıştır. İkincil devrenin yük üstündeki gerilimi sabitlemek için doğru akım kontrollü değişken kapasitör ile PI denetleyiciden oluşan kombine bir denetleyici önerilmiştir. Önerilen denetleyici ile yaklaşık 290 kHz frekansında ve 5,7-7,6 W arasında güç aktarımında 5 V çıkış gerilimi sabitlenmektedir.

Referans [28]'da, seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarım yöntemi kullanılarak elektrikli araçların bataryalarının dinamik şarjı için güç kontrolü çalışılmıştır. Yarı aktif tam doğrultucu ve dc-dc dönüştürücü kullanılarak kombine bir denetleyici tasarlanmıştır. Devrede yarı aktif tam doğrultucu verimliliği arttırmak için gerilim kontrolü yapmaktadır. Dc-dc dönüştürücüsü ise aktarılacak güç miktarına göre akım kontrolü yapmaktadır. Yapılan çalışmada 30 V giriş geriliminde 101 kHz frekansında 27 W güç aktarımı, 27-29 V arasındaki çıkış gerilimi ile sağlanmıştır.

Referans [29]'da, çalışma oranı ve akım kontrolü kullanılarak yükteki ve ortak endüktanstaki değişimlere karşı verimliliği yüksek tutmak amaçlanmıştır. Çalışma oranı kontrolü yükteki değişimlere karşı kullanılırken, akım kontrolü ortak endüktanstaki değişimlere karşı kullanılmaktadır. 17,5-26,5 cm arasında 5 kW güç aktarımı %90 verimlilikle aktarılmıştır.

Referans [30]'da, ayarlanabilir indüktör ve kapasitör grubu kontrol edilerek yükteki değişimlere karşı verimliliği yüksek tutmak amaçlanmış ve 20 W güç aktarımı yapılmıştır.

Referans [31]'da, gerilim regülasyonunu hızlı bir şekilde yapmak için PI denetleyici tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre değişik yük değerlerinde denetleyicisiz sisteme göre daha hızlı regülasyon sağlanmıştır.

Referans [32]'da, seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemi ile yük gerilim modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan modele geri beslemeli denetleyici tasarlanmıştır. Çalışma sonucunda oluşturulan model farklı yük değerlerinde değişik frekanslarda doğrulanmıştır.

Referans [33]'da, frekans ve çalışma oranı kontrolü için çıkış gerilimi ve çıkış akımı bilgisiyle denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemde 110 V çıkış geriliminde 7 kW güç 7,5 cm mesafeden %90 verimle aktarılmıştır.

Referans [34]'da, elektrikli araçların batarya şarjı için frekans kontrollü kablosuz güç aktarımı sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemle bobinler arasına giren metal benzeri yabancı maddelere karşı sistem verimliliğini arttırmak amaçlanmıştır. Yapılan deneylerde bobinler arasına giren maddelerin verimliliği %91'den %64'e düşürdüğü görülmüştür. Tasarlanan frekans kontrolü sayesinde verimlilik %75'e yükselmiştir.

Referans [35]'da, sistem verimliliğini arttırmak için ayarlanabilir indüktör ve ayarlanabilir frekanslı kaynak kontrolü yapılmıştır. Sistem yansıma katsayısını hesaplayarak

devrenin doğal rezonans frekansını ayarlanabilir indüktör yardımıyla değiştirmektedir. Daha sonra kaynak frekansını yeni rezonans frekansına ayarlamaktadır.

Referans [36]'da, orta mesafeli uygulamalar için %70'ten yüksek verim sağlayacak adaptif frekans takip denetleyicisi tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyici sayesinde 70 W güç 50 cm mesafeden %70 verimle aktarılmıştır.

2.2. Kablosuz Güç Aktarım Yöntemleri

2.2.1. Lazer Güç Aktarım Yöntemi

Bu yöntemde yüksek yoğunluklu lazer ışını belirli bir mesafeden yüke aktarılır. Lazer ışınının menziline ve yoğunluğuna bağlı olarak bu yöntem, uzun mesafeli uygulamalarda kullanılır. Deneyler, lazer ışını yoluyla kablosuz güç aktarımının diğer yöntemlere göre %50 oranında daha etkili olduğunu ancak lazer fotovoltaik pil alıcılarının ileri teknolojisi kullanarak verimliliğin artabileceğini göstermiştir.

Çalışma mekanizması fotovoltaik güneş pilleri ile benzerdir. Lazer kaynağı verimli bir mercekle aracılığıyla lazer ışını gönderir. Lazer alıcısı, lazer ışını alan ve daha sonra bunları elektrik enerjisine dönüştüren, oldukça etkili bir fotovoltaik hücre serisinden oluşur. Alıcıdaki fotovoltaik hücre serisine gelen lazer ışınları elektrik enerjisine dönüştürülür ve yüke aktarılır [7, 9, 12].

2.2.2. Mikrodalga Güç Aktarım Yöntemi

Mikrodalga kablosuz güç aktarımı, uzak mesafelerde ve yüksek çalışma frekanslarında elektriksel güç aktarımını verimli bir şekilde mümkün kılan bir yöntemdir. Bu yöntemde mikrodalgalar yayabilen bir gerilim kaynağı verici anten gibi davranır. Yük tarafında bulunan mikrodalga alıcısı da alıcı anten görevi görür. İletilen mikrodalgalar yük tarafında tekrardan elektrik enerjisine çevrilerek güç aktarımı tamamlanır.

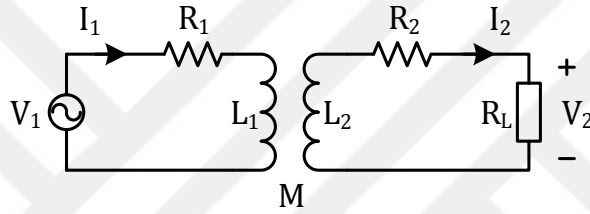
Verici anten frekansı 1 GHz'den 1000 GHz'e kadar yüksek frekanslı mikrodalgalar yayabilmektedir. Mikrodalga kaynağını iletmek için değişken verimli, çeşitli antenler kullanılabilir. Bu amaç için genellikle yarıklı frekans yönlendiricisi (slotted wave guide), küçük şeritli anten (microstrip antenna) ve parabolik çanak anten (parabolic dish antenna) kullanılmaktadır. Yüksek güç aktarımı içeren uygulamalarda, verimi yüksek olduğu için yarıklı frekans yönlendiricisi antenleri tercih edilmektedir.

Alıcı anten yüksek frekanstaki mikrodalgaları yakalayarak uzun mesafede kablosuz güç aktarımı sağlayabilir. Alıcı anten tarafından toplanan mikrodalgalar yük tarafında DA güce

çevrilir. Bu işlemi yapan antenlere “rectenna” denir. “Rectenna” mikrodalga toplayıcı anten rolü ve mikrodalgadan DA güç elde etmek için çevirici rolü üstlenir [7-9, 13].

2.2.3. Magnetik İndüksiyonlu Güç Aktarım Yöntemi

Magnetik indüksiyon yöntemi sırasıyla alıcı ve verici görevi üstlenen birincil ve ikincil bobinlerden oluşur. Mikrodalga yönteminin aksine, bobinler arasına engel girdiğinde güç aktarımı tamamen kesilmez, ancak güç aktarımındaki verimlilik azalabilir. Magnetik indüksiyon yöntemi kullanılan sistemlerde, genellikle ikincil bobin tarafında çevirici bulunur. Bu çeviricinin görevi, istenilen frekansta aktarılan alternatif akımı, istenilen doğru akıma çevirmektir [9,11]. Bu yöntemi kullanan kablosuz güç aktarım eşdeğer devresi Şekil 2. 1 'de verilmiştir.



Şekil 2.1. Eşdeğer devre modeli.

Modelde yer alan V_1 gerilim kaynağı, V_2 yük gerilimi I_1 giriş akımı, I_2 yük akımı, L_1 birincil bobin endüktansı, L_2 ikincil bobin endüktansı, R_1 birincil bobin iç direnci, R_2 ikincil bobin iç direnci ve R_L yük direncidir. Şekil 2.1 'de verilen eşdeğer devresinin çözümü ile elde edilen V_1 ve V_2 gerilimleri şu şekilde ifade edilir,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & R_2 + j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

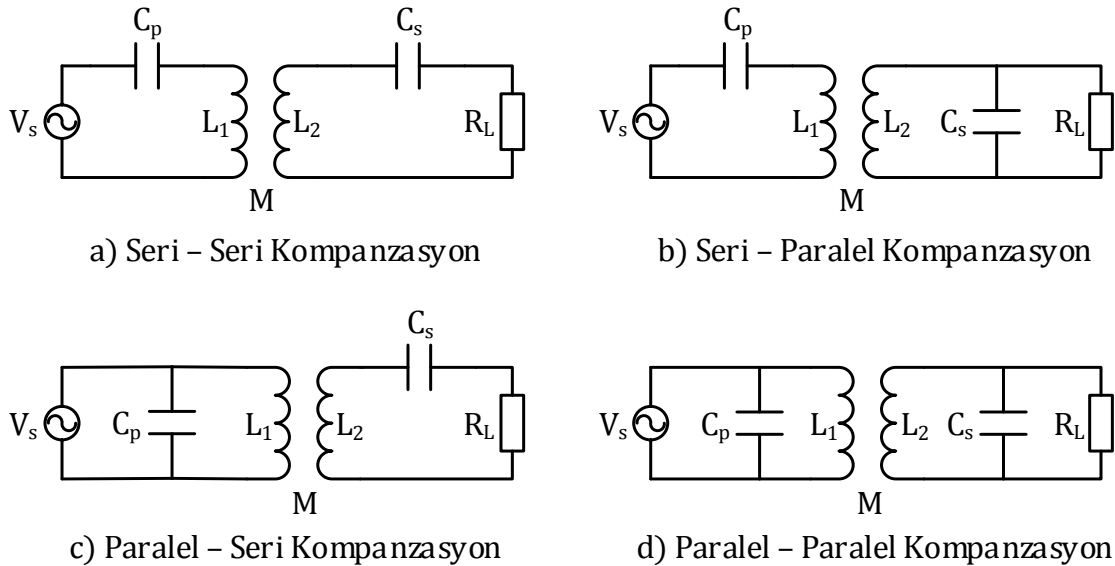
Şekil 2.1 'de gösterilen eşdeğer devrenin çalışma prensibi şu şekildedir. Giriş geriliminin, birincil bobini uyarması sonucunda oluşan magnetik akı ikincil bobine iletilir. İkincil bobinde oluşan magnetik akı sayesinde çıkış gerilimi indüklenir. Sistemde herhangi bir ayarlama veya kompanzasyon yapılmadığında, güç aktarım verimliliği genellikle düşük olur.

2.2.4. Magnetik Rezonanslı Güç Aktarım Yöntemi

Magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemi magnetik indüksiyon yönteminde olduğu gibi birincil ve ikincil bobinlerden oluşur. Ancak magnetik indüksiyon yönteminde bobinler kompanse edilmediğinden birincil bobinden ikincil bobine aktarılan gücün kapasitesi endüktif ile aktif güç arasında bölüşülür. Bu nedenle güç aktarımı maksimum verimde gerçekleşemez. Bu yöntemde ise bobinler farklı kompanzasyon topolojileri kullanılarak kompanse edilir. Kompanse edilen sistemde aktif güç kapasitesini aktarabilmek için devreyi rezonans hale getirip, kapasitör tarafından üretilen kapasitif reaktif güç ile bobin tarafından çekilen endüktif reaktif güç dengelenir. Bu sayede aktif güç görünür güce eşit olur ve güç aktarımı maksimum verimle gerçekleşir [10,37,44].

2.3. Magnetik Rezonanslı Güç Aktarımı Devre Yapıları

Magnetik rezonanslı güç transferi yönteminde farklı kompanzasyon topolojilerine göre devre yapıları değişebilmektedir. Bu yöntemde Şekil 2.2 'de verildiği üzere yaygın olarak seri-seri kompanzasyon, seri-paralel kompanzasyon, paralel-seri kompanzasyon ve paralel-paralel kompanzasyon topolojileri kullanılmaktadır [37].



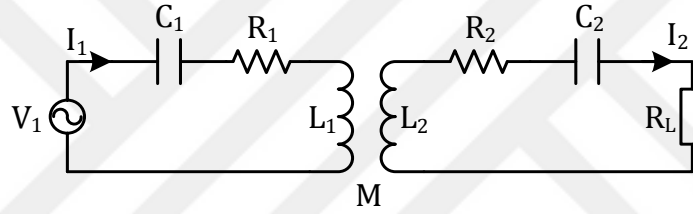
Şekil 2.2. Magnetik rezonanslı güç aktarım yöntemi kompanzasyon topolojileri.

Devre yapısı seçiminde devreyi besleyen kaynağın karakteristiği (sabit akım/sabit gerilim) ve yük tarafında elde edilmek istenen çıkış karakteristiği (sabit akım/sabit gerilim)

önemlidir. Devre sabit gerilim kaynağı ile besleniyorsa birincil tarafta seri kompanzasyon, sabit akım kaynağı ile besleniyorsa paralel kompanzasyon tercih edilmelidir. Aynı şekilde, yük tarafında sabit gerilim elde edilmek isteniyorsa ikincil tarafta paralel kompanzasyon, sabit akım elde edilmek isteniyorsa seri kompanzasyon tercih edilmelidir.

2.3.1. Seri - Seri Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli

Bu devre yapısında hem birincil sargıda hem de ikincil sargıda seri kapasitörler bağlıdır. Seri-seri kompanzasyonlu elektriksel devre modeli Şekil 2.3 'te verilmiştir. Modelde yer alan V_1 gerilim kaynağı, I_1 giriş akımı, I_2 yük akımı C_1 birincil kapasitör, C_2 ikincil kapasitör, L_1 birincil bobin endüktansı, L_2 ikincil bobin endüktansı, R_1 birincil bobin iç direnci, R_2 ikincil bobin iç direnci ve R_L yük direncidir.



Şekil 2.3. Seri-seri kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli.

Seri-seri kompanzasyonlu elektriksel devresinin durağan durum denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilir [SS-SP]:

Kirchhoff akım kanununa göre birincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) + j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2, \quad (2)$$

elde edilir. İkincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$j\omega M I_1 = j\omega L_2 I_2 + I_2 \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + I_2 R_L, \quad (3)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R_L}, \quad (4)$$

elde edilir. Denklem (2) 'de I_2 akımı yerine denklem (4) 'te elde edilen sonuç yazılırsa,

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right) + j\omega L_1 I_1 + \left(\frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R_L}\right) I_1, \quad (5)$$

elde edilir. İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan empedans şu şekilde hesaplanır;

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{\left(j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R_L\right)} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}. \quad (6)$$

Eşdeğer devrenin toplam empedansı denklem (5) yardımıyla şu şekilde elde edilir;

$$Z_t = \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right) + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right) + R_L}. \quad (7)$$

Kaynak tarafından görülen giriş akımı şu şekildedir,

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_t}. \quad (8)$$

Aktif güç aktarım kapasitesini arttırmak için sistem frekansı rezonans frekansında çalışmalıdır. Rezonans frekansının genel ifadesi şu şekildedir;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (9)$$

Rezonans frekansında,

$$Z_r = \frac{w_0^2 M^2}{R_L} = \frac{w_0^2 M^2}{Z_s}, \quad (10)$$

$$C_1 = \frac{1}{w_0^2 L_1}, \quad (11)$$

$$C_2 = \frac{1}{w_0^2 L_2}, \quad (12)$$

olarak elde edilir.

I_2 ve I_1 arasındaki ilişki, denklem (3), denklem (11) ve denklem (12) kullanılarak şu şekilde elde edilir,

$$I_2 = G_1 I_1. \quad (13)$$

Burada G_1 ,

$$G_1 = \frac{jw_0 M}{R_L}, \quad (14)$$

ile ifade edilir. Denklem (2-14) kullanılarak giriş gücü, çıkış gücü ve verimlilik sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir,

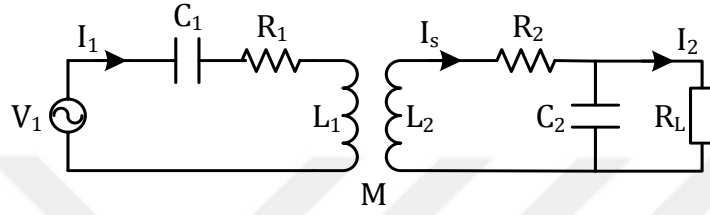
$$P_i = I_1^2 Z_r, \quad (15)$$

$$P_o = G_1^2 I_1^2 R_L, \quad (16)$$

$$\eta_{ss} = \frac{G_1^2 R_L}{Z_r}. \quad (17)$$

2.3.2. Seri - Paralel Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli

Bu devre yapısında birincil sargıda seri, ikincil sargıda paralel kapasitör bağlıdır. Seri-paralel kompanzasyonlu elektriksel devre modeli Şekil 2.4 'te verilmiştir. Modelde yer alan V_1 gerilim kaynağı, I_1 giriş akımı, I_2 yük akımı C_1 birincil kapasitör, C_2 ikincil kapasitör, L_1 birincil bobin endüktansı, L_2 ikincil bobin endüktansı, R_1 birincil bobin iç direnci, R_2 ikincil bobin iç direnci ve R_L yük direncidir.



Şekil 2.4. Seri-paralel kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli.

Seri-paralel kompanzasyonlu elektriksel devresinin durağan durum denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilir [SS-SP]:

Kirchhoff akım kanununa göre birincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) + j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2, \quad (18)$$

elde edilir. İkincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$j\omega M I_1 = j\omega L_2 I_2 + I_2 \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right), \quad (19)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)}, \quad (20)$$

elde edilir. Denklem (18) 'de I_2 akımı yerine denklem (20) 'da elde edilen sonuç yazılırsa,

$$V_1 = I_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) + j\omega L_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)} I_1, \quad (21)$$

elde edilir. İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan empedans şu şekilde hesaplanır;

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{\left(j\omega L_2 + \frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}. \quad (22)$$

Eşdeğer devrenin toplam empedansı denklem (18) yardımıyla şu şekilde elde edilir;

$$Z_t = \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}}. \quad (23)$$

Kaynak tarafından görülen giriş akımı şu şekildedir,

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_t}. \quad (24)$$

Aktif güç aktarım kapasitesini arttırmak için sistem frekansı rezonans frekansında çalışmalıdır. Rezonans frekansının genel ifadesi şu şekildedir;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (25)$$

Rezonans frekansında,

$$Z_r = \frac{M^2 R_L}{L_2^2} - \frac{j\omega_0 M^2}{L_2}, \quad (26)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)}, \quad (27)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}, \quad (28)$$

olarak elde edilir.

I_2 ve I_1 arasındaki ilişki denklem (19), denklem (27) ve denklem (28) kullanılarak şu şekilde elde edilir,

$$I_2 = G_2 I_1. \quad (29)$$

Burada G_2 ,

$$G_2 = \frac{j\omega_0 M (R_L - j\omega_0 L_2)}{\omega_0^2 L_2^2}, \quad (30)$$

ile ifade edilir. Denklem (18-30) kullanılarak giriş gücü, çıkış gücü ve verimlilik sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir,

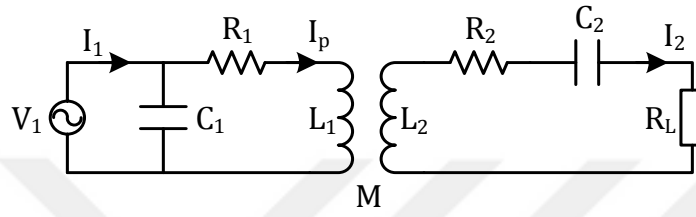
$$P_i = I_1^2 Z_i, \quad (31)$$

$$P_o = \frac{G_2^2 I_1^2 \omega_0^2 L_2^2}{R_L - j\omega_0 L_2}, \quad (32)$$

$$\eta_{sp} = \frac{G_2^2 \omega_0^2 L_2^2}{Z_t (R_L - j\omega_0 L_2)}. \quad (33)$$

2.3.3. Paralel – Seri Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli

Bu devre yapısında birincil sargıda paralel ikincil sargıda seri kapasitör bağlıdır. Paralel-seri kompanzasyonlu elektriksel devre modeli Şekil 2.5 'te verilmiştir. Modelde yer alan V_1 gerilim kaynağı, I_1 giriş akımı, I_2 yük akımı C_1 birincil kapasitör, C_2 ikincil kapasitör, L_1 birincil bobin endüktansı, L_2 ikincil bobin endüktansı, R_1 birincil bobin iç direnci, R_2 ikincil bobin iç direnci ve R_L yük direncidir.



Şekil 2.5. Paralel-seri kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli.

Paralel-seri kompanzasyonlu elektriksel devresinin durağan durum denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilir:

Kirchhoff akım kanununa göre birincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$V_1 = j\omega L_1 I_p - j\omega M I_2, \quad (34)$$

elde edilir. İkincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$j\omega M I_p = j\omega L_2 I_2 + I_2 \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + I_2 R_L, \quad (35)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M I_p}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_L}, \quad (36)$$

elde edilir. Denklem (34) 'te I_2 akımı yerine denklem (36) 'da elde edilen sonuç yazılırsa,

$$V_1 = j\omega L_1 I_p + \left(\frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_L} \right) I_p, \quad (37)$$

olarak elde edilir. İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan empedans şu şekilde hesaplanır,

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{\left(j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_L \right)} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}. \quad (38)$$

Eşdeğer devrenin toplam empedansı denklem (37) yardımıyla şu şekilde elde edilir;

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega L_2 + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_L}}}. \quad (39)$$

Kaynak tarafından görülen giriş akımı şu şekildedir,

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_t}. \quad (40)$$

Aktif güç aktarım kapasitesini arttırmak için sistem frekansı rezonans frekansında çalışmalıdır. Rezonans frekansının genel ifadesi şu şekildedir;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (41)$$

İkincil bobin akımı ile birincil bobin arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilir,

$$I_2 = G_3 I_p. \quad (42)$$

Burada G_3 ,

$$G_3 = \frac{j\omega_0 M}{R_L}, \quad (43)$$

ile ifade edilir. Denklem (34-44) kullanılarak giriş gücü, çıkış gücü ve verimlilik sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir,

$$P_i = I_1^2 Z_i, \quad (44)$$

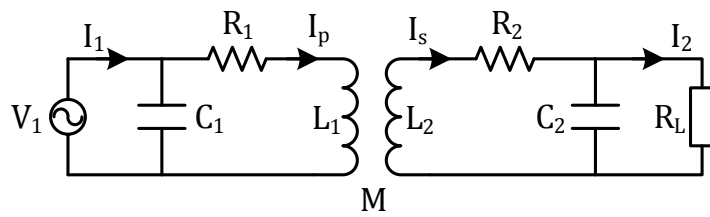
$$P_o = G_3^2 (I_1 - j\omega C_1 V_1)^2 R_L, \quad (45)$$

$$\eta_{ps} = \frac{G_3^2 (I_1 - j\omega C_1 V_1)^2 R_L}{I_1^2 Z_i}. \quad (46)$$

2.3.4. Paralel - Paralel Kompanzasyonlu Elektriksel Devre Modeli

Bu devre yapısında hem birincil sargıda hem de ikincil sargıda paralel kapasitörler bağlıdır. Paralel-paralel kompanzasyonlu elektriksel devre modeli Şekil 2.6 'da verilmiştir.

Modelde yer alan V_1 gerilim kaynağı, I_1 giriş akımı, I_2 yük akımı C_1 birincil kapasitör, C_2 ikincil kapasitör, L_1 birincil bobin endüktansı, L_2 ikincil bobin endüktansı, R_1 birincil bobin iç direnci, R_2 ikincil bobin iç direnci ve R_L yük direncidir.



Şekil 2.6. Paralel-paralel kompanzasyonlu eşdeğer devre modeli.

Paralel-paralel kompanzasyonlu elektriksel devresinin durağan durum denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilir:

Kirchhoff akım kanununa göre birincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$V_1 = j\omega L_1 I_p - j\omega M I_s, \quad (47)$$

elde edilir. İkincil tarafta çevre akımı döndürüldüğünde,

$$j\omega M I_p = j\omega L_2 I_s + I_s \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right), \quad (48)$$

$$I_s = \frac{j\omega M I_p}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)}, \quad (49)$$

elde edilir. Denklem (47) 'de I_s akımı yerine denklem (49) 'da elde edilen sonuç yazılırsa,

$$V_1 = j\omega L_1 I_p + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)} I_p, \quad (50)$$

olarak elde edilir. İkincil taraftan birincil tarafa yansıyan empedans şu şekilde hesaplanır,

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}. \quad (51)$$

Eşdeğer devrenin toplam empedansı denklem (50) yardımıyla şu şekilde elde edilir;

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega L_2 + \left(\frac{R_L \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)}{R_L + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \right)} \right)}}}. \quad (52)$$

Kaynak tarafından görülen giriş akımı şu şekildedir,

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_t}. \quad (53)$$

Aktif güç aktarım kapasitesini arttırmak için sistem frekansı rezonans frekansında çalışmalıdır. Rezonans frekansının genel ifadesi şu şekildedir;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (54)$$

I_2 ile birincil bobin akımı arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilir,

$$I_2 = G_4 I_p. \quad (55)$$

Burada G_4 ,

$$G_4 = \frac{j\omega_0 M (R_L - j\omega_0 L_2)}{\omega_0 L_2^2}, \quad (56)$$

ile ifade edilir. Denklem (47-56) kullanılarak giriş gücü, çıkış gücü ve verimlilik sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir,

$$P_i = I_1^2 Z_t, \quad (57)$$

$$P_o = \frac{G_4^2 (I_1 - j\omega_0 C_1 V_1)^2 \omega_0^2 L_2^2}{R_L - j\omega_0 L_2}, \quad (58)$$

$$\eta_{pp} = \frac{G_4^2 (I_1 - j\omega_0 C_1 V_1)^2 \omega_0^2 L_2^2}{(R_L - j\omega_0 L_2) I_1^2 Z_t} \quad (59)$$

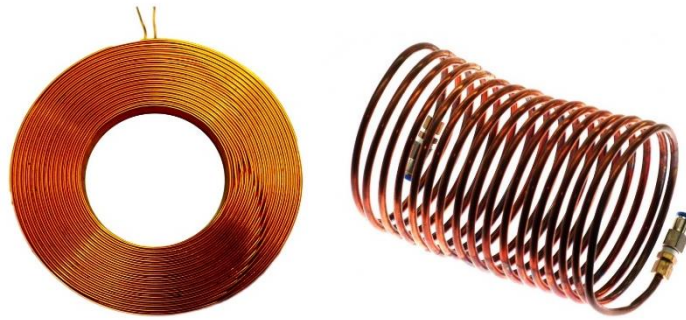
Seri-Seri, Seri-Paralel, Paralel-Seri ve Paralel-Paralel kompanzasyon topolojileri için aktarılan güç ve verim denklemleri Tablo 2.1 'de verilmiştir.

Tablo 2. 1. Farklı kompanzasyon topolojilerinin aktarılan güç ve verim formülleri.

	Aktarılan Güç	Verim
Seri-Seri	$P_o = G_1^2 I_1^2 R_L$	$\eta_{ss} = \frac{G_1^2 R_L}{Z_t}$
Seri-Paralel	$P_o = \frac{G_2^2 I_1^2 \omega_0^2 L_2^2}{R_L - j\omega_0 L_2}$	$\eta_{sp} = \frac{G_2^2 \omega_0^2 L_2^2}{Z_t (R_L - j\omega_0 L_2)}$
Paralel-Seri	$P_o = G_3^2 (I_1 - j\omega C_1 V_1)^2 R_L$	$\eta_{ps} = \frac{G_3^2 (I_1 - j\omega C_1 V_1)^2 R_L}{I_1^2 Z_t}$
Paralel-Paralel	$P_o = \frac{G_4^2 (I_1 - j\omega_0 C_1 V_1)^2 \omega_0^2 L_2^2}{R_L - j\omega_0 L_2}$	$\eta_{pp} = \frac{G_4^2 (I_1 - j\omega_0 C_1 V_1)^2 \omega_0^2 L_2^2}{(R_L - j\omega_0 L_2) I_1^2 Z_t}$

2.4. Bobin Tasarımı

Kablosuz güç aktarım sistemlerinde yaygın olarak selenoid ve spiral olmak üzere iki çeşit bobin yapısı kullanılmaktadır [38, 39]. Bobin yapılarının şematik gösterimi Şekil 2.7 'de verilmiştir.



Şekil 2.7. Spiral ve selenoid bobin yapıları.

Yüksek frekansta çalışacak bobinin tasarımında eddy akım kayıplarına dikkat edilmelidir. Bu sistemlerde deri etkisi ve yakınlık etkisi olmak üzere iki çeşit eddy akımı gözlemlenir. Alternatif akım kullanılan sistemlerde frekans arttıkça akım yoğunluğu kablonun dış yüzeyinde yoğunlaşmaya başlar. Yüksek frekanslı sistemlerde kablonun merkezinden akım geçmez. Ayrıca üzerinden alternatif akım geçen bir tel, oluşturduğu manyetik alan nedeni ile yakınında bulunan diğer tel üzerinde akım oluşturur. Oluşan bu akıma eddy akımı, bu akımın etkisine yakınlık etkisi denir.

Bobin tasarımında seçilen bobin yapısında birincil ve ikincil bobin sarımları farklı olabileceği gibi birbirine eşte seçilebilir. Bu çalışmada spiral bobin yapısı tercih edilmiştir. Ayrıca birincil ve ikincil devrenin doğal frekansının birbirine eşit olabilmesi için alıcı ve verici bobinlerin sarımları eş seçilmiştir. Bobinlerin öz endüktans ve ortak endüktans hesaplamaları bobin yapısına göre değişir. Çalışmada öz endüktans ve ortak endüktans hesaplamalarında literatürde yaygın olarak kullanılan spiral bobin yapısı göz önünde bulundurulmuştur.

2.4.1. Öz Endüktans Hesabı

Spiral bobinin öz endüktansı, kullanılan bobin materyaline, bobin tel kalınlığına ve sarım sayısına göre değişir. Bu özellikler dikkate alınarak spiral bobinin öz endüktansı aşağıdaki şekilde hesaplanır [40],

$$L = \frac{\mu n^2 d_{ort}}{2} \left(\ln \left(\frac{1}{p} \right) + 0.9 + 0.2 p^2 \right), \quad (60)$$

$$p = \frac{d_o - d_i}{d_o + d_i}. \quad (61)$$

Burada,

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7},$$

n = çevrim sayısı,

d_{ort} = ortalama bobin çapı,

p = doluluk oranı,

d_o = dış bobin çapı,

d_i = iç bobin çapı olarak tanımlanmıştır.

2.4.2. Ortak Endüktans Hesabı

Ortak endüktans hesabında yaygın olarak Neumann formülü kullanılmaktadır. Aralarında d uzaklık bulunan, yarıçapları sırasıyla a ve b olan iki bobinin ortak endüktansı Neumann formülü kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır [41].

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \iint \frac{\cos \varepsilon}{r} ds ds', \quad (62)$$

$$r = \sqrt{a^2 + b^2 + d^2 - 2ab \cos(\varepsilon)}, \quad (63)$$

$$\varepsilon = \phi - \phi', \quad (64)$$

$$ds = ad\phi, \quad (65)$$

$$ds' = bd\phi'. \quad (66)$$

Denklem (63, 64) kullanılarak denklem (62)'in çözümü şu şekildedir,

$$M(m) = \frac{2\mu\sqrt{ab}}{m} \left[\left(1 - \frac{m^2}{2}\right) K(m) - E(m) \right], \quad (67)$$

$$m = \sqrt{\frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2}}. \quad (68)$$

2.4.3. Kuplaj Katsayısı

Üzerinden akım geçen bir bobin magnetik akı üretir ve bu akı yakınında bulunan diğer bobini etkiler. Üretilen akımın bir kısmı bobinler arasındaki aktarım sırasında kaybolur. Bu kaybın nedeni bobinler arasındaki kuplaj katsayısıdır. Kuplaj katsayısı k ile gösterilir ve $0 < k < 1$ aralığında değişir. $k=1$ durumunda bobinler birbiriyle tam eşleşmiş olur. Yani üretilen akımın tamamı bir bobinden diğerine kayıpsız aktarılır. $k=0$ durumunda ise bir bobin tarafından üretilen akı diğer bobini etkilemez. Bu durumdaki bobinlere magnetik olarak izole bobinler denir.

Kuplaj katsayısı birincil devreden okunan akım ve gerilim bilgisi ile tahmin edilebilir. Kuplaj katsayısının hesabı aşağıdaki şekilde hesaplanır [25].

İlk olarak devrenin eşdeğer empedansı şu şekilde hesaplanır,

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{|V_1| e^{j(\omega t + \Phi)}}{|I_1| e^{j\omega t}}, \quad (69)$$

$$Z_{in} = \frac{|V_1|}{|I_1|} (\cos \Phi + j \sin \Phi). \quad (70)$$

Hesaplanan eşdeğer empedansın gerçek kısmı,

$$\text{Re}\{Z_{in}\} = \frac{|V_1|}{|I_1|} \cos \Phi, \quad (71)$$

ve sanal kısmı,

$$\text{Im}\{Z_{in}\} = \frac{|V_1|}{|I_1|} \sin \Phi, \quad (72)$$

olarak elde edilir. Tek alıcılı seri-seri kompanzasyonlu eşdeğer devre analiz edildiğinde, giriş empedansının gerçek ve sanal kısımları devre parametreleri cinsinden sırasıyla şu şekilde hesaplanır;

$$\text{Re}\{Z_{in}\} = R_1 + \frac{(\omega M)^2 (Z_L + R_2)}{(Z_L + R_2)^2 + (Z_{A2})^2}, \quad (73)$$

$$\text{Im}\{Z_{in}\} = Z_{A1} - \frac{(\omega M)^2 (Z_{A2})^2}{(Z_L + R_2)^2 + (Z_{A2})^2}. \quad (74)$$

Burada $Z_{A1} = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ ve $Z_{A2} = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$.

Denklem (71) ve denklem (73) kullanılarak bobinler arası ortak endüktans şu şekilde hesaplanır,

$$M = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{[\operatorname{Re}\{Z_{in}\} - R_1] [(Z_L + R_2)^2 + (Z_{A2})^2]}{Z_L + R_2}}. \quad (75)$$

Kuplaj katsayısı ve hesaplanan ortak endüktans arasındaki ilişki şu şekildedir;

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (76)$$

2.4.4. Kalite Faktörü

Kalite faktörü bir osilatörün veya rezonatörün ne kadar sönümlü olduğunu belirten bir parametredir. Yüksek kalite faktörü, rezonatörde depolanan enerjinin düşük oranda kayba uğradığını gösterir. Bobin sarımında kullanılan materyalden dolayı bobin endüktansının yanında ek olarak bobin iç direnci oluşur. Bobin kalitesi, iç direncinin ne kadar düşük olduğu ile değerlendirilir. Kalite faktörü çalışma frekansında bobin endüktansının bobin iç direncine oranı ile şu şekilde ifade edilir.

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (77)$$

Denklem (77) 'de görüldüğü üzere kalite faktörü ω ile doğru orantılıdır. Ancak frekans belli bir eşik değeri geçtikten sonra bobin iç direnci çok hızlı yükseldiği için kalite faktörü düşmeye başlar. Seri-seri kompanzasyonlu kablosuz güç aktarım devresinde Birincil ve ikincil devrenin eşdeğer empedans değerleri şu şekilde hesaplanır,

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad (78)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} . \quad (79)$$

Yüke maksimum güç aktarmak için aşağıdaki şartların sağlanması gerekir [43].

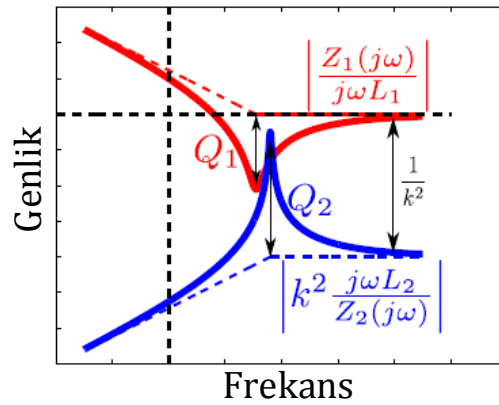
$$Z_1(j\omega) = Z_2(j\omega)^* \Rightarrow Z_1(j\omega) = \left[\frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{Z_2(j\omega)} \right]^* . \quad (80)$$

Yukarıda hesaplanan eşitlik için genlik ve faz açısı denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$|Z_1(j\omega)| = \left| \frac{-(j\omega)^2 k^2 L_1 L_2}{Z_2(j\omega)} \right| \Rightarrow \left| \frac{Z_1(j\omega)}{j\omega L_1} \right| = k^2 \left| \frac{j\omega L_2}{Z_2(j\omega)} \right| , \quad (81)$$

$$\angle Z_1(j\omega) = -\angle \left[\frac{-(j\omega)^2 k^2 L_1 L_2}{Z_2(j\omega)} \right] \Rightarrow \angle Z_1(j\omega) = \angle Z_2(j\omega) . \quad (82)$$

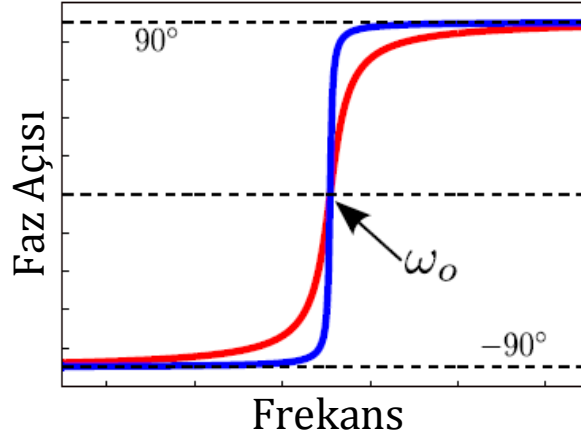
Hesaplanan genlik denkleminin frekansa göre grafiği Şekil 2. 8 'de verilmiştir.



Şekil 2. 8. Kalite faktörü genlik-frekans grafiği [43].

Maksimum güç transferinin gerçekleşebilmesi için Denklem (81) sağlanmalıdır. Kablosuz güç aktarım sistemlerinde kalite faktörünün yüksek olması istenir. Birincil ve ikincil devre aynı rezonans frekansta çalıştığında kalite faktör eğrileri hizalanır. Bu durumda kalite faktörleri düşük kuplaj katsayısında kesişir. Diğer bir deyişle sistem daha uzun mesafelerde güç aktarımı yapabilir.

Hesaplanan faz açısının frekansa göre grafiği Şekil 2. 9 'da verilmiştir.



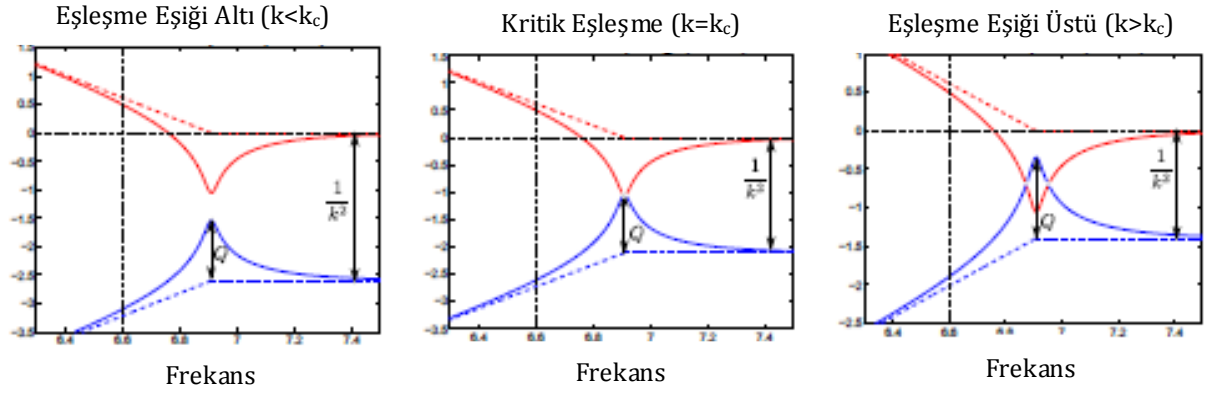
Şekil 2. 9. Kalite faktörü genlik-frekans grafiği [43].

Maksimum güç aktarımının ikinci şartı Denklem (82) 'de gösterilmiştir. Kalite faktörü eğrileri birbirinden farklı olursa denklem (82) sadece rezonans frekansta sağlanır. Eğer kalite faktörleri birbirine eşit olursa kalite faktörü eğrileri tam eşleşir. Bu nedenle maksimum güç aktarımı için birincil ve ikincil bobinin kalite faktörlerinin eşit olması istenir.

Kuplaj katsayısının durumuna göre sistem üç farklı koşulda güç aktarımı gerçekleştirilir [43].

- Eşleşme eşiği altı: $k^2 < \frac{1}{Q_1 Q_2}$ olduğu durumda kalite faktörü eğrileri birbirine değmez. Bu durumda sistem hiçbir zaman maksimum güç aktarım şartını sağlayamaz.
- Kritik eşleşme: $k^2 = \frac{1}{Q_1 Q_2}$ olduğu durumda kalite faktörü eğrileri birbirine temas eder. Sistem maksimum güç aktarım şartını rezonans frekansta sağlar.
- Eşleşme eşiği üstü: $k^2 > \frac{1}{Q_1 Q_2}$ olduğu durumda kalite faktörü eğrileri birbirine iki noktada temas eder. Bu durumda sistem maksimum güç aktarım şartını kalite faktörü eğrilerinin birbirine temas ettiği iki noktada sağlar.

Kuplaj katsayısının durumuna göre kalite faktörü eğrilerinin genlik-frekans grafikleri Şekil 2. 10 'da verilmiştir.



Şekil 2. 10. Kuplej katsayısının durumuna göre kalite faktörü eğrilerinin genlik-frekans grafikleri [43].

2.4.4. Frekans Ayrılması

Magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarım sistemlerinde bobinler arası güç aktarımının birden fazla frekans değerinde maksimum noktasına ulaşmasına frekans ayrılması denir. Frekans ayrılmasının gerçekleşebilmesi için $k > k_{ayrılma}$ şartının sağlanması gerekir. Birincil ve ikincil bobinin kalite faktörlerinin birbirine eşit olduğu durumlarda $k_{ayrılma}$ şu şekilde ifade edilir.

$$k_{ayrılma} = \frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (83)$$

Frekans ayrılması olduğu durumlarda kontrol sistemleri daha yüksek verime ulaşmak için maksimum gücün aktarıldığı düşük frekansı seçmelidir [36].

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Önerilen Frekans Kontrol Yöntemi

Bu bölümde bir alıcı bobin ve bir verici bobinden oluşan seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarımı devresi için yeni bir adaptif frekans kontrol yöntemi önerilmektedir. Bu yöntemin amacı maksimum güç aktarım noktasını sürekli olarak takip etmektir. Sistem kaynaktan okunan gerilim ve akım bilgilerini kullanarak vericiye iletilen güçteki değişiklikleri takip eder. İletilen güçte önceden belirlenen eşik değerin üzerinde azalma olduğunda, kaynak frekansı değiştirilerek maksimum güç aktarım noktasına ulaşılır. Önerilen adaptif frekans kontrol yönteminde diğer denetleyicilerden farklı olarak sabit bir referans değerine ihtiyaç duyulmaz.

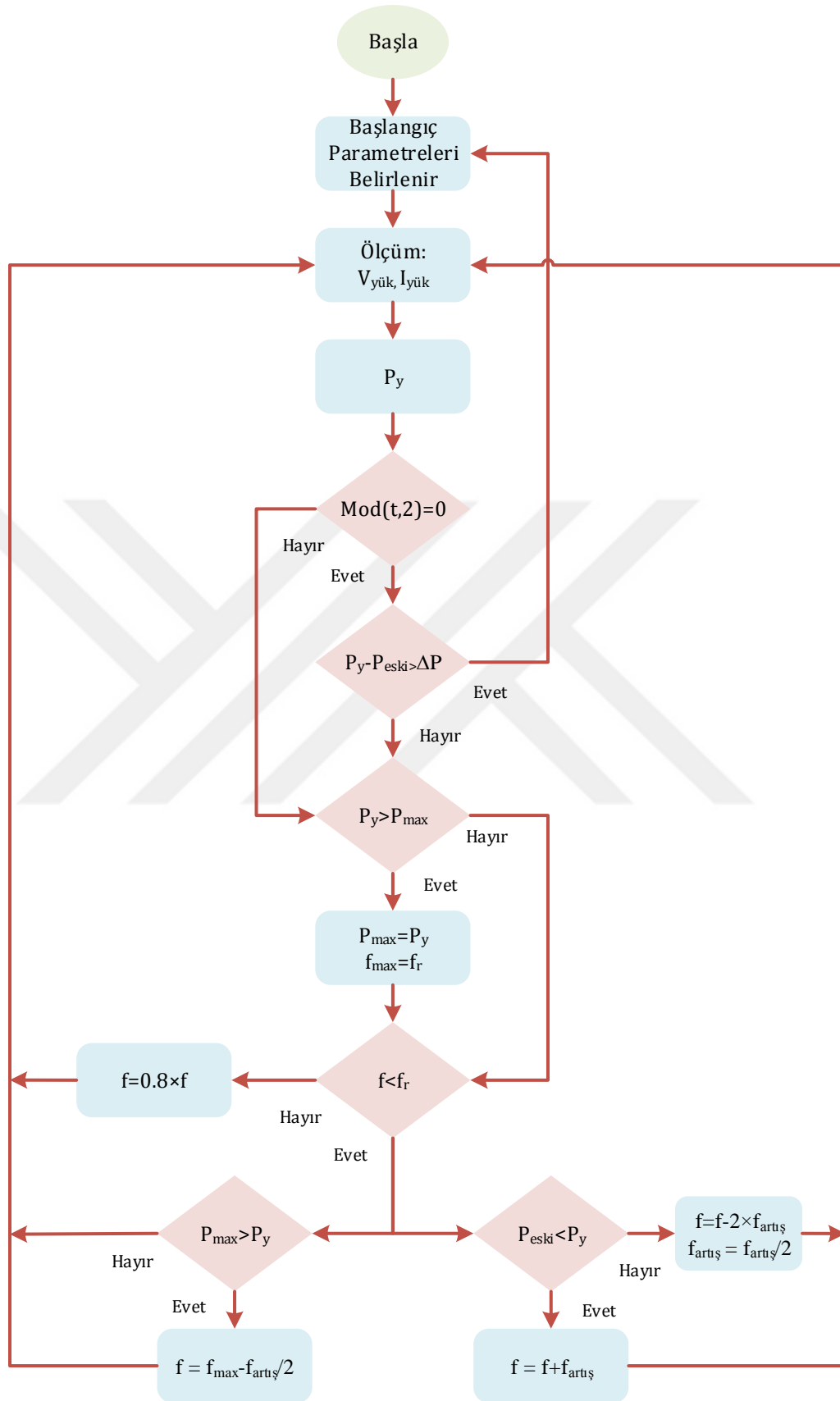
Kablosuz güç aktarım sistemlerinde yük direnci, bobinler arası mesafe ve ortam değişkenleri parametreleri olmadan sistemin güç aktarım kapasitesi hesaplanamaz. Bu nedenle önerilen yöntemde algoritma, yükten okuduğu gerilim ve akım bilgilerini kullanarak kendi referansını yaratır ve sürekli günceller. Önerilen algoritmaya ait akış diyagramı Şekil 3.1 'de verilmiştir. Algoritma tasarımı aşağıdaki gibi yapılmıştır.

Başlangıç parametrelerinin belirlenmesi: Devre elemanları kullanılarak devrenin doğal rezonans frekansı (f_r) belirlenir. Başlangıç frekansı belirlenirken f_r 'nin 0,8 katı referans alınır. Frekans artış miktarı ise f_r 'nin 0,1 katı olarak belirlenir.

Güç aktarım kapasitesinin belirlenmesi: Algoritma frekans düzlemini tararken, frekanstaki her değişimde yük gücünü hesaplar. Yük tarafından çekilen güç izlenerek aktarılan maksimum güç değeri ve gücün maksimuma ulaştığı frekans değeri kaydedilir. Bu değerler sistemin güç aktarım kapasitesini belirler.

Frekans artış miktarının optimizasyonu: Güncel güç (P_y) ve güncel frekansın bir önceki değerinde ölçülen güç (P_{eski}) sisteme kaydedilir. Frekansta yapılan her artıştan sonra ilk olarak P_{eski} ve P_y kıyaslanır. Eğer $P_{eski} > P_y$ ise frekans değeri iki adım öncesine döner ve frekans artış miktarı yarıya düşürülür.

Maksimum güç aktarım frekansının belirlenmesi: P_y ve P_{eski} kullanılarak yapılan frekans tarama işlemi maksimum güç aktarım noktasını belirlemek için yeterli değildir. Bu nedenle ölçülen güç değerlerinin maksimumu (P_{max}) sisteme kaydedilir. P_{max} ve P_y değerleri kıyaslanır. Eğer $P_{max} > P_y$ ise frekans değeri gücün maksimum olduğu değer bir adım öncesine çekilir.



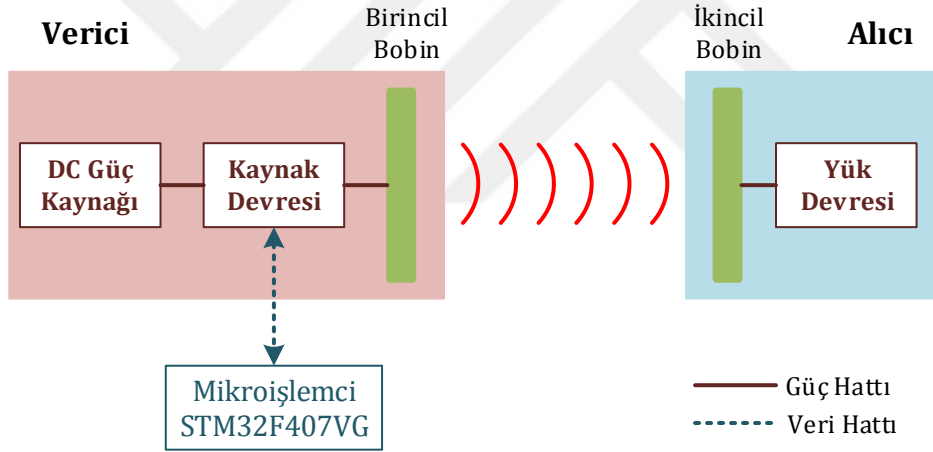
Şekil 3.1. Adaptif frekans kontrolü algoritma tasarımı.

Maksimum güç aktarım kapasitesindeki değişimin tespiti: Bobinler arasındaki mesafenin değişmesi, bobinler arasına yabancı madde girmesi, bobinler arasındaki ortamın değişmesi, bobin hizalarının değişimi maksimum güç aktarım kapasitesini değiştirir. Bu durumu belirlemek için sistem her iki saniyede bir güçteki değişim miktarını kıyaslar. Belirlenen eşik değer üstünde bir değişim varsa maksimum güç aktarım kapasitesi tekrar belirlenir.

Frekans sınırlaması: Frekans ayrılması (sistemin birden fazla maksimum noktası olması) durumunda algoritma f_r 'den küçük ve f_r 'ye en yakın maksimum noktasını tespit etmek için frekansın maksimum değeri f_r 'nin 1,1 katı ile sınırlandırılır. Frekans tarama işlemi f_r 'nin 0,7 katından başlayarak 1,1 katına kadar devam eder.

3.2. Deneysel Düzenek

Deneysel düzeneği kurmak için Şekil 3. 2 'de verilen şematik diyagram oluşturuldu. Oluşturulan şematik diyagramda verici, alıcı ve mikroişlemci olmak üzere üç ana kısım vardır.



Şekil 3.2. Deneysel düzenek şematik diyagramı.

Deneysel düzenek oluşturulurken kullanılan malzeme ve materyaller şu şekildedir,

- Güç Kaynağı (GW INSTEK PSH-3620A)

Deneysel düzeneğinde yer alan doğrusal dönüştürücü devresinin 30 Volt beslemesinde kullanılan Şekil 3. 3 'te verilen güç kaynağıdır. Kullanılan güç kaynağının teknik özellikleri Tablo 3.1 'de verilmiştir.



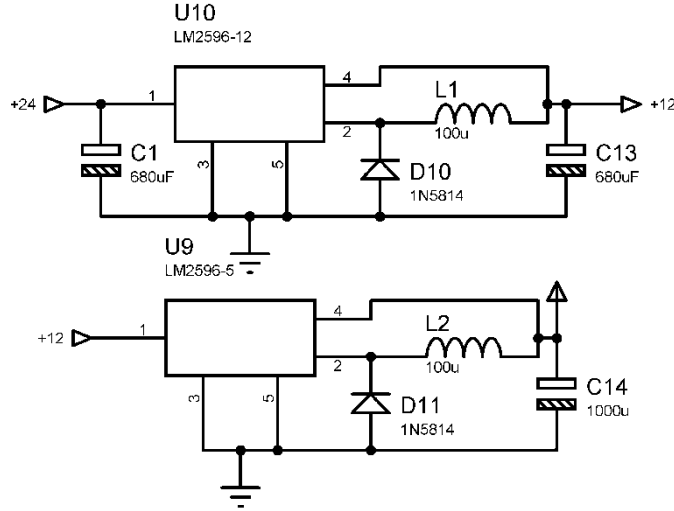
Şekil 3. 3. DC güç kaynağı.

Tablo 3. 1. DC güç kaynağının teknik özellikleri.

Çıkış Değerleri		
Gerilim		0~36 V
Akım		0~20 A
Güç		720 W
Çözünürlük		
Gerilim	≤ 36 V	10 mV
	>36 V	20 mV
Akım	10 A	20 mA
	20 A	10 mA
	36 A	10 mA
	60 A	10 mA
Hata Payı		
Gerilim	≤ 36 V	$\leq 0.05\% + 25$ mV
	>36 V	$\leq 0.05\% + 50$ mV
Akım	10 A	$\leq 0.2\% + 60$ mA
	20 A	$\leq 0.2\% + 30$ mA
	36 A	$\leq 0.2\% + 30$ mA
	60 A	$\leq 0.2\% + 30$ mA

- Doğrusal Dönüştürücü Devresi

Tasarlanan doğrusal dönüştürücü devresi dört ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde 30V ile beslenen doğrusal dönüştürücü devresinin gerilimi mikroişlemci beslemesi ve mosfet sürücüleri için gerekli olan seviyelere düşürülür. Anahtarlamalı doğru akım regülatör devrelerinin şeması Şekil 3.4 'te verilmiştir. Tasarlanan doğrusal dönüştürücü devrede Texas Instruments şirketine ait anahtarlamalı doğru akım regülatörleri seçilmiştir. Bu elemanlar doğrusal doğrultuculara göre çok daha verimli olmakla beraber anahtarlamalı doğrultucular arasında çok daha az eleman ve yer kaplamasıyla tanınmaktadır.



Şekil 3.4. Anahtarlama doğru akım regülatör devreleri.

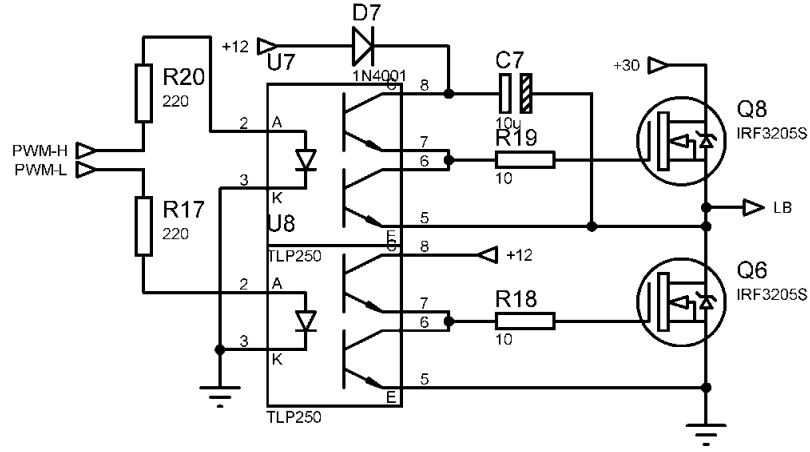
İkinci bölümde MOSFET'lerle yarım köprü sürücüsü tasarlanmıştır. Bu bölümde doğru akım sinyali kare dalga sinyaline dönüştürülmektedir. Kablosuz güç aktarım sistemi için gerekli olan AC sinyal bu çevirici ile sağlanmaktadır. Şekil 3.5 'te görülen *TLP250* optik kuplörler maksimum 1,5 A kaynak (gate) beslemesi sunarak mosfetleri sürmek için kullanılmıştır. Sürücü giriş tarafındaki R20 ve R17 dirençleri işlemci tarafında sayısal 1 ve 0'ı temsil eden VDD ve GND ye göre hesaplanmıştır. Bu hesapta; VDD *STM32F407VG* için 3 V, GND ise 0 V'dir. *TLP250*'lerin içerisinde bulunan ledlerin giriş ileri voltajı 1,6 V iken, ateşlenme için minimum 7 ma akım gerekmektedir.

Buna göre,

$$R_{led(max)} = \frac{V_{DD} - V_{fled(typ)}}{I_{fled(min)}} = \frac{3 - 1.6}{6 \times 10^{-3}} = 233.33\Omega , \quad (84)$$

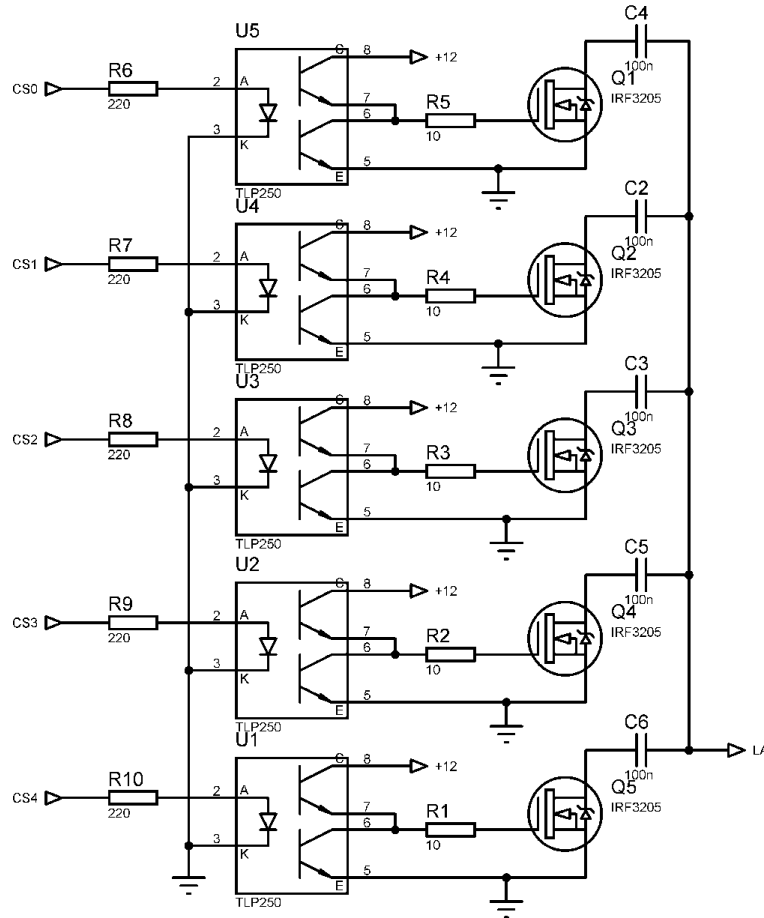
olarak hesaplanır.

Devrede bobininin akım taşıyıcıları olarak maksimum 110 A doğru akım kapasitesi ve 55 V yük voltajına dayanım gösterebilecek *IRF3205* MOSFET'leri seçilmiştir. Bu MOSFET'lerin doyum moduna geçmesi için önerilen minimum kapı-kaynak (gate-source) arası voltaj değeri 4 V'tur. Veri sayfasında bulunan verilere göre giriş kapasitörü 3247 pF'tır. Buna göre MOSFET'in iletme geçme süresi; 8Ω değerinde bir kapı direnci ile oluşan 1,5 A kapı akımı sayesinde 103.904 ns'dir. *TLP250* sürücülerinin limit değerini zorlamamak adına yerleştirilecek 10Ω direnç için bu süre 129,88 ns'dir. Bu süre içerisindeki kayıp ısı olarak savak-kaynak direnci üzerinde kalmaktadır.



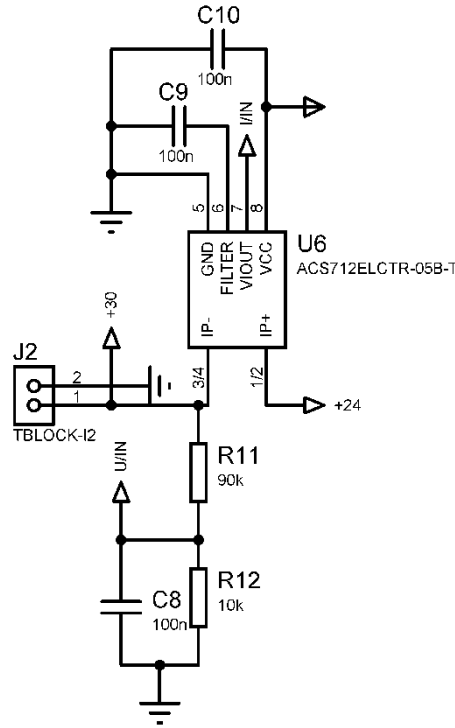
Şekil 3. 5. Tasarlanan yarım köprü sürücüsü.

Üçüncü bölümde bulunan kapasitör seçim devresi gelecek çalışmalara yönelik tasarlanmıştır. Bu çalışmadaki görevi devrenin başlangıç durumundaki kompanzasyon kapasitörünü devreye almaktır. Şekil 3. 6 'da C2 C3 C4 C5 C6 kapasitörleri CS0 CS1 CS2 CS3 CS4 lojik pinleriyle mikroişlemci tarafından kontrol edilebilmek üzere optokuplörler ile sürülmüştür.



Şekil 3. 6. Mikroişlemci kontrollü kapasitör seçim devresi.

Dördüncü bölümde kaynak gerilimini ve akımını okumak için kullanılan ölçüm devresi bulunmaktadır. Kaynak gerilimini okumak üzere R11 ve R12 direnç gerilim bölücü tasarlanmış. 1/10 oranında 10 k Ω 90 k Ω seçilmiştir. Maksimum 30 V giriş voltajı için 3 V okuma pini ölçüm gerilimi taşımaktadır. Gerilimde oluşabilecek salınımlara karşın 100 nF kapasitör eklenmiştir. Akım ölçümü için *hall* etkili ölçüm yapabilen ACS712 kullanılmıştır. Kullanılan ölçüm devresi Şekil 3.7 'de verilmiştir.



Şekil 3.7. Ölçüm devresi.

Oluşturulan gerilim bölücü devresi, DC/AC çevirici devresi, kapasitör seçim devresi ve ölçüm devresi birleştirilerek doğrusal dönüştürücü devresi tasarlandı.

- Bobin Tasarımı ve Sarımı

Çalışmada bobinlerin tasarımları birincil ve ikincil devrelerin doğal frekansları eşit olması için aynı yapıldı. Bakır tel kullanılarak oluşturulan spiral bobinin sarım sayısı 64, tel kalınlığı 2.35 mm, iç çapı 10 cm ve dış çapı 50 cm'dir. Bu değerlere göre sarılan bobinler fiberglas üzerine yerleştirildi. Bobinler hem yatay ekseninde hareketli hem de hizalama açısı değişken bir düzeneğe yerleştirildi. Bobin tasarımı için teorik hesaplanan öz endüktans değeri 870 uH iken, tasarım sonu

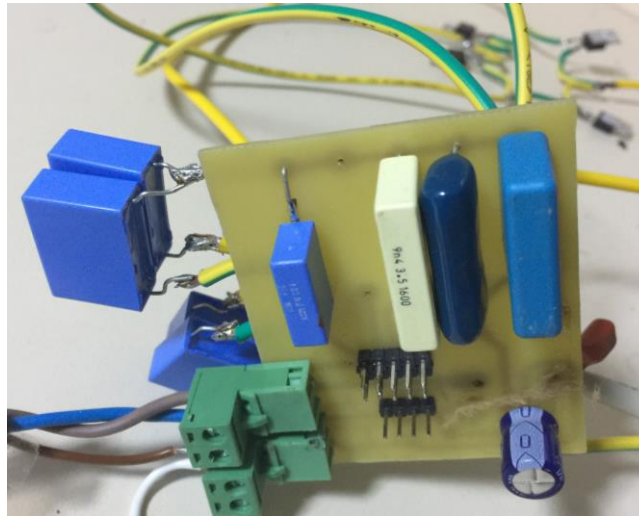
ölçülen öz endüktans değeri sırasıyla birincil bobin için 904 uH ve ikincil bobin için 896 uH'dir. Tasarlanan bobin yapıları Şekil 3.8 'de verilmiştir.



Şekil 3.8. Tasarlanan birincil ve ikincil bobinler.

- Yük Devresi

Tasarlanan yük devresi üç ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde Şekil 3.6 'da verildiği gibi kapasitör seçim devresi vardır. İkinci bölümde yük çıkışına bağlanan Şekil 3.7 'de verildiği gibi ölçüm devresi vardır. Üçüncü bölümde 100 W 10 Ω değerinde alüminyum direnç vardır. Yük devresinin gerçekleştirilen hali Şekil 3.9 'da verilmiştir.

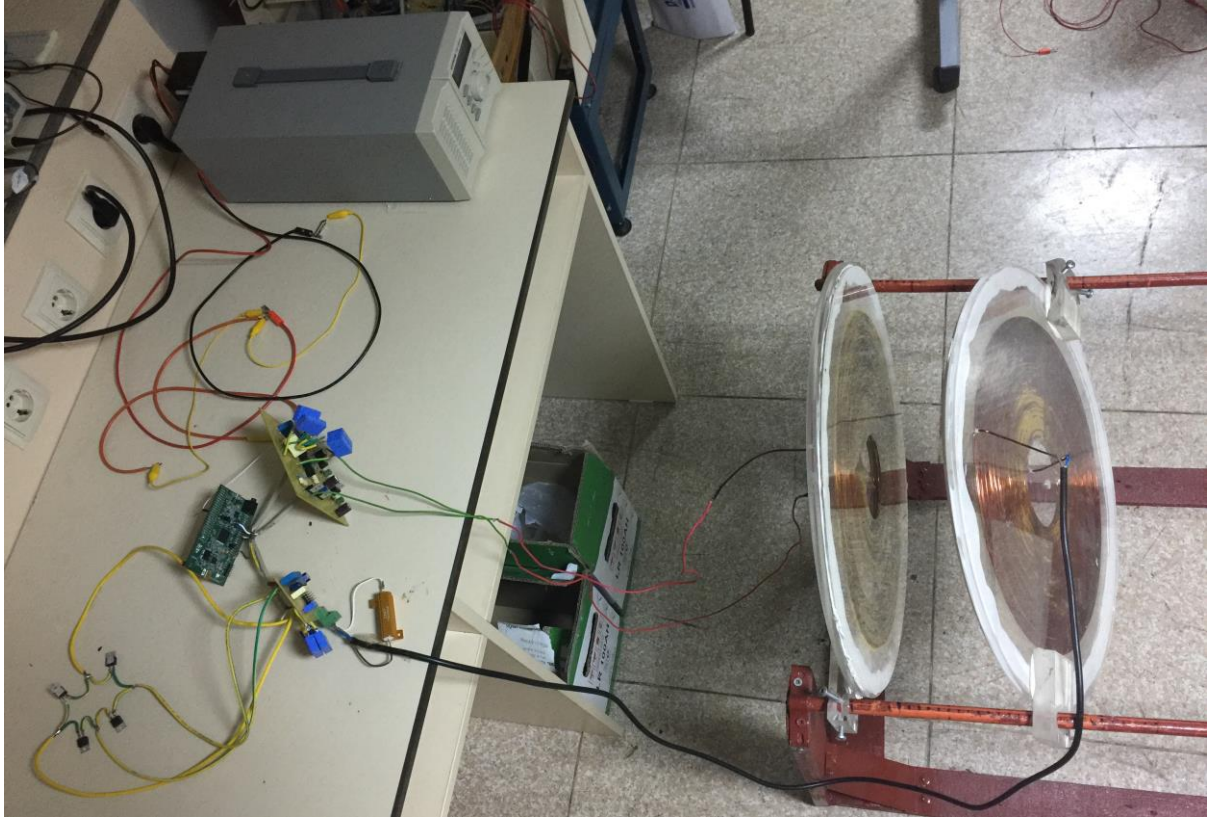


Şekil 3.9. Yük devresi.

- Mikroişlemci (STM32F407VG)

Tasarımda 3 kHz 200 kHz arası eşlenikli darbe modülasyonu yaratabilecek, 4 kanallı 10 bit çözünürlüklü analog sayısal dönüştürücüye sahip 32 genel amaç kullanımlı girdi çıktı pinine sahip bir işlemci seçildi. Simülasyonu yapılan *Matlab* fonksiyonu çok sayıda ardışık ondalıklı sayı içerdiğinden dolayı buna uygun işleme kapasitesine sahip *cortex m4* mimarisinde bir geliştirme kartı kullanıldı. *STM32 F4 discovery* kartının genel özellikleri referans [42] 'de verilmiştir.

Belirlenen materyaller ile deneysel çalışmaların yapılacağı deneysel düzenek Şekil 3.10 'da verildiği gibi kuruldu.



Şekil 3.10. Deneysel düzenek.

4. BULGULAR ve TARTIŞMA

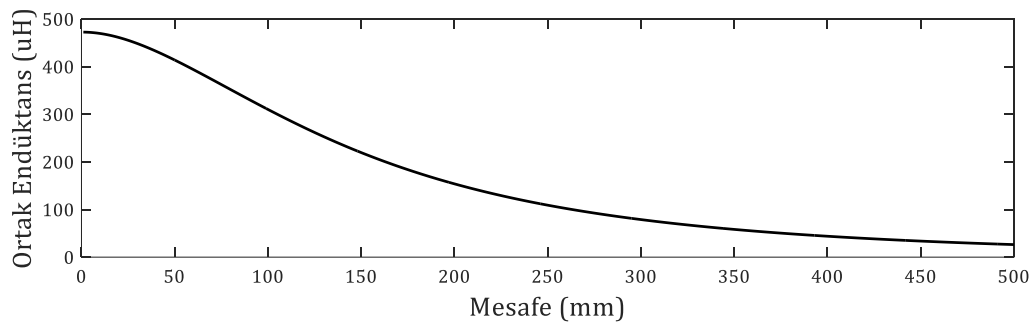
4.1. Simülasyon Sonuçları

Seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarım devresi Matlab ortamında modellendi. Önerilen adaptif frekans kontrolünün simülasyonu oluşturulan model üzerinden yapıldı. Modellemede kullanılan eşdeğer devre Şekil 2.3 'te, simülasyonda kullanılan eşdeğer devre parametreleri ise Tablo 4. 1 'de verilmiştir.

Tablo 4. 1. Eşdeğer devre parametreleri.

Parametreler	Birincil Taraf	İkincil Taraf
R_i	0.5Ω	0.5Ω
C	$22nF$	$22nF$
L	$900\mu H$	$900\mu H$
R_L		10Ω
V_s	$DC = 30V$	
	$AC = 15V$	

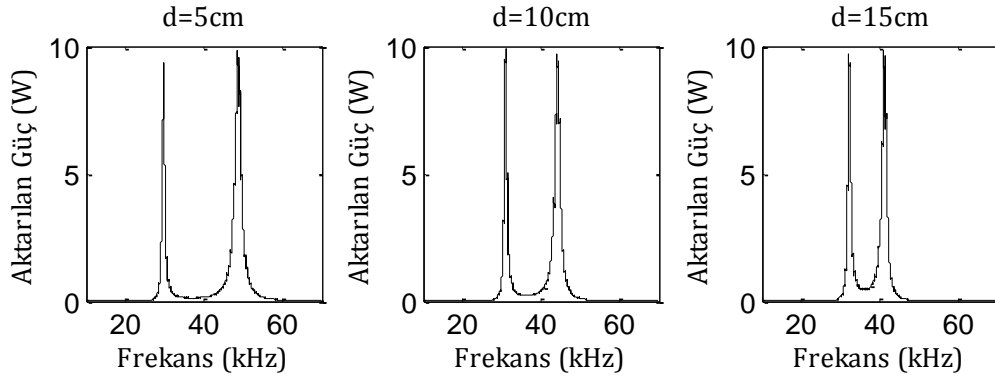
Tablo 4. 1 'de verilen R_i bobin iç direncini, C seri kompanzasyonda kullanılan kapasitör kapasitansını, L bobin endüktansını, R_L yük direncini ve V_s kaynak gerilimini ifade etmektedir. Kaynak gerilimi kullanılarak 15 V AC gerilim elde edilmektedir. Bobinler arası ortak endüktansın mesafeye göre değişimi Neumann formülü kullanılarak hesaplanmıştır. Bobinler arası mesafenin değişimine göre hesaplanan ortak endüktans değerleri Şekil 4.1 'de verilmiştir.



Şekil 4. 1. Mesafeye göre değişen ortak endüktans grafiği.

Oluşturulan modelin çeşitli mesafeler için güç aktarım kapasitesi belirlendi. Bobinler arası mesafe 5 cm iken frekans taraması yapıp aktarılacak maksimum güç ve maksimum gücün aktarıldığı frekans değeri kaydedildi. Aynı işlemler bobinler arası mesafenin 10cm ve 15cm

olduğu durumlar için tekrarlandı. Simülasyon sonucunda farklı mesafelerdeki güç aktarım kapasitesi grafikleri Şekil 4.2 'de, kaydedilen değerler Tablo 4.2 'de verilmiştir.

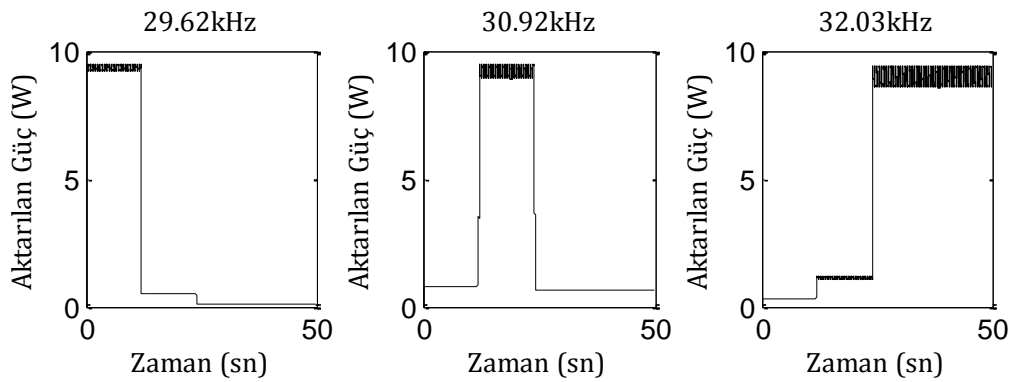


Şekil 4.2. Farklı mesafelere göre güç aktarım kapasiteleri.

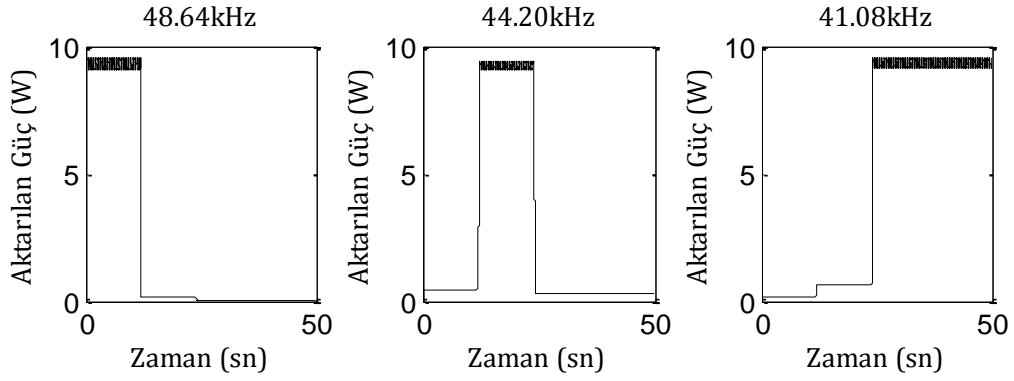
Tablo 4.2. Farklı mesafelerde kaydedilen simülasyon sonuçları.

Mesafe (cm)	5	10	15
Ortak Endüktans (μH)	413.935	310.183	219.59
Kaynak Frekansı (kHz)	29.62 / 48.64	30.92 / 44.20	32.03 / 41.08
Aktarılan Güç (W)	9.36 / 9.81	9.89 / 9.72	9.71 / 9.80

Rezonans frekansında bobinler arası mesafe 5cm iken sistem çalıştırıldı. Bobinler arası mesafe 12. saniyede 10 cm'e, 24. saniyede 15 cm'e çıkarıldı. Bu şekilde çalışan sistemde aktarılan gücün zamana göre grafiği Şekil 4.3 ve Şekil 4.4 'te verilmiştir.

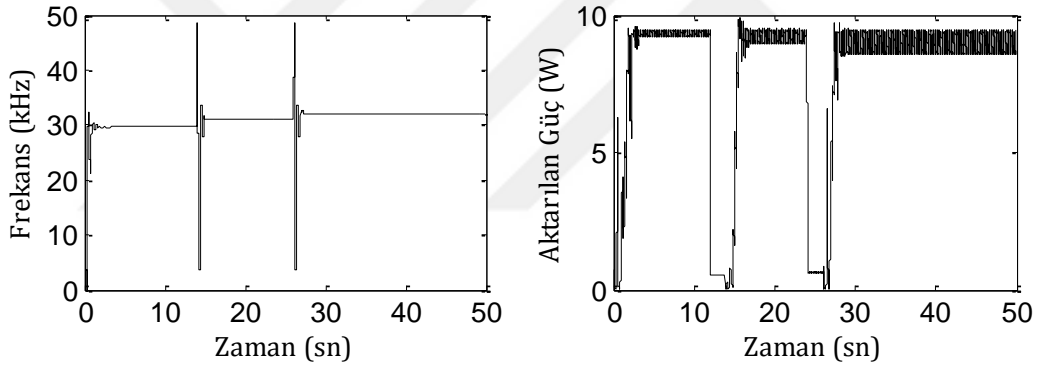


Şekil 4.3. Farklı mesafelerde sabit frekansta güç aktarım grafikleri-1 (algoritmasız).

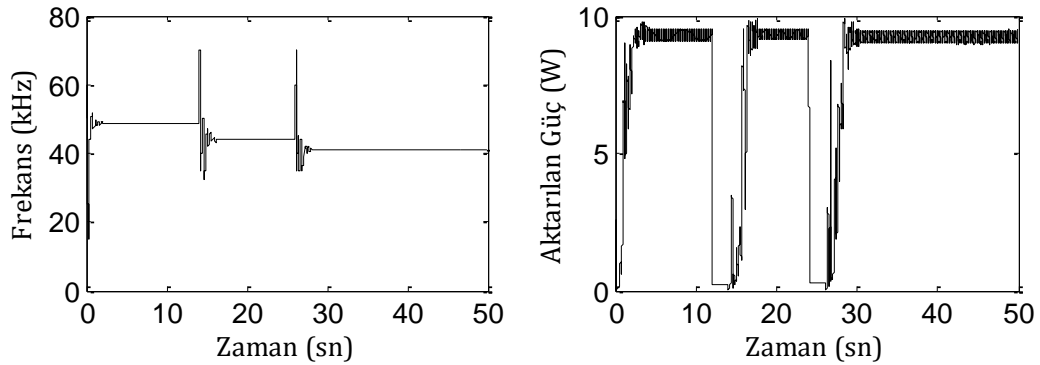


Şekil 4. 4. Farklı mesafelerde sabit frekansta güç aktarım grafikleri-2 (algoritmasız).

Sistem önerilen algoritma birince tepe noktasını bulmak için ayarlanıp çalıştırıldığında çalışma frekansındaki değişiklik ve aktarılan gücün zamana göre grafiği Şekil 4.5 'te verilmiştir. Algoritma ikinci tepe noktasını bulmak için ayarlandığında, sistemin çalışma frekansındaki değişiklik ve aktarılan gücün zamana göre grafiği Şekil 4.6 'da verilmiştir.



Şekil 4.5. Farklı mesafelerde frekans değişimi ve güç aktarım grafikleri-1 (algoritmali).



Şekil 4. 6. Farklı mesafelerde frekans değişimi ve güç aktarım grafikleri-2 (algoritmali).

Algoritmasız ve algoritmali sistemin simülasyon sonuçları birinci ve ikinci tepe noktaları için sırası ile Tablo 4.3 ve Tablo 4.4 'te kıyaslanmıştır. Her iki tablo için I., II. ve III. durumlarda çalışma frekansları sabittir. IV. Durumda ise frekans takip algoritması çalıştırılmış ve çalışma frekansı algoritma tarafından belirlenmiştir. Tablo 4.3 ve Tablo 4.4 'te görüldüğü üzere algoritmasız sistem yalnızca mesafeye özel çalışma frekansında maksimum güç aktarımı yapmaktadır. Çünkü algoritmasız sistemler mesafe değişimine adapte olamamaktadır. Algoritmali sistem ise frekans takibi yaparak maksimum güç aktarımı için sistemi farklı mesafelere adapte edebilmektedir.

Tablo 4.3. Birinci tepe noktası için algoritmasız ve algoritmali sistemin simülasyon sonuçları.

	$0sn < t < 12sn$		$12sn < t < 24sn$		$24sn < t < 50sn$	
	d=5cm		d=10cm		d=15cm	
	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)
I	29.62	9.36	29.62	0.51	29.62	0.1
II	30.92	0.80	30.92	9.89	30.92	0.62
III	32.03	0.33	32.03	1.13	32.03	9.71
IV	29.62	9.36	30.92	9.89	32.03	9.71

Birinci tepe noktasını bulmak için ayarlanan algoritmali sistem sonuçları Tablo 4.3 'te verilmiştir. I. ve IV. durum karşılaştırıldığında, 0-12 sn arasında sistemler 9.36 W aktarmaktadır. 12-24 sn arasında mesafe 10 mm'den 50 mm'ye çıkartıldığında I. durumda aktarılan güç 0.51 W'a düşerken, IV. durumda ise aktarılan ise 9.89 W'tır. 24-50 sn arasında mesafe 15 cm'ye çıkartıldığında I. Durumda aktarılan güç 0.1 W'a düşerken, IV. durumda aktarılan güç 9.71 W'tır.

Tablo 4.4. İkinci tepe noktası için algoritmasız ve algoritmali sistemin simülasyon sonuçları.

	$0sn < t < 12sn$		$12sn < t < 24sn$		$24sn < t < 50sn$	
	d=5cm		d=10cm		d=15cm	
	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)
I	48.64	9.81	48.64	0.20	48.64	0.04
II	44.20	0.44	44.20	9.72	44.20	0.29
III	41.08	0.19	41.08	0.64	41.08	9.80
IV	48.64	9.81	44.20	9.72	41.08	9.80

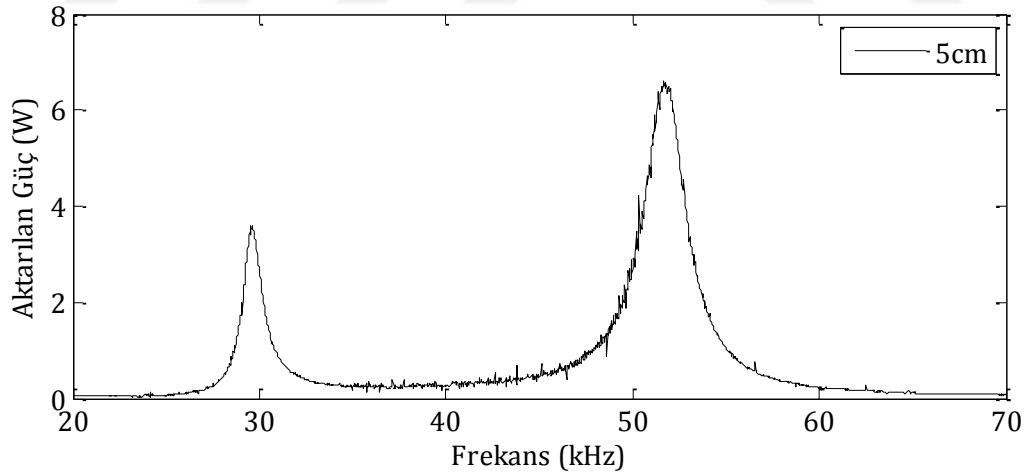
İkinci tepe noktasını bulmak için ayarlanan algoritmali sistem sonuçları Tablo 4.4 'te verilmiştir. I. ve IV. durum karşılaştırıldığında, 0-12 sn arasında sistemler 9.81 W aktarmaktadır. 12-24 sn arasında mesafe 10 mm'den 50 mm'ye çıkartıldığında I. durumda aktarılan güç 0.20 W'a düşerken, IV. durumda ise aktarılan ise 9.72 W'tır. 24-50 sn arasında mesafe 15 cm'ye çıkartıldığında I. Durumda aktarılan güç 0.04 W'a düşerken, IV. durumda aktarılan güç 9.80 W'tır.

4.2. Deneysel Sonuçlar

Kurulan deney düzeneğinde ilk olarak bobinler arası mesafenin 5 cm, 10 cm, 15 cm, 20 cm ve 30 cm olduğu durumlar için frekans düzlemi taranarak çıkış gücü kaydedildi. Daha sonra sabit mesafelerde frekans takip algoritması çalıştırılarak maksimum güç ve gücün aktarıldığı frekans değerleri kaydedildi. Son olarak bobinler arası mesafe 5 cm'den 20 cm'e 5'er cm aralıklarla kaydırılarak frekans takip algoritması çalıştırıldı. Aktarılan güç ve gücün aktarıldığı frekans değerleri kaydedildi.

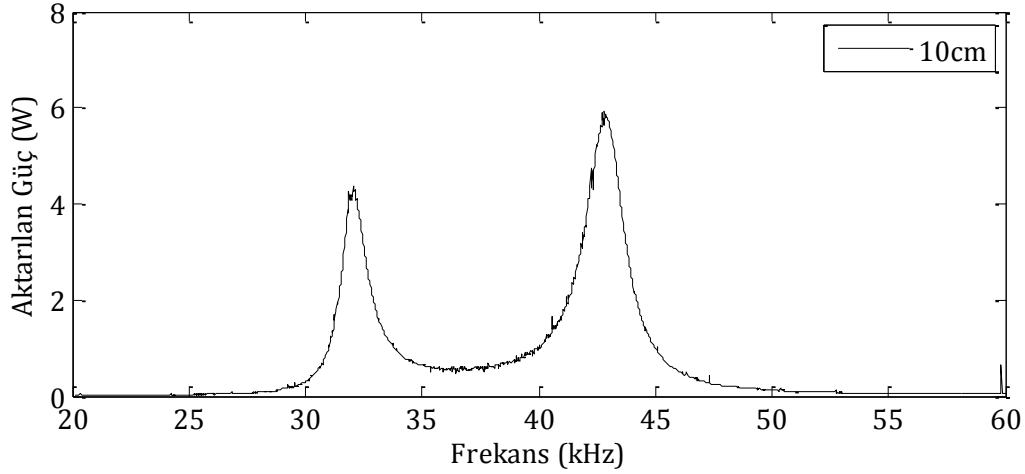
4.2.1. Frekans Düzlemi Taraması

Frekans düzlemi taramasının iki önemli amacı vardır. Sabit mesafede frekans düzlemi taranarak sistemin aktaracağı maksimum güç ve gücün aktarıldığı frekans değeri tespit edilir. Frekans ayrılması olup olmadığı ve frekans ayrılması var ise hangi tepe noktasında daha fazla güç aktarıldığı gözlenir. Zamana bağlı yer değiştirmeye uyum sağlamak amacı ile gerçekleştirilen bu algoritma uygulamasından önce frekans taraması gerçekleştirildi. Frekans taraması 5 cm, 10 cm, 15 cm, 20 cm ve 30 cm mesafelerinde uygulandı ve güç-frekans eğrileri Şekil 4.7, Şekil 4.8, Şekil 4.9, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11 'de verilmiştir.



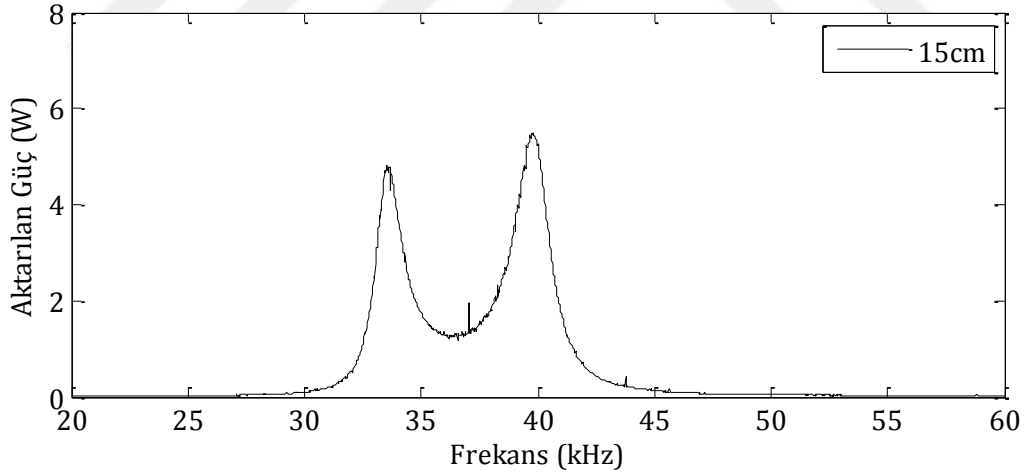
Şekil 4. 7. Frekans düzlemi taraması (5cm).

Bobinler arası mesafe 5 cm olduğunda yapılan frekans taramasında frekans ayrılması gözlemlendi. Frekans ayrılmasında ikinci tepe noktasında aktarılan gücün birinci tepe noktasından daha fazla olduğu gözlemlendi. Aktarılan maksimum güç 51.68 kHz frekansında 6.62 W olarak ölçüldü.



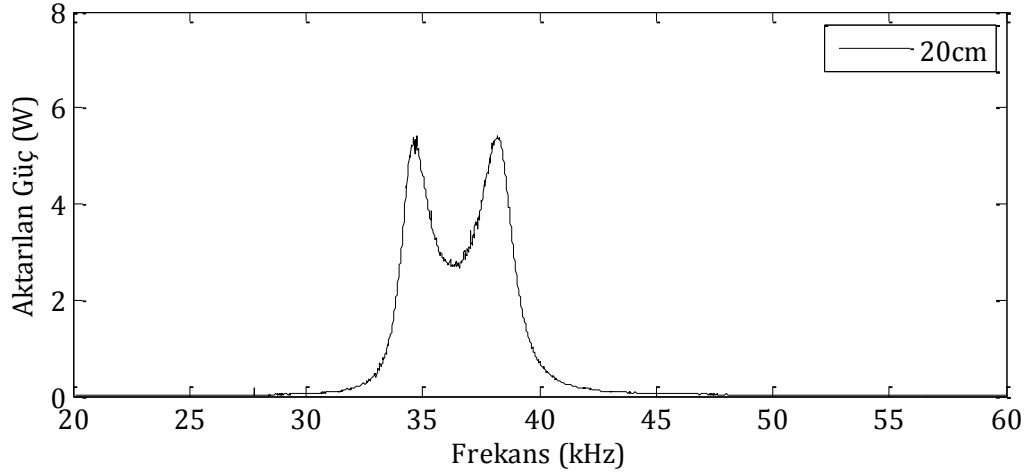
Şekil 4. 8. Frekans düzlemi taraması (10cm).

Bobinler arası mesafe 10 cm olduğunda yapılan frekans taramasında frekans ayrılması gözlemlendi ve 5 cm durumuna göre tepe noktalarının birbirine yaklaştığı görüldü. Frekans ayrılmasında ikinci tepe noktasında aktarılan gücün birinci tepe noktasından daha fazla olduğu gözlemlendi ve 5 cm durumuna göre tepe noktalarında aktarılan gücün birbirine daha yakın olduğu görüldü. Aktarılan maksimum güç 42.82 kHz frekansında 5.94 W olarak ölçüldü.



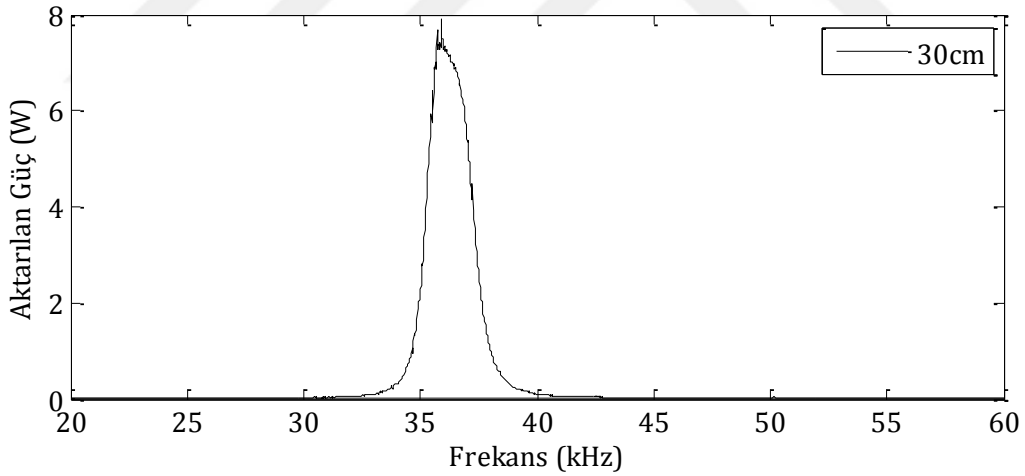
Şekil 4. 9. Frekans düzlemi taraması (15cm).

Bobinler arası mesafe 15 cm olduğunda yapılan frekans taramasında frekans ayrılmasının devam ettiği gözlemlendi. Frekans ayrılmasında ikinci tepe noktasında aktarılan gücün birinci tepe noktasından daha fazla olduğu ancak bu farkın daha da azaldığı gözlemlendi. Aktarılan maksimum güç 39.82 kHz frekansında 5.5 W olarak ölçüldü.



Şekil 4. 10. Frekans düzlemi taraması (20cm).

Bobinler arası mesafe 20 cm olduğunda yapılan frekans taramasında frekans ayrılmasının neredeyse kaybolduğu gözlemlendi. Frekans ayrılmasında ikinci tepe noktasında aktarılan gücün birinci tepe noktası ile neredeyse aynı olduğu gözlemlendi. Aktarılan maksimum güç 38.2 kHz frekansında 5.43 W olarak ölçüldü.



Şekil 4. 11. Frekans düzlemi taraması (30cm).

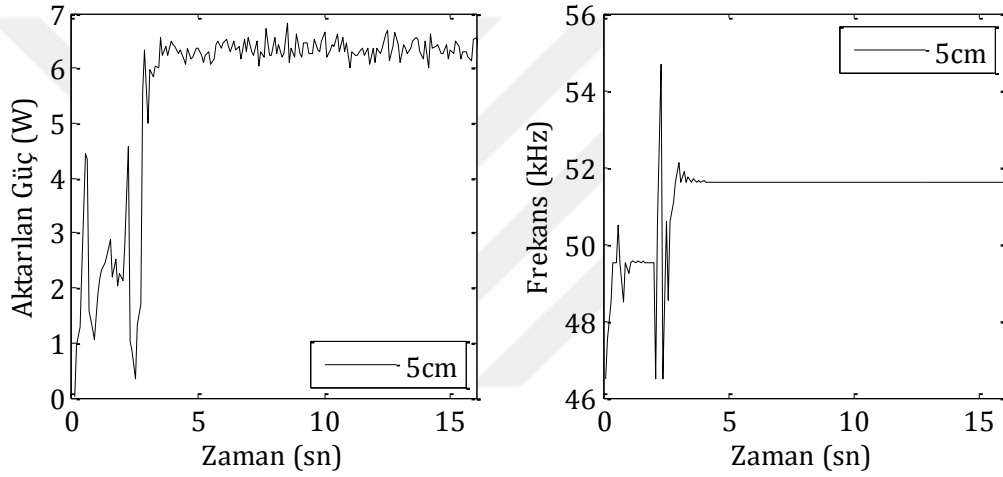
Bobinler arası mesafe 30 cm olduğunda yapılan frekans taramasında frekans ayrılması kayboldu. Frekans ayrılmasının kaybolması ile birlikte aktarılan gücün yükseldiği görüldü. Aktarılan maksimum güç 35.84 kHz frekansında 7.36 W olarak ölçüldü.

Literatür taramasında frekans ayrılması olduğu durumlarda birinci ve ikinci tepe noktalarında aktarılan güçlerin eşit olduğu ve birinci tepe noktasında verimliliğin daha yüksek olduğu görülmüştü [36]. Bu yüzden frekans takip algoritmasının başlangıç noktası devrenin

rezonans frekansından (f_r) az olacak şekilde belirlendi. Ancak yapılan deneyler sonucunda ikinci tepe noktasında aktarılan gücün birinci tepe noktasına göre daha fazla olduğu görüldü. Bu nedenle frekans takip algoritmasının başlangıç noktası devrenin rezonans frekansının 1.3 katı olarak belirlendi. Ayrıca frekans üst sınırlaması $2f_r$ olarak güncellendi.

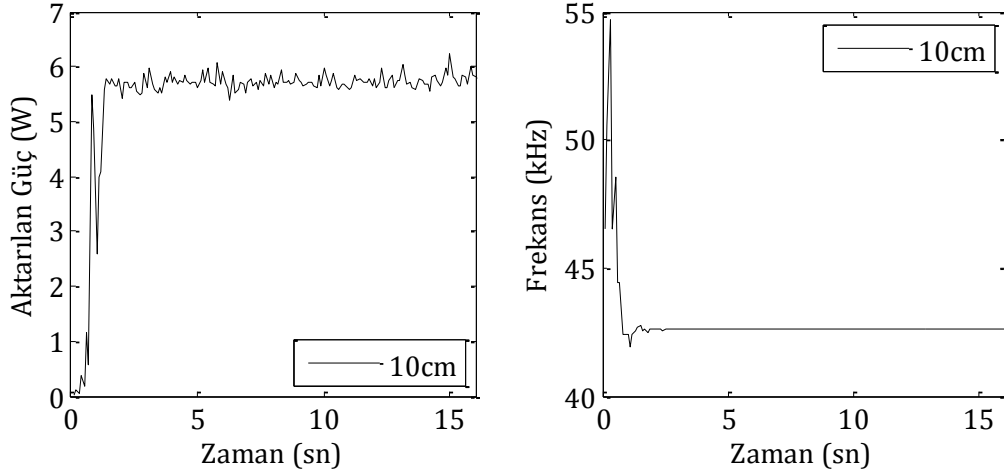
4.2.2. Sabit Mesafede Frekans Takip Algoritmasının Uygulanması

Önerilen frekans takip algoritması sırası ile bobinler arası mesafenin 5 cm, 10 cm, 15 cm ve 20 cm olduğu durumlarda uygulandı. Güç-zaman ve frekans-zaman eğrileri Şekil 4.12, Şekil 4.13, Şekil 4.14 ve Şekil 4.15 'te verilmiştir.



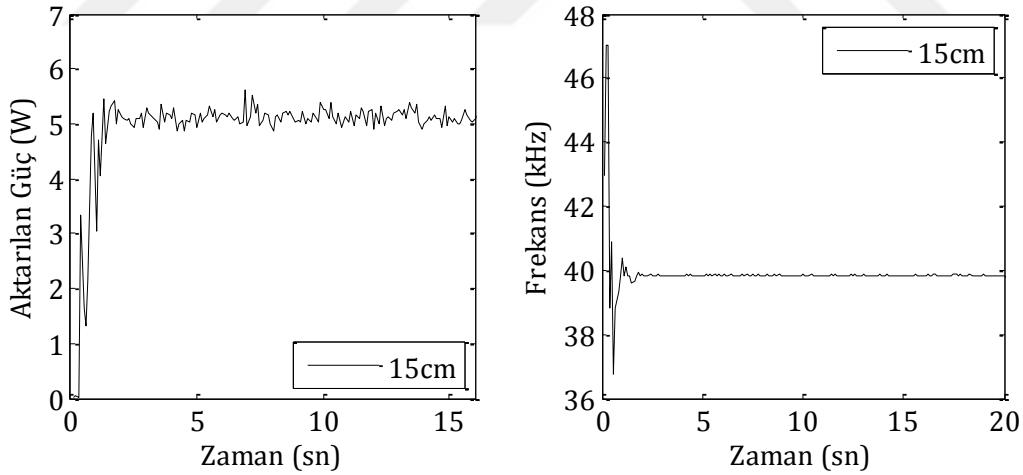
Şekil 4.12. Algoritmali güç aktarım sonuçları (5cm).

Bobinler arası mesafe 5cm iken yapılan frekans taramasında 51.68 kHz frekansında 6.62 W güç aktarıldığı tespit edilmiştir. Önerilen frekans takip algoritması uygulandığında frekans taramasında elde edilen değerlere yakın olarak 51.62 kHz frekansında 6.61 W güç aktarımı gerçekleşti.



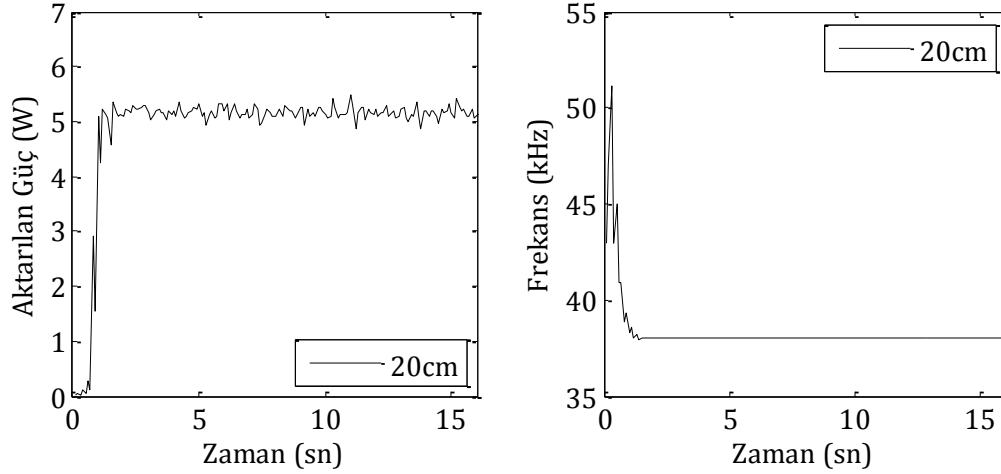
Şekil 4.13. Algoritmali güç aktarım sonuçları (10cm).

Bobinler arası mesafe 10 cm iken yapılan frekans taramasında 42.82 kHz frekansında 5.94 W güç aktarıldığı tespit edilmişti. Önerilen frekans takip algoritması uygulandığında frekans taramasında elde edilen değerlere yakın olarak 42.59 kHz frekansında 5.91 W güç aktarımı gerçekleşti.



Şekil 4.14. Algoritmali güç aktarım sonuçları (15cm).

Bobinler arası mesafe 15 cm iken yapılan frekans taramasında 39.82 kHz frekansında 5.5 W güç aktarıldığı tespit edilmişti. Önerilen frekans takip algoritması uygulandığında frekans taramasında elde edilen değerlere yakın olarak 39.15 kHz frekansında 5.5 W güç aktarımı gerçekleşti.



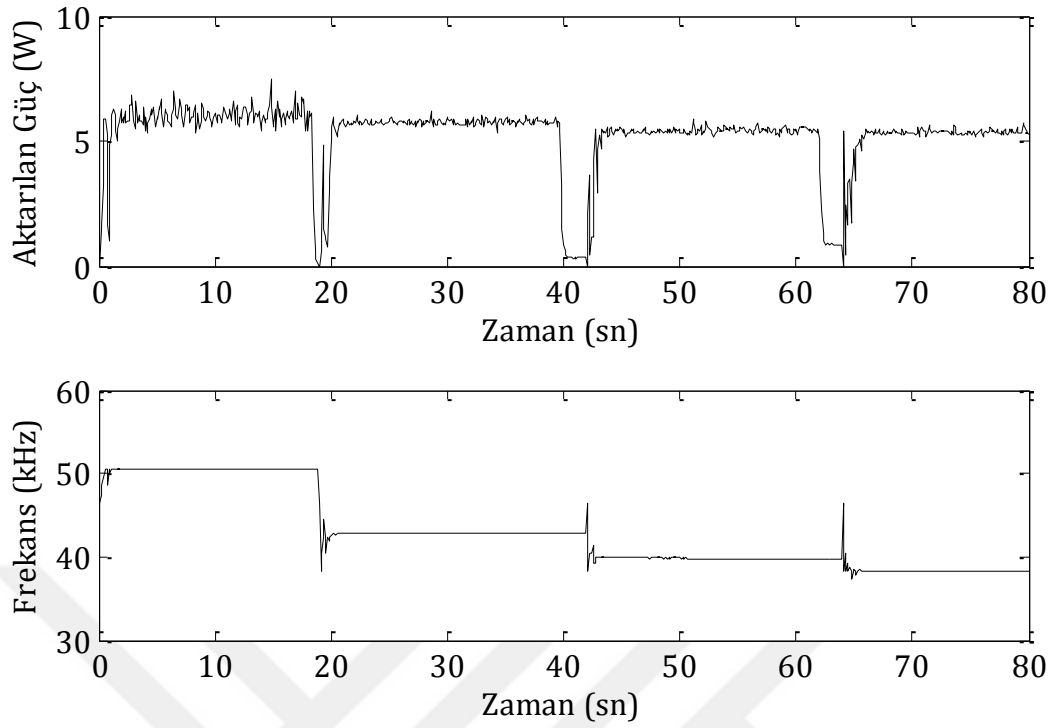
Şekil 4.15. Algoritmali güç aktarım sonuçları (20cm).

Bobinler arası mesafe 20 cm iken yapılan frekans taramasında 38.2 kHz frekansında 5.43 W güç aktarıldığı tespit edilmiştir. Önerilen frekans takip algoritması uygulandığında frekans taramasında elde edilen değerlere yakın olarak 37.99 kHz frekansında 5.27 W güç aktarımı gerçekleşti.

Önerilen frekans takip algoritmasının bobinler arası mesafe sabit iken başarılı olduğu ve maksimum güç aktarımının gerçekleşmesini sağladığı yapılan deneylerle doğrulandı. Sabit mesafede başarılı olan algoritma mesafe değişimini algılaması için geliştirildi. Algoritma mesafe değişimini algıladığı anda hafızasında tuttuğu değerleri sıfırlayacak şekilde programlandı.

4.2.3. Değişken Mesafede Frekans Takip Algoritmasının Uygulanması

Frekans takip algoritması 5 cm, 10 cm, 15 cm ve 20 cm mesafelerinde test edildi. Sistem 5cm mesafede iken algoritma başlatılıp 19. saniyede bobinler arası mesafe 10 cm'e çıkartıldı. 40. ve 62. saniyelerde mesafeler 15 cm ve 20 cm'e çıkartılarak deney devam ettirildi. Deney sonucunda elde edilen güç-zaman ve frekans-zaman eğrileri Şekil 4.16 'da verilmiştir.



Şekil 4.16. Değişken mesafede algoritmalı güç aktarım sonuçları (5cm-20cm).

Şekil 4.16 'da görüldüğü üzere frekans takip algoritması mesafe değişimlerini hızlı bir şekilde algılayıp maksimum güç aktarımını sağlayacak frekansı yaklaşık 2 sn'de bulabilmektedir. 5 cm, 10 cm, 15 cm ve 20 cm mesafeleri için frekans taramasında elde edilen maksimum güçler ve maksimum güç aktarımı yapılan frekanslar Tablo 4.4 (I) 'de verilmiştir. Değişken mesafeli sistemde yapılan deneylerin sonuçları Tablo 4.4 (II) 'de verilmiştir.

Tablo 4. 4. Frekans taraması ve değişken mesafeli sistemin deney sonuçları.

	5cm		10cm		15cm		20cm	
	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)	f (kHz)	P (W)
I	51.68	6.62	42.82	5.94	39.82	5.50	38.20	5.43
II	50.51	6.30	42.79	5.94	39.84	5.50	38.21	5.43

Yukarıdaki tablo incelendiğinde frekans takip algoritmasının değişken mesafelerde başarılı bir şekilde çalıştığı görülmektedir. Ayrıca yapılan deneylerde mesafeye bağlı olarak sistem verimliliği %60-85 arasında değişmektedir.

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu çalışmada seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı kablosuz güç aktarım düzeneği için maksimum güç aktarımı sağlayacak adaptif frekans takip algoritması geliştirildi. Seri-seri kompanzasyonlu magnetik rezonanslı devrenin analizi yapılarak Matlab ortamında matematiksel modeli oluşturuldu. Maksimum güç aktarım noktasını takip edecek frekans kontrol algoritması tasarlandı. Tasarlanan frekans kontrol algoritmasının simülasyonu, oluşturulan model üzerinden sabit bobin mesafeleri için yapıldı. Sabit mesafelerde başarılı olan frekans kontrol algoritması değişken mesafeler için geliştirildi. Geliştirilen adaptif frekans takip algoritmasını içeren gömülü sistem hem simülasyon çalışmaları ile hem de deneysel çalışmalarla doğrulandı. Geliştirilen adaptif frekans takip algoritması değişken parametrelerde (bobinler arası mesafe, ortam ve bobin hizaları) bile maksimum güç aktarımını başarılı bir şekilde gerçekleştirdi. Simülasyon çalışmasında algoritmali ve algoritmasız maksimum güç transferi 5 cm, 10 cm ve 15 cm değişken bobin mesafelerinde test edildi. Simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında geliştirilen frekans takip algoritmasının maksimum güç transferini başarılı bir şekilde gerçekleştirdiği görüldü. Deneysel çalışmada frekans takip algoritması 5 cm, 10 cm, 15 cm ve 20 cm bobin mesafelerinde test edildi. Deneysel test sonuçlarının simülasyon sonuçlarına göre aktarılan gücün maksimum 4.1 W daha düşük çıktığı görüldü. Bu farkın 2.8 W'ı simülasyon modelinde bulunmayıp deneysel düzende bulunan köprü diyotlardan kaynaklanmaktadır. Bu durum göz önünde bulundurulduğunda oluşturulan kablosuz güç aktarım modelinden elde edilen sonuçlar, deney sonuçları ile yaklaşık (kapasitör iç direnç kayıpları, bobin yakınlarında bulunan metal malzemelerden kaynaklanan magnetik bozulmalar hesaba katılmadan) %87 benzerlik göstermektedir.

Adaptif frekans takip algoritması maksimum güç aktarımını gerçekleştirmek için tasarlanmıştır. İleriki çalışmalarda maksimum güç transferinde verimliliği arttırmak için kaynak ve yük devresinde kapasitör grupları kullanılacaktır. Bu kapasitör grubunun değişen parametrelere göre kompanzasyon kapasitörünü değiştirerek verimliliği arttırması beklenmektedir. Bu durum göz önünde bulundurularak adaptif frekans takip algoritması geliştirilecektir.

Elektrikli araç endüstrisinin gelişmesi ile birlikte kablosuz güç aktarım sistemleri elektrikli araçların şarjları için önemli hale gelmiştir. Kablosuz güç aktarım sisteminin yük devresinde direnç yerine elektrikli araç bataryaları kullanılabilir. Yük devresinde bulunan pasif doğrultucu yerine yarı aktif doğrultucu devre kullanılarak yük akımı belirlenebilmektedir. Bu sayede ileriki çalışmalarda sistemde yük olarak elektrikli araç bataryaları seçilip, adaptif frekans takip algoritması geliştirilecektir. Ayrıca geliştirilen frekans takip algoritmasıyla elektrikli araçlar

için kablosuz dinamik şarj sorunu ele alınarak, elektrikli araçların menzil sorununa çözüm sunulacaktır.

Kablosuz güç aktarımında yaşanan gelişmelerle birlikte telefon şarj üniteleri de kablosuz hale gelmektedir. Yaygın kullanılan kablosuz şarj cihazlarının en büyük dezavantajı temas ile çalışmalarıdır. Bobin boyutları ve yapıları değiştirilerek kablosuz güç aktarım sistemi telefon şarj uygulamalarında kullanılabilir. Bu sayede bobinler arası mesafe ve bobin hizalamaları değiştiğinde bile maksimum güç aktarımı ile şarj imkanı sağlanabilir.



KAYNAKLAR

- [1]. Vilathgamuwa, D. M. ve Sampath, J. P. K. (2015). Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs)—Present and Future Trends. *In Plug In Electric Vehicles in Smart Grids*, 33-60.
- [2]. Brown, W. C., (1965). Experimental Airborne Microwave Supported Platform. *Raytheon Co Burlington, MA Microwave and Power Tube Div.*
- [3]. Sahai, A. ve Graham, D., (2011). Optical wireless power transmission at long wavelengths. *IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS), Santa Monica, 2011*, 164–170.
- [4]. Zaho, J., (2012). A Contrastive Studies between Magnetic Coupling Resonance and Electromagnetic Induction in Wireless Energy Transmission. *Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF), Dalian-China*, 1-4.
- [5]. A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, ve M. Soljacic, (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317, 83–86,
- [6]. Xia, C., Zhou, Y., Zhang, J. ve Li, C. (2012). Comparison of Power Transfer Characteristics between CPT and IPT System and Mutual Inductance Optimization for IPT System. *JCP*, 7(11), 2734-2741.
- [7]. Summerer, L. ve Purcell, O. (2009). Concepts for wireless energy transmission via laser. *Europeans Space Agency (ESA)-Advanced Concepts Team.*
- [8]. Shinohara, N. (2012). Recent wireless power transmission via microwave and millimeter-wave in Japan. *In Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, 1347-1350).
- [9]. Mahmood, A., Ismail, A., Zaman, Z., Fakhra, H., Najam, Z., Hasan, M. S. ve Ahmed, S. H. (2014). A comparative study of wireless power transmission techniques. *Journal of Basic and Applied Scientific Research*, 4(1), 321-326.
- [10]. Kisseleff, S., Akyildiz, I. F., & Gerstacker, W. H. (2017). Magnetic Induction-Based Simultaneous Wireless Information and Power Transfer for Single Information and Multiple Power Receivers. *IEEE Transactions on Communications*, 65(3), 1396-1410.
- [11]. Lee, I. G., Kim, N., Cho, I. K., & Hong, I. P. (2017). Design of a Patterned Soft Magnetic Structure to Reduce Magnetic Flux Leakage of Magnetic Induction Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*.
- [12]. Duncan, K. J. (2016, October). Laser based power transmission: Component selection and laser hazard analysis. *In Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2016 IEEE PELS Workshop on* (pp. 100-103). IEEE.
- [13]. Ngo, T., & Huang, A. D. (2017, August). Efficient microwave rectifier over wide input power range for wireless energy transfer. *In Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), 2017 International* (pp. 1-2). IEEE.
- [14]. Shinohara, N. (2013, January). Wireless power transmission progress for electric vehicle in Japan. *In Radio and Wireless Symposium (RWS), 2013 IEEE* (pp. 109-111). IEEE.

- [15]. Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., & Soljačić, M. (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *science*, 317(5834), 83-86.
- [16]. Shinohara N. Beam efficiency of wireless power transmission via radio waves from short range to long range.] *Korea Electromagn Eng Soc* 2011 ;10:224-30.
- [17]. Gehm R. Inductive charging gets green flag, truck & bus engineering online, SAE international; Aug. 2011.
- [18]. Hori, Y. (2012, May). Novel EV society based on motor/capacitor/wireless—Application of electric motor, supercapacitors, and wireless power transfer to enhance operation of future vehicles. In *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, 2012 IEEE MTT-S International (pp. 3-8). IEEE.
- [19]. Shinohara N. Wireless power transmission progress for electric vehicle in Japan. In: *Proceedings of 2013 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, IEEE; 2013.p.109-11.
- [20]. Kesler M. Highly resonant wireless power transfer: safe, efficient, and over distance. *WiTricity Corp*; 2013.
- [21]. <http://phys.org/news/2013-08-wireless-online-electric-vehicle-olev.html>
- [22]. <http://www.businesskorea.co.kr/english/news/sciencetech/4766-wireless-train-wirelessly-charged-high-speed-train-successful-test-run>.
- [23]. Agcal, A., Bekiroglu, N., & Ozcira, S. (2015). Examination of efficiency based on air gap and characteristic impedance variations for magnetic resonance coupling wireless energy transfer. *Journal of Magnetism*, 20(1), 57-61.
- [24]. Agcal, A., Bekiroglu, N., & Ozcira, S. (2016). Comparison of Magnetic Resonant Coupling Wireless Power Transfer Systems within Aligned and Unaligned Positions and Determining their Limits. *Journal of Magnetism*, 21(4), 652-659.
- [25]. Jiwariyavej, V., Imura, T., & Hori, Y. (2015). Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from either side of the system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1), 191-200.
- [26]. Li, X., Dai, X., Li, Y., Sun, Y., Ye, Z., & Wang, Z. (2016, October). Coupling coefficient identification for maximum power transfer in WPT system via impedance matching. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, 2016 IEEE PELS Workshop on (pp. 27-30). IEEE.
- [27]. Tian, J., & Hu, A. P. (2015). Stabilising the output voltage of wireless power pickup through parallel tuned DC-voltage controlled variable capacitor. *Electronics Letters*, 52(9), 758-759.
- [28]. Hata, K., Imura, T., & Hori, Y. (2016, March). Dynamic wireless power transfer system for electric vehicles to simplify ground facilities-power control and efficiency maximization on the secondary side. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016 IEEE (pp. 1731-1736). IEEE.
- [29]. Wu, H. H., Gilchrist, A., Sealy, K. D., & Bronson, D. (2012). A high efficiency 5 kW inductive charger for EVs using dual side control. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(3), 585-595.

- [30]. Hu, A. P., & Hussmann, S. (2004). Improved power flow control for contactless moving sensor applications. *IEEE Power Electronics Letters*, 2(4), 135-138.
- [31]. Hsu, U. W., Swain, A., & Hu, A. P. (2011, June). Implicit adaptive controller for wireless power pickups. In *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on* (pp. 514-519). IEEE.
- [32]. Gunji, D., Imura, T., & Fujimoto, H. (2015, June). Envelope model of load voltage on series-series compensated wireless power transfer via magnetic resonance coupling. In *Emerging Technologies: Wireless Power (WoW), 2015 IEEE PELS Workshop on* (pp. 1-6). IEEE.
- [33]. Ning, P., Miller, J. M., Onar, O. C., White, C. P., & Marlino, L. D. (2013, March). A compact wireless charging system development. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE* (pp. 3045-3050). IEEE.
- [34]. Kar, D. P., Nayak, P. P., Bhuyan, S., & Panda, S. K. (2014). Automatic frequency tuning wireless charging system for enhancement of efficiency. *Electronics Letters*, 50(24), 1868-1870.
- [35]. Sis, S. A., & Bicakci, S. (2016, October). A resonance frequency tracker and source frequency tuner for inductively coupled wireless power transfer systems. In *Microwave Conference (EuMC), 2016 46th European* (pp. 751-754). IEEE.
- [36]. Kim, N. Y., Kim, K. Y., Ryu, Y. H., Choi, J., Kim, D. Z., Yoon, C., ... & Kwon, S. (2012, October). Automated adaptive frequency tracking system for efficient mid-range wireless power transfer via magnetic resonance coupling. In *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European* (pp. 221-224). IEEE.
- [37]. Rituraj, G., Joy, E. R., Kushwaha, B. K., & Kumar, P. (2014, October). Analysis and comparison of series-series and series-parallel topology of contactless power transfer systems. In *TENCON 2014-2014 IEEE Region 10 Conference* (pp. 1-6). IEEE.
- [38]. Tran, D. H., & Choi, W. (2018). Design of a High-Efficiency Wireless Power Transfer System With Intermediate Coils for the On-Board Chargers of Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1), 175-187.
- [39]. Wang, Y., Yao, Y., Liu, X., & Xu, D. (2017). S/CLC Compensation Topology Analysis and Circular Coil Design for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*.
- [40]. Deshmukh, R. A., & Talange, D. B. (2015, June). Design of 1kW inductive power transfer system for electric vehicle. In *Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015 International Conference on* (pp. 93-97). IEEE.
- [41]. Mendes Duarte, R., & Klaric Felic, G. (2014). Analysis of the coupling coefficient in inductive energy transfer systems. *Active and Passive Electronic Components*, 2014.
- [42]. <http://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f4discovery.html>
- [43]. Pan, J. (2015). A General Theory of Wireless Power Transfer via Inductive Links.
- [44]. Wei, X., Wang, Z., & Dai, H. (2014). A critical review of wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Energies*, 7(7), 4316-4341.



ÖZGEÇMİŞ

Adı ve Soyadı : Cenk ÖZDEMİR

Doğum Tarihi : 28.05.1991

E-mail : cenkozdemir@mersin.edu.tr

Öğrenim Durumu :

Derece	Bölüm/Program	Üniversite	Yıl
Lise	Sayısal	Mersin Fen Lisesi	2005-2009
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Orta Doğu Teknik Üniversitesi	2009-2014

Görevler :

Görev Ünvanı	Görev Yeri	Yıl
Araştırma Görevlisi	Mersin Üniversitesi	2016-2017

ESERLER (Makaleler ve Bildiriler)

1. Özdemir, C.; Mete, A.N., "A Frequency-Tracking Algorithm for Inductively Coupled Wireless Power Transfer Systems", Eleco, 2017-11-30, 2017-12-02, Bursa, (2017).