



**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ADAPTİF EMPEDANS EŞLEŞTİRMESİ
KULLANILARAK MANYETİK REZONANS KUPLAJLI KABLOSUZ
ŞARJ SİSTEMİ TASARIMI VE UYGULAMASI**

Fatih ISSI

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEMMUZ 2021

ETİK BEYAN

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

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

.....
Fatih ISSI
06/07/2021

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ADAPTİF EMPEDANS EŞLEŞTİRMESİ
KULLANILARAK MANYETİK REONANS KUPLAJLI KABLOSUZ ŞARJ SİSTEMİ
TASARIMI VE UYGULAMASI
(Doktora Tezi)

Fatih ISSI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2021

ÖZET

Kablosuz güç aktarım (KGA) sistemlerinde, düşük güç kayıpları ve yüksek frekanslarda çalışabilme özellikleri nedeniyle E-Sınıfı eviriciler tercih edilmektedir. E-Sınıfı eviricilerin optimum çalışma noktası, sabit yük değeri ve optimum anahtarlama koşulları altında elde edilebilmektedir. Sabit mesafeli KGA uygulamalarında verici ve alıcı bobinlerin yük değeri sabit olduğundan, E-sınıfı eviriciler ideal bir bobin sürücüsü olarak kullanılabilir. Ancak verici ile alıcı arasındaki mesafedeki veya yük değerindeki değişimler, anahtarlama şartlarını olumsuz yönde etkileyerek yüksek anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. Bu tez, bobin sürücüsü olarak kullanılan E-Sınıfı eviriciye dayalı manyetik rezonans kuplajlı kablosuz güç aktarım (MRKKGA) sistemi için yeni bir adaptif empedans eşleştirme algoritması sunmaktadır. Empedans eşleştirme için gerekli eşdeğer kapasite, hesaplanan karşılıklı endüktans değeri kullanılarak belirlenmiş, verici tarafında bir adaptif kapasite dizisi ile oluşturulmuştur. Böylece eviricinin optimum anahtarlama durumu ve empedans eşleştirmesi dinamik olarak sürdürülmüştür. Bir seri kapasitör ağı içeren kapasite dizisinin en iyi kombinasyonu, geliştirilen adaptif empedans eşleştirme algoritması ile belirlenmiştir. Önerilen adaptif empedans eşleştirme algoritması hem benzetim hem de deneysel çalışmalarda doğrulanmıştır. MRKKGA sisteminin E Sınıfı evirici tabanlı 1 kW laboratuvar prototipi tasarlanmıştır. Benzetim ve deneysel sonuçlar, E Sınıfı eviricinin en uygun anahtarlama koşullarının ve KGA sisteminin empedans eşleşmesinin, mesafedeki değişimler altında aynı anda başarılı bir şekilde sağlandığını göstermiştir. Ayrıca, en uygun çalışma koşulunu belirlemek için hem MRKKGA hem de E-Sınıfı eviricinin verimlilikleri aynı anda göz önünde bulundurulmuştur. Bu kadar yüksek bir güç seviyesi için adaptif kapasite dizisi yöntemi henüz literatürde bildirilmemiştir. Sonuç olarak, KGA sisteminin maksimum verimi %91,13 olarak hesaplanmıştır.

Bilim Kodu : 90513
Anahtar Kelimeler : Kablosuz güç aktarımı, E-sınıfı evirici, adaptif empedans eşleştirme
Sayfa Adedi : 142
Danışman : Doç.Dr.Orhan KAPLAN

DESIGN AND APPLICATION OF MAGNETIC RESONANT COUPLING WIRELESS
CHARGING SYSTEM FOR ELECTRIC VEHICLES USING ADAPTIVE IMPEDANCE
MATCHING NETWORK

(Ph. D. Thesis)

Fatih ISSI

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

July 2021

ABSTRACT

In the wireless power transmission (WPT) systems, Class-E inverters are preferred due to its low power losses and operating capabilities under high frequencies. The optimum operation point of the Class-E inverters can be achieved under fixed load value and optimal switching conditions. Since the load value of the transmitter and receiver coils is constant in the fixed distance operation, Class-E inverters can be considered as an ideal coil driver in fixed distance WPT applications. However, variations in the distance between transmitter and receiver or the load value adversely affect the switching conditions which causes high switching losses. This thesis presents a novel adaptive impedance matching algorithm for magnetic resonance coupled wireless power transmission (MRCWPT) system based on Class-E inverter used as coil driver. The required capacitance is determined by using the calculated mutual inductance and an adaptive capacity array is used on the transmitter side for dynamically matching the impedance in WPT. Thus, the optimum switching condition of the inverter and impedance matching are dynamically sustained. The best combination of the capacity array involving a series capacitor network is determined by the developed adaptive impedance matching algorithm. The proposed adaptive impedance matching algorithm is verified in both simulation and experimental studies. A 1 kW laboratory prototype of MRCWPT system based on Class-E inverter is designed. Simulation and experimental results demonstrate that optimal switching conditions of the Class-E inverter and the impedance matching of the WPT system are successfully provided at the same time under variations in the distance. In addition, the efficiencies of both MRCWPT and Class-E inverter are considered at the same time to determine the optimum operating condition. The determination method for such a high power level has not been reported in the literature yet. Consequently, the maximum efficiency of the power transfer is calculated to be 91.13%.

Science Code : 90513
Key Words : Wireless power transfer, Class-E inverter, adaptive impedance-
matching
Page Number : 142
Supervisor : Assoc.Prof.Orhan KAPLAN

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım danışmanım Sayın Doç. Dr. Orhan KAPLAN ve Tez İzleme Komitesi üyeleri Sayın Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR ve Prof. Dr. Nihat ÖZTÜRK hocalarıma teşekkür ve şükranlarımı sunarım. Manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan, beni çalışmalarımda cesaretlendiren, varlıklarıyla benim yaşam sevincimi ve çalışma hevesimi artıran kıymetli eşim Merve ISSI, sevgili çocuklarım Defne ISSI ve Eren ISSI'ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca çalışmalarına maddi destek sağlayan Gazi Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi Başkanlığına 07/2018-10 nolu proje desteği için teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN ŞARJ SİSTEMLERİ	9
2.1. Kablolü Şarj Sistemleri	9
2.2. Kablosuz Şarj Sistemleri	10
2.2.1. Endüktif kuplaj.....	12
2.2.2. Kapasitif kuplaj	13
2.2.3. Manyetik rezonans kuplaj	13
2.3. Kablosuz Şarj Sistemlerinin Dezavantajları.....	16
3. MANYETİK REZONANS KUPLAJLI KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİ.....	17
3.1. MRKKGGA Devre Topolojileri	17
3.1.1. Seri-seri manyetik rezonans kuplajlı kablosuz güç aktarım sistemi	18
3.2. Manyetik Rezonans Kuplajlı Kablosuz Güç Aktarım Sistemi Tasarımı	19
3.2.2. Sargı endüktanslarının hesabı	19
3.2.3. Karşılıklı endüktans hesabı	20
3.2.4. Karşılıklı endüktans değişim analizi	27

	Sayfa
3.2.5. Sargı tasarımı ve uygulaması	31
3.3. Empedans Analizi	36
3.4. Manyetik Rezonans Kuplajlı Kablosuz Güç Aktarım Sistemlerinde Verim	38
4. E-SINIFI EVİRİCİ	41
4.1. Evirici Bileşenlerinin Hesabı	48
4.2. Evirici Empedans Analizi	51
4.3. E-Sınıfı Evirici Tasarımı	55
5. EMPEDANS EŞLEŞTİRME SİSTEMİ	63
5.1. Empedans Eşleştirme Topolojileri	64
5.2. Adaptif Kapasite Dizisi	64
5.2.1. Devre tasarımı	65
5.2.2. Kapasite dizisi kontrol algoritması	67
5.3. Kontrol Sistemi	71
5.3.1. Sayısal işaret işleyici (DSP).....	73
5.3.2. Akım ve gerilim dönüşüm devresi.....	74
5.3.3. Kontrol ve izleme yazılımı.....	76
6. BENZETİM ÇALIŞMALARI	77
6.1. MATLAB/Simulink Empedans Analizi ve Empedans Eşleştirme Sistemi Benzetimi	77
6.2. Pspice Evirici Benzetimi	79
7. DENEYSEL SONUÇLAR.....	87
8. SONUÇLAR	117
KAYNAKLAR	123
ÖZGEÇMİŞ.....	139

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Şarj ünitelerine ait şarj süresi, kaynak tipi, gerilim ve akım değerleri	10
Çizelge 2.2. EK, KK ve MRK metotlarına ait özellik karşılaştırmaları	15
Çizelge 3.1. Avantaj ve dezavantajlarına göre MRKKA Rezonans topolojileri	18
Çizelge 3.2. Modelde kullanılan bobin parametreleri.....	28
Çizelge 3.3. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi Ansys Maxwell sonuçları	29
Çizelge 3.4. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi MATLAB sonuçları.....	31
Çizelge 3.5. Amerikan Tel Göstergesi (AWG) tel, frekans, çap ve kesit değerleri.....	31
Çizelge 3.6. 50-100 kHz frekans aralığı için eşdeğer kablo parametreleri	32
Çizelge 3.7. Tasarlanan bobine ait parametreler.....	32
Çizelge 4.1. E-sınıfı evirici çalışma durumları	42
Çizelge 4.2. Kullanılan evirici parametreleri	56
Çizelge 4.3. MOSFET'e ait genel bilgiler	56
Çizelge 5.1. Kapasite dizisine ait kapasite değerleri.....	66
Çizelge 5.2. Kapasite olasılıkları ölçüm sonuçları.....	67
Çizelge 5.3. DSP genel özellikleri	73
Çizelge 6.1. Mesafeye bağlı olarak kuplaj katsayıları, eşdeğer faz açıları, gerekli kapasite değerleri ve eşdeğer kapasite değerleri.....	81
Çizelge 7.1. Mesafeye bağlı olarak modellenen ile ölçülen karşılıklı endüktanslara göre verim değerleri ve farkları	114
Çizelge 7.2. Mesafeye bağlı olarak modellenen ile ölçülen karşılıklı endüktanslara göre ve adaptif kapasite dizisi uygulandığı durumda verim değerleri.....	115
Çizelge 8.1. Mevcut şarj sistemlerine ait güç, mesafe aralığı ve verim değerleri	121

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Kablolı elektrikli araç temel şarj istasyonu çeşitleri	9
Şekil 2.2. Yakın mesafe KGA sistemlerine ait temel yapı	11
Şekil 2.3. Endüktif kuplajlı KGA blok diyagramı	12
Şekil 2.4. Kapasitif kuplajlı KGA blok diyagramı	13
Şekil 2.5. MRKKGA blok diyagramı	14
Şekil 3.1. Temel MRKKGA Rezonans Topolojileri.....	17
Şekil 3.2. MRKKGA eşdeğer devresi.....	18
Şekil 3.3. Bobini çevreleyen manyetik akı	20
Şekil 3.4. Manyetik kuplajlı devre	21
Şekil 3.5. Maxwell bobin yerleşimi	23
Şekil 3.6. Düz katmanlı dairesel bobinlere ait karşılıklı endüktans hesabı için bobin parametrelerinin gösterimi	25
Şekil 3.7. Verici ve alıcı bobin Ansys Maxwell modeline ait ekran görüntüsü.....	28
Şekil 3.8. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi Ansys Maxwell sonuçları	29
Şekil 3.9. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi hesaplama algoritmasına ait akış diyagramı.....	30
Şekil 3.10. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi MATLAB sonuçları	30
Şekil 3.11. Düz katmanlı dairesel bobin için Wheeler yöntemi	33
Şekil 3.12. Tasarlanan bobinlere ait görünüm;(a)verici bobin, (b)alıcı bobin.....	34
Şekil 3.13. 11-19 cm mesafe aralığı için tasarlanan bobinler arasındaki karşılıklı endüktans ölçüm metodu	34
Şekil 3.14. 11-19 cm mesafe aralığı için tasarlanan bobinler arasındaki ölçülen karşılıklı endüktans değerleri	35
Şekil 3.15. Modellenen, matematiksel olarak hesaplanan ve gerçekte ölçülen karşılıklı endüktans değerleri	36

Şekil	Sayfa
Şekil 3.16. Hava nüveli transformatör eşdeğer devresi	37
Şekil 4.1. E-Sınıfı evirici devre topolojisi	41
Şekil 4.2. SGA E-sınıfı evirici çalıştırma durumları, a) durum 1, b) durum 2 ve c) durum 3	42
Şekil 4.3. Yük uyumu sağlandığında anahtar gerilimi (V_{DS}) dalga biçimi.....	46
Şekil 4.4. Devre bileşenlerinin anahtar gerilimi dalga biçimine etkisi.....	47
Şekil 4.5. Yük uyumu sağlandığında ve sağlanmadığında anahtar gerilimi (V_{DS}) dalga biçimi	48
Şekil 4.6. Tümlleşik E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi	51
Şekil 4.7. Tümlleşik E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi üzerinde karşılıklı endüktans gösterimi	52
Şekil 4.8. Adaptif kapasite dizisi uygulanmış E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi	52
Şekil 4.9. Tasarlanan sisteme ait güç kartı.....	57
Şekil 4.10. MOSFET sürücü çıkış sinyali.....	58
Şekil 4.11. Anahtarlama oranı ile faz farkı arasındaki ilişki.....	59
Şekil 4.12. C1 kapasitörü ve R_i giriş direncine bağlı olarak anahtarlama doluluk oranı ilişkisi	59
Şekil 4.13. LR_i -Anahtarlama oranı ilişkisi	60
Şekil 4.14. Normalleştirilmiş güç ve anahtarlama doluluk oranı ilişkisi.....	60
Şekil 4.15. Kapasite ve frekansa bağlı olarak kalite faktörü değişimi.....	61
Şekil 5.1. Empedans Eşleştirme Devresi	63
Şekil 5.2. Empedans eşleştirme devre topolojileri (a)Seri L devresi, (b)Seri C devresi, (c)Paralel L devresi, (d)Paralel C devresi	64
Şekil 5.3. Adaptif kapasite dizisi uygulanmış seri-seri KGA sistemi devre topolojisi...	65
Şekil 5.4. Kapasite dizisi devresi	66
Şekil 5.5. Kablosuz enerji aktarım sistemi iki kapı eşdeğeri	68

Şekil	Sayfa
Şekil 5.6. Eşdeğer kapasite dizisi için önerilen algoritmaya ait akış diyagramı.....	70
Şekil 5.7. Elektrikli aracın kablosuz şarjı için tasarlanan sisteme ait blok diyagramı	71
Şekil 5.8. Sisteme ait kontrol kartı.....	72
Şekil 5.9. 2 kanallı TrueRMS dönüşüm ve evirmeyen yükseltici devresi	74
Şekil 5.10. 2 kanallı sıfır geçiş devresi	75
Şekil 5.11. Tümlleşik güç, kontrol ve kapasite dizisi sistemi görünümü.....	75
Şekil 5.12. Kontrol arayüzü tasarımı	76
Şekil 5.13. Sistem izleme için geliştirilen bilgisayar uygulaması	76
Şekil 6.1. Evirici simulink modeli	77
Şekil 6.2. KGA sistemi eşdeğer modeli	78
Şekil 6.3. Değişken endüktans modeli.....	78
Şekil 6.4. Empedans analizi ve karşılıklı endüktans SIMULINK modeli	79
Şekil 6.5. Mesafeye göre SGA olan ve SGA olmayan bölgelerin ϕ_{eq} ve ϕ_{opt} durumları; a) d=11 cm, b) d=12 cm, c) d=13 cm, d) d=14 cm, e) d=15 cm, f) d=16 cm, g) d=18 cm ve h) d=19 cm.	80
Şekil 6.6. Mesafeye bağlı olarak gerilim kazancı grafikleri; a) d=11 cm, b) d=12 cm, c) d=13 cm, d) d=14 cm, e) d=15 cm, f) d=16 cm, g) d=18 cm ve h) d=19 cm.....	82
Şekil 6.7. Farklı kuplaj katsayıları için SGA ve SGA-olmayan R_L yük direnci aralıkları.....	83
Şekil 6.8. Farklı kuplaj katsayıları için R_L yük direncine bağlı olarak KGA sistemi giriş empedansı değişimi grafikleri; a) k=0,229, b) k=0,205, c) k=0,183, d) k=0,167, e) k=0,151, f) k=0,136, g) k=0,123, h) k=0,113	85
Şekil 7.1. Tümlleşik KGA güç aktarım sistemi görünümü.....	87
Şekil 7.2. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği	88
Şekil 7.3. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	89
Şekil 7.4. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	89

Şekil	Sayfa
Şekil 7.5. 210,97 nF Kapasite değeri için 10 cm mesafe yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	90
Şekil 7.6. 210,97 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması ...	91
Şekil 7.7. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	91
Şekil 7.8. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	92
Şekil 7.9. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	92
Şekil 7.10. 180,77 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	93
Şekil 7.11. 180,77 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması	94
Şekil 7.12. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	94
Şekil 7.13. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	95
Şekil 7.14. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	95
Şekil 7.15. 140,13 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	96
Şekil 7.16. 140,13 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması	97
Şekil 7.17. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	97
Şekil 7.18. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	98
Şekil 7.19. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	98
Şekil 7.20. 121,14 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	99
Şekil 7.21. 121,14 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafe için drain akımının bozulması.....	100
Şekil 7.22. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	100

Şekil	Sayfa
Şekil 7.23. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	101
Şekil 7.24. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	101
Şekil 7.25. 102,83 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	102
Şekil 7.26. 102,83 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması ..	103
Şekil 7.27. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	103
Şekil 7.28. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	104
Şekil 7.29. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	104
Şekil 7.30. 98,14nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	105
Şekil 7.31. 98,14 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması ..	106
Şekil 7.32. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	106
Şekil 7.33. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	107
Şekil 7.34. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	107
Şekil 7.35. 91,26 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	108
Şekil 7.36. 91,26 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması ..	109
Şekil 7.37. 19 cm mesafe için 86,56 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği.....	109
Şekil 7.38. 19 cm mesafe için 86,56 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi	110
Şekil 7.39. 19 cm mesafe için 86,56nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi	110
Şekil 7.40. 86,56 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği.....	111

Şekil	Sayfa
Şekil 7.41. 86,56 nF Kapasite değeri için 20 cm mesafede drain akımının bozulması ..	112
Şekil 7.42. 11-19 cm mesafe aralığında empedans uyumunun ve rezonans şartının sağlanması ile elde edilen güç değerleri	112
Şekil 7.43. Anahtarlama frekansı ve karşılıklı endüktansa bağlı olarak verim değişimi	114
Şekil 7.44. Mesafeye bağlı olarak, modellenen, ölçülen karşılıklı endüktanslara göre ve adaptif kapasite dizisi uygulandığı durumda verim değişimi	116

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
C_1	MRKKGA seri kapasitörü
C_{1eq}	Eşdeğer rezonans kapasitesi
C_e	Evirici paralel kapasitörü
C_{eq}	MOSFET ve C_e eşdeğer kapasitesi
C_{oss}	MOSFET çıkış kapasitesi
C_p	Paralel topoloji için KGA paralel kapasitörü
C_{res}	Evirici rezonans kapasitesi
C_s	SS topoloji için KGA seri kapasitörü
D	Doluluk oranı
E	Eliptik integral ikinci terimi
f_r	Rezonans frekansı
f_{r1}	Alt rezonans frekansı
f_{r2}	Üst rezonans frekansı
f_s	Anahtarlama frekansı
H_A	Alıcı bobin sargı genişliği
H_B	Verici bobin sargı genişliği
I	Sargı akımı
I_{DS}	MOSFET Drain akımı
i_{Ce}	Evirici paralel kapasite akımı
i_s	Güç anahtarı akımı
K	Eliptik integral ilk terimi
k	Kuplaj katsayısı
k_{12}	Eliptik integral çözüm katsayısı
L_1	MRKKGA verici bobin endüktansı
L_{12}	Karşılıklı endüktans
L_2	MRKKGA alıcı bobin endüktansı
L_{21}	Karşılıklı endüktans

Simgeler	Açıklamalar
L_e	Evirici giriş şok bobini
L_{lp}	Verici bobin kaçak endüktansı
L_p	Verici bobin endüktansı
L_{res}	Evirici rezonans endüktansı
L_s	Alıcı bobin endüktansı
M	Karşılıklı endüktans
N	Sarım sayısı
N_1	Verici bobin sarım sayısı
N_2	Alıcı bobin sarım sayısı
P_o	Evirici çıkış gücü
P_r	Evirici güç kayıpları toplamı
Q_1	Verici bobin kalite faktörü
Q_2	Alıcı bobin kalite faktörü
Q_L	Sistemin yüklü kalite faktörü
r	İletkenler arasındaki mesafe terimi
R_1	MRKKGA verici bobin iç direnci
R_1	Alıcı bobin iç yarıçapı
R_2	MRKKGA alıcı bobin iç direnci
R_2	Alıcı bobin dış yarıçapı
R_3	Verici bobin iç yarıçapı
R_4	Verici bobin dış yarıçapı
R_A	Alıcı bobin ortalama yarıçapı
R_B	Verici bobin ortalama yarıçapı
R_i	Evirici giriş eşdeğer direnci
R_{inv}	Evirici yükü
R_{TX}	Verici bobin giriş direnci
$R_{yük}$	KGA yük direnci
V	Bobinlerin açısal hizalama konumu
V_{DS}	MOSFET Drain gerilimi
V_{kaynak}	MRKKGA güç kaynağı gerilimi
Z	MRKKGA eşdeğer empedansı
Z_{11}	Verici devre eşdeğer empedansı

Simgeler**Açıklamalar**

Z_2	Alıcı devre eşdeğer empedansı
Z_{22}	Alıcı devre eşdeğer empedansı
Z_{in}	KGA giriş empedansı
Z_{Kaynak}	Güç kaynağı çıkış empedansı
Z_o	Evirici çıkış empedansı
Z_r	Alıcı devrenin verici devreye yansıyan empedansı
Z_{TX}	Verici bobin giriş empedansı
$Z_{yük}$	Yük empedansı
η_{inv}	Evirici verimi
η_{rec}	Alıcı devre verimi
η_{wpt}	KGA sistemi verimi
λ	Manyetik akı bağı
λ_1	Verici bobine ait manyetik akı bağı
λ_2	Alıcı bobine ait manyetik akı bağı
μ_0	Boşluğun manyetik geçirgenliği
ξ	Mesafeye bağlı bobinler arası açı ifadesi
φ	Manyetin akı
ϕ_{eq}	Eşdeğer evirici faz açısı
ϕ_{opt}	Optimum evirici faz açısı
ψ	Eliptik integral çözüm ifadesi

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif Akım
ADC	Analog-Dijital Dönüştürücü
AWG	Amerikan Tel Göstergesi
CHAdemo	CHArge de Move
CPU	Merkezi işlem birimi
DA	Doğru akım
DAC	Dijital-Analog dönüştürücü
DSP	Sayısal işaret işleyici

Kısaltmalar	Açıklamalar
EK	Endüktif kuplaj
EKKGA	Endüktif kuplajlı kablosuz güç aktarımı
I2C	Inter-Integrated circuit
ISM	Endüstriyel, bilimsel ve medikal
KGA	Kablosuz güç aktarımı
KK	Kapasitif kuplaj
KŞS	Kablosuz şarj sistemleri
MOSFET	Metal oksit yarı iletkenli alan etkili transistör
MRK	Manyetik rezonans kuplaj
MRKKGA	Manyetik rezonans kuplajlı kablosuz güç aktarımı
PP	Paralel-Paralel
PS	Paralel-Seri
PWM	Darbe genişlik modülasyon
SAE	Otomobil mühendisleri topluluğu
SGA	Sıfır gerilim anahtarlama
SiC	Silikon karbür
SP	Seri-Paralel
SS	Seri-Seri
STA	Sıfır türev anahtarlama
UART	Evrensel asenkron alıcı-verici

1. GİRİŞ

19. yy sonlarında otomobillerde elektrik motorları kullanılmaktaydı [1]. İçten yanmalı motor teknolojisindeki ilerlemeler ve bu motorların üretim maliyetlerinin düşüklüğü nedeni ile elektrik motorlarının otomobillerde kullanımı popülerliğini yitirmiştir [1]. 1980’li yıllarda çevre kirliliği ve küresel ısınma başlıklarının gündeme gelmesi ile elektrikli araçlar tekrar gün yüzüne çıkmasına rağmen istenilen kullanım oranlarına ulaşamamıştır [2]. 2000’li yılların başlarında tekrar gündeme gelen elektrikli araçlar günümüze ulaşmayı başararak tekrar popüler olmaya başlamıştır [3]. Yarı iletken teknolojisindeki ve batarya teknolojisindeki ilerlemeler elektrik araçların tekrar ortaya çıkmasında büyük rol oynamıştır. Fosil yakıtların azalması ve küresel ısınmanın etkisi de bu geri dönüşte etkili olmuştur [4]. Elektrikli araçlar, bir veya daha fazla elektrik motorunun kullanıldığı ulaşım araçlarıdır [1-3, 5]. Otomobiller, toplu taşıma araçları, raylı sistemler, endüstriyel taşıyıcılar gibi birçok ulaşım ve nakliye aracı elektrikli araçlar kategorisinde yer almaktadır [5]. Çoğu otomobil üreticisi elektrikli otomobillerini üreterek tüketicilere sunmuştur. Henüz yaygın olarak kullanılamasa da birçok marka ve model elektrikli otomobil bulunmaktadır [6].

Elektrikli araçlar, fosil yakıtların atmosferde oluşturduğu olumsuz etkilerin ortadan kaldırılması ve tükenen kaynakların alternatif enerji üretim yöntemlerine yönlendirilmesi ile kullanım kolaylığı sağlamaktadır. Diğer taraftan elektrikli araç teknolojileri üzerinde yapılan çalışmalar hızla artmış ve günlük hayatta kullanılabilir hale gelmiştir [7]. Elektrikli araçların günlük hayatta yaygın olarak kullanımında engel olarak görülen bazı durumlar bulunmaktadır [8]. Bu durumlar genellikle enerji depolama teknolojisi nedeniyle ortaya çıkmaktadır. Depolama teknolojisi maliyet, boyut, ağırlık, yavaş şarj olma ve düşük enerji yoğunluğu gibi sakıncaları içermektedir [8, 9]. Batarya teknolojilerinin gelişmesi ile bu sorunlar sınırlı ölçüde ortadan kalkmıştır [10]. Enerji depolama teknolojisindeki sakıncaların yanında çevresel engellerde elektrikli araçların kullanımı kısıtlamaktadır [3, 11, 12].

Elektrikli araçlarda kablolu ve kablosuz olmak üzere iki temel tip harici şarj sistemi bulunmaktadır [8, 13]. Elektrikli araçların kablo kullanılarak şarj edilmesinde kısa devre, yağış nedeni ile kablo teması, kablo yıpranmasına bağlı çarpılma riski, hava şartlarının bu riskleri artırması, kablonun araçta takılı unutulması ve hareket edilmesi gibi istenmeyen durumlar oluşabilmektedir [8, 11]. Ayrıca, şarj istasyonlarının yaygın olmaması ise çevresel

engellerin en başında yer almaktadır [14]. Bu durumda, şarj istasyonlarının yaygınlaşması ve araçların şarj devresine uyumu önem kazanmaktadır. Bu dezavantajlara bağlı olarak elektrikli araçların kablosuz şarj edilmesi daha avantajlı hale gelmektedir. Kablosuz şarj sistemlerinde belirtilen olumsuzluklar yer almadığından elektrikli araçların şarj edilmesini kolaylaştıran güvenli bir çözüm oluşturmaktadır [7, 8, 15].

Kablosuz şarj sistemlerinin temeli, Nikola Tesla tarafından keşfedilen kablosuz güç aktarımına (KGA) dayanmakta, 2007 yılında MIT tarafından yapılan bir çalışmada 60W gücün 2m uzaklığa yüksek verimle aktarılmasıyla tekrar popülerlik kazanmıştır [16, 17]. Biyomedikal cihazlar, cep telefonu, dizüstü bilgisayar, diş fırçası, tıraş makinesi gibi cihazların şarj edilmesinde düşük güçlü kablosuz şarj sistemleri günlük hayatta yaygın olarak kullanılmaktadır [8, 18, 19]. KGA, yüksek frekansın avantajı ile devre boyutlarının küçülmesine ve şarj özgürlüğüne olanak sağlamaktadır [20, 21]. Bunlara ilaveten, yüksek güçlü kablosuz şarj sistemleri ise elektrikli araçlar, taşıyıcılar, elektrikli ev aletleri, endüstriyel el aletlerinde sıklıkla kullanılmaktadır [2, 5, 22-28].

Elektrikli araçların kablosuz şarjı uygulamasında alıcı verici bobinler arasındaki mesafenin değişimi, kablosuz enerji aktarımı verimi üzerinde olumsuz etkiler oluşturmaktadır [29, 30]. Elektrikli araçların yerden yükseklikleri farklı olabilmektedir veya şarj esnasında aracın yüksekliği yükleme-boşaltma, inip-binme gibi nedenler ile değişebilmektedir. Kablosuz şarj sistemi tasarımında yere yerleştirilen verici bobin ile araca yerleştirilen alıcı bobin arasındaki hava boşluğu da aracın yerden yüksekliğine bağlı olarak değişiklik göstermektedir [1-3, 6-9, 11-15, 19, 24, 25, 28-101]. Literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde, manyetik rezonans kuplajlı kablosuz güç aktarımında (MRKKGA) en büyük problemlerden birisi alıcı ve verici bobinler arasındaki mesafenin değişiminde karşılıklı endüktansın değişimi olarak ele alınmaktadır. Karşılıklı endüktansın değişimi kullanılan kaynağın yük değerini değiştirmekle birlikte kablosuz enerji aktarım sistemin rezonans şartını da değiştirmektedir. Bu olumsuz etkinin ortadan kaldırılması için sistemin rezonans frekansı değiştirilerek optimum ayarlama yapılabilen [2, 30, 44, 58] veya frekans ayarlaması yapılmaksızın devre topolojisi değiştirilerek empedans eşleştirmesi gerçekleştirilmektedir [29, 60, 102]. Bu yöntemlerden birisi kullanılarak KGA sistemi transfer verimi artırılabilir.

Verimin yüksek tutulabilmesi için, yüksek frekanslı kaynağın giriş empedansı ile yük empedansının ve verici devrenin giriş empedansı ile de alıcı devrenin yük empedansı eşit

olması gereklidir [2, 44]. Empedans değerleri, alıcı ve verici bobinler arasındaki mesafeye göre değişen karşılıklı endüktansa bağlı olarak artmakta veya azalmaktadır. Karşılıklı endüktans değeri, KGA sisteminin aktarım verimini KGA sisteminin giriş empedansı ile alıcı devre yük empedansının eşit olmadığı durumda ve yüksek frekanslı güç kaynağının çalışma verimini ise yüksek frekanslı güç kaynağı giriş empedansı ile çıkış empedansının eşit olmadığı durumlarda düşürmektedir. Bu nedenle empedansların eşitliğinin sağlanabilmesi için adaptif empedans eşitirme yöntemi literatürde sıklıkla kullanılmaktadır [2, 29, 45, 46]. Elektrikli araçların park halinde iken durağan şarjı ve yolda giderken hareketli şarjı üzerine çalışmalar hızla artmıştır [23, 68, 87, 103-105]. Çalışmalarda temel olarak enerjinin yüksek verime sahip olarak elektrikli aracın bataryasının şarjı için kullanılması ve verim üzerinde oluşabilecek olumsuz etkilerin ortadan kaldırılması amaçlanmaktadır.

Literatürde yer alan KGA çalışmaları incelendiğinde, kablosuz enerji aktarımında kullanılan yakın mesafede en verimli yöntemin endüktif kuplajlı kablosuz güç aktarımı(EKKGA) [1-3, 7, 8, 11, 13, 14, 19, 24, 25, 28, 31, 33, 35, 37-40, 48-51, 53, 56, 57, 59, 61, 63-77, 101, 104, 106-115] ve orta mesafede en verimli yöntemin MRKKGA olduğu gözlemlenmiştir [1, 2, 9, 11, 19, 25, 29, 30, 35, 38, 43, 45-48, 54, 55, 58, 60, 63-65, 68, 70, 78-84, 108]. Elektrikli araçların şarjı için orta mesafede kullanılan MRKKGA sistemlerinin en uygun kullanım aralığını sağlayacağı görölmüştür. Lim ve arkadaşları tarafından bir MRKKGA sistemi tasarlanmıştır. Sistemin çalışma frekansı 13,56 MHz olarak belirlenmiştir. Dört bobin ile tasarlanmış olan bu sistemde alıcı ve verici bobinlerin arasındaki mesafe değiştiğinde verici ve alıcı rezonatörleri arasındaki empedans uyumazlığı nedeniyle güç transfer verimi azaldığı ve bu olumsuz değişimin yeni bir yöntem ile çözüldüğü gösterilmiştir. Verimin yüksek tutulması için rezonatörler arasındaki empedans uyumazlığı kapasitans matrisi kullanılarak verici ve alıcı bobine seri ve paralel kondansatörlerden oluşan bir empedans eşitirme ağı eklenmiştir. Bu sayede gerçek zamanlı olarak rezonatörler arasındaki mesafe değişiminde ortaya çıkan empedans uyumazlığı adaptif olarak ortadan kaldırılmıştır. Bu çalışmada aktarım gücünün 1 W gibi düşük değerde olduğu ve bu gücün elektrikli araçların şarjında yeterli olmayacağı görölmüştür [29]. Beh ve arkadaşları tarafından yapılan bir çalışmada ise elektrikli araçların kablosuz şarj edilmesinde empedans eşitirme temelli güç aktarımı ele alınmıştır. Çalışmada endüstriyel, bilimsel ve medikal (ISM) çalışma bandında kablosuz enerji aktarımı için uygun görölen 13,56 Mhz frekansında bir kablosuz güç aktarım sistemine ait empedans eşitirme ağı oluşturulmuştur. Empedans eşitirmesinin verici ve

alıcı bobin arasındaki mesafenin uygun olmaması nedeni ile oluşabilecek olan güç yansımalarının, empedans eşleştirmesi ile ortadan kaldırılabilceği vurgulanmıştır. Burada empedans eşleştirmesi için bir bobin-kondansatör (LC) devresi kullanılmıştır. Çalışmada verici bobinden yansıyan güç ölçülerek empedans eşleştirme devresi kontrol edilmiş ve böylelikle verimin artırılabilceği kanıtlanmıştır [45]. Akuzawa ve arkadaşları tarafından yapılan 300 W gücünde bir MRKGA sisteminde ise %95 verime ulaşılmıştır. Sistemde 6,78 Mhz frekansında E-sınıfı eviricilerin paralel bağlanmasıyla güç aktarımının artırılabilceği gösterilmiştir. Çalışmada yapılan farklı denemelerde ise 42 mm hava aralığı mesafesinde %84,7 verim ile 301 W güç aktarılmıştır [54]. Literatürde yer alan MRKGA sistemlerin de güç aktarımı veriminin verici ve alıcı bobinler arasında bulunan empedans farkından etkilendiği ve bununda verici bobine güç yansıması yaptığı vurgulanmıştır [1, 29, 35, 38, 44, 45, 54, 78, 84]. Bu güç yansımalarının önüne geçebilmek amacı ile verici ve alıcı rezonatörler arasındaki empedans değişiminin çoğunlukla adaptif empedans eşleştirme yöntemi ile ortadan kaldırıldığı ve güç yansımalarının düşürülerek sistemin veriminin yükseltildiği görülmüştür [1, 11, 29, 38, 39, 60, 63, 85, 104].

Otomobil Mühendisleri Topluluğunun (Society of Automobile Engineers- SAE) sunduğu elektrikli araçların kablosuz şarj standardı J2954'e göre elektrikli araçların kablosuz şarjı 81,38-90 kHz frekans aralığında olması gereklidir [26]. Son yıllarda elektrikli araçların kablosuz şarj uygulamalarının yaygınlaştırılması amacıyla, aktarım veriminin artırılması ve yüksek mesafe aralığında aktarım yapılabilmesine odaklanılmaktadır. Literatürde birçok çalışmada SAE tarafından belirlenen frekans aralığı dışında uygulamalar yapılmaktadır [116, 117]. Yük direnci $R_L=15 \Omega$ için 85 kHz, 200 kHz ve 500 kHz frekanslarda yapılan çalışmada aktarım verimi %85, sistemin toplam verimi ise %79 olarak elde edilmiştir. Frekans 500 kHz'e yükseltilerek yumuşak anahtarlama tekniği uygulanmış ve evirici verimi %81,91'den %98,60'a yükseltilmiştir [118]. 500 kHz gibi daha yüksek bir frekans kullanılması çalışmanın standartların dışında kalmasına neden olmaktadır [119]. Çoklu Derece Faz Kontrolü (MDPC,-Multiple Degrees of Phase Control) metodu uygulanarak kompanzasyon ve yük takibinin yapıldığı uygulamada ise aktarım verimi %73,1'den %80,4'e yükseltilmiştir [120]. Alıcı tarafında kontrollü doğrultucu bulunan bu çalışma maliyeti artırmakta ve kontrolsüz doğrultucu bulunan alıcı topolojilerinde kullanımı mümkün olmamaktadır. Sabit mesafe aralığı için, alıcı devrenin verici devreye yansıyan empedansının alıcı devre rezonansının ayarlanarak yapıldığı bir başka çalışmada verim %75,7'ye kadar yükseltilmiştir [121]. Fakat bu çalışmada alıcı devrenin kontrollü olması ve

bir standardı bulunmaması nedeniyle farklı alıcı topolojilerine sahip araçlar için kullanımı mümkün olmamaktadır. 125 mm sabit mesafe aralığında 2 kW güç aktarımı yapılan bir prototip çalışmada, kuplaj katsayısı ampirik olarak analiz edilmiştir [122]. Farklı yük değerleri (5 Ω , 10 Ω , 20 Ω) için analiz sonuçları ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. 18,65 kHz anahtarlama frekansında yapılan bu uygulama SAE J2954 standardına uygun olmamakla birlikte değişken mesafe durumunda aktarım verimini koruyamamaktadır.

Yüksek frekanslı güç kaynağı olarak kullanılan eviriciler için literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde, kullanılan güç kaynağının yüksek frekansta verimi, sabit yük değeri için yumuşak anahtarlama yöntemleri kullanılarak artırılabilir [7, 123, 124]. KGA sistemlerinde genellikle anahtarlama ve iletim kayıplarının düşük olması ve yüksek güç gereksinimi nedeni ile SiC MOSFET tercih edilmekte, bu MOSFET'lerin kullanıldığı H-Köprü eviriciler literatürde birçok çalışmada yer almaktadır [18, 125-129]. Bu sistemlerin en büyük dezavantajı H-köprü topolojisinde bulunan her bir anahtarın güç kaybı, sistemin toplam güç kaybını artırmasıdır [118]. Dört anahtarlı yapıya sahip bu eviricilerde anahtarlama kayıplarını azaltmak oldukça önemlidir [21, 130]. Uddin ve arkadaşları tarafından yapılan bir çalışmada MRKKGA sisteminde kullanılan yüksek frekanslı rezonans eviriciler hakkında bir inceleme yapılmıştır [35]. Çalışmada birkaç kilovat güce kadar en verimli eviricinin E-sınıfı rezonans evirici olduğu gözlemlenmiştir. Eviricinin yüksek frekansta çalışabilirliği ve tek anahtarlı olması nedeni ile anahtarlama kayıplarının düşük olması vurgulanmıştır. Bu nedenle, anahtarlama kayıplarının az olduğu, tek anahtar yapısı ile Sıfır-Gerilim-Anahtarlama (SGA) E-sınıfı eviriciler yüksek verim için öne çıkmaktadırlar [131-133]. Literatürde ayrıca, E-sınıfı eviricilerin elektrikli araçların şarjı için kullanılacak MRKKGA uygulamaları için ideal olduğu fakat birkaç dezavantajının olduğu vurgulanmıştır. Bu dezavantajlardan en önemlisinin güç anahtarı üzerinde oluşabilecek gerilim stresinin 3,5 kata kadar yükselebileceği değerlendirilmiştir. Değişken kuplaj katsayısı ve değişken yük şartlarında da bu eviricinin kullanımı zorlaşmakta, verim çok fazla değişkenlik göstermektedir [18]. Literatürde yer alan diğer çalışmalarda ise E-sınıfı eviricinin 3 kW ve üzeri güçte çalışabilmesi için çeşitli çalışmalar yapıldığı vurgulanmıştır. Çalışmada incelenen DE-sınıfı bir evirici çeşidinin ise 200-300 mm mesafe aralığında 5 kW seviyesinde güç aktarımı yapabildiği ve bu eviricinin de MRKKGA için kullanılabileceği vurgulanmıştır [63]. Yumuşak anahtarlama E-sınıfı eviricilerin yer aldığı literatür çalışmaları incelendiğinde, RF güç yükselticilerinde ve MRKKGA sistemlerinde sıklıkla kullanıldığı görülmüştür [1, 18, 29, 35, 44, 48, 50, 51, 54, 62, 63, 78, 101, 108, 134]. Bu

eviricilerin tek anahtarlı yapıları nedeni ile anahtarlama kayıplarının düşük ve verimlerinin teorik olarak %100 olması en büyük avantajı olarak görülmüştür [123, 131, 133, 135-137]. E-sınıfı eviriciler yüksek frekansta, yüksek verime sahip yumuşak anahtarlama gücü dönüştürücüleridir [138-140]. Yük direncinin uygun seçilmesi ve çıkış filtresinin rezonansta çalıştırılması ile optimum şartlar sağlandığında Sıfır-Gerilim-Anahtarlama (SGA) ve Sıfır-Türev-Anahtarlama (STA) durumları kendiliğinden oluşmaktadır [138-144]. Sabit yük altında, teorik verimleri %100 olan bu evirici topolojisinin, değişken yük altında SGA şartının ortadan kalkması, evirici çıkış rezonans şartının sağlanamaması gibi nedenlerden dolayı verimi düşmektedir [145]. SGA şartının bozulması, yüksek anahtarlama kayıplarına neden olarak evirici verimini düşürmekte, paralel kapasitenin hızlıca deşarj olması nedeniyle de akım dalga şekli üzerinde bozulmalara neden olmaktadır [146]. Ayrıca, birçok uygulamada yük direnci sıfırdan sonsuza değişirken, E-sınıfı eviricide ise optimum değerden sıfıra doğru değişmektedir [147]. SGA ve STA şartları optimum yük direncinde sağlanırken, SGA şartı optimum yük direnci ile sıfır aralığında sağlanmaktadır [146]. Verimin artırılabilmesi için SGA şartını sağlamak amacıyla değişken bir topolojiye ihtiyaç olduğu belirlenmiştir. Yük uyumsuzluğu şartının ortadan kaldırılmasında yüksek anahtar akımına veya gerilim sıçramasına neden olabilecek rezonans devresinin yeniden ayarlanması gerekmektedir [148-151]. Evirici veriminin artırılması, aktarılan gücün maksimum seviyede olduğu anlamına gelmemektedir. Maksimum güç aktarımı, yük direnci ile sistemin eşdeğer direnci eşit olduğunda sağlanmaktadır [48, 152]. Maksimum güç aktarımının yapılabilmesi için öncelikle eviricinin sürekli olarak SGA şartını sağlayacak optimum yük değerinde çalışması gereklidir. KGA sisteminde ise yük direncinin düşük olduğu durumda, enerjinin çoğu alıcı bobinde, yüksek yük direncinde ise enerjinin çoğu verici bobinde harcanmaktadır [120]. KGA sistemlerinde aktarım mesafesi değiştikçe, bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değişmekte buna bağlı olarak evirici çıkışına yansıyan empedans değişmektedir [153]. Karşılıklı endüktansın değişimi, verici-alıcı devre kaçak endüktanslarını değiştirerek eviricinin SGA şartları dışında çalışmasına neden olmaktadır [146]. Eviricinin optimum yük değerinde olması ve karşılıklı endüktansın optimum yük değerini bozmadığı, bu iki şartında aynı anda sağlandığı durumda maksimum verimde maksimum güç aktarımı yapılabilmektedir. Yapılan literatür araştırmaları sonucunda karşılıklı endüktansın bu etkisini ortadan kaldırmak için seri kapasite değerinin, eviricinin SGA ve KGA'nın rezonans şartını bozmayacak oranda değiştirilmesiyle sağlanabileceği sonucuna varılmıştır. Topolojik olarak yapılacak olan bu değişiklik için literatürde benzer çalışmalar yer almaktadır [29, 129, 154-156]. Fakat, bu çalışmalarda aktarım gücünün birkaç W gibi çok düşük olması, bu

sistemlerin adaptif olarak karar mekanizmasına sahip olmaması nedeniyle elektrikli araçlarda kullanımının kısıtlı kalmasına sebep olmaktadır.

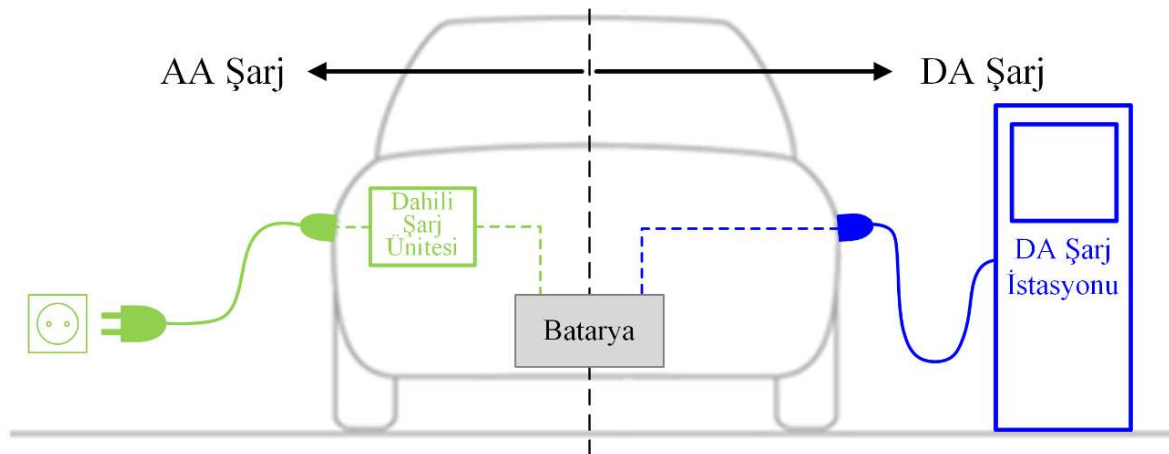
Bu tez çalışmasında elektrikli araçlarda kullanılan kablosuz şarj sisteminin maksimum verime sahip olmasının sağlanması veya tasarlanan sistemin veriminin sabit tutulması amaçlanmıştır. Elektrikli aracın şarjı esnasında aracın yerden yüksekliğinin değişimi gibi çevresel etkilerin aktarım verimine olan etkilerinin gerçek zamanlı izlenmesi ve verimin iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Elektrikli aracın şarjı için gerekli enerji, şebeke geriliminin kontrolsüz doğrultucu kullanılarak DA gerilime dönüştürülmesiyle sağlanmıştır. Elde edilen DA gerilim, verimin artırılması amacıyla anahtarlama kayıplarının düşük olduğu E-sınıfı evirici girişine uygulanmış ve 85 kHz frekansında AA gerilime dönüştürülmüştür. Evirici çalışma veriminin yüksek tutulabilmesi için, evirici giriş empedansı ile çıkış empedansının eşitliğinin sağlanabilmesi amacıyla adaptif kapasite dizisi tasarlanmıştır. Bu sayede, eviricinin yük uyumu sağlanarak rezonans şartında çalışması sağlanmıştır. Aynı zamanda, evirici çıkış gerilimi ve akımı gerçek zamanlı olarak tasarlanan ölçüm devresi aracılığıyla sayısal işaret işleyici (DSP) girişine uygulanmıştır. Ölçülen akım ve gerilim değerlerinin RMS değerleri hazırlanan TrueRMS devresi kullanılarak dönüştürülmüştür. Evirici çıkış gerilimi ve akımı arasındaki faz farkı tasarlanan bir sıfır geçiş algılama devresi ile elde edilmiş ve DSP girişine sayısal olarak iletilmiştir. Ayrıca KGA sisteminin verimini artırabilmek veya mevcut verimi yüksek tutabilmek amacıyla tasarlanan adaptif kapasite dizisinin kontrolü geliştirilen yeni bir algoritmayla yapılmıştır. Geliştirilen algoritma, ölçüm devresinden elde edilen gerilim ve akım değerlerine göre alıcı-verici bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değerini tanımlı olan bir diziden algılayarak ve gerekli kapasite değerini adaptif olarak ayarlamıştır. Böylece, elektrikli aracın, şarj esnasında alıcı-verici bobinler arasındaki mesafenin değişimi etkisinin E-sınıfı evirici ve KGA sistemi üzerinde oluşturacağı verim azalması durumunun gerçek zamanlı olarak ortadan kaldırılması sağlanmıştır. Bu tez çalışmasının literatüre getirdiği katkılar şu şekilde özetlenebilir: Çalışmada elektrikli aracın şarjı sırasında yerden yüksekliğinin değişmesi halinde şarj veriminin artırılması, geliştirilen yeni bir algoritmayla uygun rezonans kapasitesinin hesaplanması ve adaptif olarak yüksek çözünürlüklü kapasite dizisini kontrol etmesi, yüksek güçlü bir kablosuz şarj sisteminde adaptif olarak devre topolojisinin değiştirilmesidir.

2. ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN ŞARJ SİSTEMLERİ

Elektrikli araçlarda kablolu ve kablosuz olmak üzere iki tip şarj sistemi bulunmaktadır [8, 13]. Kablolu şarj sistemi, şarj istasyonlarındaki enerjinin kablo aracılığı ile aracın şarj dolum bağlantı noktasına bağlanarak şarj edilmesi işlemidir [8]. Kablosuz şarj sistemi ise, enerjinin çeşitli enerji aktarım yöntemleri ile kablo veya fiziksel bağlantı kullanılmadan araca aktarılması işlemidir [8, 12, 14, 15, 38-42, 106-108, 157].

2.1. Kablolu Şarj Sistemleri

Elektrikli araçların kablolu şarjı için kullanılan farklı şarj üniteleri bulunmaktadır. Şarj üniteleri ülkelere göre farklılık göstermektedir. Aracın şarj sisteminin yapısı şarj istasyonu tipini belirlemektedir [14]. Şarj ünitesinin enerji türünün alternatif akım (AA) veya doğru akım (DA) olması temel farklılığı oluşturmaktadır. Farklı ülke ve kıtalarda bazı standartlar hazırlanarak bölgesel olarak şarj üniteleri kullanıma sunulmaktadır [158]. AA şarj ünitelerinde araç üzerinde dahili bir şarj ünitesi bulunması gerekirken DA şarj istasyonlarında araç üzerinde şarj kontrol ünitesi bulunması gerekli değildir. AA şarj sistemlerinde herhangi bir priz kullanılabilirken DA şarj için şarj istasyonuna ulaşmak zorunludur. Her iki sistem içinde çevresel dezavantajlar geçerlidir [158]. AA ve DA şarj ünitelerine ait görseller Şekil 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1. Kablolu elektrikli araç temel şarj istasyonu çeşitleri

Kablolu şarj üniteleri ülkelere göre farklılık göstermektedir. Örneğin, Japonya’da CHAdeMO isimli standart kullanılmakta olup araçlar DA ile şarj edilmektedir ve bu şarj

sisteminde enerji aktarımı 500 V, 125 A ve 62,5 kW'a kadar yapılabilmektedir. Avrupa'da ise IEC 62196 standardı kullanılmakta olup AA ile şarj işlemi gerçekleştirilmektedir. AA şarj sistemi 3 faz olup 43,5 kW'a kadar enerji aktarabilmektedir. Amerika kıtasında ise SAE J1772 standardı kullanılmaktadır. Bu standartta 19,2 kW'a kadar şarj işlemi yapılabilmektedir [158]. Örnek kablolu şarj sistemlerine ait, şarj gücü, gerilimi ve süreleri Çizelge 2.1'de gösterilmiştir. Kablolu şarj istasyonları hızlı bir şekilde dünya genelinde yayılmaktadır. Gelecekte her petrol, alışveriş merkezi, otopark vb. umumi alanlarda bulunacağı öngörülmektedir [4].

Çizelge 2.1. Şarj ünitelerine ait şarj süresi, kaynak tipi, gerilim ve akım değerleri

Şarj Süresi	Kaynak Tipi	Gerilim	Maksimum Akım
6-8 Saat	1 Faz 3,3 kW	230 V AA	16 A
2-3 Saat	3 Faz 10 kW	400 V AA	16 A
3-4 Saat	1 Faz 7 kW	230 V AA	32 A
1-2 Saat	3 Faz 24 kW	400 V AA	32 A
20-30 Dakika	3 Faz 43 kW	400 V AA	63 A
20-30 Dakika	DA 50 kW	400-500 V DA	100-125 A

2.2. Kablosuz Şarj Sistemleri

KGA sistemleri çalışma yapısına göre aşağıda sıralanan 3 sınıfta incelenebilir [29, 44].

- Elektromanyetik radyasyon
- Elektrik alanı kuplaj
- Manyetik alan kuplaj

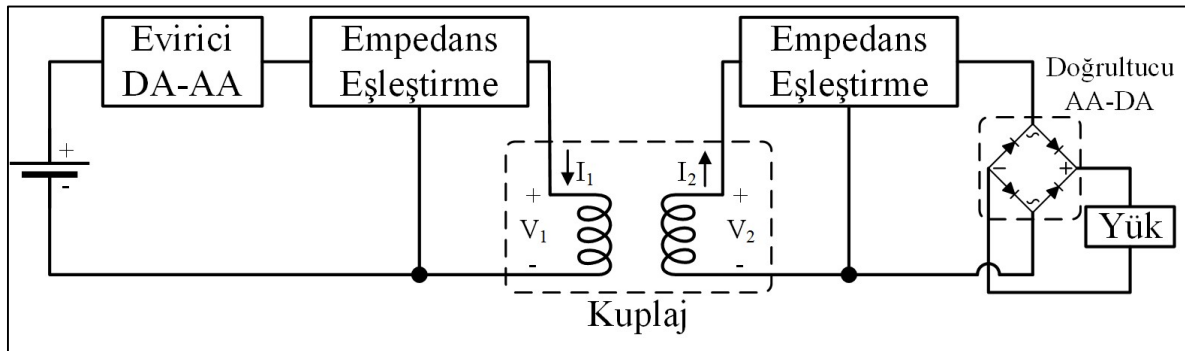
Elektromanyetik radyasyon; elektrik enerjisinin elektromanyetik enerjiye (mikrodalga, lazer ışını gibi) dönüştürülmesi ve silikon doğrultucu anten ile tekrar elektrik enerjisine dönüştürülmesi esasına dayanmaktadır [19, 29, 43]. Yüksek güç yoğunluğu ve iyi yönlendirme özelliklerinden dolayı uzay ve askeri uygulamalarında uzun mesafe güç aktarımı için uygundur. Bunla birlikte gündelik hayatta kullanımı uygun değildir [45].

Elektrik alanı kuplaj ise temelinde nesnelerin yüzey şarjının dağılımını kapsamaktadır [1, 11, 15, 19, 36-38, 43, 46-53, 108]. Yüksek frekanslı ve yüksek gerilim kaynaklı alternatif elektrik alanı oluşturan rezonans verici ile rezonans alıcı kuplajı ile çalışır. Aktarım verimi çevredeki nesnelerden etkilenebilir [46, 54]. Aktarım gücü nispeten düşük değerdedir.

Manyetik Rezonans kuplaj, aktarım mesafesine bakıldığında temelde kısa menzil elektromanyetik indüklemeye ve orta menzil güçlü kuplajlı manyetik rezonans olarak sınıflandırılabilir [55]. Aktarım verimi ve gücü elektromanyetik indüklemeye normalde yüksektir. Fakat aktarım mesafesi santimetre seviyesinde sınırlıdır. MRKKGA sistemi ise aktarım verimi ve gücü biraz daha azdır ama transfer mesafesi orta menzil olarak adlandırılan metre seviyesine çıkabilmektedir [45]. Genel olarak KGA sistemlerini aktarım mesafesine, güç seviyesine ve çevresel faktörlere göre kategorize etmek gerekmektedir. KGA yöntemleri genellikle şu şekilde sınıflandırılmaktadır [29, 44].

- Yakın Mesafe KGA
- Endüktif kuplaj
- Kapasitif kuplaj
- Manyetik rezonans kuplaj
- Uzak Mesafe KGA
- Lazer
- Fotoelektrik
- Radyo Frekansı
- Mikrodalga

Günümüzde cep telefonu, dizüstü bilgisayar, diş fırçası, tıraş makinesi, elektrikli araçlar gibi cihazların şarj edilmesinde yakın mesafe kablosuz şarj sistemleri kullanılmaktadır [8, 19]. Yakın mesafe KGA sistemlerinin temel yapısı Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



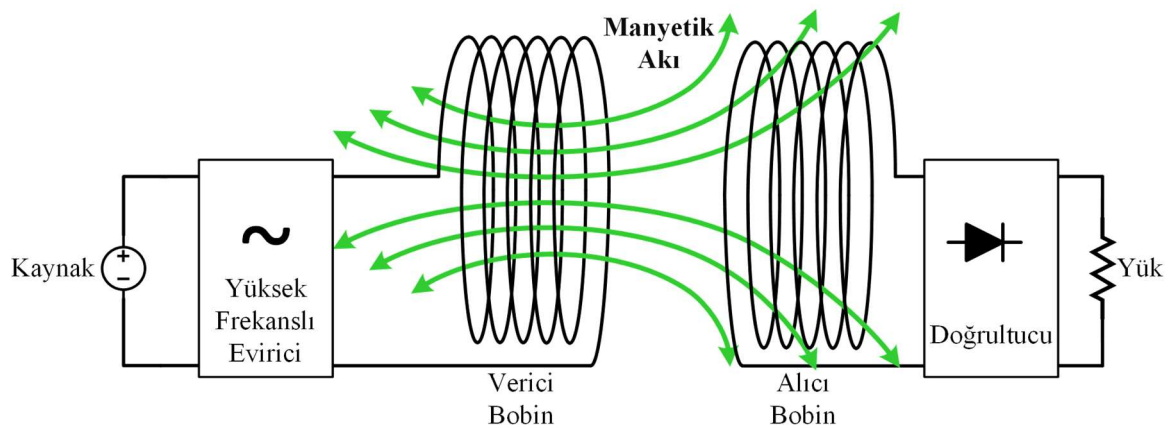
Şekil 2.2. Yakın mesafe KGA sistemlerine ait temel yapı

Yakın mesafe kablosuz şarj sistemlerinde DA kaynağı bir evirici aracılığı ile AA kaynağına dönüştürülmektedir. Evirici H-Köprü, D-Sınıfı ve E-Sınıfı gibi anahtarlama olarak tercih edilmektedir [56, 159]. Evirici çıkışında elde edilen alternatif gerilim verici bobine

uygulanmaktadır. Verici bobin etrafında oluşan manyetik alan çizgileri alıcı bobini keserek, alıcı kısımda gerilim indüklenmesini sağlamaktadır. İndüklenen alternatif gerilim doğrultucu aracılığı ile şarj edilecek veya güç sağlanacak cihaza aktarılmaktadır [35, 44, 54].

2.2.1. Endüktif kuplaj

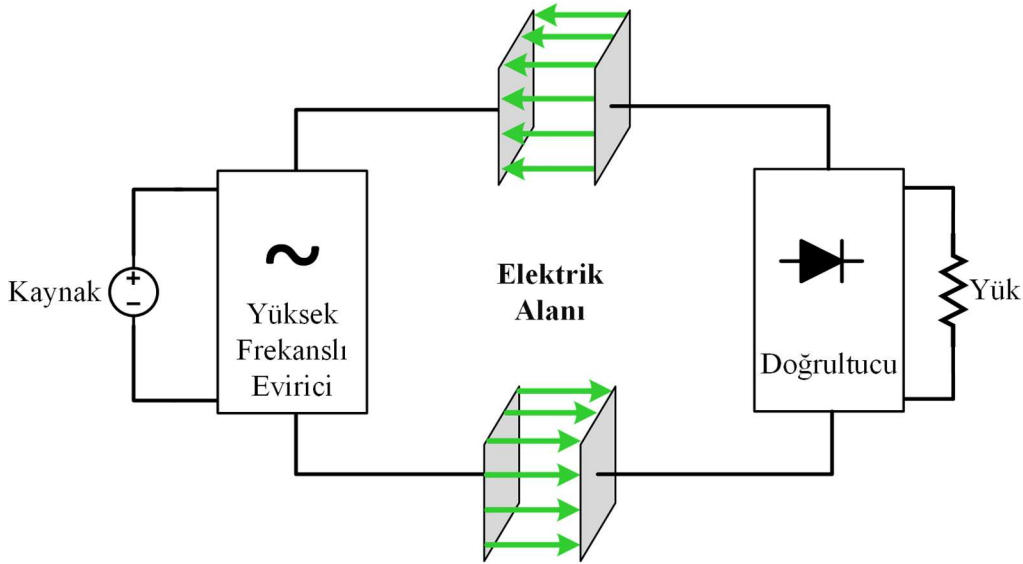
Düşük güçlü cihazların şarjında genellikle endüktif kuplaj kullanılmaktadır [11, 35, 44, 57]. Endüktif kuplaj metodu hava nüveli bir transformatör yapısına sahiptir. Yakın mesafe uygulamalarında enerji, verici bobinden alıcı bobine manyetik alan aracılığı ile aktarılmaktadır. Alıcı ve verici bobinler arasındaki mesafe arttıkça verim azalmaktadır [35, 55, 57]. Mesafe-verim arası değişim oranı üstel olarak değişmektedir [55]. Enerji aktarımı için kullanılan bobinler etrafında ferit nüve kullanılarak güçlü bir manyetik eşleştirme yapılmaktadır [6, 38, 55, 56, 61]. Ferit nüve bu yöntem için en büyük zorluklardan bir tanesi olarak öne çıkmaktadır [58]. Diğer en büyük dezavantaj ise çoklu cihaz şarjının mümkün olmamasıdır [35]. Endüktif kuplaj metodunda sadece tek cihaz şarj edilebilmektedir. Ayrıca bu yöntemde alıcı-verici bobinleri dikkatlice hizalanması gerekmektedir. EKKGA sistemlerde orta mesafe güç aktarım uygulamaları çok verimsizdir. Endüktif kuplajlı transferde metal bariyer veya ekipmanlar üzerinden güç aktarımı yapılamamaktadır [49] Düşük güçlü ve yavaş şarj oranı ise diğer bir dezavantajdır [1]. Endüktif kablosuz güç aktarımına ait blok diyagramı Şekil 2.3'te görülmektedir.



Şekil 2.3. Endüktif kuplajlı KGA blok diyagramı

2.2.2. Kapasitif kuplaj

Kapasitif kuplaj, elektrik alanı kullanarak enerji aktarımı sağlayan metottur [36, 59]. Bu sistemin iki avantajı bulunmaktadır. EKKGA sisteminde kullanılan ferit nüvenin ağırlığı ve maliyeti ortadan kalkmaktadır. Bu nedenle daha düşük maliyetli ve hafif bir sistemdir. Kapasitif kuplaj, elektrik alanı prensibi ile çalıştığı için metal bariyerlerden güç aktarımı yapabilmektedir. Diğer avantajı ise, kapasitif güç aktarımında elektrik alanı oluşturmak için gerekli plakalar çoklu tel (Litz teli) gibi metaller kullanılabilir [59]. Bu ise maliyeti önemli ölçüde azaltabilir. Enerji aktarımı hava aralığının çok arttığı durumlarda verimini önemli ölçüde kaybetmektedir. Kapasitif kuplajlı transferin en büyük dezavantajı güç aktarım mesafesinin düşük olmasıdır. Yakın mesafe uygulamalarda kullanılabilir olmasına rağmen orta mesafede kullanışlı değildir [45]. Mesafenin arttığı durumlarda bobin ve kondansatörden oluşan devreler kullanılarak verim artırılması gerekmektedir. Çok yüksek anahtarlama frekansı ve çok büyük rezonans endüktansı gereklidir [36, 59]. Gerçek uygulamada yapılması oldukça zordur [36, 59]. Şekil 2.4'te kapasitif eşleşmeye ait blok diyagramı görülmektedir.

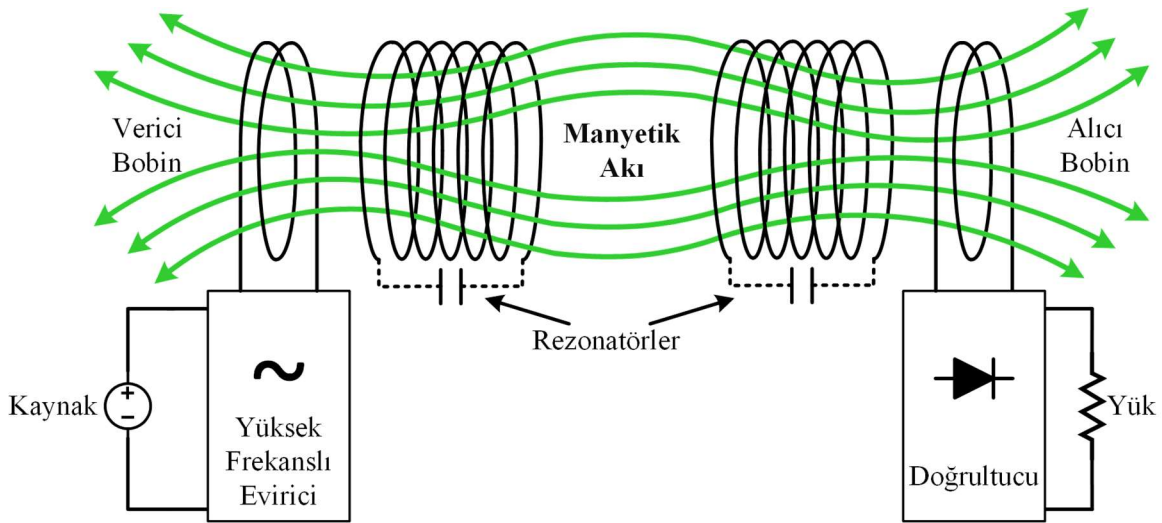


Şekil 2.4. Kapasitif kuplajlı KGA blok diyagramı

2.2.3. Manyetik rezonans kuplaj

Diğer bir yakın mesafe kablosuz güç aktarım metodu ise Manyetik rezonans kuplajdır. MRKKGA sisteminin temel prensibi, aynı rezonans frekansına sahip iki rezonatörün enerjiyi

orta mesafede verimli olarak aktarmasına dayanmaktadır [60]. Bu metotta yüksek frekanslı bir evirici tarafından üretilen alternatif gerilim, verici devresi ile alıcı devresinin rezonansa girdirilmesi ile enerji aktarımı yapmaktadır [55]. Verici kısmın endüktansı ile alıcı kısmın endüktansının eşleştirilerek, aynı empedansta devrenin rezonansa gireceği bir frekansta gerilim uygulanması gerekmektedir [55]. Bu yöntem elektrikli araçların şarjı için gerekli olan araç yüksekliği mesafesi için en uygun yöntemdir [35]. Şekil 2.5'te manyetik rezonans kuplaja ait blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.5. MRKKA blok diyagramı

MRKKA sisteminde iki çeşit rezonans bobini kullanılmaktadır. Bunlar; bobinin kendi endüktansı ve sarımlar arası parasitik kapasitansına sahip olan kendiliğinden rezonatör bobin ve harici kapasitans eklenmiş rezonatör bobinidir [7]. Kendisi rezonatör olan bobinler düşük kayıp avantajına sahiptir, fakat sarımlar arası kapasitans çok düşük olduğu için düşük frekanslarda uygulamasının gerçekleştirilmesi zordur. MRKKA sistemleri elektrikli araçların şarjı, tüketici elektroniği, akıllı mobil cihazlar, biyomedikal uygulamalar, robotlar gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır [2, 19, 38, 43, 46, 56, 57].

MRKKA sistemi ile yapılan kablosuz güç transferinde EK sisteme göre daha geniş alanda ve daha yüksek verimlilikte aktarım yapılabilir [43]. Alıcı ve verici bobinler uzaklaştırıldığında da verim yüksek olabilmektedir [27, 62]. Çevrede bulunan materyaller rezonans frekansı ile eşleşmedikleri için manyetik alan ile etkileşmezler. Bu nedenle, çevre ve insan güvenliği için yüksek frekans bandında çalışması diğer bir avantajdır. EKKGA sisteminde kullanılan ferit nüve, MRK sistemde kullanılmadığı için maliyet daha düşük

olmaktadır [1]. Orta mesafe uygulamalarında çok verimlidir [60]. MRK sistem, EK sisteme göre biraz daha düşük güç aktarım kapasitesi ve verimine sahiptir [1, 3]. Fakat güç aktarımı orta mesafe olarak adlandırılabilen metre seviyesine çıkabilmektedir. Elektrikli araçların yerden yüksekliği için en uygun transfer yöntemi de bu nedenle MRKKGA olmaktadır [1, 11]. Çok eksen yönlü olması da ayrıca avantajlı olmasını sağlamaktadır [60]. Bu avantajlar çeşitli güç aktarımı uygulamalarında kablosuz güç aktarım sisteminin performansını artırmaya yardımcı olmaktadır [60]. MRKKGA sisteminin dezavantajı ise, yapı itibarı ile daha geniş alan gerektirmesidir [38].

Sınıflandırılan bu yöntemler karşılaştırıldığında endüktif kablosuz şarj sistemlerinde verimin yüksek olduğu fakat aktarım mesafesinin birkaç santimetre kadar olduğu gözlemlenmektedir [8]. Kapasitif kablosuz şarj sistemlerinde ise elektrikli alanı temelli çalışan bu sistem metal materyallerden etkilenmeme avantajına sahiptir, fakat bu aktarım sisteminde aktarım mesafesi çok yakın mesafelerdir ve mesafe arttıkça verim önemli ölçüde azalmaktadır [35, 55, 58]. Diğer aktarım yöntemi olan MRKKGA sisteminde ise mesafe birkaç metreye çıkabilmektedir. Aktarım verimi ise EK şarj sistemine göre biraz daha az olmaktadır. Mesafenin metre seviyesine çıkabilen yüksek verimli olduğu elektrikli araç sisteminde bu yöntemin kullanılabilirliğinin uygun olduğu görülmektedir [45]. Açıklanan metotlara ait bilgiler Çizelge 2.2’de özetlenmiştir.

Çizelge 2.2. EK, KK ve MRK metotlarına ait özellik karşılaştırmaları

	EK	KK	MRK
Ağırlık	●●●	●	●
Aktarım Mesafesi	●●	●	●●●●
Anahtarlama Frekansı	●	●●●●	●●●
Çok Eksen Yönlü	-	-	●
Çoklu Cihaz Şarjı	-	-	●
Ferit Nüve	●	-	-
Güç Seviyesi	●●●	●●	●●
Hizalama Duyarlılığı	●●●	●●●	●
Kapladığı Alan	●	●●	●●●
Maliyet	●●●	●	●
Mesafe Duyarlılığı	●●●	●●●●	●●
Metal madde etkileşimi	●	-	-
Orta Mesafe Verimi	●●	●	●●●●
Uygulanabilirlik	●●●	●	●●
Yakın Mesafe Verimi	●●●	●●●●	●●●

●→Düşük, ●●→Orta, ●●●→Yüksek, ●●●●→Çok yüksek

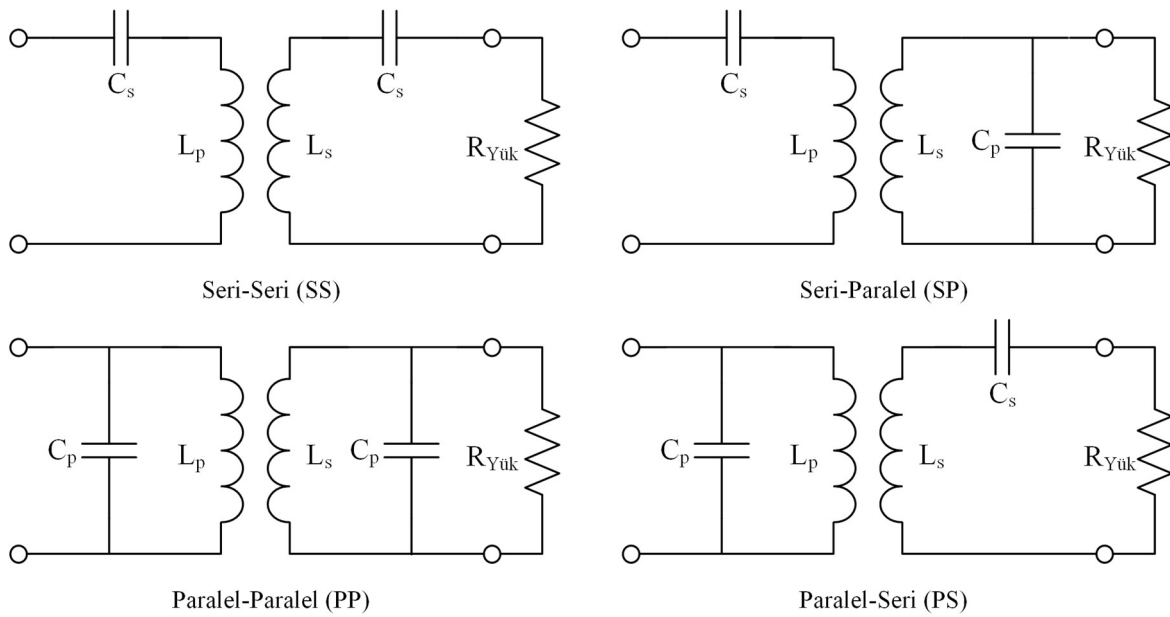
2.3. Kablosuz Şarj Sistemlerinin Dezavantajları

Kablosuz şarj sistemleri, kablolu şarj sistemleri ile karşılaştırıldığında birtakım dezavantajlara sahiptir. Kablosuz şarj sistemleri tasarım ve uygulama maliyeti yönünde yüksek bir maliyete sahiptir. Verim, kablolu sistemlere göre daha düşüktür. Kablosuz şarj sisteminin verimini, aracın hizalamasına bağlıdır. Araç hizalama problemleri kablosuz şarj sistemi verimini önemli oranda etkilemektedir [160]. Kablosuz şarj sisteminin transfer mesafesinin kablolu şarj sistemine göre daha az olması ise diğer bir dezavantajdır [14].

3. MANYETİK REZONANS KUPLAJLI KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİ

3.1. MRKKGA Devre Topolojileri

Elektrikli aracın kablosuz şarjı için sabitlenmiş bir verici bobin ve araca sabitlenmiş bir alıcı bobin tasarlanması gerekmektedir. MRKKGA sisteminin rezonansa girmesini sağlamak için 4 farklı devre topolojisi bulunmaktadır. Bu topolojiler Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Temel MRKKGA Rezonans Topolojileri

Bu topolojilerin tamamının üstünlükleri ve sakıncaları bulunmaktadır. Elektrikli araçların kablosuz şarjında karşılaştırmalı çalışmalarda elde edilen sonuçlara göre Seri-Seri (SS) rezonans topolojisinin daha avantajlı olduğu görülmüştür [79, 161-163]. Seri-Seri rezonans topolojisi kullanılan yüksek güçlü uygulamalarda kaynak çıkışında LC filtre bulunması durumunda kayıplar oldukça azalmaktadır [79]. Topolojilere ait kıyaslama Çizelge 3.1’te verilmiştir.

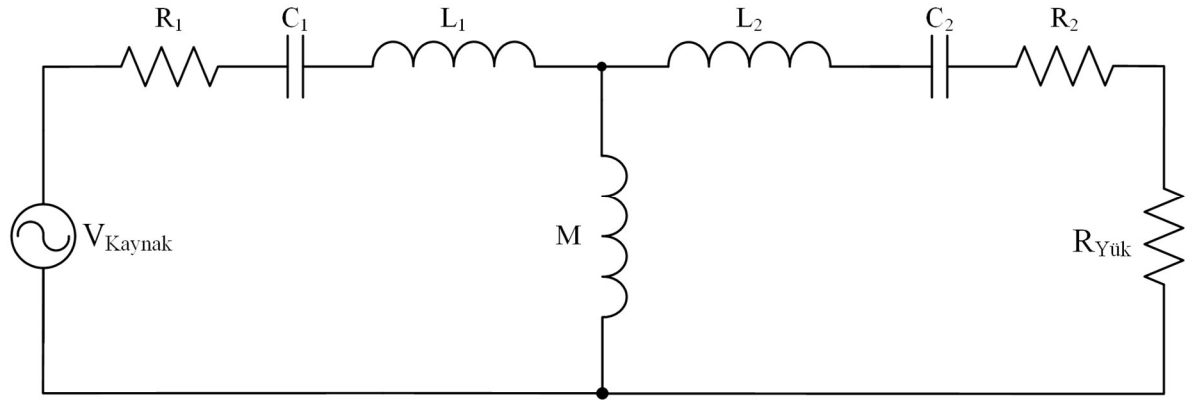
Çizelge 3.1. Avantaj ve dezavantajlarına göre MRKKA Rezonans topolojileri

	Seri-Seri	Seri-Paralel	Paralel-Seri	Paralel-Paralel
Aktarım gücü	●●●●●	●●●●●	●	●●
Aktarım mesafesi	●●●●●	●	●	●
Aktarım verimi	●●●●●	●	●●●●●	●●●●●
Yük değeri	↑	↔	↑	↔
Hizalama Hassasiyeti	●	●	●●●●●	●●●●●

●: Çok düşük, ●●: Düşük, ●●●: Orta, ●●●●: Yüksek, ●●●●●: Çok yüksek, ↑: Değişken, ↔: Sabit

3.1.1. Seri-seri manyetik rezonans kuplajlı kablosuz güç aktarım sistemi

Seri-seri topolojiye sahip MRKKA sistemine ait eşdeğer devre modeli Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2. MRKKA eşdeğer devresi

Devrenin eşdeğer empedans değeri ise Eş.3.1’deki gibi ifade edilmektedir.

$$Z = R_1 + j\omega(L_1 - M) + \frac{1}{j\omega C_1} + \left(\frac{j\omega M(R_2 + R_{Yük} + j\omega(L_2 - M) + \frac{1}{j\omega C_2})}{R_2 + R_{Yük} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + M} \right) \quad (3.1)$$

Eşdeğer devre eşitliği ele alındığında verici bobinin direnci R_1 , öz endüktansı ise L_1 ile ifade edilmektedir. Verici kısmın rezonans şartı ise seri C_1 kapasitörü kullanılarak sağlanmaktadır. Aynı şekilde alıcı bobinin direnci R_2 , öz endüktansı ise L_2 ile ifade edilmektedir. Alıcı kısmın rezonansa girebilmesi için ise seri C_2 kapasitörü kullanılmaktadır. İki bobinin birbirine olan etkisi olan karşılıklı endüktans değeri ise M ile ifade edilmektedir.

MRKKGA sisteminde sabit olan terimler bobinlere ait endüktans değerleri, direnç değerleri ve kaynak frekansı olarak ele alınırsa, sistemin eşdeğer empedansı karşılıklı endüktansa ve kapasitör değerlerine bağımlı hale gelmektedir. Bobinlere ait karşılıklı endüktans değeri, bobinler arasındaki mesafe değişimi ile ters orantılıdır ve kontrol edilememektedir. MRKKGA sisteminde verimin en yüksek seviyede olabilmesi için, sistemin eşdeğer empedans değeri kaynak empedansı ve yük empedansının eşit olması gerekmektedir. Elektrikli araçlarda kablosuz şarj uygulamasında empedansın eşit olması hali göz önünde bulundurulduğunda, aracın yerden yüksekliği doğrudan karşılıklı endüktans değerine etki etmekte ve sistemin eşdeğer empedans değerini değiştirmektedir. Eşdeğer empedansın artması veya azalması, KGA sisteminin verimine olumsuz etki edebilmektedir. Karşılıklı endüktansın oluşturduğu bu olumsuz etkinin ortadan kaldırılabilmesi için, sistemde bulunan kapasitör değerlerinin yeniden ayarlanması gerekliliği ortaya çıkmaktadır.

3.2. Manyetik Rezonans Kuplajlı Kablosuz Güç Aktarım Sistemi Tasarımı

3.2.2. Sargı endüktanslarının hesabı

MRKKGA sistemlerinde alıcı ve verici bobinler hava nüveli olarak tasarlanmaktadır. Ampere yasasına göre akım taşıyan bir iletken telin etrafında manyetik alan oluşmaktadır. Bu manyetik alan ile onu oluşturan akım doğrusal orantılıdır. Faraday yasasına göre ise değişken bir manyetik alanın bir gerilim indüklediği, bu gerilimin ise manyetik alanı oluşturan akımın hızı ile doğru orantılı olduğu görülmektedir [164]. İndüklenen gerilim değeri Eş.3.2'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Bu bağıntıda L değeri ilgili bobinin endüktansıdır. Ayrıca Faraday yasasına göre manyetik akı ϕ 'deki değişim ve tur sayısı N, indüklenen gerilimin değerini Eş.3.3'te verildiği gibi ifade etmektedir.

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.3)$$

Her iki eşitlik kullanılarak bobin değeri L ise Eş.3.4'e göre hesaplanmaktadır.

$$L = \frac{N\phi}{I} \quad (3.4)$$

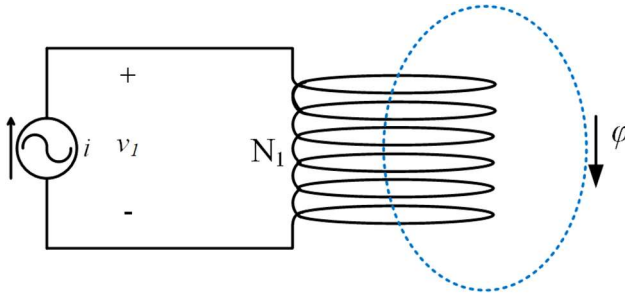
Burada N tur sayısını, manyetik akıyı ϕ ve I ise bobinden geçen akımı temsil etmektedir. Bobinin akım eşitliği ise Eş.3.5'e göre elde edilmektedir.

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t v(x) dx \quad (3.5)$$

Bobine ait endüktans hesabı böylece tanımlanmaktadır. Fakat transformatör, kablosuz enerji aktarımı sistemi vb. bobinlerin birbirlerine olan etkileri, bobinlerin kendi endüktans değerlerini değiştirmektedir. Bu etkiler ise karşılıklı endüktans başlığı altına incelenmiştir.

3.2.3. Karşılıklı endüktans hesabı

Ampere yasasına göre elektrik akımının bir manyetik alan oluşturacağı belirtilmişti. Faraday yasasına göre ise zamanla değişen bir manyetik alanın çevrelediği bir devrede gerilim indükleneceği de belirtilmişti. Sargıların karşılıklı bulunduğu devrelerde bu etki çok daha yüksek olmaktadır [164]. Şekil 3.3'de gösterilen devrede N sarımlı bir bobinden geçen i akımı ile manyetik akı görülmektedir.



Şekil 3.3. Bobini çevreleyen manyetik akı

Bobinin akı bağı λ Eş.3.6 ve Eş.3.7'ye göre ifade edilmektedir.

$$\lambda = N\phi \quad (3.6)$$

$$\lambda = Li \quad (3.7)$$

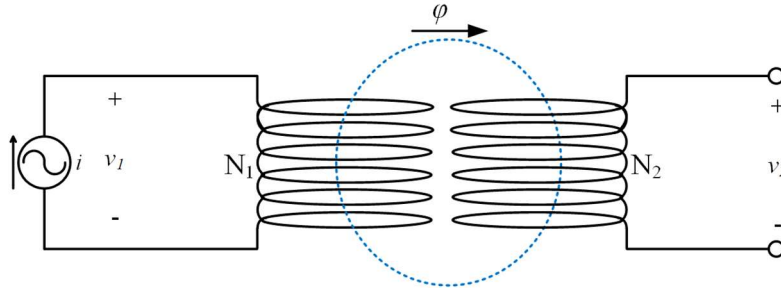
Buradan da görüldüğü gibi daha önceki bölümde anlatılan endüktans değeri sabittir. Eşitlik düzenlenerek manyetik akı, akım cinsinden Eş.3.8'de verildiği gibi yeniden yazılabilmektedir.

$$\phi = \frac{L}{N} i \quad (3.8)$$

Faraday kanununa göre ise bobinde oluşan gerilim, Eş.3.9'da verildiği gibi akı bağı λ 'nın zamana göre değişimi ile orantılıdır.

$$v = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.9)$$

İki bobin karşı karşıya gelerek manyetik kuplajlı devreleri oluşturmaktadır. Manyetik kuplajlı devreye ait temel topoloji Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Manyetik kuplajlı devre

Devrede N_1 sarımlı ilk bobinden i_1 akımı akmaktadır. İlk bobinin oluşturduğu manyetik akı, ikinci bobini çevreleyecek kadar yakına getirildiğinde Faraday yasasına göre ikinci sargıda v_2 gerilimi oluşmaktadır. İlk bobine ait manyetik akı bağı Eş.3.10'a göre ifade edilmektedir.

$$\lambda_1 = N_1 \phi = L_1 i_1 \quad (3.10)$$

İlk bobinde indüklenen gerilim ise;

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (3.11)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada L_1 , ilk bobinin öz endüktansı olarak ifade edilmektedir. Bunun nedeni ikinci bobinin ilk bobine olan etkisini göze alındığında, ilk bobinin endüktans değeri değişecektir. Eş.3.12, ikinci sargı için tekrar yazıldığında, ikinci sargının akı bağı şöyle ifade edilir.

$$\lambda_2 = N_2 \phi \quad (3.12)$$

Faraday yasasına göre ikinci sargıda oluşacak olan v_2 gerilimi Eş.3.13'e göre ifade edilir.

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = \frac{d}{dt}(N_2\phi) = \frac{d}{dt}\left(N_2\left(\frac{L_1}{N_1}i_1\right)\right) = \frac{N_2}{N_1}L_1\frac{di_1}{dt} = L_{21}\frac{di_1}{dt} \quad (3.13)$$

Eşitlikten görüldüğü gibi v_2 gerilimi, i_1 akımının zamana bağlı olarak değişim hızı ile doğru orantılı olmaktadır. Bu orantı sabiti karşılıklı endüktans L_{12} olarak ifade edilmektedir. Sargılara ait akı bağları Eş.3.14 ve Eş.3.15'teki gibi yeniden yazılır ise;

$$\lambda_1 = L_1i_1 + L_{12}i_2 \quad (3.14)$$

$$\lambda_2 = L_{21}i_1 + L_2i_2 \quad (3.15)$$

Faraday yasasına göre sargı gerilimleri de Eş.3.16 ve Eş.3.17'de görüldüğü gibi elde edilir.

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = L_1\frac{di_1}{dt} + L_{12}\frac{di_2}{dt} \quad (3.16)$$

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = L_{21}\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} \quad (3.17)$$

Devrede bulunan L_{12} ve L_{21} değerleri karşılıklı endüktans değerlerini ifade etmektedir ve eşittir. Karşılıklı endüktans değeri M harfi ile temsil edilmektedir.

$$L_{12} = L_{21} = M \quad (3.18)$$

Sargılara ait akı bağı eşitlikleri, sargının kendi akımından dolayı oluşan öz endüktanslı terim ve diğer sargının akımından dolayı oluşan karşılıklı endüktanslı terim ile Eş.3.19 ve Eş.3.20'de görüldüğü gibi yeniden ifade edilebilir.

$$\lambda_1 = L_1i_1 - Mi_2 \quad (3.19)$$

$$\lambda_2 = -Mi_1 + L_2i_2 \quad (3.20)$$

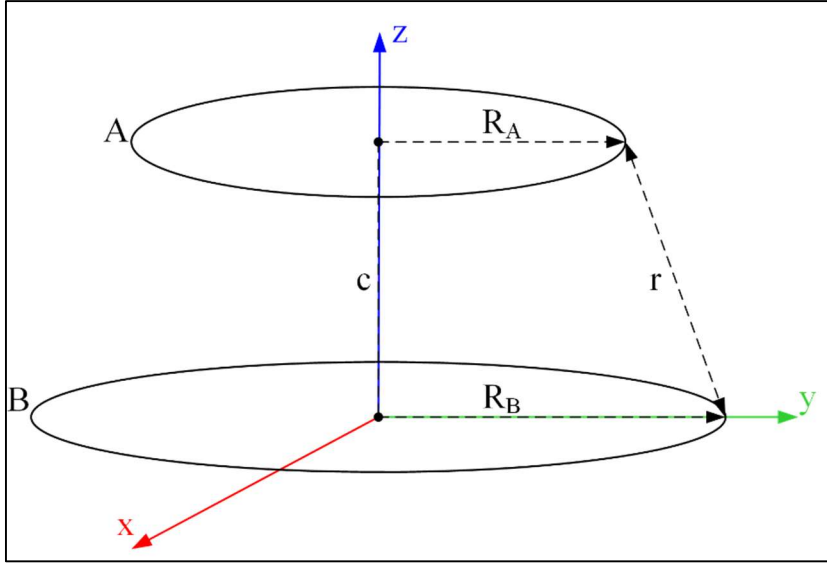
Faraday yasasına göre sargı gerilimleri Eş.3.21 ve Eş.3.22'de verildiği gibi tekrar düzenlenerek;

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = L_1\frac{di_1}{dt} - M\frac{di_2}{dt} \quad (3.21)$$

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = -M\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} \quad (3.22)$$

olarak elde edilir. Buraya kadar herhangi iki bobinin karşılıklı endüktansı için gerekli ifadeler açıklanmıştır. Elektrikli araçların kablosuz şarjı için literatürde yaygın olarak

kullanılmakta olan Düz katmanlı dairesel bobinlerin karşılıklı endüktansının analizi ise tez çalışmasında en önemli değişken parametreyi oluşturmaktadır. Karşılıklı olarak yerleştirilmiş iki bobinin birbirine olan etkisi Maxwell tarafından yapılan çalışmada analiz edilmiştir [165]. Kullanılan Maxwell bobinlerinin görünümü Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5. Maxwell bobin yerleşimi

Maxwell, Neumann tarafından sunulan karşılıklı endüktans eşitliğini eliptik integral kullanarak hesaplamıştır. Neumann'ın karşılıklı iki iletkenin endüktans formülü Eş.3.23'te verilmiştir.

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\vec{ds} \cdot \vec{ds'}}{r} \quad (3.23)$$

Eşitlikte ds ve ds' iletkenlerin artımlı bölümlerinin skaler çarpımını ve iletkenlerin dış çapları arasındaki r mesafesini bulundurmaktadır. Maxwell, verilen eşitliği kullanarak karşılıklı iki iletken tel arasındaki karşılıklı endüktans değerini Eş.3.24'te verildiği şekilde hesaplamıştır.

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\cos \epsilon}{r} \vec{ds} \cdot \vec{ds'} \quad (3.24)$$

Eşitlikte iletken tellerin dış çapları arasındaki r mesafesi ise Eş.3.25 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$r = \sqrt{R_A^2 + R_B^2 + c^2 - 2R_AR_B \cos(\varphi - \varphi')} \quad (3.25)$$

Burada, R_A ve R_B her bir iletken tele ait yarıçap değerini, c tellerin merkezleri arasındaki uzaklığı ve $\varphi - \varphi'$ ise tellere ait açı parametrelerini temsil etmektedir. Eşitlikte bulunan ε değeri ise açı parametrelerinin farkını Eş.3.26'ya göre ifade etmektedir.

$$\varepsilon = \varphi - \varphi' \quad (3.26)$$

ds ve ds' değerlerinin açı parametreleri Eş.3.27 ve Eş.3.28'e göre;

$$ds = R_B d\varphi \quad (3.27)$$

$$ds' = R_A d\varphi' \quad (3.28)$$

olarak yazılmaktadır. Verilen ifadeler bir araya getirilerek Eş.3.29'da ki son halini almaktadır.

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R_AR_B \cos(\varphi - \varphi') d\varphi d\varphi'}{\sqrt{R_A^2 + R_B^2 + c^2 - 2R_AR_B \cos(\varphi - \varphi')}} \quad (3.29)$$

Elde edilen bu eşitlik ise Eliptik İntegral çözümü ile hesaplanmaktadır. Eliptik integralde K ve E isimli iki terim bulunmaktadır. Her bir terim bir k_{12} katsayısı ile hesaplanmakta ve integral çözümü sağlanmaktadır. Bu integralin çözümünün yapılabilmesi için Eş.3.30'da ki formda ifade edilir [166].

$$M_{12} = \frac{2\mu_0 \sqrt{R_AR_B}}{k_{12}} \left[\left(1 - \frac{k_{12}^2}{2} \right) K(k_{12}) - E(k_{12}) \right] \quad (3.30)$$

İfade de k_{12} katsayısı ise iletken tellere ait parametreleri içermekte ve Eş.3.31'deki şekilde hesaplanmaktadır.

$$k_{12}^2 = \frac{4R_AR_B}{(R_AR_B)^2 + c^2} \quad (3.31)$$

Eliptik integrale ait K ve E terimleri ise Eş.3.32 ve Eş.3.33'e göre;

$$K = K\left(k_{12}, \frac{\pi}{2}\right) = K(k_{12}) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k_{12}^2 \sin^2 \varphi}} \quad (3.32)$$

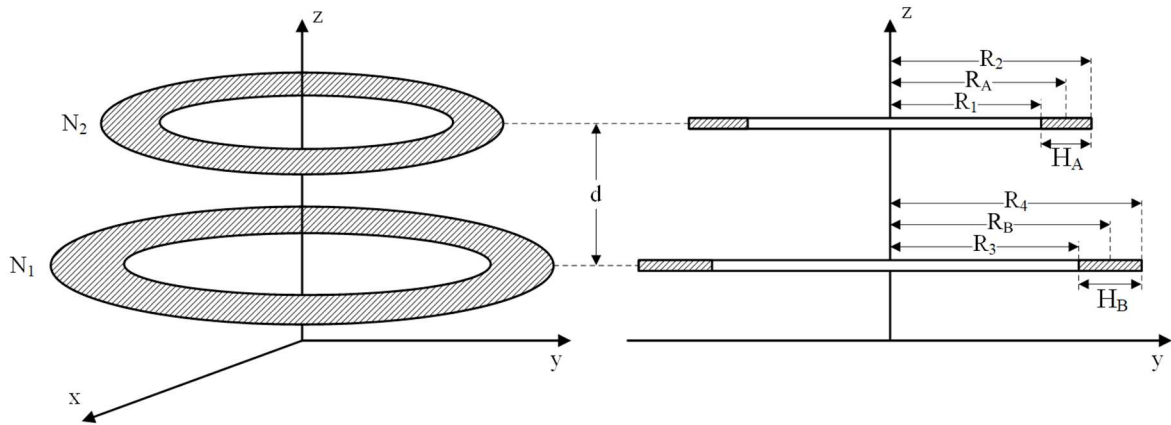
$$E = E\left(k_{12}, \frac{\pi}{2}\right) = E(k_{12}) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k_{12}^2 \sin^2 \varphi} d\varphi \quad (3.33)$$

olarak verilmektedir.

Düz katmanlı dairesel bobinin çok turlu iletken tellerden oluştuğu dikkate alındığında, her turdaki iletkenin karşılıklı endüktans değeri hesaplanmalıdır. Bobinler, $(2N+1) \times (2n+1)$ hücreye bölünür ve her bir hücre ayrı ayrı hesaplanarak elde edilen karşılıklı endüktansların toplamı alınmaktadır. Bu ifadeler sonucunda elde edilen karşılıklı endüktans değeri her bir tur için yapılarak bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değeri Eş.3.34 kullanılarak elde edilmektedir [166].

$$M = \frac{N_1 N_2}{(2N+1)(2n+1)} \sum_{h=-N}^{h=N} \sum_{l=-n}^{l=n} M(h, l) \quad (3.34)$$

Eşitlik sonucunda karşılıklı endüktansları hesaplanacak olan bobinlerin yerleşimi Şekil 3.6'da sunulmuştur.



Şekil 3.6. Düz katmanlı dairesel bobinlere ait karşılıklı endüktans hesabı için bobin parametrelerinin gösterimi

Şekilde R_1 ve R_2 alıcı bobinin iç ve dış yarıçaplarını temsil etmektedir. R_A alıcı bobinin ortalama genişliğinin bobin merkezine uzaklığı, H_A ise alıcı bobinin toplam genişliğini belirtmektedir. Aynı şekilde R_3 ve R_4 verici bobinin iç ve dış yarıçaplarını temsil etmektedir. R_B verici bobinin ortalama genişliğinin bobin merkezine uzaklığı, H_B ise verici bobinin toplam genişliğini belirtmektedir. d ise bobinler arasındaki mesafeyi temsil etmektedir.

Bobinler arasındaki hizalama farkı olduğu durumlarda ise daha önce verilen metodun geliştirilmesi ile elde edilmektedir. Bobinler arasındaki merkez noktaları arasındaki x-ekseni ve y-eksenine göre bulunan mesafe farklılığı, z-ekseninde ise uzaklık değişikliği Eş.3.61’de ifade edildiği şekilde hesaplanmaktadır [167].

$$M(h, g, l) = \frac{\mu_0 \sqrt{R_A(h)R_B(l)}}{\pi} x \int_0^\pi \frac{\left[\cos \theta - \frac{d}{R_B(l)} \cos \varnothing \right] \Psi(k_{12})}{\sqrt{V^3}} d\varnothing \quad (3.35)$$

Eşitlikte kullanılan değişkenler Eş.3.36-Eş.3.41’de verilmiştir.

$$V = \sqrt{1 - \cos^2 \varnothing \sin^2 \theta - 2 \frac{d}{R_B} \cos \varnothing \cos \theta + \frac{d^2}{R_B^2}} \quad (3.36)$$

$$k_{12}^2 = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \xi^2} \quad (3.37)$$

$$\xi = \beta - \alpha \cos \varnothing \sin \theta \quad (3.38)$$

$$\alpha = \frac{R_B(l)}{R_A(h)} \quad (3.39)$$

$$\beta = \frac{z(g)}{R_A(h)} \quad (3.40)$$

$$\Psi(k_{12}) = \left(\frac{2}{k_{12}} - k_{12} \right) K(k_{12}) - \frac{2}{k_{12}} E(k_{12}) \quad (3.41)$$

Eşitliklerde, R_A ve R_B her bir bobinin ortalama genişliğini, V bobinlerin hizalaması sonucunda elde açısal konumu, Ψ eliptik çözüm parametrelerini, $\varnothing$ ve θ x-ekseni ve y-eksenine göre açısal farkı temsil etmektedir. Eşitlikte yer alan ortalama bobin genişliklerinin orijine uzaklıkları ise Eş.3.42 ve Eş.3.43’te verildiği şekilde bulunmaktadır.

$$R_A = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad (3.42)$$

$$R_B = \frac{R_3 + R_4}{2} \quad (3.43)$$

Eşitlikte R_1 ve R_2 alıcı bobine ait içyarıçap ve dışyarıçapı, R_3 ve R_4 ise verici bobine ait içyarıçap ve dış yarıçapı göstermektedir. Karşılıklı endüktans (M) eşitliği, her bir (h,g,l) noktalarının toplamsal ifadesi kullanılarak toplam karşılıklı endüktansın hesabında kullanılmaktadır. (h,g,l) noktaları bobinlere ait her bir tur için oluşan ortalama yarıçap değerlerini değiştirmekte ve her bir tura ait karşılıklı endüktansın elde edilmesinde kullanılmaktadır. Burada verici bobin için ortalama yarıçapının değişimi;

$$R_A(h) = R_A + \frac{H_A}{(2N + 1)} h \quad (3.44)$$

olarak hesaplanmaktadır. İfade de h değeri $h=-N, \dots, 0, \dots, N$ olarak ele alınmaktadır. Eşitlikte yer alan H_A değeri alıcı bobine ait dışyarıçap(R_2) ve iç yarıçapın(R_1) farkını belirtmektedir. Aynı şekilde verici bobin içinde ortalama yarıçap değişimi;

$$R_B(l) = R_B + \frac{H_B}{(2n + 1)} l \quad (3.45)$$

olarak hesaplanmaktadır. Yine bu ifade de l değeri $l=-n, \dots, 0, \dots, n$ olarak ele alınmaktadır. Eşitlikte yer alan H_B değeri verici bobine ait dışyarıçap(R_4) ve iç yarıçapın(R_3) farkını belirtmektedir. Tüm bu değerlerin hesaplanması ile bobinler arasındaki mesafeden kaynaklanan z-eksenindeki etkininde hesaplanması gerekmektedir. Bu değer;

$$z(g) = c + \frac{a}{(2K + 1)} g \quad (3.46)$$

şeklinde ifade edilir. Eşitlikte g değeri, $g=-K, \dots, 0, \dots, K$ olarak ele alınmaktadır. Burada a değeri bobine ait iletken kalınlığını belirtmektedir. Verilen bu eşitlikler $(2N+1), (2K+1)$ ve $(2n+1)$ hücre sayısı için yapılan iterasyon sonucunda toplam karşılıklı endüktans değerinin elde edilmesi için kullanılmaktadır.

$$M = \frac{N_1 N_2 \sum_{h=-N}^{h=N} \sum_{g=-K}^{g=K} \sum_{l=-n}^{l=n} M(h, g, l)}{(2N + 1)(2K + 1)(2n + 1)} \quad (3.47)$$

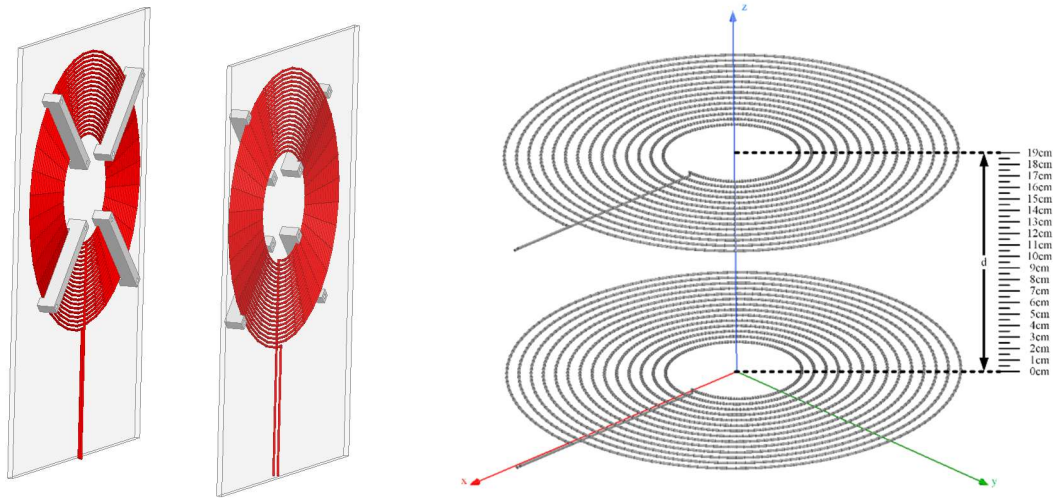
3.2.4. Karşılıklı endüktans değişim analizi

Elektrikli aracın kablosuz şarjı için sabitlenmiş bir verici bobin ve araca sabitlenmiş bir alıcı bobin tasarlanması gerekmektedir. Bobin tasarımı öncelikle Ansys Maxwell yazılımı

kullanılarak hazırlanmıştır. Bobin parametreleri yine literatürde yer alan çalışmalar incelenerek tercih edilmiş ve Çizelge 3.2’de verilen parametrelere göre modelleme işlemi yapılmıştır. Modellenen verici ve alıcı bobine ait ekran görüntüsü Şekil 3.7’de verilmiştir.

Çizelge 3.2. Modelde kullanılan bobin parametreleri

Parametre	Değeri
Bobin iç çapı	3,5 cm
Radyal değişim	1 cm
Kablo kesit alanı	4 mm ²
Tur sayısı	16

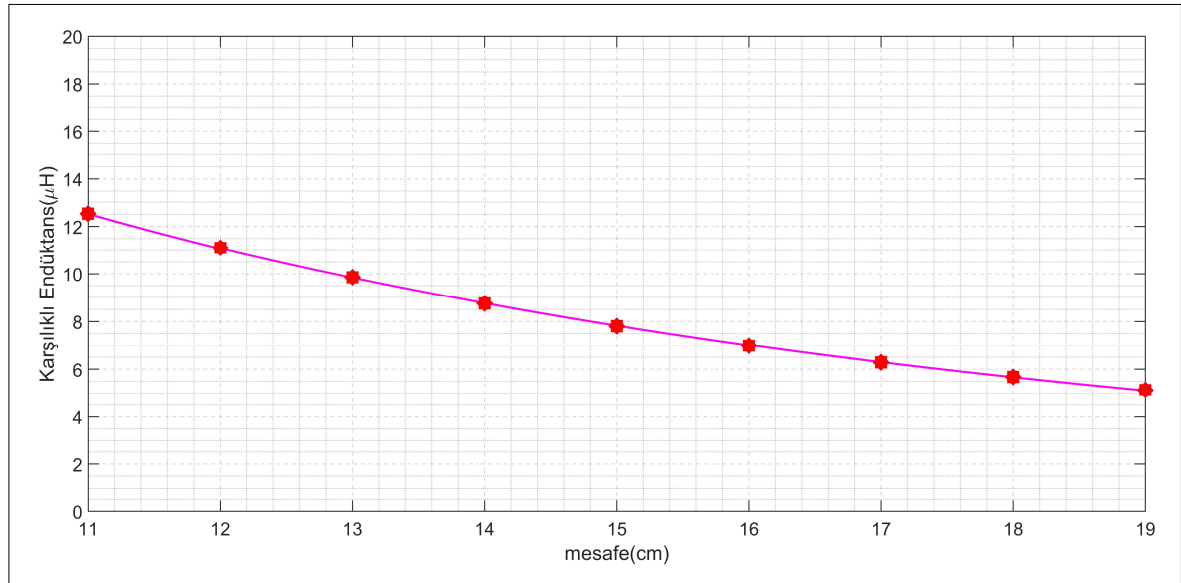


Şekil 3.7. Verici ve alıcı bobin Ansys Maxwell modeline ait ekran görüntüsü

Ansys Maxwell yazılımı kullanılarak tasarlanan birbirlerine paralel iki adet bobin arasındaki karşılıklı endüktans değerleri Çizelge 3.3’te verildiği gibi elde edilmiştir. Elde edilen karşılıklı endüktans değişim Şekil 3.8’de verilmiştir.

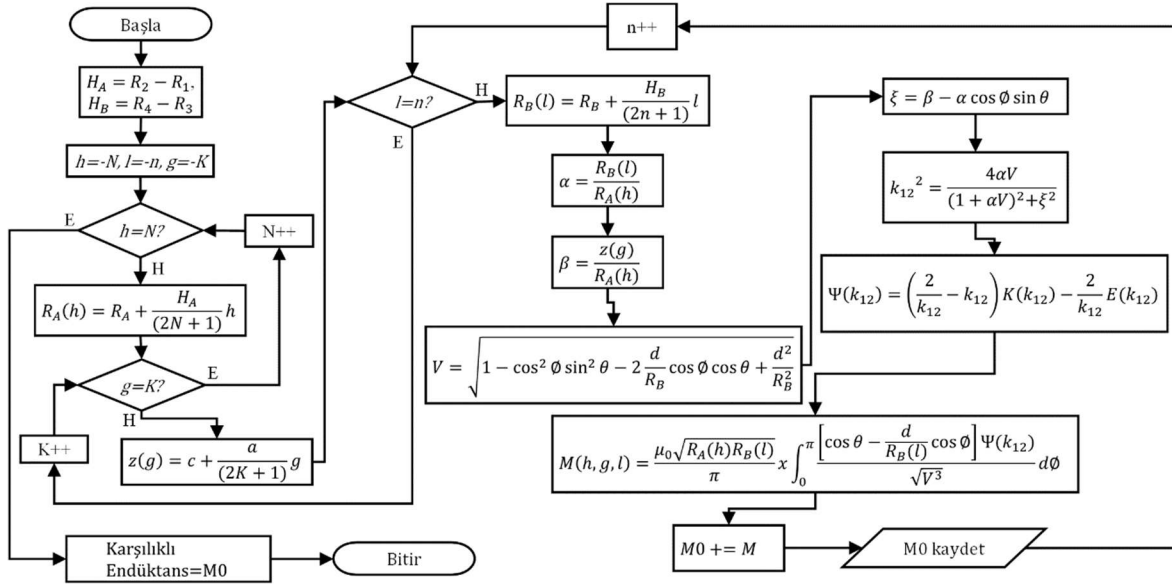
Çizelge 3.3. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi Ansys Maxwell sonuçları

Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)
11,0	12,53	13,1	9,72	15,2	7,65	17,3	6,09
11,1	12,36	13,2	9,61	15,3	7,56	17,4	6,03
11,2	12,22	13,3	9,49	15,4	7,48	17,5	5,97
11,3	12,06	13,4	9,38	15,5	7,40	17,6	5,90
11,4	11,91	13,5	9,27	15,6	7,32	17,7	5,84
11,5	11,77	13,6	9,17	15,7	7,24	17,8	5,78
11,6	11,63	13,7	9,06	15,8	7,16	17,9	5,72
11,7	11,48	13,8	8,96	15,9	7,08	18,0	5,63
11,8	11,35	13,9	8,86	16,0	6,99	18,1	5,60
11,9	11,21	14,0	8,75	16,1	6,93	18,2	5,55
12,0	11,11	14,1	8,66	16,2	6,85	18,3	5,49
12,1	10,94	14,2	8,56	16,3	6,78	18,4	5,43
12,2	10,81	14,3	8,46	16,4	6,71	18,5	5,38
12,3	10,68	14,4	8,33	16,5	6,63	18,6	5,32
12,4	10,56	14,5	8,27	16,6	6,56	18,7	5,27
12,5	10,43	14,6	8,18	16,7	6,49	18,8	5,22
12,6	10,31	14,7	8,09	16,8	6,42	18,9	5,16
12,7	10,19	14,8	8,00	16,9	6,36	19,0	5,14
12,8	10,07	14,9	7,91	17,0	6,29		
12,9	9,95	15,0	7,81	17,1	6,22		
13,0	9,88	15,1	7,73	17,2	6,16		



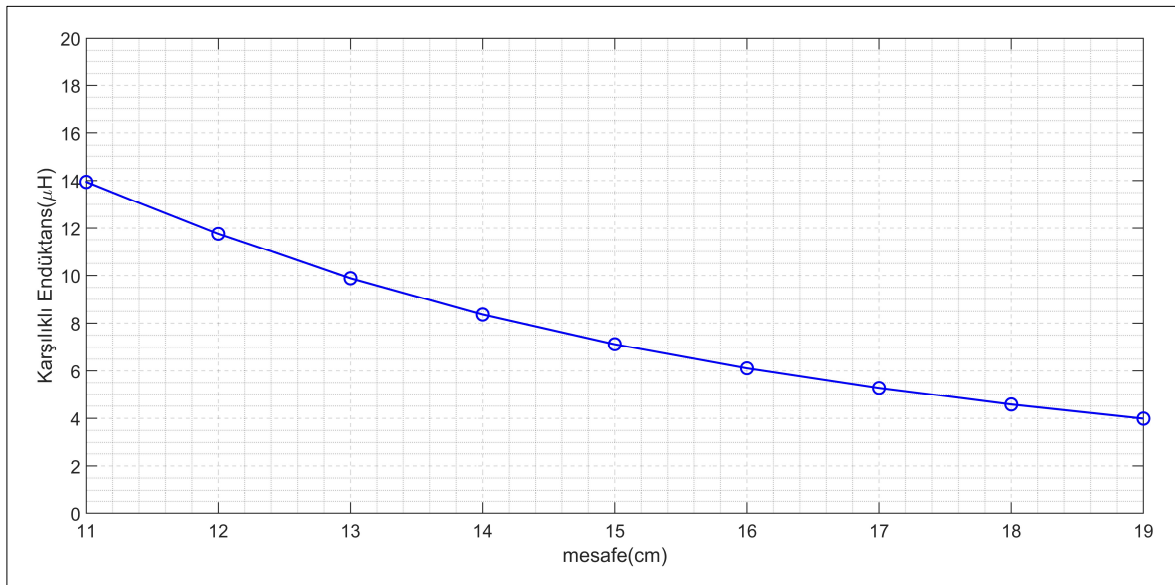
Şekil 3.8. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi Ansys Maxwell sonuçları

Ansys Maxwell’de tasarlanan bobine ait parametreler kullanılarak hazırlanan bir MATLAB yazılımı ile Eş.3.35-Eş.3.47 kullanılarak toplamsal olarak çözümlenmiştir. Farklı mesafeler için karşılıklı endüktans değeri elde edilmiştir. Karşılıklı endüktans hesabı için hazırlanan MATLAB yazılımına ait akış diyagramı Şekil 3.9’da verilmiştir.



Şekil 3.9. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi hesaplama algoritmasına ait akış diyagramı

Bobinler arasındaki uzaklığın değişimi ile karşılıklı endüktanstaki değişim bu sayede elde edilmiştir. Bobinlerin merkezler x-ekseninde ve y-ekseninde hizalanmış, z-ekseninde ise 11 cm mesafeden başlanarak 19 cm mesafeye kadar 0,1 cm adımlar ile artırılmıştır. Her bir adımda ise karşılıklı endüktans değeri hesaplanmıştır. Elde edilen karşılıklı endüktans değişim grafiği ise Şekil 3.10'da sunulmuştur.



Şekil 3.10. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi MATLAB sonuçları

Grafikte de açıkça görüldüğü gibi karşılıklı endüktans değeri mesafenin artmasına bağlı olarak azalmıştır. Sunulan grafiğe ait elde edilen değerler ise Çizelge 3.4'te verilmiştir.

Çizelge 3.4. Merkezleri hizalanmış bobinlerin karşılıklı endüktans değişimi MATLAB sonuçları

Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)	Mesafe (cm)	Karşılıklı Endüktans(μ H)
11,0	13,94	13,1	9,71	15,2	6,90	17,3	5,04
11,1	13,83	13,2	9,55	15,3	6,80	17,4	4,97
11,2	13,58	13,3	9,39	15,4	6,69	17,5	4,90
11,3	13,33	13,4	9,23	15,5	6,59	17,6	4,83
11,4	13,09	13,5	9,08	15,6	6,49	17,7	4,76
11,5	12,86	13,6	8,93	15,7	6,39	17,8	4,70
11,6	12,63	13,7	8,78	15,8	6,29	17,9	4,63
11,7	12,40	13,8	8,64	15,9	6,20	18,0	4,57
11,8	12,18	13,9	8,50	16,0	6,10	18,1	4,50
11,9	11,96	14,0	8,36	16,1	6,01	18,2	4,44
12,0	11,75	14,1	8,22	16,2	5,92	18,3	4,38
12,1	11,55	14,2	8,09	16,3	5,84	18,4	4,32
12,2	11,34	14,3	7,96	16,4	5,75	18,5	4,26
12,3	11,15	14,4	7,83	16,5	5,67	18,6	4,20
12,4	10,95	14,5	7,71	16,6	5,58	18,7	4,15
12,5	10,76	14,6	7,59	16,7	5,50	18,8	4,09
12,6	10,58	14,7	7,47	16,8	5,42	18,9	4,03
12,7	10,40	14,8	7,35	16,9	5,34	19,0	3,98
12,8	10,22	14,9	7,23	17,0	5,26		
12,9	10,05	15,0	7,12	17,1	5,19		
13,0	9,88	15,1	7,01	17,2	5,11		

3.2.5. Sargı tasarımı ve uygulaması

Sistemin çalışma frekansı, SAE standardına göre 81-90 kHz aralığında olması gerekliliği nedeni 85 kHz olarak belirlenmiştir. Kablo üzerinde oluşacak olan deri ve yakınlık etkileri göz önünde bulundurularak kablo kesiti tespit edilmiştir. Bu etkilerin en düşük seviyeye indirilmesi amacı ile ince kesitli çok telli iletken literatürde yer alan benzer çalışmalarda gözlemlenmiştir. Belirlenen frekans aralığında kullanılabilecek olan tel tipi ve kesiti Çizelge 3.5'te verilmiştir.

Çizelge 3.5. Amerikan Tel Göstergesi (AWG) tel, frekans, çap ve kesit değerleri

Frekans	Tel Göstergesi	Çap(mm)	Kesit(mm ²)
60Hz-1kHz	28 AWG	0,321	0,08100
1kHz-10kHz	30 AWG	0,254	0,05090
10kHz-20kHz	33 AWG	0,180	0,02540
20kHz-50kHz	36 AWG	0,127	0,01270
50kHz-100kHz	38 AWG	0,101	0,00797
100kHz-200kHz	40 AWG	0,078	0,00501

Çizelgede verilen tel kesitleri incelendiğinde en uygun tel çeşidinin 38 AWG olarak tanımlanan iletken tel olduğu görülmüştür. Bu frekansa uygun teller ile hazırlanmış olan bir kablo için ise Çizelge 3.6 incelenmiş ve eşdeğer AWG değeri 14 olan 5’li sarmal yapıya sahip 52 adet 38AWG telden oluşan kablonun uygun olduğu görülmüştür.

Çizelge 3.6. 50-100 kHz frekans aralığı için eşdeğer kablo parametreleri

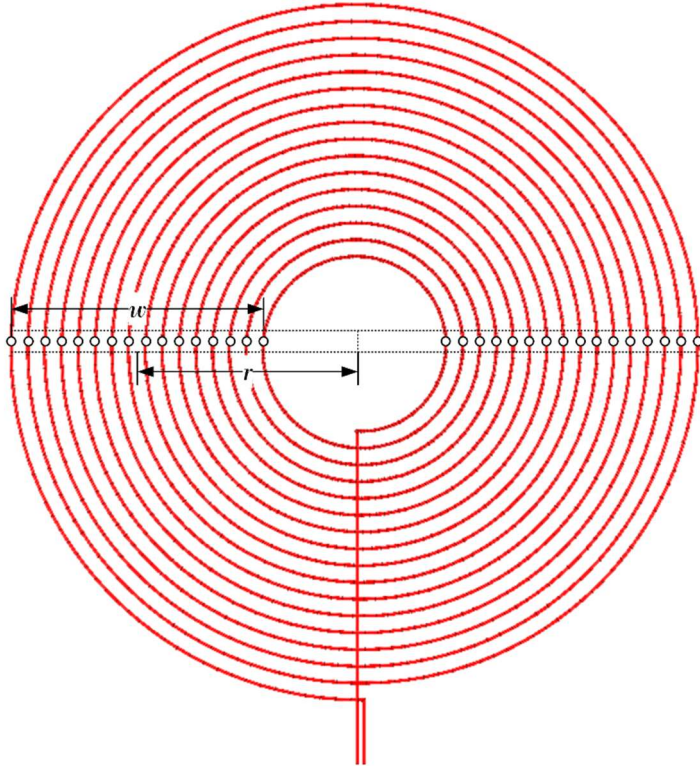
Eşdeğer Gösterge	Tel Sayısı	Tel Göstergesi	Kablo Yapısı
30 AWG	7	38 AWG	7/38
28 AWG	10	38 AWG	10/38
26 AWG	16	38 AWG	16/38
24 AWG	25	38 AWG	25/38
22 AWG	40	38 AWG	40/38
20 AWG	66	38 AWG	3/22/38
18 AWG	100	38 AWG	5x20/38
16 AWG	162	38 AWG	3/54/38
14 AWG	260	38 AWG	5x52/38
12 AWG	420	38 AWG	5x3/28/38
10 AWG	660	38 AWG	5x3/44/38
8 AWG	1050	38 AWG	5x5/42/38
6 AWG	1650	38 AWG	5x5/66/38
4 AWG	2625	38 AWG	5x5x3/35/38
2 AWG	4140	38 AWG	6(5x3/46/38)
1 AWG	5250	38 AWG	6(5x5x35/38)

Alıcı ve verici bobinler özdeş olarak Çizelge 3.7’de verilen parametrelere göre tasarlanmıştır.

Çizelge 3.7. Tasarlanan bobine ait parametreler

Parametre	Değeri
Bobin İç Çapı	3,5 cm
Radyal değişim	1 cm
Kablo Kesit Alanı	4 mm ²
Tur sayısı	16
Bobin kablo yüzeyi genişliği(w)	15,2 cm
Ortalama kablo yüzey uzaklığı	11 cm

Tasarlanan bobinlere ait endüktans hesabı Wheeler yöntemi kullanılarak yapılmıştır. Bu yöntemde, Şekil 3.11’de verilen düzlemsel dairesel bir bobine ait ortalama çap uzunluğu r ve iletken yüzey genişliği w , Eş.3.48 kullanılarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.11. Düz katmanlı dairesel bobin için Wheeler yöntemi

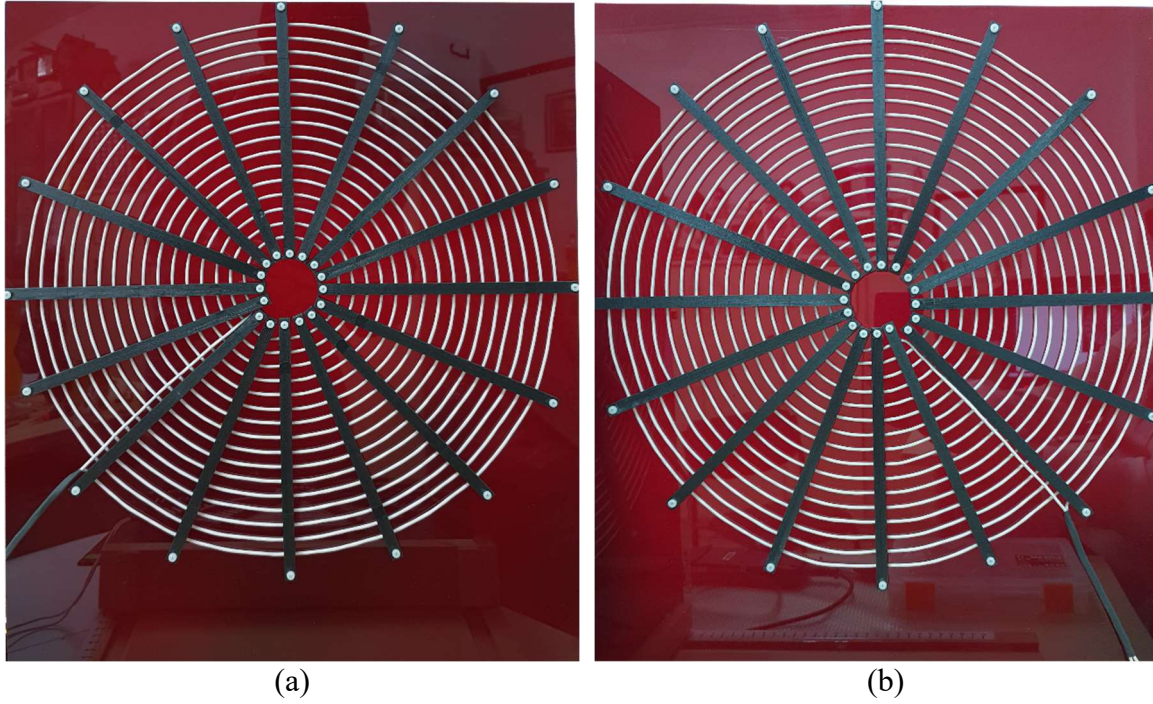
$$L = \frac{r^2 N^2}{(8r + 11w)} \quad (3.48)$$

Eşitlikte bobin endüktansını hesaplamak için bobine ait tur sayısı, dairesel alanın merkez noktası ile bobinin ortalama genişliği arasındaki mesafe ve bobinin yüzey genişliği kullanılarak gerekli hesaplamalar yapılmaktadır.

Çizelge 3.7’de verilen bobinlere ait kablo yüzey genişliği ve yüzey merkezine olan ortalama uzaklık göre Eş.3.49’da verildiği gibi hesaplanmıştır. Eşitlikte kullanılan değerler ‘inch’ birimine sahip olması nedeni ile uzunluk birimleri dönüştürülerek hesaplama işlemi gerçekleştirilmiştir.

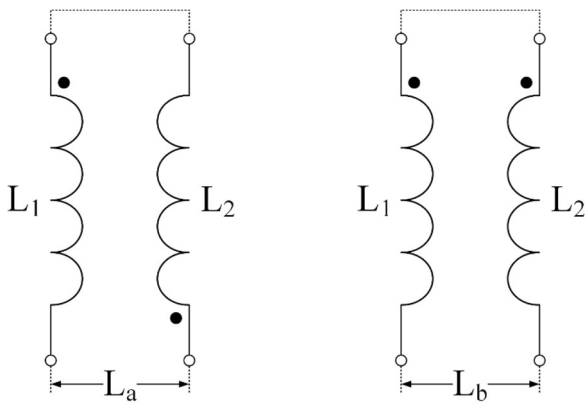
$$L = \frac{r^2 N^2}{(8r + 11w)} = \frac{4,33^2 * 16^2}{(8 * 4,33 + 11 * 5,98)} = 47,79 \mu H \quad (3.49)$$

Hesaplamaları ve modelleri verilen bobin uygulaması gerçekleştirilmiş ve endüktansları $L_1=49,17 \mu H$ ve $L_2=49,83 \mu H$ olarak ölçülmüştür. Tasarlanan bobine ait görüntü Şekil 3.12’de verilmiştir.



Şekil 3.12. Tasarlanan bobinlere ait görünüm;(a)verici bobin, (b)alıcı bobin

Tasarlanan bobinler ölçeklendirilmiş bir kayar zemin üzerine yerleştirilmiştir. Bu sayede merkezleri hizalanmış şekilde sadece bobinler arasındaki uzaklık ayarlanabilmektedir. Bobinler arasındaki mesafenin değiştirilebilir olması değişken karşılıklı endüktans değeri oluşturularak, evirici yükünün, aktarım veriminin değişkenliği sağlanmıştır. Böylece adaptif kapasite dizisi için gerekli değişken mesafe aralığı ortamı oluşturulmuştur. Kayar platform 11 cm-19 cm mesafe aralığı her 1 cm’de sabitlenerek bobinler arasındaki karşılıklı endüktans deneysel olarak Şekil 3.13’teki bağlantı adımları izlenerek elde edilmiştir.



Şekil 3.13. 11-19 cm mesafe aralığı için tasarlanan bobinler arasındaki karşılıklı endüktans ölçüm metodu

Deneysel ölçüm için öncelikle verici ve alıcı bobin ters yönde seri bağlanarak LCR metre kullanılarak endüktans değeri ölçülmüştür. İkinci adımda ise bobinleri yönü aynı olacak şekilde seri bağlanarak endüktans değeri LCR metre ile tekrar ölçülmüştür. Elde edilen ilk endüktans değeri Eş.3.50’de bulunan L_a endüktansını, ikinci adımda elde edilen endüktans değeri ise Eş.3.51’de bulunan L_b endüktansını oluşturmaktadır.

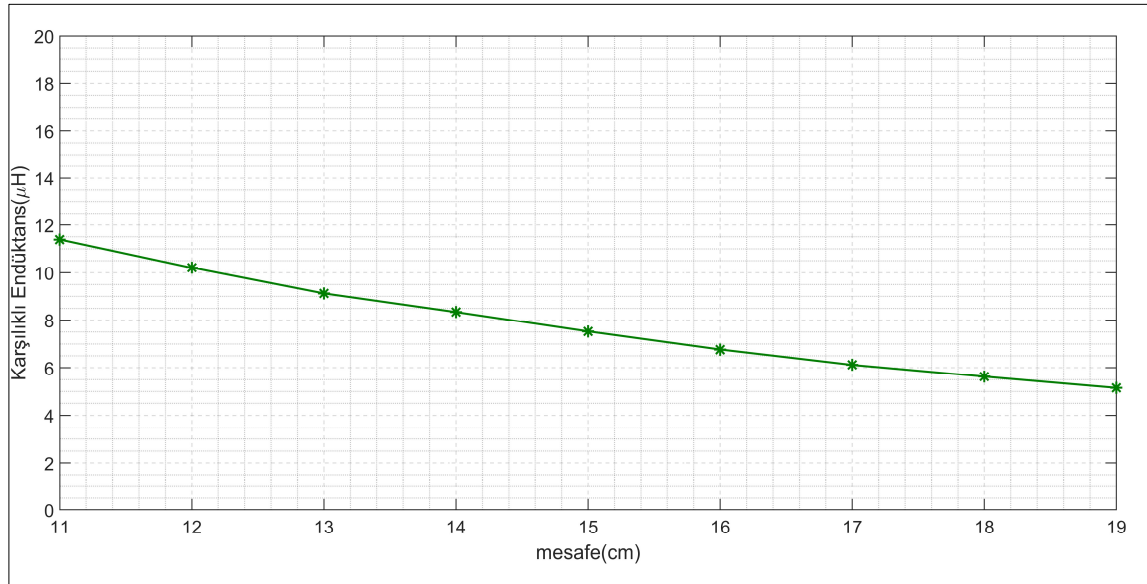
$$L_a = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.50)$$

$$L_b = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.51)$$

Elde edilen bu iki endüktans değeri Eş.3.52 kullanılarak bobinler arasındaki karşılıklı endüktansın ölçümünü sağlamıştır.

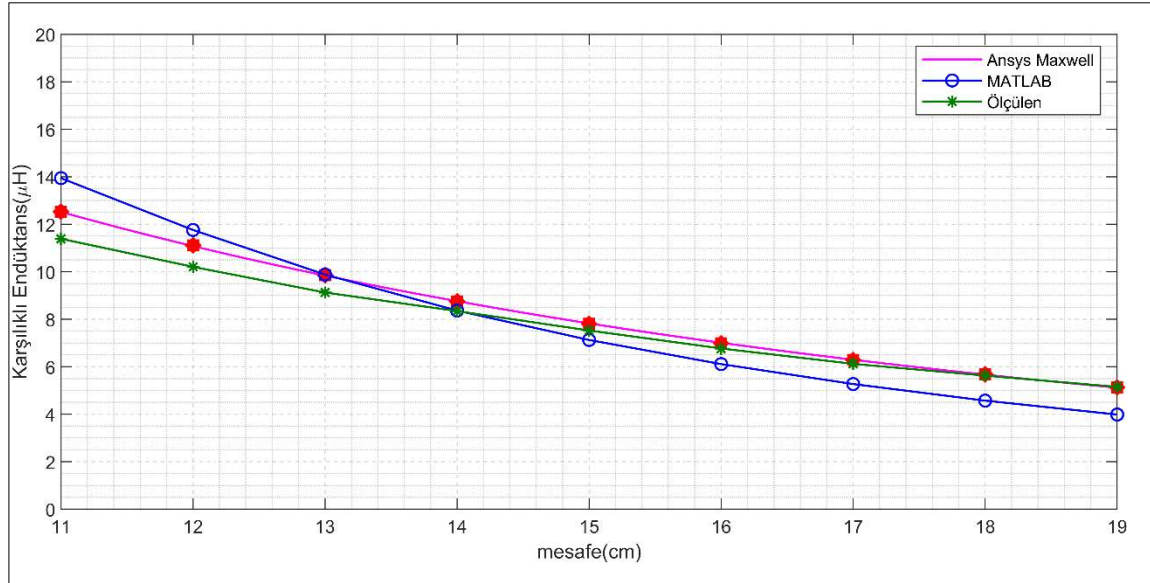
$$M = \frac{L_a + L_b}{4} \quad (3.52)$$

Karşılıklı endüktans ölçümü açıklanan metot kullanılarak 11 cm mesafeden başlanarak her 1 cm aralığı için tekrarlanmıştır. Böylelikle 11-19 cm mesafe aralığı için tasarlanan bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değeri Şekil 3.14’te sunulduğu gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.14. 11-19 cm mesafe aralığı için tasarlanan bobinler arasındaki ölçülen karşılıklı endüktans değerleri

Karşılıklı endüktans değeri Ansys Maxwell benzetimi, MATLAB algoritması ve gerçekte uygulanan bobinlere ait olmak üzere 3 farklı şekilde elde edilmiştir. Elde edilen karşılıklı endüktansların değişimi Şekil 3.15’te verilmiştir.

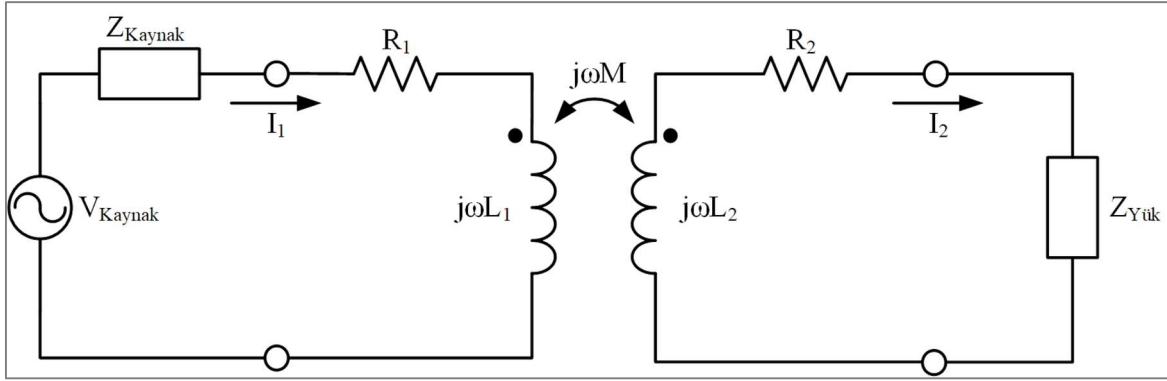


Şekil 3.15. Modellenen, matematiksel olarak hesaplanan ve gerçekte ölçülen karşılıklı endüktans değerleri

Ansys Maxwell benzetiminde çok telli iletken modellemesi bulunmaması nedeni ile tek telden oluşan iletken kullanılmıştır ve bu durum deri etkisini içerisinde barındırmaktadır. MATLAB benzetiminde de aynı durum geçerli olup, iterasyon adımlarında kullanılan ondalıklı sayı basamaklarının Ansys Maxwell'deki analizden daha az olması nedeni ile hata oranı yüksek olarak elde edilmiştir. Tasarlanan bobinlere ait yapılan deneysel ölçümler ise gerçeğe yakın olmasına rağmen kullanılan LCR metrenin 100kHz kademe seçeneği olması nedeniyle bir miktar hata oranını içerisinde barındırmaktadır. Bu bakımdan Ansys Maxwell sonuçları ile deneysel sonuçların birbirine daha yakın oldukları görülmüştür.

3.3. Empedans Analizi

KGA sistemi karşılıklı olarak yerleştirilen verici ve alıcı bobinlerden oluşan hava nüveli bir transformatöre benzemektedir. Şekil 3.16'da eşdeğer devresi verilen sistemin devre analizi yöntemi ile analizi gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3.16. Hava nüveli transformatör eşdeğer devresi

Devrede verici bobinin direnci R_1 , alıcı bobinin direnci R_2 , verici bobinin öz endüktansı L_1 , alıcı bobinin öz endüktansı L_2 , iki sargı arasındaki karşılıklı endüktans M , kaynak gerilimi V_{Kaynak} , kaynağın iç direnci Z_{Kaynak} , yük empedansı $Z_{Yük}$, verici bobinden geçen akım I_1 ve alıcı bobinden geçen akım I_2 olarak tanımlanmıştır.

Eşdeğer devrede çevre akımları yöntemi Eş.3.53 ve Eş.3.54'deki gibi uygulanırsa;

$$V_{Kaynak} = (Z_{Kaynak} + R_1 + j\omega L_1)I_1 - j\omega M I_2 \quad (3.53)$$

$$0 = -j\omega M I_1 + (R_2 + Z_{Yük} + j\omega L_2)I_2 \quad (3.54)$$

elde edilmektedir. Eşitlikte;

$$Z_{11} = Z_{Kaynak} + R_1 + j\omega L_1 \quad (3.55)$$

$$Z_{22} = R_2 + Z_{Yük} + j\omega L_2 \quad (3.56)$$

olarak sadeleştirilir ise akım eşitlikleri Eş.3.57'deki gibi elde edilmektedir.

$$I_1 = \frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2} V_{Kaynak} \quad (3.57)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M}{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2} V_{Kaynak} = \frac{j\omega M}{Z_{22}} I_1 \quad (3.58)$$

Verici devrenin empedansı ise kaynak empedansının bir göze ait empedanstan çıkarılması ile Eş.3.59'daki gibi elde edilmektedir.

$$Z_{in} = \frac{V_{Kaynak}}{I_1} - Z_{Kaynak} = \frac{Z_{11}Z_{22} + \omega^2 M^2}{Z_{22}} - Z_{Kaynak} = Z_{11} \frac{\omega^2 M^2}{Z_{22}} - Z_{Kaynak} \quad (3.59)$$

Elde edilen eşitlikte Z_{11} ve Z_{22} terimleri tekrar yerine yazılır ise;

$$Z_{in} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + Z_{Yük} + j\omega L_2} \quad (3.60)$$

elde edilmiş olur. Eşitliğe dikkat edildiğinde son terimin alıcı tarafının etkisini gösterdiği açıkça görülmektedir. Bu terim Eş.3.61'de;

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + Z_{Yük} + j\omega L_2} \quad (3.61)$$

şeklinde ayrılmakta ve yansıyan empedans olarak adlandırılmaktadır. Eşitlikte görüldüğü üzere yansıyan empedansı sıfır yapan değer karşılıklı endüktans değeri M 'dir ve devrenin giriş empedansını doğrudan etkilemektedir.

3.4. Manyetik Rezonans Kuplajlı Kablosuz Güç Aktarım Sistemlerinde Verim

Kablosuz şarj sisteminde verimi etkileyen en önemli faktörler kuplaj katsayısı k ve kalite faktörü Q 'dur. Kuplaj katsayısı, alıcı ve verici bobinler arasındaki manyetik akı yoğunluğunun diğer bobine olan etkisinin oranıdır [79]. Kuplaj katsayısı k ile bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değeri M arasındaki bağıntı Eş.3.62'de verilmiştir.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.62)$$

Eşitlikte görüldüğü gibi karşılıklı endüktans M ve bobinlere ait öz endüktans L_1, L_2 değerleri kuplaj katsayısı için önemlidir. Sistemde verimi etkileyen diğer faktör kalite faktörüdür. Kalite faktörü frekans ve endüktans değeri ile doğru orantılı, eşdeğer yük direnci ile ters orantılıdır. Eşdeğer direnç artışında kalite faktöründe azalma olmaktadır. Kuplaj katsayısı ve kalite faktörüne bağlı olarak KGA sisteminin verim ifadesi Eş.3.63'te verilmiştir. Eşitlikte de görüldüğü gibi kuplaj katsayısı üstel olarak etki etmekte, kalite faktörü ise hem alıcı bobin için hem de verici bobin için ayrı ayrı etki etmektedir.

$$\eta_{wpt} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right)^2} \quad (3.63)$$

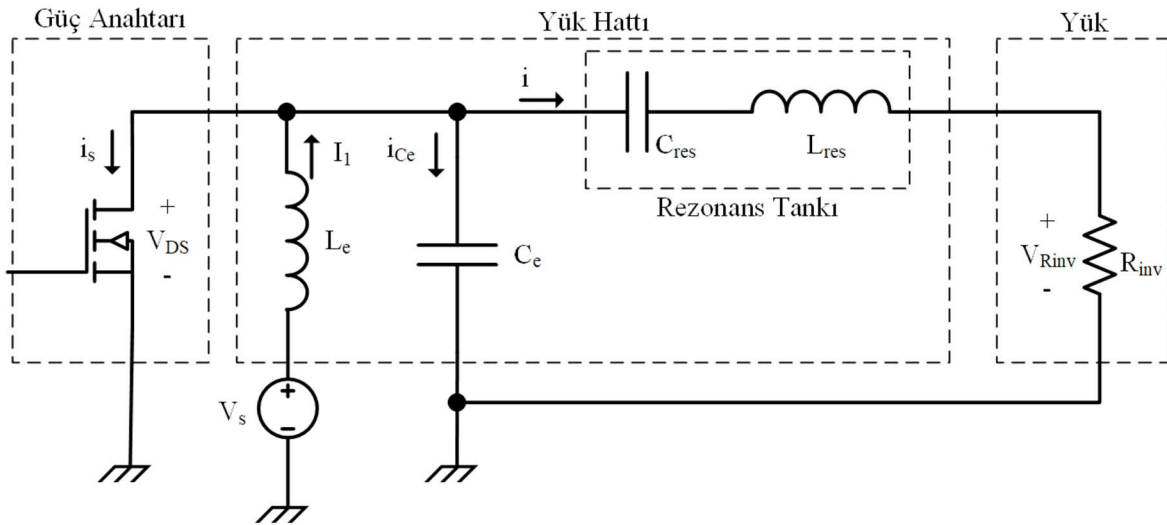
Verim ifade devre bileşenlerine bağlı olarak ayrıca ifade edilebilmektedir. Yükten geçen akım I_L ile alıcı devre akımı I_2 eşit olduğu için alıcı devrenin verimi $\eta_{rec} = R_L / (R_L + R_2)$ olarak ifade edilebilir. Alıcı devre rezonans frekansında çalıştırıldığında verim Eş.3.64'te verildiği gibi olur [162].

$$\eta_{wpt} = \left(\frac{1}{1 + \frac{(R_2 + R_L)R_1}{\omega^2 M^2}} \frac{R_L}{R_L + R_2} \right) \quad (3.64)$$

Alıcı bobin iç direnci R_2 , yük direnci R_L ve anahtarlama açısal hızı ω değeri sabit frekans altında değişmemektedir. Verimi etkileyen tek değişken karşılıklı endüktans M olmaktadır. Bu durumda, KGA sisteminin rezonans şartı ve E-sınıfı eviricinin yük uyumunu bozan karşılıklı endüktans M değerinin kompanzasyonu verimin artırılabilmesi için gereklidir.

4. E-SINIFI EVİRİCİ

E-sınıfı evirici, yüksek güç dönüştürme verimi, bileşen değişikliklerine karşı düşük hassasiyet, basit devre topolojisi ve tasarım teknikleri nedeni ile güç invertörü olarak kullanmaya son derece elverişlidir [168]. E-sınıfı eviricilerde, anahtar aç-kapa modunda çalıştırılarak, yük hattında hem anahtarın yüksek akım ve gerilimi önlenmekte hem de çıkış akım ve gerilim dalga biçimini şekillendirilmektedir [169]. Bu, özellikle anahtarlama geçişleri sırasında güç kaybını en aza indirmektedir. Sabit yük altında anahtarlama kayıplarının az olduğu, tek anahtar yapısı ile E-sınıfı eviriciler bu nedenle büyük avantaj sağlamaktadır [131-133]. E-sınıfı eviricilerin en büyük dezavantajı ise değişken yüklerde sabit yük gerilimini koruyamamasıdır ve yük değişkenliğini düzenleme ihtiyacı ortaya çıkmaktadır [168]. Bu nedenle öncelikli olarak eviricinin matematiksel olarak modellenmesi ve düzenleme için gerekli parametreleri sınırlarının belirlenmesi gereklidir. Şekil 4.1’de E-sınıfı eviriciye ait devre topolojisi görülmektedir.



Şekil 4.1. E-Sınıfı evirici devre topolojisi

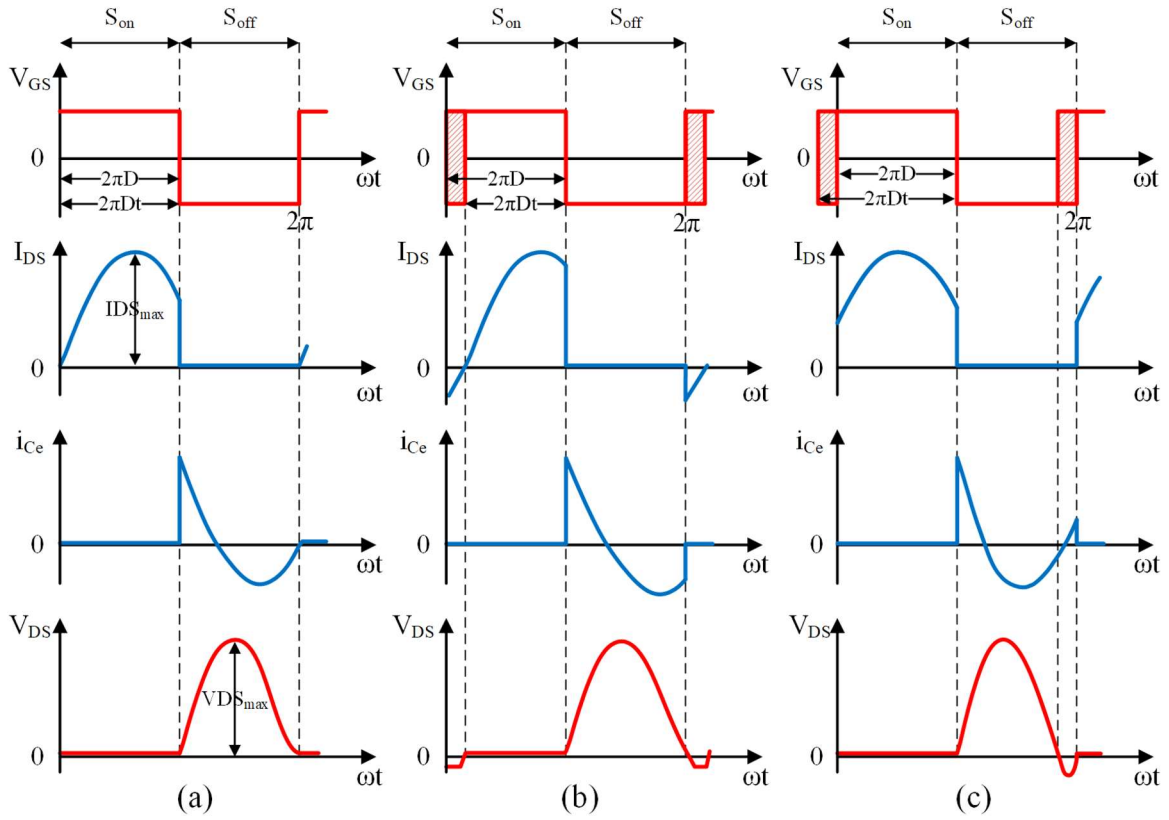
Devrede, V_s kaynak gerilimini, L_e evirici giriş bobinini, S güç anahtarı MOSFET’i, C_e paralel kapasitörü, R_{inv} evirici çıkış yükünü C_{res} ve L_{res} rezonans tankını ifade etmektedir. C_e paralel kapasitörü ve MOSFET çıkış parasitik kapasitansı toplam paralel kapasiteyi ifade etmektedir [146]. Rezonans tank bobini L_{res} , verici bobin ile sağlanarak ek bobin gereksinimine ihtiyaç kalmamaktadır. Evirici bileşenleri ve parametreleri seçilen anahtarlama frekansına ve $D=0,5$ anahtarlama doluluk oranına göre hesaplanmaktadır [170].

Sıfır gerilim anahtarlama E-sınıfı eviricinin üç farklı çalışma durumu olmaktadır [170] ve Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1. E-sınıfı evirici çalışma durumları

Durum		Sonuç
Durum 1	$\frac{dv_{DS}(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$	$v_{DS}(2\pi) = 0$
Durum 2	$\frac{dv_{DS}d(\omega t)}{d(\omega t)} < 0$	
Durum 3	$\frac{dv_{DS}d(\omega t)}{d(\omega t)} > 0$	

Çizelgede verilen üç durumda, anahtar kapandığında anahtar üzerine düşen gerilim V_{DS} ile C_e kapasitörü üzerine düşen gerilim sıfır olmaktadır [170, 171]. Anahtarın açılması ile şok bobini üzerinden akan akım C_e kapasitöründen akarak anahtar geriliminin dalga şeklini oluşturmaktadır [172]. Üç durum için dalga şekilleri Şekil 4.2’de sunulmuştur.



Şekil 4.2. SGA E-sınıfı evirici çalışma durumları, a) durum 1, b) durum 2 ve c) durum 3

Evirici için optimum çalışma şartı, durum 1’de verildiği gibidir. Durum 1’de Eş.4.1’e göre;

$$\left. \frac{dv_{DS}(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (4.1)$$

anahtar gerilimi ve türevi, anahtar iletme geçtiğinde sıfıra eşit olmalıdır [170]. Bu şartın sağlanması için, evirici tasarımı için gerekli bileşen değerleri yük direncine bağlı olarak belirlenmektedir. Optimum çalıştırma sadece optimum yük direnci değerinde mümkün olmaktadır [172]. Yük direnci, optimum yük direnci değerinden yüksek olduğunda, rezonans devresinden geçen akımın tepe değeri optimum çalıştırma için gerekli akım değerinden daha düşük olacaktır. Durum 2’de ise, C_e kapasitörü üzerine düşen gerilim azalmakta, anahtarlama anında anahtar gerilimi sıfırdan yüksek olmaktadır. Durum 3’teki tersi durumda ise, yük direnci değeri optimum yük direncinden düşük olduğunda rezonans devresinden geçen akımın tepe değeri optimum çalıştırma için gerekli akım değerinden daha yüksek olacaktır. Bu durumda ise C_e kapasitörüne düşen gerilim artarak anahtar gerilimi sıfırdan düşük olmaktadır [170].

Tasarım aşamasında, evirici akım ve geriliminin Şekil 4.2’de verilen dalga biçimlerinin analizi seri rezonans devresinden akımın sinüzoidal olması temel alınarak yapılmaktadır [170]. Seri rezonans devresinden geçen akım ifade Eş.4.2’de verildiği gibidir.

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (4.2)$$

Eşitlikte I_m akımın genliğini, φ ise başlangıç faz açısını temsil etmektedir. Anahtar üzerinden geçen akım (i_s) ve C_e kapasitörünün akımının toplamı ise kaynaktan çekilen akım ile rezonans devre akımlarının farkına Eş.4.3’te verildiği gibi eşittir.

$$i_s + i_{Ce} = I_1 - I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (4.3)$$

Anahtarlama zaman aralığı $0 < \omega t \leq 2\pi D$ için, anahtar iletimdedir ve C_e kapasitöründen geçen akım $i_{Ce}=0$ olmaktadır. Anahtardan geçen akım Eş.4.4’e göre;

$$i_s = \begin{cases} I_1 - I_m \sin(\omega t + \varphi), & 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 0, & 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.4)$$

olarak hesaplanmaktadır.

Anahtarlama zaman aralığı $2\pi D < \omega t \leq 2\pi$ için, anahtar kesimdedir ve anahtardan geçen akım $i_s=0$ olmaktadır. C_e kapasitöründen geçen akım ise Eş.4.5’e göre;

$$i_{ce} = \begin{cases} 0 & , 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ I_1 - I_m \sin(\omega t + \varphi), & 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.5)$$

olmaktadır. Anahtar ve C_e kapasitörü üzerine düşen gerilim anahtar iletim durumunda iken $v_s=0$ olmaktadır. Anahtar kesimde iken ise C_e kapasitörünün gerilimine bağlı olarak Eş.4.6'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$v_s = \frac{1}{\omega C_e} \int_{2\pi D}^{\omega t} i_{ce} d(\omega t) \quad (4.6)$$

Zaman aralıklarına göre eşitliğin çözümü;

$$v_s = \begin{cases} 0 & , 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{1}{\omega C_e} + (I_m(\omega t - 2\pi D) + I_m \cos(\omega t + \varphi) - \cos(2\pi D + \varphi)) & , 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.7)$$

olarak Eş.4.7'de ifade edilmiştir.

Anahtar geriliminin sıfır olduğu aralık dışında giriş akımı I_1 , anahtarlama doluluk oranı D ve faz açısı φ arasındaki ilişki ise Eş.4.8'de;

$$I_m = I_1 \frac{2\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \varphi) - \cos\varphi} \quad (4.8)$$

olarak ifade edilmektedir. Rezonans devresinden geçen akımın genliği, anahtar gerilimi eşitliğinde yerine konulduğunda Eş.4.9'da gösterilen anahtar gerilimi elde edilir.

$$v_s = \begin{cases} 0 & , 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \left\{ \frac{\omega t - 2\pi D + \frac{2\pi(1-D)[\cos(\omega t + \varphi) - \cos(2\pi D + \varphi)]}{\cos(2\pi D + \varphi) - \cos\varphi}}{\cos(2\pi D + \varphi) - \cos\varphi} \right\} & , 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.9)$$

Çizelge 4.1'de verilen durum 1 için, faz açısı φ ve anahtarlama doluluk oranı D arasındaki ilişki ise Eş.4.10'a göre;

$$\tan\varphi = \frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \quad (4.10)$$

olarak ifade edilmektedir. Faz açısı Eş.4.11 kullanılarak elde edilmektedir.

$$\varphi = \pi + \arctan \left[\frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \right] \quad (4.11)$$

Kaynak gerilimi V_s ise Eş.4.12'de verildiği gibi hesaplanabilir.

$$V_s = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi D}^{2\pi} v_s d(\omega t) \quad (4.12)$$

Eşitlikte anahtar gerilimi ifadesi yerine yazıldığında, Eş.4.13;

$$V_s = \frac{I_1}{\omega C_e} \left\{ \frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{\tan(\pi D + \varphi)\sin\pi D} \right\} \quad (4.13)$$

elde edilmektedir. Buradan evirici giriş direnci kolaylıkla Eş.4.14'te ifade edildiği gibi bulunabilmektedir.

$$R_i = \frac{V_s}{I_1} = \frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{\omega C_e \tan(\pi D + \varphi)\sin\pi D} \quad (4.14)$$

Eviricide SGA şartı, optimum yük direnci R_{opt} için, $0 \leq R_{inv} < R_{opt}$ aralığında sağlanırken, $R_{inv} > R_{opt}$ durumunda sağlanmamaktadır [133].

Evirici çıkış gücü $P_o = 1000$ W, yük direnci sabit akım için $R_{inv} = 10 \Omega$ [173], anahtarlama frekansı $f_s = 85$ kHz [26] olarak belirlendiğinde anahtarlama oranı $D = 0,5$ için Eş.4.15'e göre giriş gerilimi;

$$V_s = \sqrt{\frac{R_{inv}(\pi^2 + 4)P_o}{8}} \quad (4.15)$$

olarak bulunur. Eviricinin giriş direnci Eş.4.16'ya göre;

$$R_i = \frac{(\pi^2 + 4)}{8} R_{inv} \quad (4.16)$$

olarak hesaplanır. Elde edilen giriş direnci ile çıkış eşdeğer direnci eşit olduğunda evirici için maksimum güç aktarımı gerçekleştirilmiş olmaktadır [48, 152]. Eş.4.17'de verilen ifadede çıkış geriliminin maksimum değeri;

$$V_{MR_{inv}} = \frac{4}{\sqrt{(\pi^2 + 4)}} V_s \quad (4.17)$$

giriş gerilimine bağlı olarak hesaplanmaktadır. E-sınıfı eviricilerde kısıtlayıcı değişkenlerden biri güç anahtarına düşen gerilimin maksimum değeridir [169] ve;

$$V_{SM} = 3,562 V_s \quad (4.18)$$

olarak elde edilir. Kaynaktan çekilen toplam akım, giriş gerilimi ve yük direncine bağlı olarak Eş.4.19'da ki gibi ifade edilir.

$$I_1 = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_s}{R_{inv}} \quad (4.19)$$

Ayrıca, kaynaktan çekilen akım, güç anahtarından geçen akımının maksimum değerini belirlemektedir. Güç anahtarı seçiminde en önemli bir diğer parametreyi oluşturmaktadır [169]. Güç anahtarından geçen akımın maksimum değeri Eş.4.20’de verildiği gibi hesaplanır.

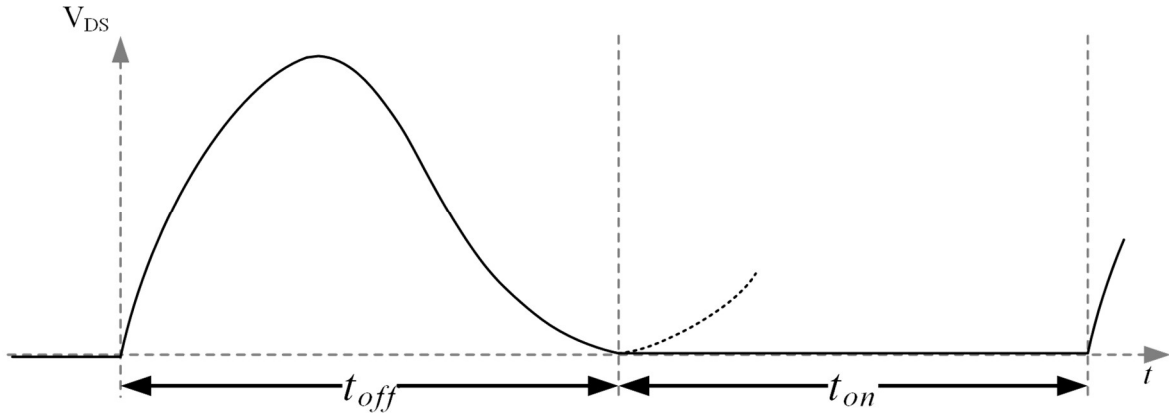
$$I_{SM} = \left(\frac{\sqrt{(\pi^2 + 4)}}{2} + 1 \right) I_1 \quad (4.20)$$

Ayrıca, rezonans tankından geçen akımın genliği Eş.4.21’de verildiği gibi;

$$I_m = I_1 \frac{\sqrt{(\pi^2 + 4)}}{2} \quad (4.21)$$

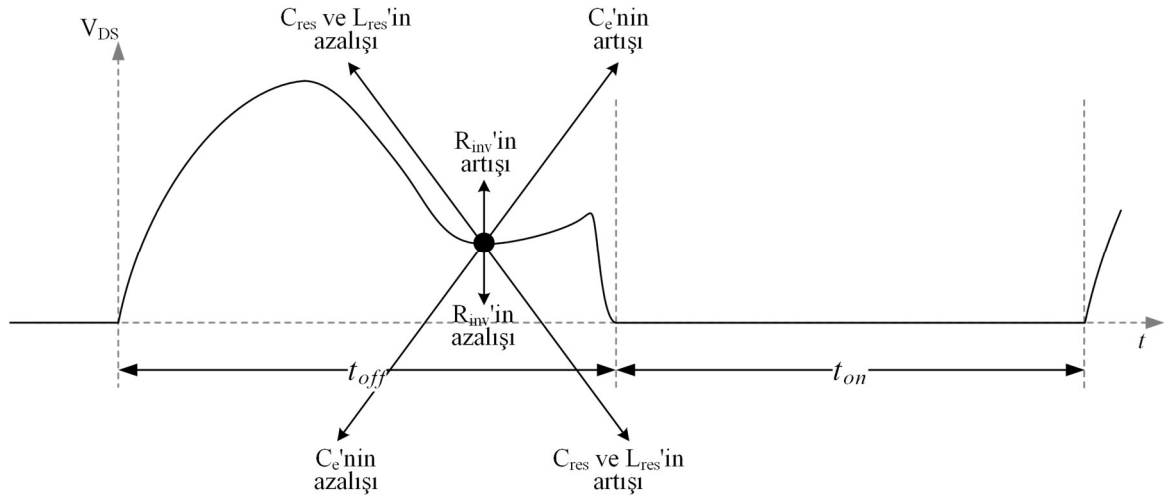
kullanılarak bulunur.

Evirici tasarımında hesaplanan bileşenler, anahtar gerilimini belirlemektedir. Anahtar üzerine düşen gerilimin (V_{DS}) dalga şekli ise yük uyumunun sağlanıp sağlanmadığını göstermektedir [169]. Yük uyumu sağlanmış anahtar geriliminin dalga biçimi Şekil 4.3’te sunulmuştur.



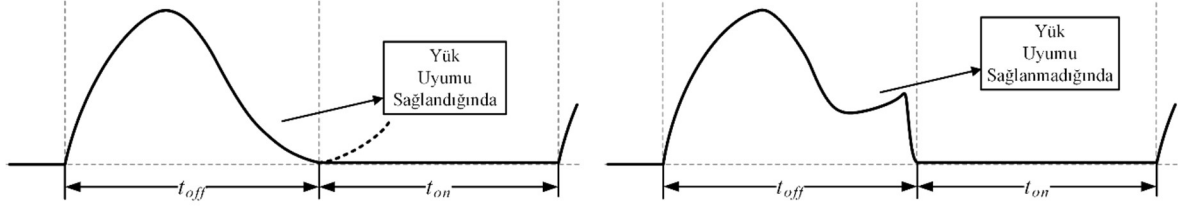
Şekil 4.3. Yük uyumu sağlandığında anahtar gerilimi (V_{DS}) dalga biçimi

Yük uyumunun sağlanamadığı durumlar için ise, devre bileşenlerinin değerlerinin değiştirilmesi gerekmektedir. Parametrelerinin ayarlanmasında anahtar geriliminde oluşacak değişiklikler Şekil 4.4’te verilmiştir.



Şekil 4.4. Devre bileşenlerinin anahtar gerilimi dalga biçimine etkisi

Grafikte de görüldüğü gibi, C_e kapasitörünün değerinin artırılması anahtar geriliminde oluşan oluğu yukarı ve sağ yöne hareket ettirmektedir. C_{res} kapasitörünün değerinin artırılması ise oluğu aşağı ve sağa hareket ettirmektedir. L_{res} değerinin artırılması ise yine oluğu aşağı ve sağ yöne hareket ettirmektedir. Yük direncinin artırılması oluğu yukarı, azaltılması ise aşağı yöne hareket ettirmektedir [169]. Devre bileşenlerinin değerleri bu şekilde ayarlanarak Şekil 4.3'te verilen dalga biçimi elde edilene kadar ayarlanmaktadır. Dalga biçimi Şekil 4.3'te verildiği gibi olduğunda ayarlama tamamlanmış olmaktadır. Fakat parametrelerin değiştirilebilmesi için devre bileşenlerinde değişiklikler yapılması gerekmektedir. Bobin ve yük direnci belirlenerek kapasite değerlerinin değiştirilmesi en literatürde yer alan çalışmalar incelendiğinde sık kullanılan bir yöntem olduğu gözlemlenmektedir [29, 60, 154]. Ayarlama işleminde, öncelikle yük direnci yaklaşık olarak belirlenir. L_{res} değeri ise Q_L kalite faktörüne bağlı olarak ayarlanır [174]. Kalite faktörü en az 2,5 olarak alınmalıdır [169, 175]. Daha düşük kalite faktörü değerinde sert anahtarlama durumu meydana gelmektedir [175]. Sistemin çalışma frekansı belirlenerek, doluluk olarak %50 olarak ayarlanır [169, 175, 176]. Bu işlemlerden sonra Şekil 4.3'te verilen anahtar dalga biçimi gözlemlenir. Dalga biçimi Şekil 4.4'te verilen durumlara göre C_e ve C_{res} kapasitelerinin ayarlanması ile Şekil 4.3'teki dalga biçimi elde edilir. Daha sonra V_s kaynak gerilimi istenilen değerde ise yük uyumu sağlanmış olmaktadır. V_s istenilen değerde değil ise ayarlanır ve bir önceki adım tekrar edilir. Bunun nedeni, V_s gerilimi anahtar kapasite değerini değiştirmekte, dolayısıyla C_e kapasitesi değişmektedir [169]. Evirici yük uyumunun sağlandığı durumda VDS gerilimine ait dalga şekli Şekil 4.5(a)'da, yük uyumunun sağlanmadığı duruma ait dalga şekli ise Şekil 4.5(b)'de örneklendirilmiştir.



Şekil 4.5. Yük uyumu sağlandığında ve sağlanmadığında anahtar gerilimi (V_{DS}) dalga biçimi

4.1. Evirici Bileşenlerinin Hesabı

E-sınıfı eviricilerde, tasarım merkezinde yük direnci değeri yer almaktadır [168]. Eviricinin çıkış gücü yük direnci ile ters orantılı, giriş geriliminin karesi ile doğru orantılı olarak değişmektedir [177]. Buna göre çıkış gücünü artırmanın iki yolu vardır. Bunlar, yük direncini azaltmak veya giriş gerilimini artırmaktır. Yük direncini azaltmak empedans dönüşümü ile mümkün olmaktadır [178, 179]. Yüksek empedans dönüşüm oranı maliyeti ve güç kaybını artırmaktadır [177]. Giriş gerilimini azaltmak karesel olarak etkilediği için daha verimli olmaktadır. E-sınıfı eviricilerde drain gerilimi kaynak geriliminin 3,56 katı olması nedeni ile anahtar üzerinde break-down tehlikesi oluşturmaktadır [135].

Anahtar kapandığında, C_e ve C_{oss} kısa devre olacağı için Eş.4.22’de verilen f_{r1} frekansı, anahtar açıldığında ise C_e ve C_{oss} paralel olarak bir eşdeğer (C_{eq}) oluşturacağı için Eş.4.23’te verilen f_{r2} frekansı ortaya çıkmaktadır [171].

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{res}}} \quad (4.22)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{eq}}} \quad (4.23)$$

SGA şartı için f_{r1} , anahtarlama frekansından düşük, anahtarlama frekansı da f_{r2} ’den düşük olmalıdır. Diğer bir şart ise f_{r1} ve f_{r2} ’nin yarım periyot toplamaları anahtarlama frekansı (f_{sw})’ye yakın ve biraz yüksek olmalıdır. Anahtarlama frekansı f_{sw} , f_{r1} ’den yüksek olduğunda rezonans devresi endüktif olarak davranacaktır [170]. Bu nedenle L_{res} endüktansı iki endüktansa bölünerek, seri bağlı L_{resa} ve L_{resb} endüktanslarını oluşturacaktır. L_{resa} ve C_{res} kapasitörü, anahtarlama frekansında f_{sw} ’de rezonansa girecektir.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{res}C_{res}}} \quad (4.24)$$

Sistemin yüklü kalite faktörü ise Eş.4.25'te verildiği şekilde hesaplanabilir.

$$Q_L = \frac{\omega L_{res}}{R_{inv}} = \frac{1}{\omega C_{res}R_{inv}} + \frac{\omega L_{res}}{R_{inv}} \quad (4.25)$$

Yük direnci, Eş.4.26'da görüldüğü gibi eviricinin çıkış gücüne bağlı olarak değişmektedir.

$$R_{inv} = \frac{(8V_s^2)}{(\pi^2 + 4)P_{Linv}} \quad (4.26)$$

Burada sabit bir yük direnci ve sabit güç için gerekli giriş gerilimi V_s 'de hesaplanabilmektedir. Başlangıç şartı için gerekli V_s değeri bu sayede elde edilir. Değişken yük direnci için eşitlikte görüldüğü gibi giriş gerilimin değiştirilmesi gereklidir. Aksi takdirde çıkış gücü değişecektir.

Evirici çıkışında kullanılacak rezonans tankı için gerekli L_{res} ve C_{res} değerleri ise kalite faktörüne bağlı olarak Eş.4.27 ve Eş.4.28'e göre hesaplanmaktadır. C_{res} rezonans kapasitörü KGA sistemi ile birleştirildiğinde, hem evirici rezonans kapasitesi hemde KGA sisteminin rezonans kapasitesini içerisinde barındıran $C1$ kapasitesi olarak ifade edilecektir. Kalite faktörü çıkış akımının sinüzoidal olması için yeteri kadar yüksek ($Q_L > 1,7879$) olmalıdır [169].

$$C_{res} = \frac{1}{\omega Q_L R_{inv}} \quad (4.27)$$

$$L_{res} = \frac{Q_L R_{inv}}{\omega} \quad (4.28)$$

Rezonans şartı frekansa bağlı olarak değişmektedir ve sabit frekans için hesaplanmaktadır. Ayrıca L_{res} , C_{res} ve C_e değeri, SGA'nin gerçekleşmesi için, Şekil 4.3'teki anahtar geriliminin dalga biçimine doğrudan etki etmektedir.

Rezonans tankı kapasitesi ve bobini üzerine düşen gerilimin genliği ise Eş.4.29 ve Eş.4.30'da verildiği şekilde;

$$V_{Cm} = \frac{I_m}{\omega C_{res}} \quad (4.29)$$

$$V_{Lm} = \omega L_{res} I_m \quad (4.30)$$

hesaplanır. Rezonans tankında harcanan güç ise Eş.4.31 ve Eş.4.32;

$$P_{rLres} = \frac{r_L I_m^2}{2} \quad (4.31)$$

$$P_{rCres} = \frac{r_C I_m^2}{2} \quad (4.32)$$

eşitlikleri kullanılarak bulunur. Güç anahtarı paralel kapasite değeri C_e , seçilen yük direncine göre Eş.4.33'te ifade edildiği şekilde hesaplanır. Ayrıca, bu kapasite MOSFET'e paralel bağlı olduğundan çıkış parasitik kapasite değeri C_{oss} bu değere eklenmelidir [169].

$$C_e = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)\omega R_{inv}} \quad (4.33)$$

Evirici girişinde yer alan DA bara bobini L_e sabit akım sağlamak amacı ile bulunmaktadır ve yeteri kadar büyüklükte olmalıdır [175]. Anahtar açık iken toprağa iletilecek olan bu akım, anahtar kapalı iken C_{oss} , C_e ve L_{res} arasında paylaşılmaktadır. Kullanılabilecek en düşük L_e değeri Eş.4.34'e göre;

$$L_{e_{min}} = \frac{(\pi^2 + 4)R_{inv}}{f_{sw}} \quad (4.34)$$

olarak hesaplanmaktadır. Giriş bobininde harcanan güç Eş.4.35'e göre, bobin iç direnci r_{Le} ve giriş akımı I_1 kullanılarak hesaplanır.

$$P_{rLe} = r_{Le} I_1^2 \quad (4.35)$$

Güç anahtarından geçen akımın RMS değeri Eş.4.36 kullanılarak;

$$I_{Srms} = \frac{I_1 \sqrt{(\pi^2 + 28)}}{4} \quad (4.36)$$

hesaplanır ve Eş.4.37'de ki gibi anahtar güç tüketiminin bulunmasında kullanılır.

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{Srms}^2 \quad (4.37)$$

Paralel kapasite üzerinden geçen akım ise;

$$I_{Cermis} = \frac{I_1 \sqrt{(\pi^2 - 4)}}{4} \quad (4.38)$$

kullanılarak hesaplanır ve kapasite üzerinde harcanan güç Eş.4.39'a göre;

$$P_{rCe} = r_{Ce} I_{C_{rms}}^2 \quad (4.39)$$

olarak bulunur. Bileşenlerde harcanan güç değerleri ile;

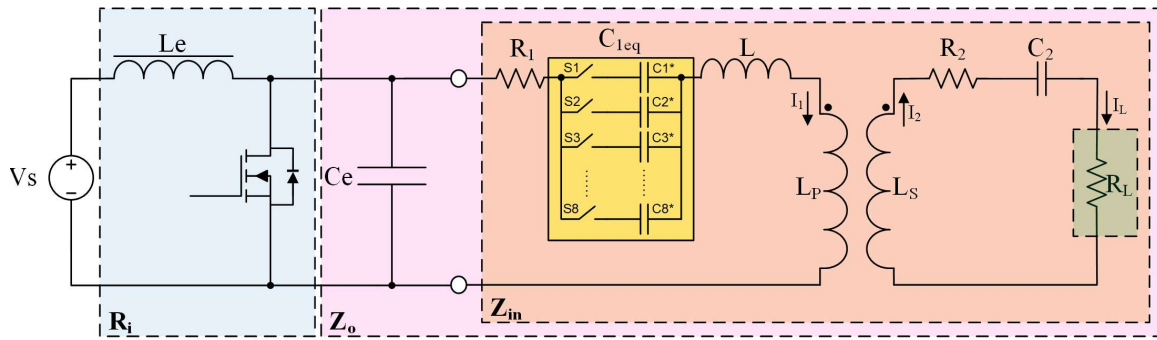
$$P_r = P_{rLe} + P_{rDS} + P_{rCe} + P_{rL} + P_{rC} \quad (4.40)$$

toplam iletim güç kaybı bulunur. Toplam güç kaybı P_r ile çıkış gücü oranı P_o evirici verimini Eş.4.41’de verilen η_{inv} oluşturur.

$$\eta_{inv} = \frac{P_o}{P_o + P_r} \quad (4.41)$$

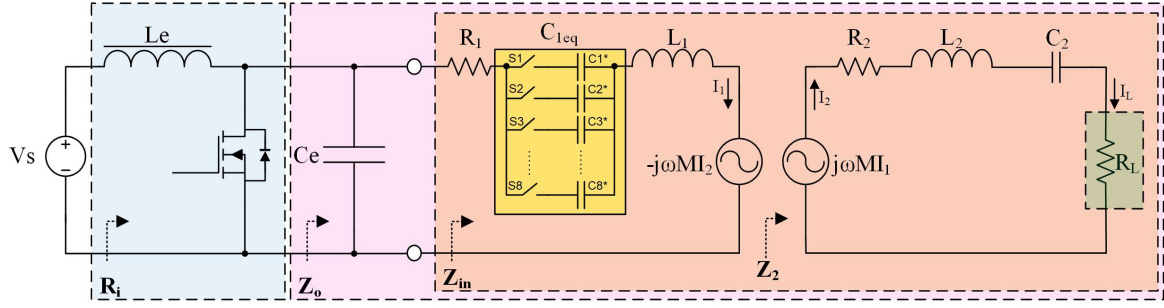
4.2. Evirici Empedans Analizi

E-sınıfı evirici ile seri-seri kablosuz enerji aktarım sistemine ait empedans analizi, kapasite dizisinin ayarlanması için gereklidir. Evirici empedans analizi bu nedenle KGA sistemi ile birleşik olarak ele alınmıştır. Birleştirilmiş, evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi Şekil 4.6’da verilmiştir.



Şekil 4.6. Tümlleşik E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi

Şekilde verilen KGA sisteminde, eviricinin eşdeğer yük empedansı Z_{in} evirici çıkış yükünü, L_p verici bobinin öz-endüktansını, R_1 verici bobinin direncini, L_s alıcı bobinin öz-endüktansını, R_2 alıcı bobinin direncini, C_2 alıcı devre rezonans kapasitesini oluşturmaktadır. Z_{in} evirici çıkış yükü Şekil 4.7’de verilen karşılıklı endüktans M ve alıcı kısım empedansını Z_2 ’yi içerecek biçimde düzenlenebilir.

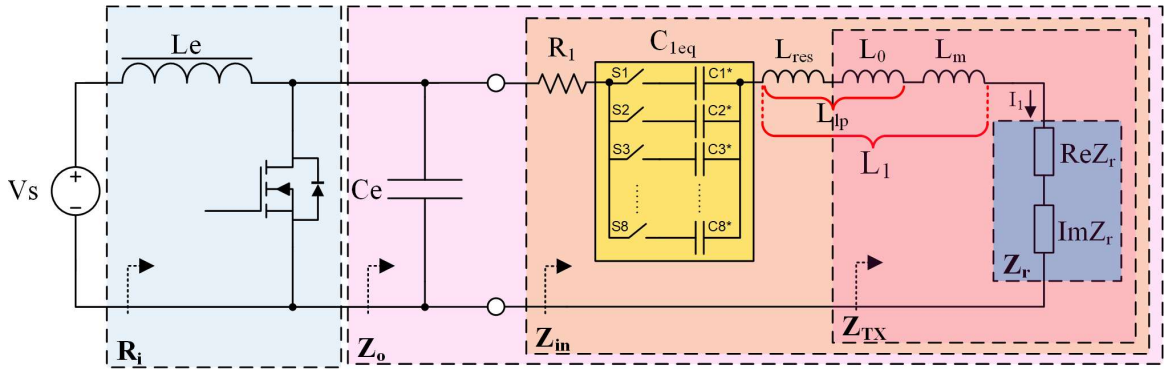


Şekil 4.7. Tümlleşik E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi üzerinde karşılıklı endüktans gösterimi

Burada, alıcı devre eşdeğer empedansı Z_2 , Eş.4.42'de verildiği gibidir ve alıcı devre rezonans kapasitesi C_2 ve yük direnci R_L , yük empedansı Z_L 'yi temsil etmektedir.

$$Z_2 = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \quad (4.42)$$

Sistemin çıkış yükü Şekil 4.8'de verildiği şekilde sadeleştirilebilir. Burada, evirici yükünü temsil edecek olan, yansıyan empedans Z_r görülmektedir.



Şekil 4.8. Adaptif kapasite dizisi uygulanmış E-sınıfı evirici ve KGA sistemine ait devre topolojisi

Yansıyan empedans Z_r , alıcı devrenin verici devreye etkisi ile meydana gelmektedir ve verici-alıcı bobinler arasındaki kuplaj katsayısı k 'ya bağlı olarak değişmektedir. Alıcı devrede C_2 kapasitörü alıcı bobinin kaçak endüktansını ortadan kaldırmak, alıcı devrenin rezonansta çalışmasını sağlamak amacı ile bulunmaktadır ve sabittir. Verici ve alıcı bobinler arasındaki karşılıklı endüktans M , bobin endüktansları cinsinden Eş.4.44'te görüldüğü gibi ifade edilmektedir ve kuplaj katsayısı k 'yı oluşturmaktadır [180].

$$L_1 = L_{lp} + M \quad (4.43)$$

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (4.44)$$

Eş.4.43'te verilen L_1 endüktansı, verici bobinin kaçak endüktansı L_{lp} ve karşılıklı endüktans M 'nin toplamından meydana gelmektedir. Evirici çıkış yükünü oluşturan yansıyan empedans Eş.4.45'te verildiği gibi ifade edilir.

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + Z_2} \quad (4.45)$$

İfade de, R_2 alıcı bobin direnci Z_2 'den çok daha düşük olduğu için ihmal edilirse, yansıyan empedansın reel bileşeni Eş.4.46'da, imajiner bileşeni ise Eş.4.47'de ki şekilde yazılabilir [181].

$$ReZ_r = \frac{\omega^4 C_2^2 M^2 R_L}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} \quad (4.46)$$

$$ImZ_r = \frac{-\omega^3 C_2 M^2 (\omega^2 C_2 L_2 - 1)}{(\omega^2 C_2 L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_2^2 R_L^2} \quad (4.47)$$

Sistem rezonans frekansında çalıştığında, $\omega = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ olacağı için Eş.4.46 ve Eş.4.47, Eş.4.48 ve Eş.4.49'da görüldüğü şekilde sadeleşir.

$$ReZ_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \quad (4.48)$$

$$ImZ_r = 0 \quad (4.49)$$

Evirici çıkış rezonans şartı gerçekleştiğinde $j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = 0$ olur [182]. Bu durumda KGA sistemi giriş empedansı Z_{in} Eş.4.50'deki gibi ifade edilir.

$$Z_{in} = R_1 + \frac{j\omega M^2}{Z_r} \quad (4.50)$$

Sabit mesafe aralığında ve sabit kapasite uygulandığında Seri-Seri topolojinin iki ana avantajı vardır. Birincisi, alıcı devrenin verici devreye yansıyan empedansı sadece reel bileşeni vardır, imajiner bileşeni sıfırdır. Alıcı devre rezonans frekansında çalıştırıldığında sadece aktif bileşenden oluşur. İkincisi, verici ve alıcı devre kapasiteleri yükten bağımsızdır. Bu durumda kapasite değerleri sadece verici-alıcı sargı endüktanslarına bağlıdır [162]. Değişken mesafe durumunda ise, karşılıklı endüktans M 'in, yansıyan empedans Z_r 'yi değiştirmektedir. Kapasitör dizisi ayarlanarak eşdeğer giriş empedansı Z_{in} mesafeye bağlı

olarak kontrol edildiğinde, yansıyan empedansın sadece reel bileşeninin kalması sağlanabilmektedir.

KGA sistemi giriş empedansı Z_{in} 'in kontrolü ve aynı anda E-sınıfı eviricinin yük uyumunun sağlanabilmesi, verici bobin giriş empedansı Z_{TX} 'in değişimine bağlı olarak yapılabilir. Verici bobin giriş empedansı Eş.4.51'de;

$$Z_{TX} = R_{TX} + j\omega X_{TX} \quad (4.51)$$

olarak ifade edilir. Eş.4.52'de verilen reel bileşeni R_{TX} , kuplaj katsayısına bağlı olarak yazılabilir.

$$R_{TX} = \frac{\omega^4 C_2^2 R_L L_p^2 [(1 - k) + 2k + 1]}{(1 - \omega^2 C_2 L_p)^2 + (\omega R_L C_2)^2} \quad (4.52)$$

Verici bobin endüktansı L_p , içerisinde rezonans endüktansını barındırması nedeniyle $L_p = (L_0 + k/(L_0 + 1))$ değerini almaktadır. C_2 kapasitörü, R_L yük direnci ve çalışma frekansının sabit tutulduğu durumda verici bobin giriş empedansının reel bileşeni R_{TX} kuplaj katsayısına bağlı olarak değişmektedir. Eş.4.53'te verilen imajiner bileşen X_{TX} ise;

$$X_{TX} = \frac{\omega L_p (\omega^2 C_2^2 (1 - k) L_p^3 + 1 - \omega^2 L_p^2 C_2 - \omega^2 C_2 (1 - k) L_p + \omega^2 R_L^2 C_2^2)}{(1 - \omega^2 C_2 L_p)^2 + (\omega R_L C_2)^2} \quad (4.53)$$

şeklinde ifade edilir ve kuplaj katsayısı k 'ya bağlı olarak değişmektedir. Elde edilen verici bobin giriş direnci R_{TX} , yük direnci R_L ile doğrudan ilişki olup SGA şartının geçerli olacağı bölgelerin tespiti için kullanılmaktadır. Bu sayede mesafeye bağlı olarak değişen bobin giriş direnci R_{TX} , kapasite dizisi ile kontrol edilebilmektedir.

Evirici çıkışında görülen eşdeğer empedans Z_o , verici bobin giriş empedansı Z_{TX} ve C_e paralel kapasitöründen oluşmaktadır. C_{leq} ve L_{res} bileşenlerinin rezonans şartını sağladığı şartlarda Eş.4.54'te görüldüğü gibi çıkış empedansı Z_o 'ın içerisinde bulunmaz.

$$Z_o = \frac{R_{TX} + j\omega(L_0 + M) \left(1 - \omega^2(L_0 + M)C_e - \frac{C_e R_{TX}^2}{(L_0 + M)} \right)}{(1 - \omega^2(L_0 + M)C_e)^2 + (\omega C_e R_{TX})^2} \quad (4.54)$$

Eviricinin optimum çalışma şartları SGA ve STA'nın gerçekleşmesi için evirici rezonans devresinin faz açısı ϕ_{opt} Eş.4.55'e göre;

$$\phi_{opt} = \tan^{-1} \left(\frac{2}{\pi} \right) = 32,48^\circ \quad (4.55)$$

olmalıdır [143]. Eviricinin eşdeğer faz açısı ϕ_{eq} ise Eş.4.56'da verildiği gibi bulunur [170].

$$\phi_{eq} = \tan^{-1} \left[\frac{\omega(L_0 + M) \left(1 - \omega^2(L_0 + M)C_e - \frac{C_e R_{TX}^2}{(L_0 + M)} \right)}{R_{TX}} \right] \quad (4.56)$$

$\phi_{opt} = \phi_{eq}$ şartı sağlandığında evirici optimum çalışma noktasında olup SGA ve STA gerçekleşmektedir.

Yansıyan empedans ile birlikte verici bobin empedansının da içerisinde bulunduğu verici bobin giriş direnci R_{TX} hesaplanarak, evirici çıkışında kapasite dizisi haricindeki bileşenlerin oluşturduğu empedans böylelikle hesaplanmaktadır.

4.3. E-Sınıfı Evirici Tasarımı

Evirici tasarımı için kullanılan bileşen değerleri evirici yük direncine bağlı olarak değişmektedir. Evirici yük direnci ise KGA sisteminin eşdeğer giriş empedansına eşittir. KGA sisteminin giriş empedansının değer aralığı hesaplanarak en düşük ve en yüksek aralıklara bağlı olarak evirici bileşen değerleri hesaplanmıştır. Evirici maksimum güç aktarımı yapabilmesi için Eş.4.16'da verilen evirici giriş direnci ile Eş.4.54'te verilen evirici çıkış empedansının eşit olması gereklidir. Bu nedenle bileşenlerin hesaplamaları evirici çıkış empedansı referans alınarak yapılmıştır. Buna göre, Eş.4.34'te verilen evirici giriş bobininin en düşük değeri, Eş.4.33'te verilen güç anahtarı paralel kapasitesi hesaplanmıştır. Eş.4.28'de verilen rezonans tankı endüktansı KGA sisteminin verici bobininin öz endüktansı ile karşılanmıştır. Ayrıca Eş.4.27'de verilen rezonans tankı kapasitesi ise seri kapasite dizisi tarafından kontrol edildiği için ortalama 15 cm mesafe için hesaplanmıştır. Hesaplanan bileşenleri değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Kullanılan evirici parametreleri

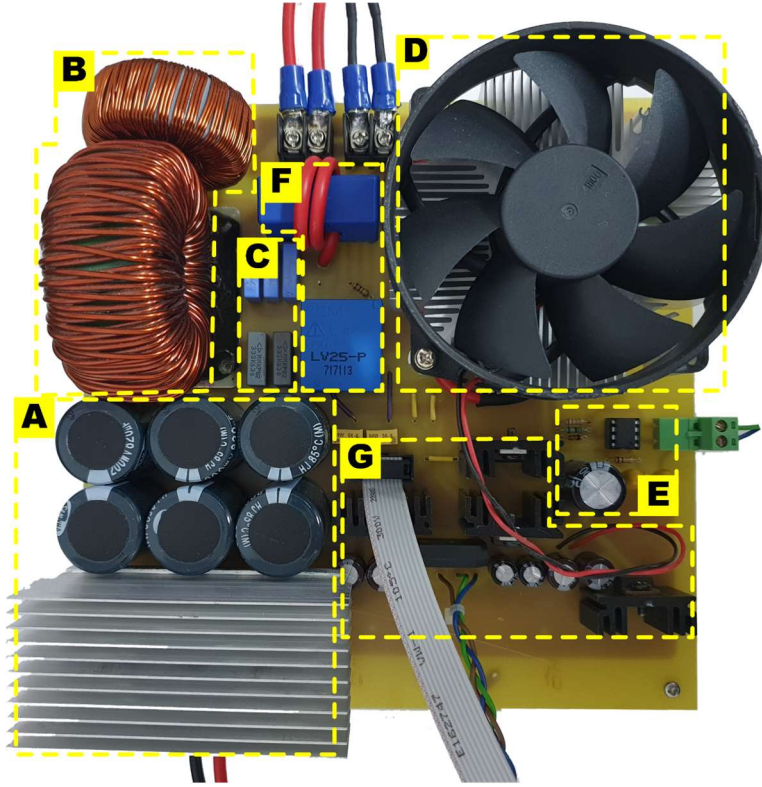
Parametre	Değeri
V_s	142,6 V
f_s	85 kHz
P_o	1000 W
D	%52,5
R_i	6,57 Ω
L_e	1,505 mH
C_e	65,66 nF

Evirici güç anahtarı olarak LSIC1MO120E0080 MOSFET kullanılmıştır. Anahtarlama ve iletim kayıplarının düşük olması ve yüksek güç gereksinimi nedeni ile SiC (Silisyum-Karbür) MOSFET tercih edilmiştir [125-129]. Kullanılan MOSFET'e ait genel bilgiler Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3. MOSFET'e ait genel bilgiler

Parametre	Değeri
V_{DS}	1200 V
$R_{DS(ON)}$	80 m Ω
I_D	39 A
V_{GS}	-5 V ile 20 V arası
C_{OSS}	75 pF
I_S	35 A
I_{Sp}	85 A

Eviriciyi içerisinde barındıran tasarlanan güç kartı Şekil 4.9'da sunulmuştur.



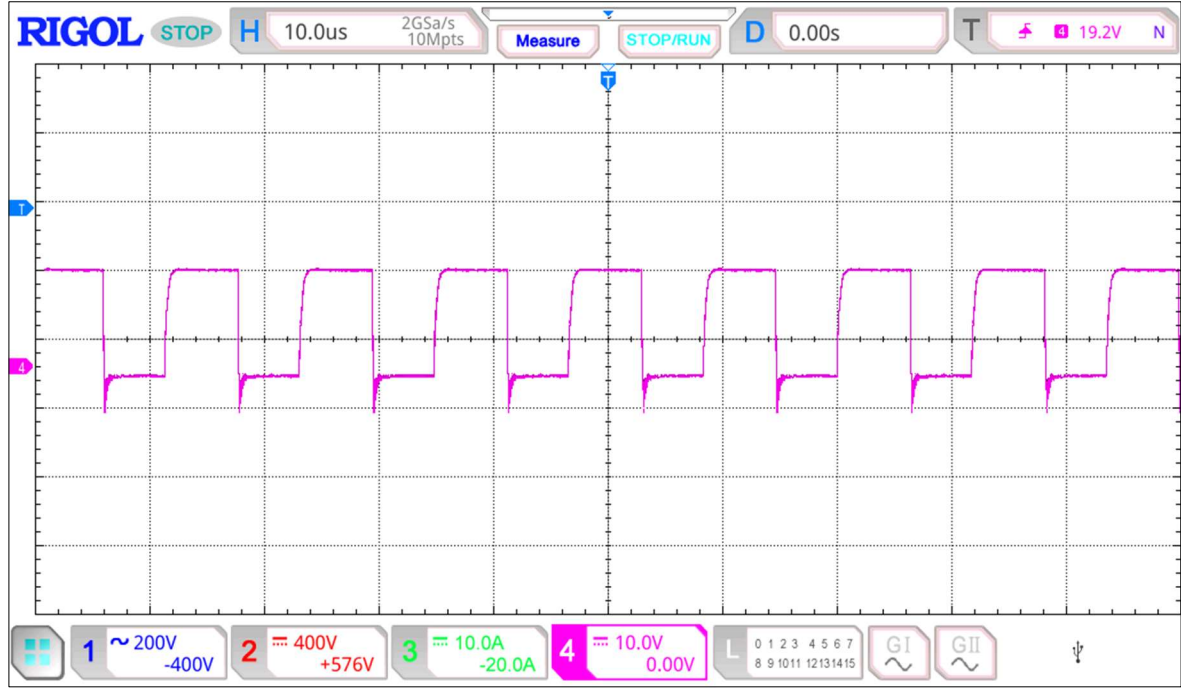
Şekil 4.9. Tasarlanan sisteme ait güç kartı

Güç kartı üzerinde bulunan bileşenler;

- A. Kaynak gerilimi doğrultma ve filtreleme devresi
- B. Evirici giriş bobini (L_e)
- C. Paralel kapasitör (C_e)
- D. Güç anahtarı MOSFET ve soğutma bileşenleri
- E. MOSFET sürücü devresi
- F. Evirici çıkış akım ve gerilimi ölçüm devresi
- G. Devre bileşenlerinin beslemek için simetrik güç devresi olarak sıralanmıştır.

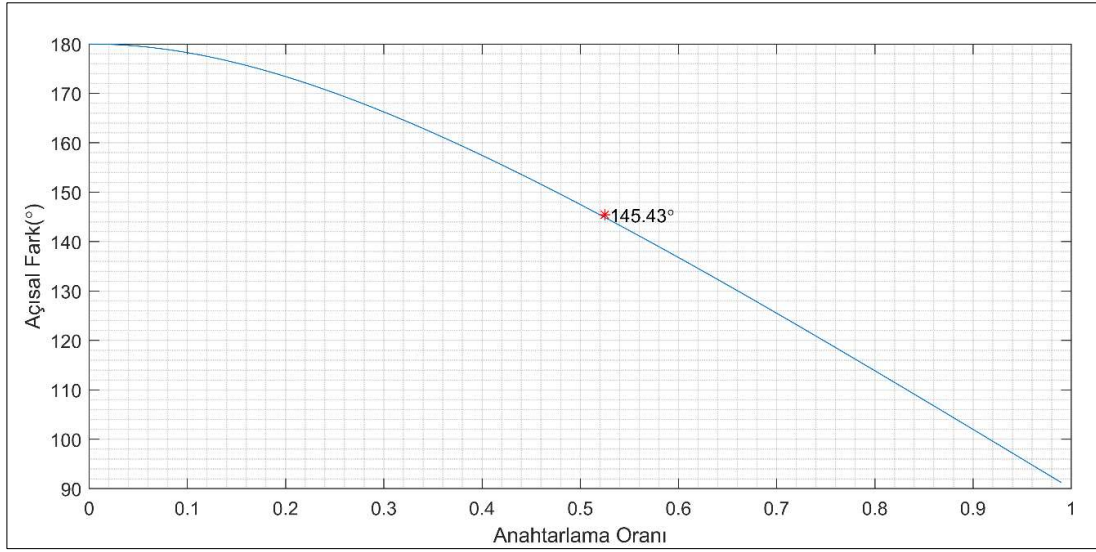
Evirici, giriş gerilimi ayarlı bir AA kaynağı ile çalıştırılmıştır. Şebeke gerilimi doğrultucu devre aracılığı ile doğrultulmuştur ve elde edilen doğru gerilim E-sınıfı rezonans evirici girişine uygulanmış, aynı zamanda eviricinin anahtarlama için gerekli olan anahtarlama sinyali denetleyici tarafından üretilerek MOSFET sürücüye bağlanmıştır. Sürücü çıkışında elde edilen tetikleme sinyali ise MOSFET sürme bacağına uygulanmış ve eviricinin çalışması sağlanmıştır. MOSFET sürücü olarak IXYS firmasına ait IXDD514 modeli yüksek hızlı MOSFET sürücü kullanılmıştır. Evirici çıkışında ise 85kHz frekansa sahip, gerilim

genliğinin ayarlı güç kaynağı ile ayarlanabilen bir sinüzoidal gerilim elde edilmiştir. Evirici çıkışında elde edilen gerilim kapasite matrisi bağlanmıştır. Kapasite matrisi çıkışında ise verici bobine bağlanarak verici kısım tamamlanmıştır. MOSFET sürücü sinyali Şekil 4.10'da verilmiştir.



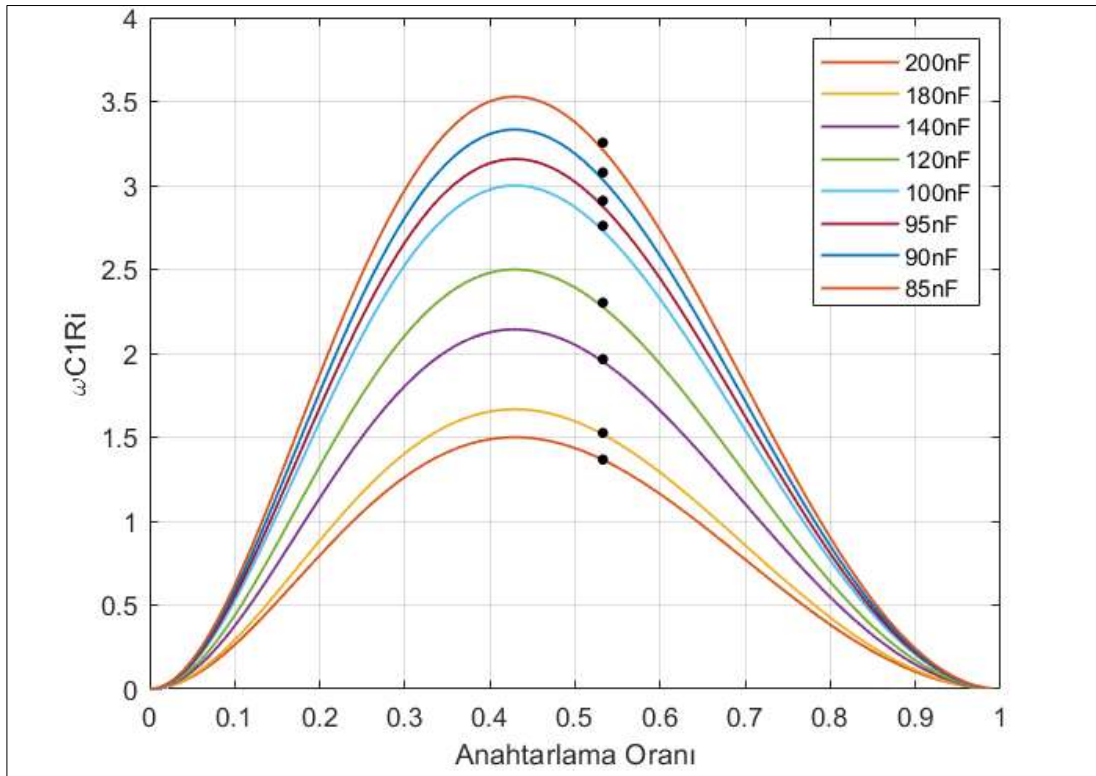
Şekil 4.10. MOSFET sürücü çıkış sinyali

Evirici çıkışında yük akımı ve gerilimi arasında bir faz farkı bulunmaktadır. Bu faz farkı anahtarlama doluluk oranı D 'ye bağlı olarak değişmektedir. Sistemin anahtarlama doluluk oranı teorik olarak %50 olması gerekirken uygulamada %52,5 olarak belirlenmiştir. Anahtarlama oranının ayarlanması sistem yüklü iken anahtarlama sinyalinde meydana gelen bozulmanın yok edilmesi ile yapılmıştır. Belirlenen bu anahtarlama oranı göz önünde bulundurulduğunda akım ve gerilim arasındaki faz farkı yaklaşık olarak $3,57^\circ$ olmaktadır. Anahtarlama oranı ile faz farkı arasındaki ilişki Şekil 4.11'deki grafikte sunulmuştur.



Şekil 4.11. Anahtarlama oranı ile faz farkı arasındaki ilişki

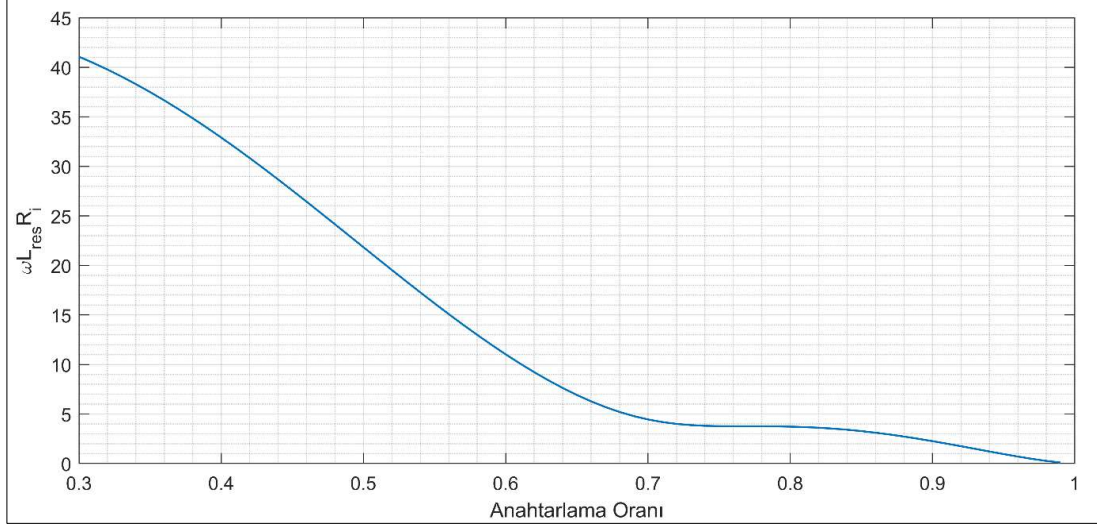
Evirici anahtarlama frekansı ile C_1 kapasitörü ve R_i giriş direnci de anahtarlama doluluk oranı ile ilişkili olarak değişmektedir. Bu ilişki Şekil 4.12'de görüldüğü gibi olmaktadır.



Şekil 4.12. C_1 kapasitörü ve R_i giriş direncine bağlı olarak anahtarlama doluluk oranı ilişkisi

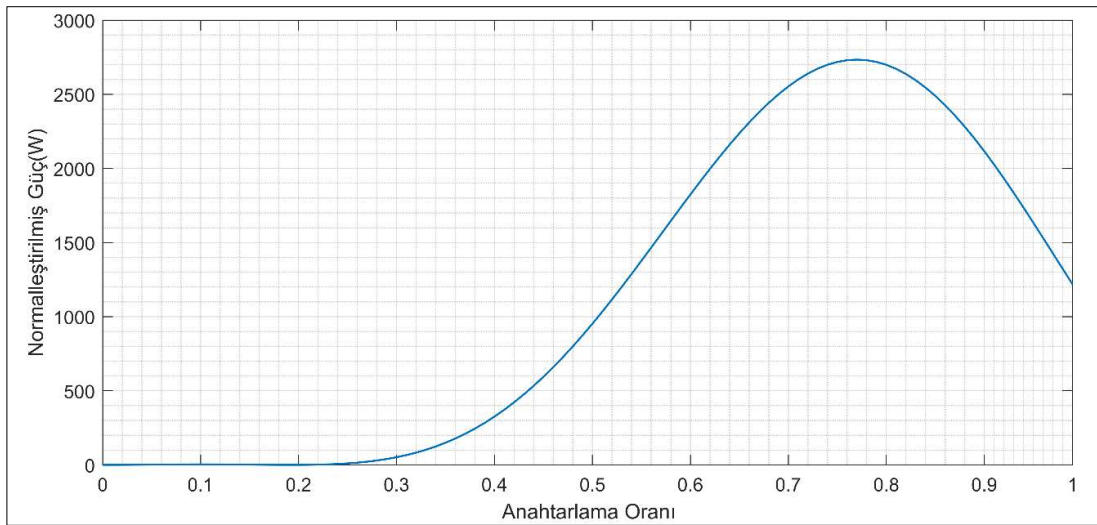
Giriş direnci R_i ve anahtarlama frekansı sabit olduğunda anahtarlama doluluk oranı ile C_1 kapasitörü birbirine bağımlı olarak değişmektedir. Bu değişim ölçümü gerçekleştirilen her

bir mesafe için belirlenen kapasite değerine göre grafikte gösterilmiştir. Verilen bu ilişki benzer olarak L1 endüktansı içinde geçerli olup Şekil 4.13’de sunulduğu gibidir.



Şekil 4.13. LR_i-Anahtarlama oranı ilişkisi

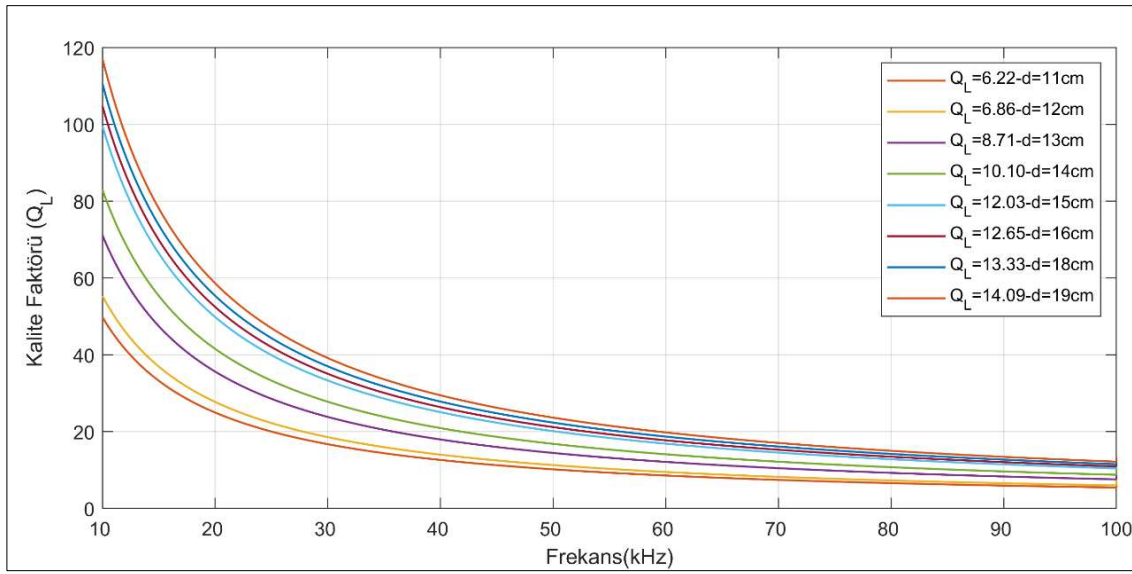
Yine R_i ve anahtarlama frekansının sabit olduğu durum göz önünde bulundurulduğunda L endüktansı anahtarlama doluluk oranına bağlıdır. Tüm bu bağımlılıklar evirici çıkışında elde edilebilecek güç miktarı ile anahtarlama doluluk oranı arasında bir bağıntı oluşturmaktadır. Bu bağıntıya göre güç ve anahtarlama doluluk oranı arasındaki ilişki Şekil 4.14’de verildiği gibi olmaktadır.



Şekil 4.14. Normalleştirilmiş güç ve anahtarlama doluluk oranı ilişkisi

Grafikte, tasarım gücü 1 kW değeri için yaklaşık anahtarlama doluluk oranının %50-%55 arasındaki olması gerektiği açıkça görülmektedir. Yapılan deneysel çalışmada en uygun anahtarlama doluluk oranının %52,5 olduğu tespit edilmiştir.

E-sınıfı eviricinin çalıştırılmasında en önemli parametrelerden bir tanesi kalite faktörü Q_L olduğu önceki bölümlerde açıklanmıştı. Her bir mesafe için farklı kapasite kullanılması nedeniyle bu mesafelerdeki kalite faktörleri de değişmektedir. Şekil 4.15'te uygulanan her bir kapasite değeri için elde edilen kalite faktörü verilmiştir.



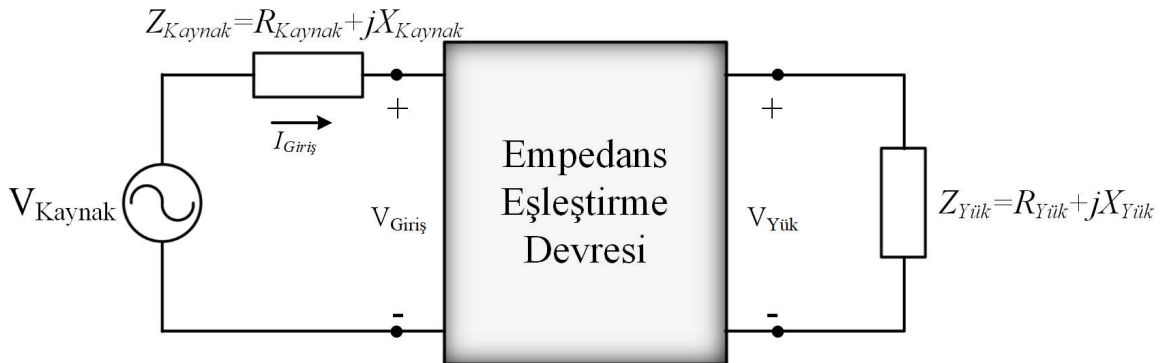
Şekil 4.15. Kapasite ve frekansa bağlı olarak kalite faktörü değişimi

E-sınıfı eviricinin doğru çalışması için kalite faktörünün yeterli seviyede yüksek olması ($Q_L > 1,7879$) gerekmektedir.

5. EMPEDANS EŞLEŞTİRME SİSTEMİ

Evirici çıkışı ile KGA sisteminin empedans değerleri eşit olması halinde maksimum aktarım verim sağlanmaktadır. Kaynak empedansı ile kablosuz şarj sistemine ait empedans değerleri arasında oluşabilecek farklılıklar güç aktarım veriminin değişmesine neden olmaktadır. Gücün en yüksek seviyeye artırılabilmesi için empedans eşleştirme devreleri kullanılmaktadır. Empedans uyumla devresi, kablosuz enerji aktarım sisteminin empedans değerine ayarlanarak, kaynak ve şarj sisteminin empedansını eşitlemektedir.

Empedans uyumla tekniği, güç aktarım sistemlerinde ve iletişim sistemlerinde verimi iyileştirmek için kullanılmaktadır [183]. İndüktör ve kapasitör içeren bir devre eklenerek güç yansıma oranının azaltılması şeklinde kullanılmaktadır. Empedans eşleştirme devresi Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1. Empedans Eşleştirme Devresi

Maksimum güç aktarımı teoremine göre, AA bir kaynaktan yüke maksimum güç aktarılabilmesi için, yük empedansı ($Z_{Yük}$) kaynak empedansına (Z_{Kaynak}) eşit olmalıdır [183]. Empedans eşitliği Eş.5.1’de gösterilmiştir.

$$Z_{Yük} = R_{Yük} + jX_{Yük} = R_{Kaynak} - jX_{Kaynak} \quad (5.1)$$

Devreden geçen akım ise Eş.5.2’de görüldüğü gibi hesaplanmaktadır.

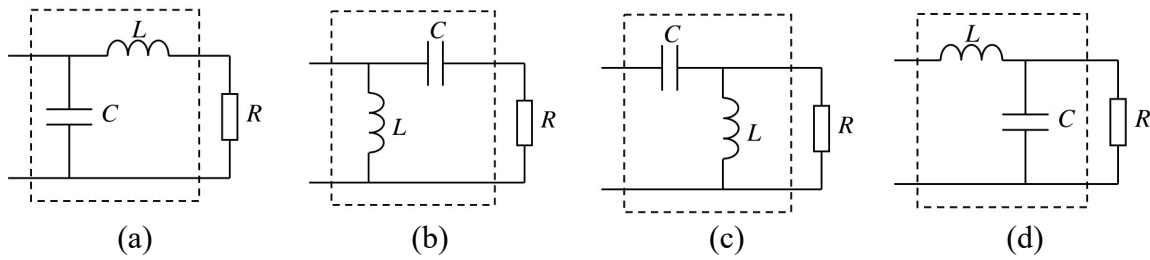
$$I = \frac{V_{Kaynak}}{Z_{Kaynak} + Z_{Yük}} = \frac{V_{Kaynak}}{R_S + R_{Yük} + j(X_{Yük} - X_S)} = \frac{V_{Kaynak}}{2R_{Yük}} \quad (5.2)$$

Yüke aktarılan maksimum güç değeri ise Eş.5.3’e göre bulunmuş olmaktadır.

$$P = I^2 R_{Yük} = \left(\frac{V_{Kaynak}}{2R_{Yük}} \right)^2 R_{Yük} = \frac{V_{Kaynak}^2}{4R_{Yük}} \quad (5.3)$$

5.1. Empedans Eşleştirme Topolojileri

Sabit yük uygulamaları için empedans eşleştirme devre yapıları bulunmaktadır. Devrede bulunan endüktans ve kapasitansın bağlanma şekline Şekil 5.2’de verildiği gibi 4 farklı topoloji vardır.

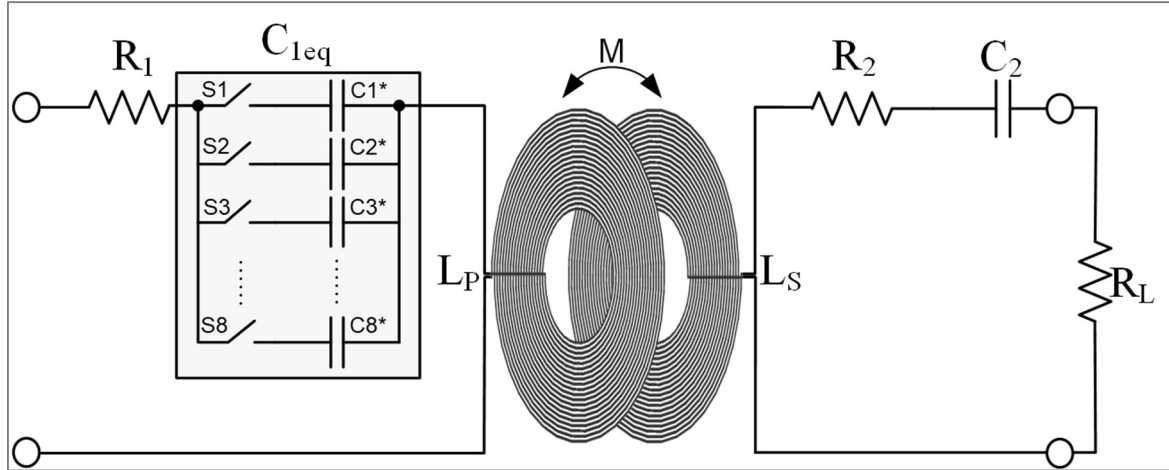


Şekil 5.2. Empedans eşleştirme devre topolojileri (a)Seri L devresi, (b)Seri C devresi, (c)Paralel L devresi, (d)Paralel C devresi

Topolojiler incelendiğinde tasarlan sisteme ait en uygun eşleştirme devresi topolojisi Şekil 5.2(c)’de verilen paralel L devresidir. Gerçekleştirilen uygulamada L değeri verici bobin öz endüktansı kullanılarak karşılanmakta olup, sadece C değerinin ayarlanması ile empedans eşleştirmesi gerçekleştirilebilmektedir. Değişken L bobinler arasındaki mesafenin değişimine bağlı olup kontrolü mümkün değildir. Fakat L’nin değişimine bağlı olarak eşleştirme devresindeki C kapasitesinin değeri tasarlanan adaptif kapasite dizisi kullanılarak ayarlanabilmektedir.

5.2. Adaptif Kapasite Dizisi

Değişken mesafe için oluşacak farklı karşılıklı endüktans M değerleri için Eş.4.27’de verilen kapasite değeri Şekil 5.3’te sunulan 8 adet paralel kapasite hattından oluşturulan bir kapasite dizisi ile ayarlanmaktadır. Kapasite dizisinde kullanılan kapasitelerin etiket değerleri ile gerçek değerleri ölçülerek geliştirilen empedans eşleştirme algoritmasında gerçek değerleri tanımlanmıştır. Böylelikle, ölçülen gerçek kapasite değerlerinde daha doğru sonuçlar elde edilmesi amaçlanmıştır.



Şekil 5.3. Adaptif kapasite dizisi uygulanmış seri-seri KGA sistemi devre topolojisi

Devrede C_{1eq} , evirici rezonans tankı kapasitesi C_{res} ve KGA sisteminin rezonans kapasitörü C_1 'i oluşturmaktadır ve adaptif olarak ayarlanmaktadır. Verici bobinin iç direnci R_1 , endüktansı L_p , karşılıklı endüktans ise M ile ifade edilmiştir. Alıcı devrede ise, L_s alıcı bobin endüktansını, R_2 alıcı bobin iç direncini temsil etmektedir. Alıcı devrede bulunan C_2 kapasitörü KGA sisteminin alıcı kısmının rezonansı için gerekli olup sabit tutulmuştur. KGA sistemin çıkış yükü ise R_L olarak ifade edilmiştir.

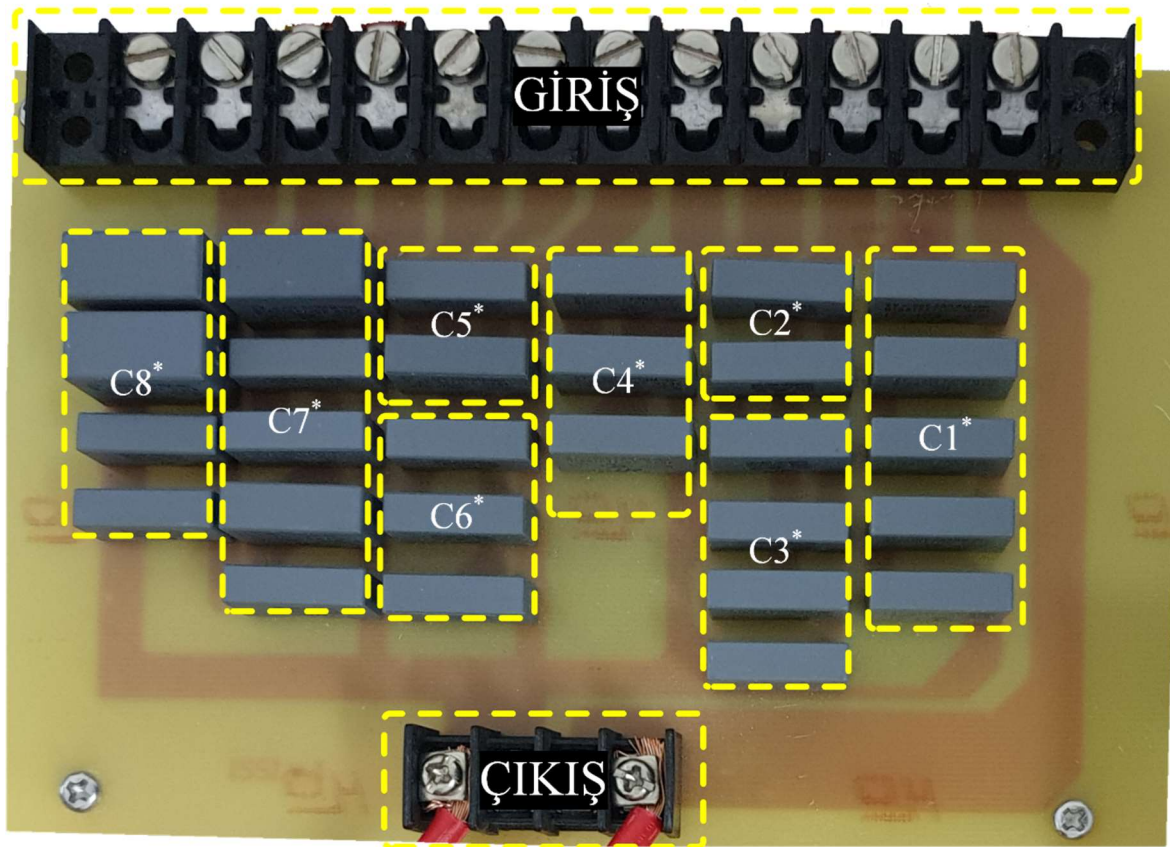
5.2.1. Devre tasarımı

Adaptif kapasite dizisi paralel bağlı 8 adet kapasite hattından oluşmaktadır. Her bir kapasite hattı, yüksek çözünürlüklü olarak eşdeğer kapasite değerine ulaşılabilmesi amacı ile farklı kapasite değerleri kullanılarak hazırlanmıştır. Ölçülen değerler ile kapasitelerin etiket değerlerindeki tolerans farklılığı nedeniyle kapasite değerleri çalışma frekansına en yakın olan 100 kHz frekansında LCR metre kullanılarak ölçülmüştür. Bu sayede ayarlanmak istenen kapasite değeri ile elde edilen kapasite arasındaki farklılıkların sistem üzerinde oluşturacakları hatalar en aza indirilmeye çalışılmıştır. Çizelge 5.1'de denetleyici tarafından ayarlanmak istenilen kapasite değeri ile elde kapasite değerinin arasındaki fark açıkça görülmektedir.

Çizelge 5.1. Kapasite dizisine ait kapasite değerleri

Hat No	İstenilen Kapasite	Ölçülen Kapasite
1	500 nF	464 nF
2	250 nF	245 nF
3	125 nF	120 nF
4	62,5 nF	64,7 nF
5	31,25 nF	32,7 nF
6	15,62 nF	14,13 nF
7	7,81 nF	7,21 nF
8	3,9 nF	4,72 nF

Kapasite dizisinde her bir kapasite değeri birden fazla kapasitörün seri ve paralel kombinasyonları kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen kapasitör matrisi devresi Şekil 5.4'te sunulmuştur.



Şekil 5.4. Kapasite dizisi devresi

Oluşturulan kapasite dizisi 5nF eşdeğer kapasite değerinden başlanarak 500nF'a kadar 5nF adımlar ile artırılarak oluşan eşdeğer kapasite değerleri Çizelge 5.2'de görüldüğü gibi elde edilmiştir.

Çizelge 5.2. Kapasite olasılıkları ölçüm sonuçları

İstenen (nF)	Ölçülen (nF)	İstenen (nF)	Ölçülen (nF)	İstenen (nF)	Ölçülen (nF)	İstenen (nF)	Ölçülen (nF)
5	4,74	130	128,35	255	254,40	380	381,10
10	11,92	135	135,41	260	259,20	385	386,00
15	14,12	140	140,13	265	266,50	390	388,60
20	18,83	145	147,45	270	268,80	395	395,80
25	26,01	150	152,07	275	273,50	400	400,70
30	32,74	155	154,49	280	280,80	405	403,20
35	32,74	160	161,75	285	288,10	410	408,00
40	39,97	165	166,52	290	292,90	415	415,40
45	44,69	170	168,73	295	295,30	420	420,40
50	51,60	175	176,09	300	300,40	425	423,10
55	54,11	180	180,77	305	307,40	430	430,30
60	58,82	185	187,61	310	310,00	435	434,80
65	65,12	190	192,33	315	314,90	440	442,40
70	69,80	195	194,97	320	322,00	445	442,40
75	77,02	200	201,90	325	326,80	450	450,30
80	79,29	205	206,70	330	329,40	455	455,10
85	86,56	210	209,30	335	334,20	460	462,50
90	91,26	215	214,00	340	341,20	465	465,10
95	98,14	220	221,20	345	343,90	470	470,10
100	102,83	225	225,90	350	348,70	475	477,20
105	105,40	230	228,50	355	356,20	480	477,20
110	110,03	235	235,60	360	361,00	485	485,30
115	117,08	240	240,40	365	363,20	490	485,30
120	121,14	245	247,60	370	368,30	495	497,50
125	125,90	250	254,40	375	375,50	500	501,10

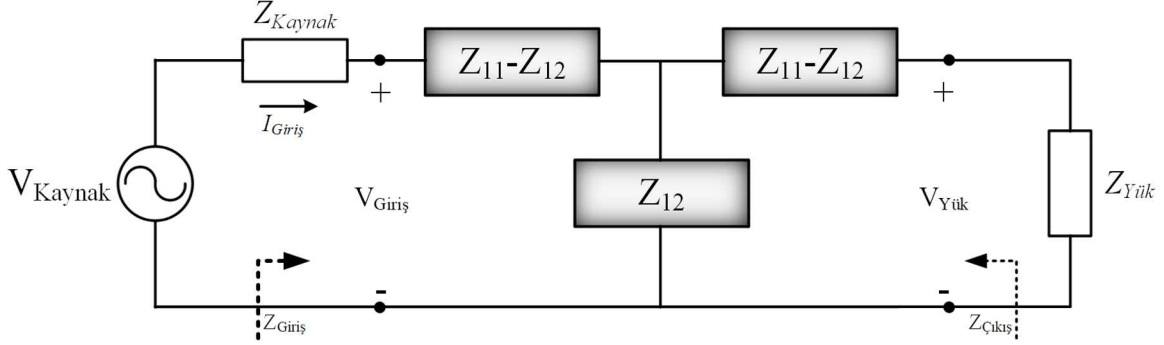
Kapasite dizisinin değer aralığı farklı bobin yapıları için esneklik oluşturmaları amacı ile çok sayıda olasılığa göre tasarlanmıştır. Böylelikle, KGA sisteminin giriş empedans aralığının rezonans frekansına ulaşabilirliği artırılmıştır.

5.2.2. Kapasite dizisi kontrol algoritması

Seri-seri topolojiye sahip bir KGA sisteminde iki kapılı devre eşdeğeri Şekil 5.5'te görüldüğü gibi olmaktadır. Eşdeğer devre incelendiğinde devrenin giriş empedansı Eş.5.4'teki gibi yazılabilmektedir.

$$Z_{Giriş} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_{Yük}} \quad (5.4)$$

Eşitlikte Z_{11} verici bobinin empedansını, Z_{22} alıcı bobinin empedansını ve Z_{12} ise bobinler arasındaki karşılıklı empedansı temsil etmektedir. Bu empedans değerleri açık bir biçimde Eş.5.5, Eş.5.6 ve Eş.5.7’de görüldüğü şekilde edilmektedir.



Şekil 5.5. Kablosuz enerji aktarım sistemi iki kapı eşdeğeri

$$Z_{11} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (5.5)$$

$$Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (5.6)$$

$$Z_{12} = j\omega M \quad (5.7)$$

Eşitlikler kullanılarak KGA sisteminin eşdeğer empedansı yazılabilmektedir. Eşdeğer empedans eşitliği kapasite değerlerinin kolaylıkla elde edilebilmesi için reel ve imajiner bileşenlerine Eş.5.8 ve Eş.5.9’da ayrılmıştır.

$$Re\{Z_{in}\} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} + X_L\right)^2} \quad (5.8)$$

$$Im\{Z_{in}\} = \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) - \left(\frac{\omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} + X_L\right)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} + X_L\right)^2}\right) \quad (5.9)$$

Giriş empedansının reel bileşeninde bulunan C_2 değeri eşitlikten çekilerek Eş.5.10 elde edilmiştir.

$$C_2 = \frac{1}{\left(\omega L_2 - \sqrt{-\frac{(R_2 + R_L)(M^2 \omega^2 + R_1 R_2 + R_1 R_L - R_2 Re\{Z_{in}\} - R_L Re\{Z_{in}\})}{-Re\{Z_{in}\} + R_1}} + X_L\right)} \omega \quad (5.10)$$

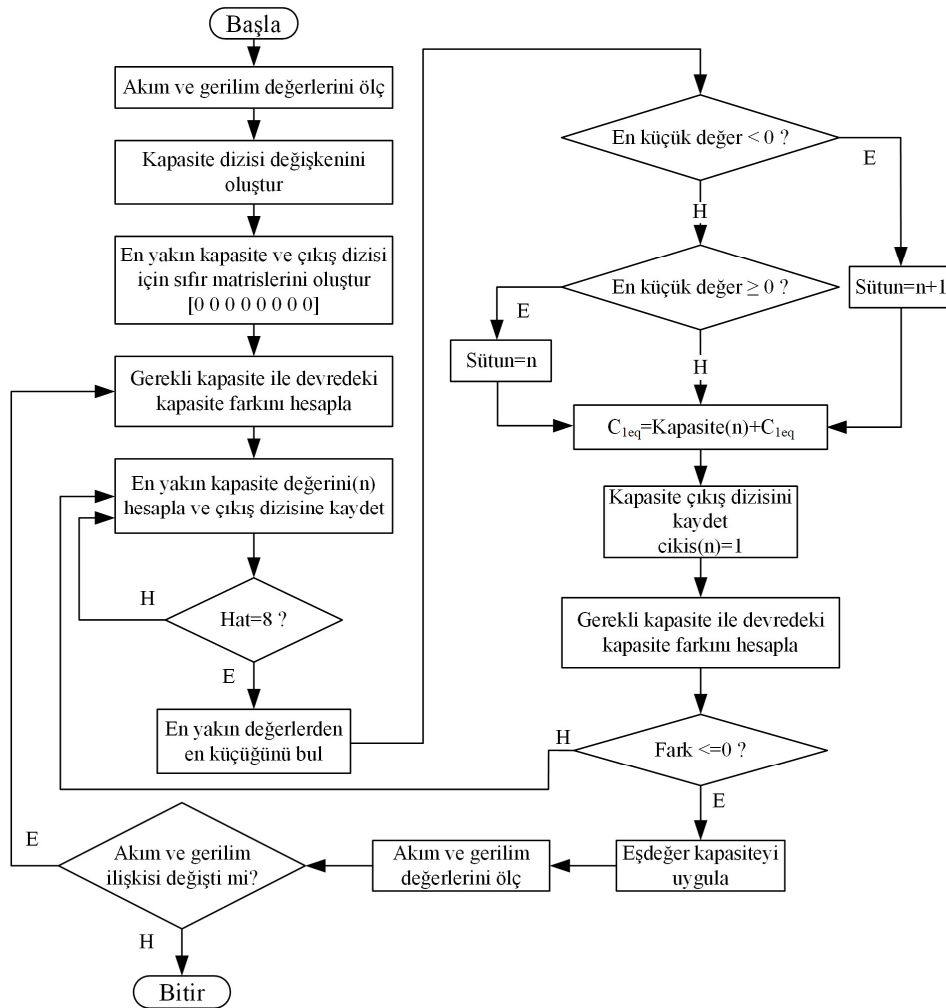
Verici devre için gerekli olan kapasite değeri ise elde edilen alıcı devre kapasitesi Eş.5.9 kullanılarak giriş empedansının sanal bileşeninden verici devre kapasitansı C_1 çekilmiş ve Eş.5.11 elde edilmiştir.

$$C_1 = \frac{\left(C_2^2 L_2^2 \omega^4 + 2C_2^2 L_2 X_L \omega^3 + C_2^2 R_2^2 \omega^2 + 2C_2^2 R_2 R_L \omega^2 \right)}{\left(+C_2^2 R_L^2 \omega^2 + C_2^2 X_L^2 \omega^2 - 2C_2 L_2 \omega^2 - 2C_2 X_L \omega + 1 \right)} \quad (5.11)$$

$$\omega \left(\begin{array}{l} C_2^2 L_1 L_2^2 \omega^5 - C_2^2 L_2 M^2 \omega^5 + 2C_2^2 L_1 L_2 X_L \omega^4 - C_2^2 L_2^2 \text{Im}\{Z_{in}\} \omega^4 \\ -C_2^2 M^2 X_L \omega^4 + C_2^2 L_1 R_2^2 \omega^3 + 2C_2^2 L_1 R_2 R_L \omega^3 + C_2^2 L_1 R_L^2 \omega^3 \\ +C_2^2 L_1 X_L^2 \omega^3 - 2C_2^2 R_2 R_L \text{Im}\{Z_{in}\} \omega^3 - C_2^2 R_2^2 \text{Im}\{Z_{in}\} \omega^2 \\ -C_2^2 X_L^2 \text{Im}\{Z_{in}\} \omega^2 - 2C_2 L_1 L_2 \omega^3 + C_2 M^2 \omega^3 - 2C_2 L_1 X_L \omega^2 \\ +2C_2 L_2 \text{Im}\{Z_{in}\} \omega^2 + 2C_2 X_L \text{Im}\{Z_{in}\} \omega + L_1 \omega - \text{Im}\{Z_{in}\} \end{array} \right)$$

Elde edilen KGA sistemine ait tüm eşitlikler bir fonksiyon bloğuna eklenmiş ve gerekli hesaplamalar yapılmıştır. Fonksiyon aracılığı ile ölçülmüş olan alıcı-verici bobin endüktansları, bobin dirençleri, giriş-çıkış empedansı, çalışma frekansı ve karşılıklı endüktans değerleri blok girişine eklenmiştir. Fonksiyon bloğu çıkışında ise bu parametrelere bağlı olarak sistemde bulunması gereken verici kısmın kapasitör değeri hesaplanmıştır. Bu şekilde elde edilen verici devrenin eşdeğer kapasitansları önerilen yeni bir algoritma aracılığı ile kapasitans matrisi modelinin kontrol girişine aktarılmıştır. Algoritmada öncelikli olarak 8 adet kapasitörün ölçülen değeri tanımlanmıştır. Çıkış için gerekli olan her bir röleye ait açık/kapalı durumunu belirten kontrol sinyali için ise 1x8 boyutunda bir sıfır matrisi tanımlanmıştır. Algoritma girişine uygulanan değer öncelikli olarak çıkışta elde edilen değerden çıkarılmış ve değer ne kadar uzağında olduğu belirlenmiştir. Başlangıçta çıkış değeri sıfır olarak ele alınarak işleme devam edilmiştir. Çıkış değerlerine en yakın değerlerin kaydedildiği 1x8 boyutunda bir matris daha tanımlanarak her bir kapasitörün istenen değere ne kadar uzaklıkta olduğu kaydedilmiştir. Bu işlem 8 kapasitör bulunması nedeni ile 8 kez tekrarlanmıştır. Elde edilen en yakın değer en küçüğü belirlenmiş ve dizi sırası indis olarak kaydedilmiştir. Girilen değer ile kapasitör dizisindeki indis sırasındaki elemanın değerleri arasındaki fark hesaplanmıştır. Aradaki fark değeri sıfırdan küçük ise bir sonraki sıradaki kapasitör elemanını ele almak için indis sayısı 1 artırılarak sütun değişkenine atanmıştır. Aradaki farkın sıfıra eşit veya büyük olması durumunda ise dizi eleman sırası aynı olarak ele alınmıştır. Çıkış değişkenine sütun sıralamasında kaydedilen kapasitör değeri eklenmiş ve giriş-çıkış değerleri arasındaki fark yeniden hesaplanmıştır. Fark değerinin sıfırdan büyük olması durumunda işlemler tekrarlanarak toplam değerinin girişte belirtilen gerekli kapasite değerine en yakın olması sağlanmıştır. Ele alınan her bir elemanın sütun değeri ise çıkış dizisine kaydedilmiş ve hangi

anahtarın aktif olacağı bilgisi elde edilmiştir. Elde edilen bilgiler çıkış dizisine kaydedilerek 1x8 boyutunda bir matris elde edilmiştir. Elde edilen çıkış dizisi, DSP tarafından dijital çıkışlara olarak aktarılmış ve kapasite kontrol röleleri yönetilmiştir. Kontrolde kullanılacak olan tüm parametreler MATLAB fonksiyon bloğu kullanılarak hazırlanmıştır. Fonksiyon bloğu yukarıda belirtilen tüm eşitlikleri içermekte olup, periyodik aralıklar ile çalıştırılmaktadır. Sistemin tamamının çalıştırılması için algoritma üzerinde gerekli düzenlemeler yapılmıştır. Güç kartı üzerinde bulunan akım ve gerilim ölçüm devreleri ile kontrol kartı üzerinde bulunan sıfır geçiş algılama ve TrueRMS dönüşüm devreleri aracılığıyla kontrol fonksiyon bloğuna girişine gerekli parametreler aktarılmıştır. Böylelikle, kapasite dizisinin kontrolü DSP tarafından Şekil 5.6'da akış diyagramı sunulan algoritma kullanılarak yapılmıştır.

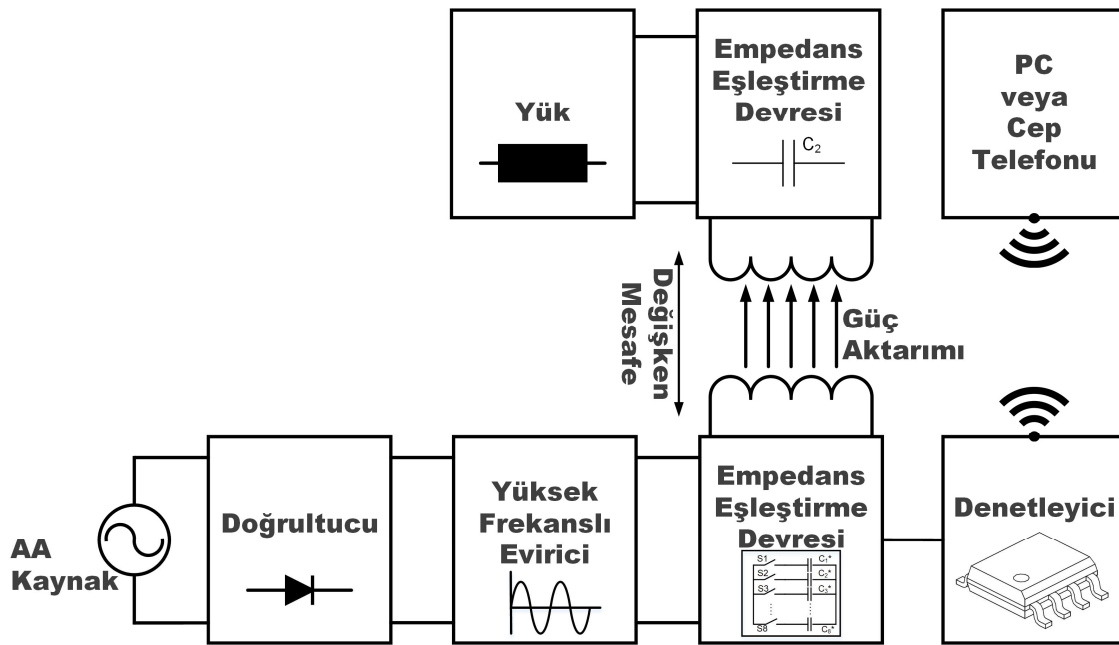


Şekil 5.6. Eşdeğer kapasite dizisi için önerilen algoritmaya ait akış diyagramı

Evirici çıkış gerilimi ve akımının anlık değeri, önceden tanımlanan bir veri seti ile karşılaştırılarak anlık mesafe aralığı belirlenmekte ve geçerli mesafe değeri için gerekli eşdeğer kapasite C_{1eq} devreye alınmaktadır. Algoritma evirici çıkış gerilimi ve akımını sürekli olarak izleyerek değişim durumunda gerekli eşdeğer kapasiteyi C_{1eq} devreye almaktadır.

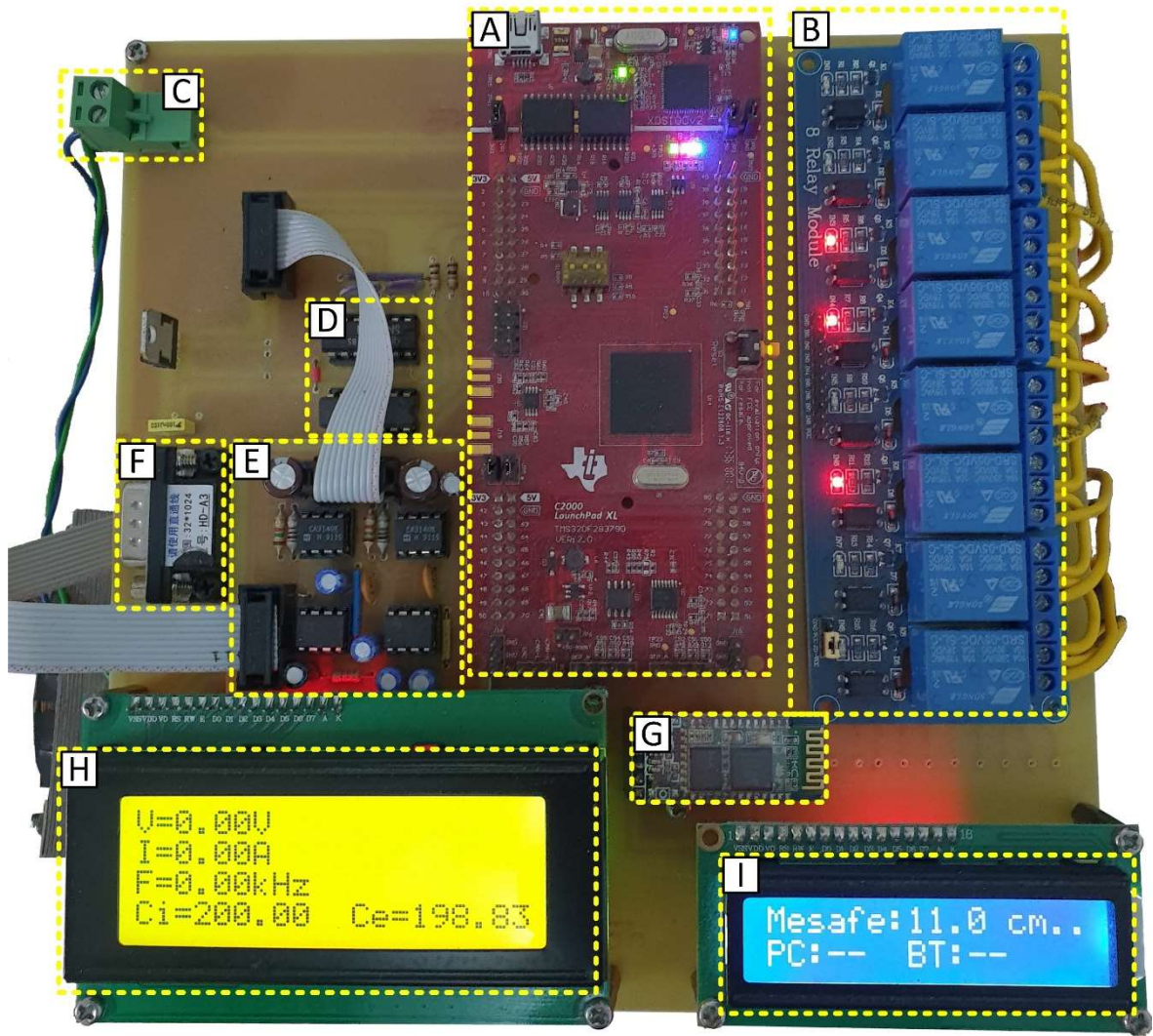
5.3. Kontrol Sistemi

Tez çalışmasında yapılan MRKKGA tabanlı Elektrikli araç şarj sistemine ait tasarlanan sisteme ait blok diyagramı Şekil 5.7’de gösterilmiştir.



Şekil 5.7. Elektrikli aracın kablosuz şarjı için tasarlanan sisteme ait blok diyagramı

Blok diyagramda verilen sistemin kontrolü için bir kontrol kartı tasarlanmıştır. Kontrol kartı evirici tetikleme sinyalini üreten, kapasite hesaplamalarını gerçekleştiren, röleleri devreye alan, izleme cihazı ile haberleşmeyi sağlayan bir sayısal işaret işleyici (Digital Signal Processor) kullanılarak kontrol edilmektedir. Güç devresinde bulunan akım ve gerilim sensöründen gelen bilgileri dönüştürmek amacı ile bir TrueRMS devresi ve sıfır geçiş devresi kontrol kartı üzerinde bulunmaktadır. Bilgilendirme amaçlı 2 adet LCD ekran yine kontrol kartına dahil edilmiştir. Kontrol kartına ait görüntü Şekil 5.8’de sunulmuştur.



Şekil 5.8. Sisteme ait kontrol kartı

Kontrol kartı üzerinde bulunan bileşenler;

- A. Sayısal işaret işleyici (DSP)
 - B. Röle kartı
 - C. Tetikleme sinyali çıkışı
 - D. Sıfır geçiş algılama devresi
 - E. Akım ve gerilim dönüşüm devresi
 - F. RS-232 haberleşme portu
 - G. Bluetooth haberleşme modülü
 - H. Devre parametreleri görüntüleme ekranı
 - I. Haberleşme ve kontrol parametreleri görüntüleme ekranı
- olarak sıralanmıştır.

5.3.1. Sayısal işaret işleyici (DSP)

Sistemin kontrolünü sağlayan, ölçümleri yaparak yazılımsal karar mekanizması olarak çalışması için verici kısımda Texas Instruments markasına ait Delfino TMSF28379D modeli DSP kullanılmıştır. DSP'ye ait genel özellikler Çizelge 5.3'te verilmiştir.

Çizelge 5.3. DSP genel özellikleri

	TMS320F28379D
CPU	Çift Çekirdek
Frekans	200Mhz
Flash	1024KB
RAM	204KB
ADC Çözünürlüğü	16Bit/12Bit
ADC	24
DAC	3
PWM	24
Yüksek Çöz. PWM	16
SPI	3
UART	4
I2C	2
Dijital Giriş-Çıkış	97

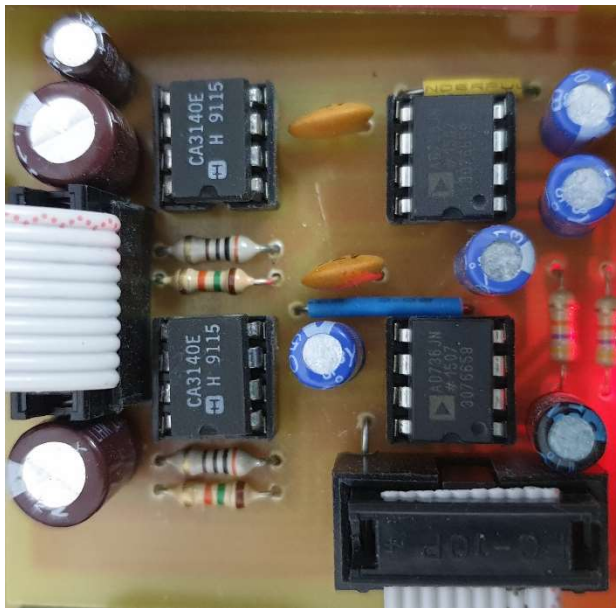
DSP uygulama için gerekli olan yüksek frekanslı anahtarlama sinyalinin üretebilme, yüksek çözünürlüklü analog-dijital dönüşüm yapabilme, çok sayıda dijital giriş ve çıkışa sahip olması ve uzak bileşenlere bağlantı için gerekli olan seri haberleşme yapabilmesi gibi nedenlerden dolayı tercih edilmiştir. DSP ile bağlı bulunan bluetooth modülü, kontrol ve izleme paneli ve verici kısım ile kablosuz bağlantıyı sağlamak amacı ile kullanılmıştır. Bluetooth modülü kontrol ve izleme paneli olarak kullanılan bir Android işletim sistemine sahip tablet arayüzü ve tasarlanan bilgisayar uygulaması ile iletişim kurmaktadır. Bluetooth bağlantısı şifreli olarak gerçekleştirilmektedir. Bağlantı hızı 9600 kbps hızında olup 1 saniye periyotlar ile veri aktarımı yapılmaktadır. Kontrol panelinde, gönderilecek olan komutlar işletilerek sistemin çalıştırıp durdurulması, verici kısımdaki akım ve gerilim parametrelerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesi, mevcut mesafe bilgisi gibi bilgiler bulunmaktadır.

Kontrol kartı üzerinde bulunan tetikleme sinyali, eviricide kullanılan güç elemanının anahtarlama için gerekli darbe sinyalinin aktarılması için yerleştirilmiştir. Anahtarlama sinyali çıkışında 85 kHz frekansına sahip bir sinyal üretilerek güç elemanın sürücü devresine

bağlanmıştır. Sistemde 8 rölenin yer aldığı röle kontrol kartı yine DSP'nin dijital çıkışları kullanılarak kontrol edilmiştir.

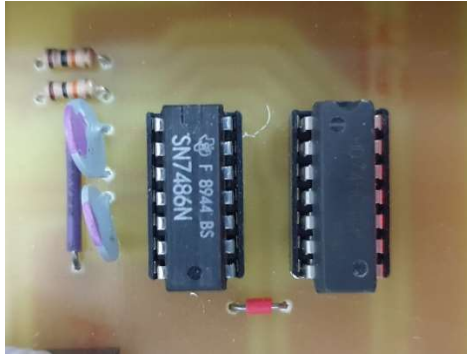
5.3.2. Akım ve gerilim dönüşüm devresi

Akım sensörü, çıkışında akım vermesi nedeni ile bağlanan bir seri direnç ile üzerinde indüklenen gerilim denetleyici tarafından elde edilebilmektedir. Bu nedenle sensör çıkışında akım sınırlarına göre direncin değerinin ayarlanması gereklidir. Ayarlanabilirliğin kolaylığı ve tekrar kalibre edilebilmesi amacı ile sensör çıkışına 5 K Ω değerinde bir potansiyometre bağlanmıştır. Potansiyometrenin direnç değeri çıkışta elde edilecek gerilimin maksimum 3,3V olması sağlanmıştır. Aynı şekilde gerilim sensörü içinde benzer bir uygulama yapılmış ve sensörden elde edilecek gerilim yine maksimum 200 mV RMS değeri olacak biçimde ayarlanmıştır. Sensörlerden gelen sinyaller AD736 TrueRMS entegresi kullanılarak DA gerilime dönüştürülmüştür. Entegre girişinde uygulanabilecek maksimum gerilim 200 mV RMS olması nedeni ile sensör çıkışları bu değere göre ayarlanmıştır. Tasarlanan TrueRMS dönüşüm devresi 2 kanallı olup akım ve gerilim değerleri dönüştürülmektedir. RMS dönüştürücü çıkışında evirmeyen yükseltici kullanılarak elde edilen DA gerilim maksimum 2 V olacak şekilde yükseltilmiştir. Tasarlanan 2 kanallı TrueRMS dönüşüm devresi Şekil 5.9'da görülmektedir.



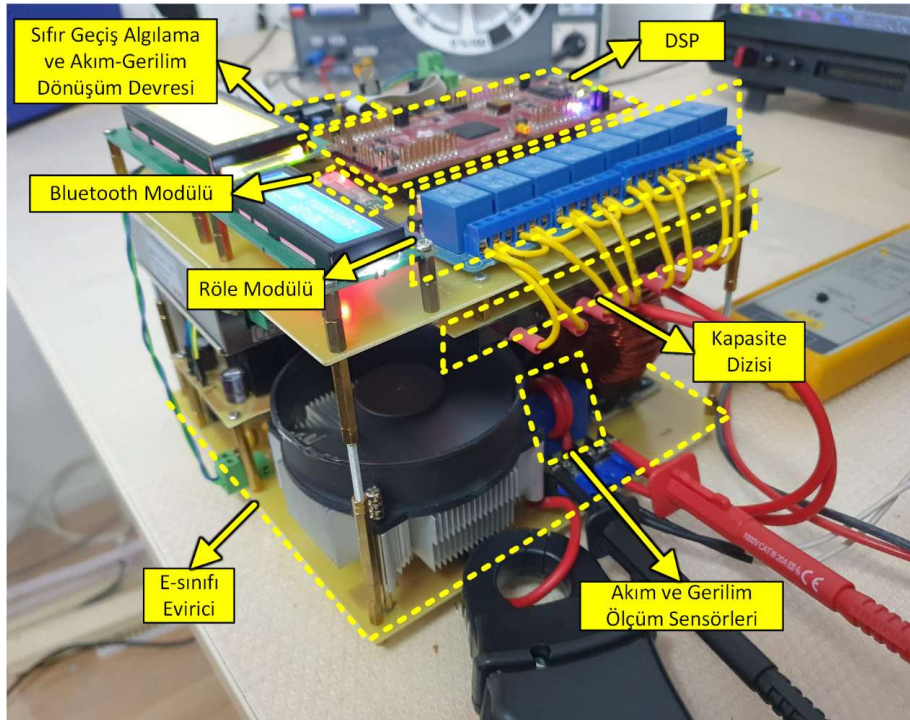
Şekil 5.9. 2 kanallı TrueRMS dönüşüm ve evirmeyen yükseltici devresi

Ölçüm devresinde ayrıca akım ve gerilim arasındaki faz farkını belirlemek için sıfır geçiş devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan devrede SN7486 özel veya kapısı kullanılmıştır. 2 kanallı olan bu lojik kapı ile akım ve gerilimin sıfır geçiş anlarında bir darbe üretilmekte, sinyal tekrar sıfıra düşene kadar Lojik 1 durumunda kalmaktadır. Elde edilen sinyaller ise 74HC14 Lojik kapısı kullanılarak düzgün bir kare dalga elde edilmiştir. Tasarlanan sıfır geçiş devresi Şekil 5.10'da sunulmuştur.



Şekil 5.10. 2 kanallı sıfır geçiş devresi

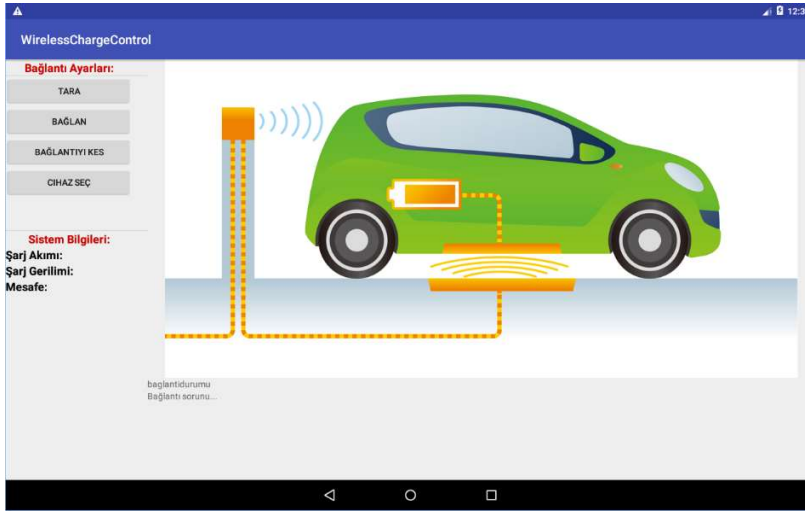
Açıklanan kontrol kartı ve güç kartı bir araya getirilerek Şekil 5.11'de görüldüğü gibi bütünleştirilmiştir.



Şekil 5.11. Tümleşik güç, kontrol ve kapasite dizisi sistemi görünümü

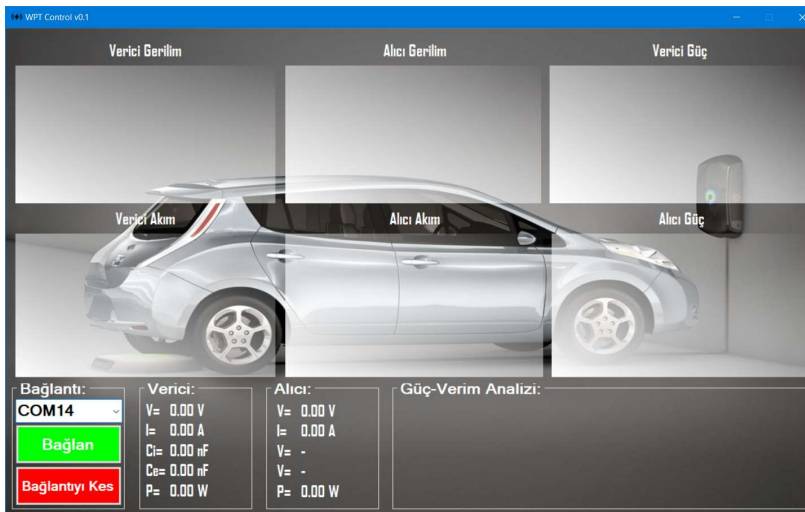
5.3.3. Kontrol ve izleme yazılımı

Tasarlanan sistemin kullanıcı kontrolü ve izlemesinin yapılabilmesi amacı ile Android işletim sistemine sahip bir Tablet bilgisayar yazılımı hazırlanmıştır. Hazırlanan yazılımda parametrelerin anlık izlenilmesi sağlanmaktadır. Geliştirilen yazılıma ait ekran görüntüsü Şekil 5.12’de verilmiştir.



Şekil 5.12. Kontrol arayüzü tasarımı

Sistemin merkezi olarak izlenebilmesi amacı ile de bir bilgisayar uygulaması gerçekleştirilmiştir. Uygulamada parametrelerin anlık izlenilmesi ve verim analizi gerçekleştirilmektedir. Hazırlanan uygulama ekran görüntüsü Şekil 5.13’te verilmiştir.



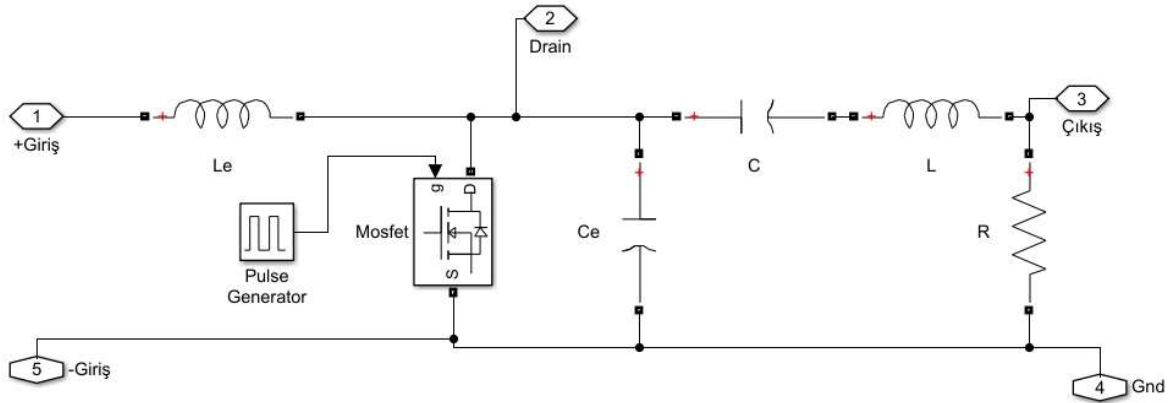
Şekil 5.13. Sistem izleme için geliştirilen bilgisayar uygulaması

6. BENZETİM ÇALIŞMALARI

E-sınıfı evirici, KGA sistemi ve adaptif empedans eşleştirme sistemine ait verilen tüm bilgiler MATLAB/SIMULINK ve ORCAD PSPICE modelleri oluşturularak bu bölümde analiz edilmiştir.

6.1. MATLAB/Simulink Empedans Analizi ve Empedans Eşleştirme Sistemi Benzetimi

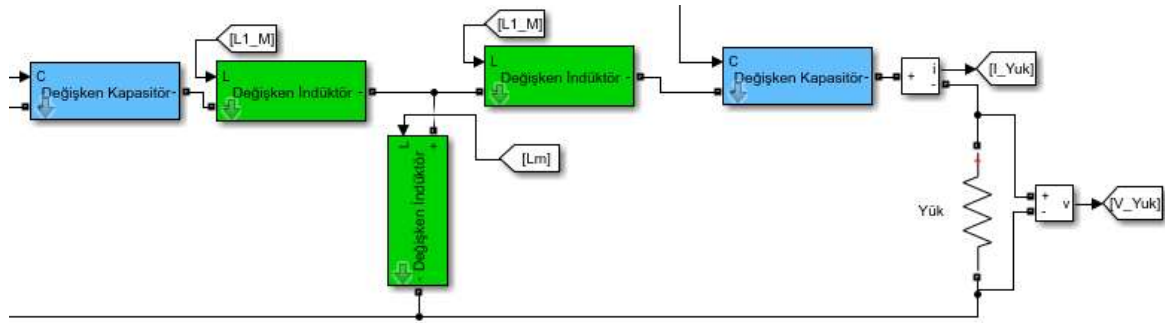
Elektrikli aracın kablosuz şarjı için oluşturulan eşdeğer devre kullanılarak MATLAB/SIMULINK yazılımında bir benzetim hazırlanmıştır. Benzetimde kullanılan değişken değerleri önceki bölümlerde verilen değerler referans alınmıştır. Benzetimde sistem beslemesi AA gerilim kaynağı ile yapılmıştır. Kaynak çıkışı köprü tipi doğrultucu kullanılarak DA gerilime dönüştürülmüş ve filtreleme için kapasitör eklenmiştir. Elde edilen DA gerilim KGA sisteminin yüksek frekanslı güç kaynağı olan E-sınıfı evirici girişine uygulanmıştır. Eviriciye ait Simulink modeli Şekil 6.1’de görülmektedir



Şekil 6.1. Evirici simulink modeli

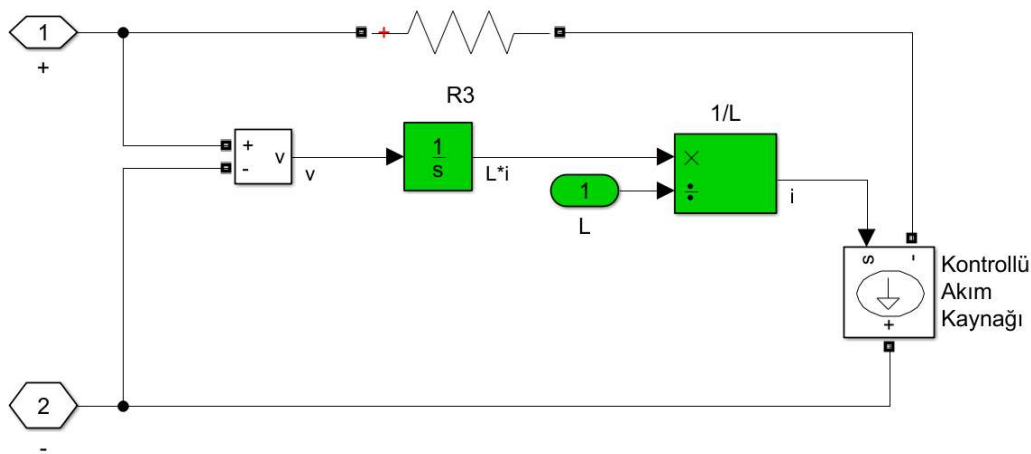
Sistemin beslemesini sağlayacak yüksek frekanslı kaynak modellemesinin ardından, KGA sistemi modeli hazırlanmıştır. Modellemede seri-seri kuplaj devre topolojisine ait eşdeğer devre kullanılmıştır. Devre parametreleri önceki bölümlerde sunulan eşitlikler kullanılarak elde edilmiştir.

Modellenen kablosuz şarj sistemine ait eşdeğer devre Şekil 6.2’de görülmektedir.



Şekil 6.2. KGA sistemi eşdeğer modeli

Eşdeğer devrede bulunan endüktans ve kapasitans değerleri ayarlanabilir olarak modellenmiştir. Devre elemanlarının sayısal analizi yapılarak değişkenliği sağlanmıştır. Endüktans bloğuna ait model Şekil 6.3'te gösterilmiştir.

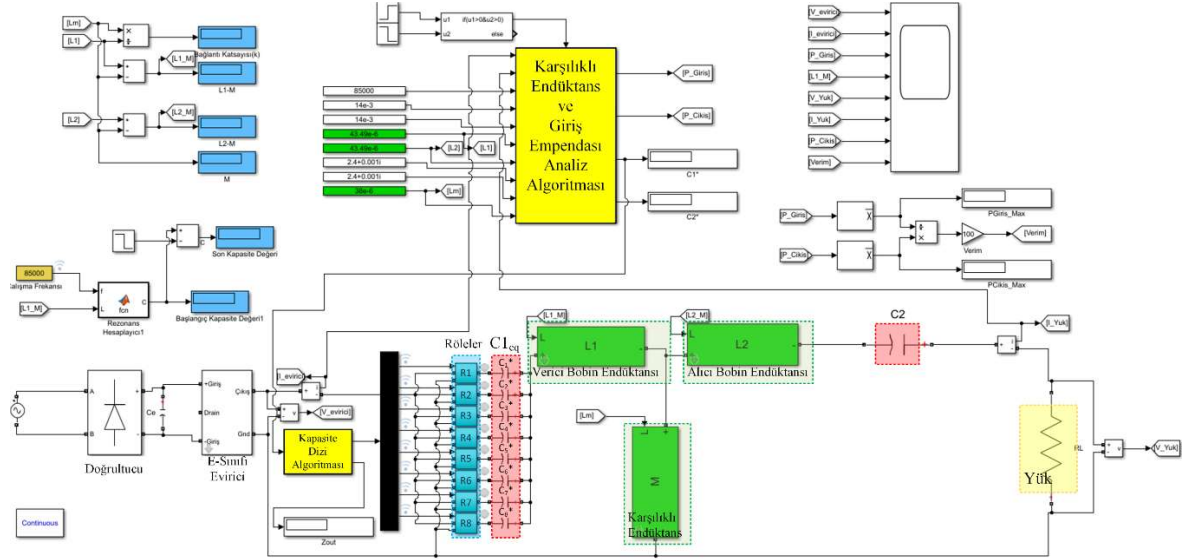


Şekil 6.3. Değişken endüktans modeli

Değişken endüktans modeli Eş.3.2 kullanılarak hazırlanmıştır. Endüktans üzerinden akan akımın zamana bağlı olarak değişimi hesaplanmış ve devreye kontrollü akım kaynağı aracılığı ile endüktans akımı iletilmiştir. Ayrıca endüktansa ait iç direnç değeri ise modele eklenmiştir. Kapasite dizisi ise oluşturulan 8 kapasite hattının önerilen algoritma bloğu ile kontrolü benzetim çalışmasına eklenmiştir. Kullanılan kapasiteler gerçek uygulamada ölçün kapasite değerlerine göre ayarlanmıştır. Kapasitelerin devreye alınması için gerekli röle kontrolü ise yine önerilen algoritma yardımıyla yapılmıştır.

Açıklanan model blokları kullanılarak sistemin empedans hesaplamalarını ve karşılıklı endüktansın mesafeye göre değişiminin analizini yapabilmek amacıyla Şekil 6.4'te gösterilen MATLAB/SIMULINK modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen model, istenilen

mesafe aralığında karşılıklı endüktans analizini yaparak, sistemin giriş empedansını ve rezonans şartını sağlayan kapasite değerini hesaplamaktadır.

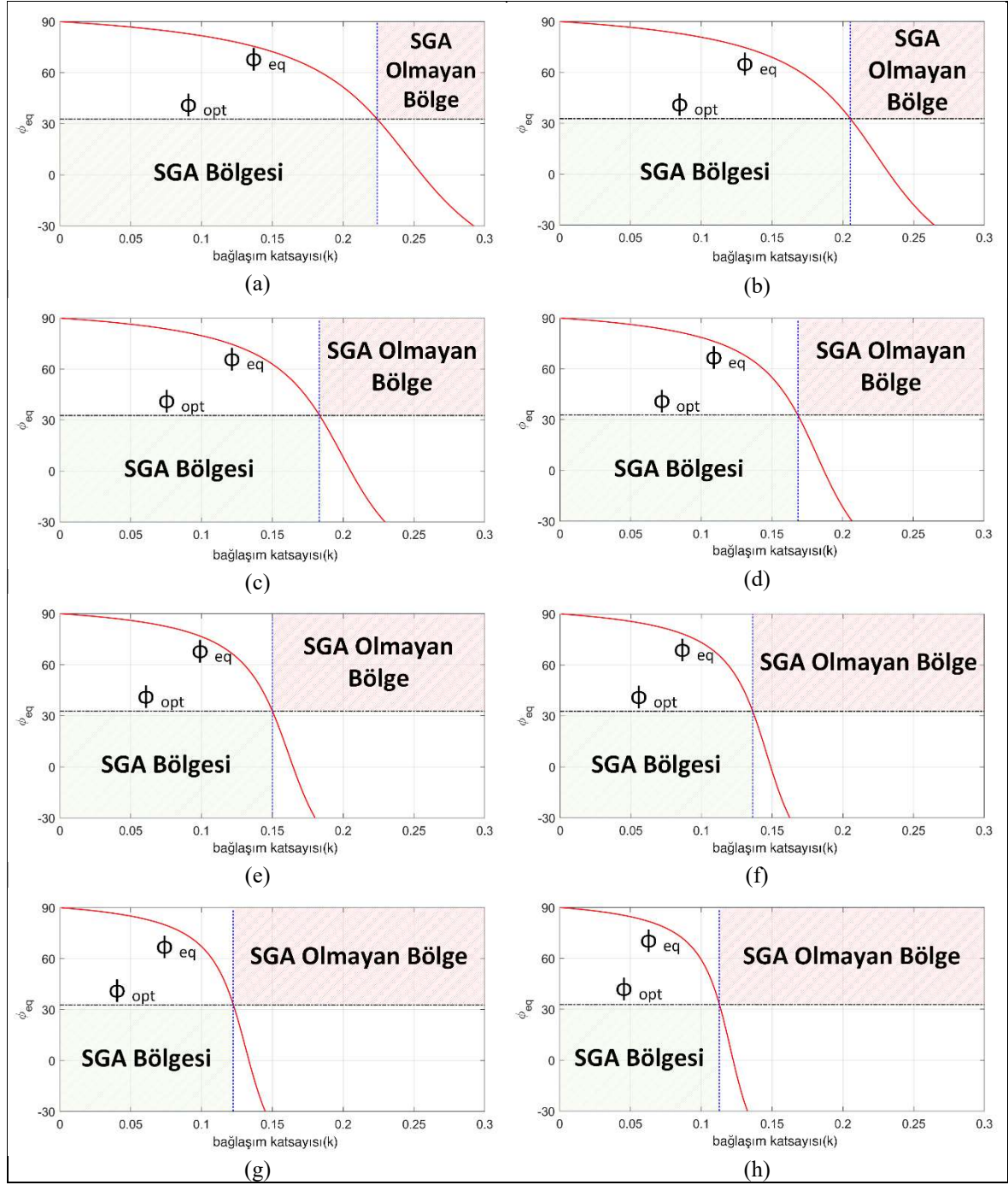


Şekil 6.4. Empedans analizi ve karşılıklı endüktans SIMULINK modeli

6.2. Pspice Evirici Benzetimi

Tasarlanan eviriciye ait optimum faz açısı ve gerilim kazancı benzetimleri Pspice kullanılarak yapılmıştır. Benzetimde anahtarlama frekansı $f_s=85$ kHz'te sabit olup kapasite dizisi C1, Eş.5.11'e göre her bir kuplaj katsayısı için hesaplanmıştır. Eş.4.55'te verilen evirici optimum faz açısı ϕ_{opt} ve Eş.4.56'da verilen eşdeğer faz açısı ϕ_{eq} ayrı ayrı hesaplanarak eviricinin SGA anahtarlama bölgeleri Şekil 6.5(a)-(h)'ta verildiği gibi kuplaj katsayısına bağlı olarak elde edilmiştir.

Mesafe $d=11$ cm'de optimum kuplaj katsayısı $k_{opt}=0,229$ olarak ölçülmüştür. $k \leq k_{opt}$ ve $\phi_{eq} \leq \phi_{opt}$ durumunda evirici SGA bölgesinde çalışmaktadır. Bu mesafede $k \approx k_{opt}$ ve $\phi_{eq} = 33,00^\circ \approx \phi_{opt} = 32,48^\circ$ 'tir ve SGA şartı bu bölgede sağlanmaktadır. $k > k_{opt}$ ve $\phi_{eq} > \phi_{opt}$ durumunda ise evirici SGA-olmayan bölgede çalışmaktadır.



Şekil 6.5. Mesafeye göre SGA olan ve SGA olmayan bölgelerin ϕ_{eq} ve ϕ_{opt} durumları; a) $d=11$ cm, b) $d=12$ cm, c) $d=13$ cm, d) $d=14$ cm, e) $d=15$ cm, f) $d=16$ cm, g) $d=18$ cm ve h) $d=19$ cm.

Her bir mesafe aralığı için uygulanan eşdeğer kapasitelere ait etiket değeri $C1$, gerçekte elde edilen eşdeğer kapasite değeri $C1_{eq}$ için elde edilen faz açısı ϕ_{eq} ve verici bobin giriş eşdeğer empedansı Z_{in} bulunmuştur. $d=17$ cm mesafe için adaptif kapasite dizisi uygulandığında uygun eşdeğer kapasite oluşturulamaması nedeni ile bu mesafe değeri çalışma dışında tutulmuştur. Elde edilen değerlerin tamamı Çizelge 6.1’de verilmiştir. Çizelgede mesafe

arttıkça kuplaj katsayısı k 'nın azaldığı açıkça görülmektedir. Evirici rezonans devresi faz açısının $\phi_{eq} \approx 32,48^\circ$ olduğu, SGA şartının eşdeğer kapasite değeri $C1_{eq}$ kullanıldığında kuplaj katsayısı k 'ya bağlı olarak sağlandığı görülmektedir.

Çizelge 6.1. Mesafeye bağlı olarak kuplaj katsayıları, eşdeğer faz açıları, gerekli kapasite değerleri ve eşdeğer kapasite değerleri

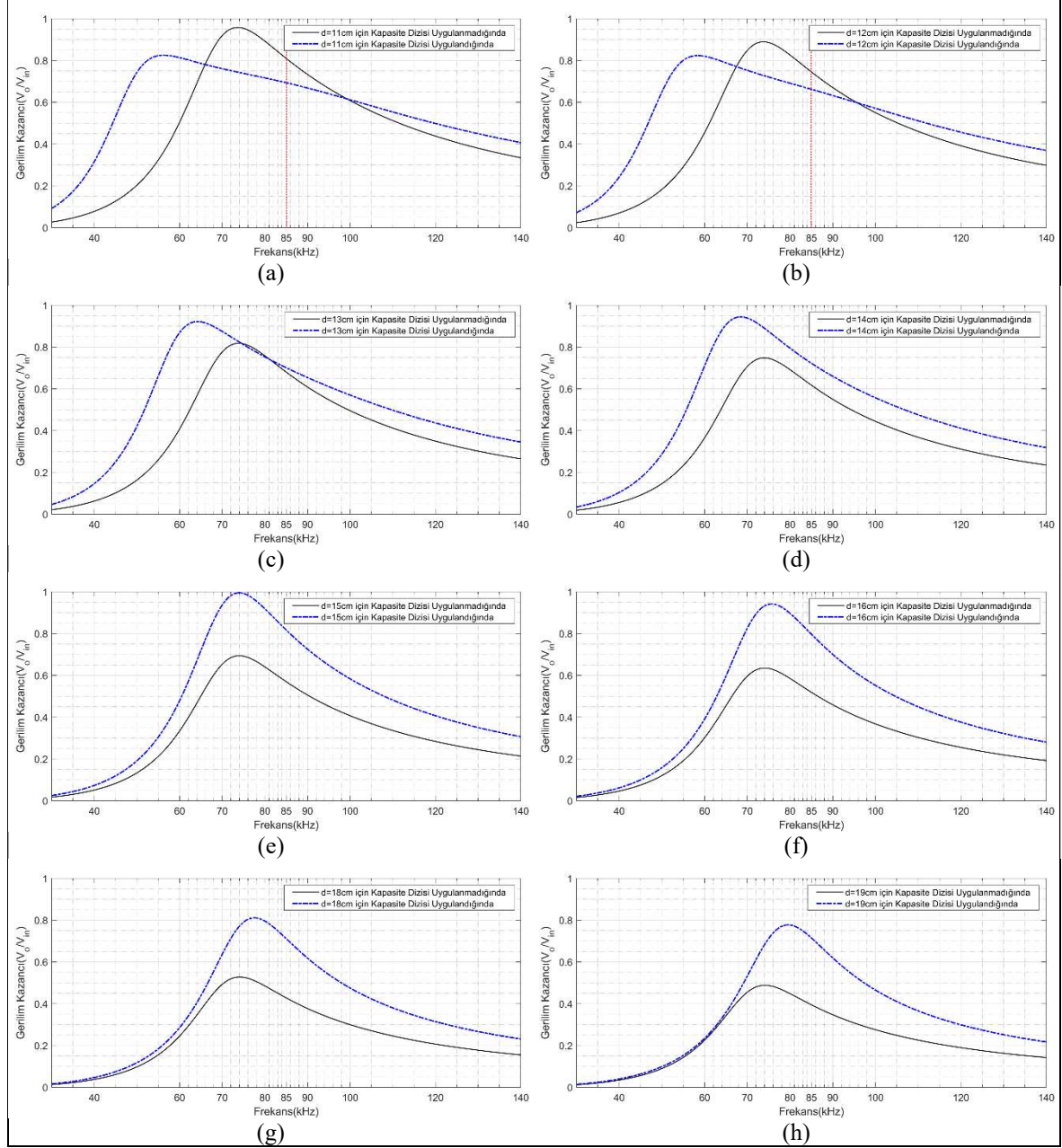
mesafe(cm)	k	ϕ_{eq}	$C1(nF)$	$C1_{eq}(nF)$
11	0,229	33,03°	200	201,90
12	0,205	31,92°	180	180,77
13	0,183	33,27°	140	140,13
14	0,167	32,89°	120	121,14
15	0,151	33,31°	100	102,83
16	0,136	32,83°	95	98,14
17	0,123	-	-	-
18	0,113	32,41°	90	91,26
19	0,103	32,74°	85	86,56

Her bir mesafe aralığı için evirici gerilim kazancı (V_o/V_{in}) hesaplanmıştır. Gerilim kazançları sabit kapasite uygulandığı durum ile kapasite dizisinin kullanıldığı durum karşılaştırılmıştır. Şekil 6.6(a)-(h)'ta her bir mesafe aralığı için kapasite dizisinin kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlardaki gerilim kazançları PSPICE simülasyon sonuçları sunulmuştur. $C1=100nF$ sabit kapasite değerinde mesafe arttıkça gerilim kazancı sürekli olarak azalmıştır. Bu azalmanın sebebi azalan karşılıklı endüktansa karşılık, eşdeğer faz ϕ_{eq} açısındaki artışın SGA şartını bozmasıdır.

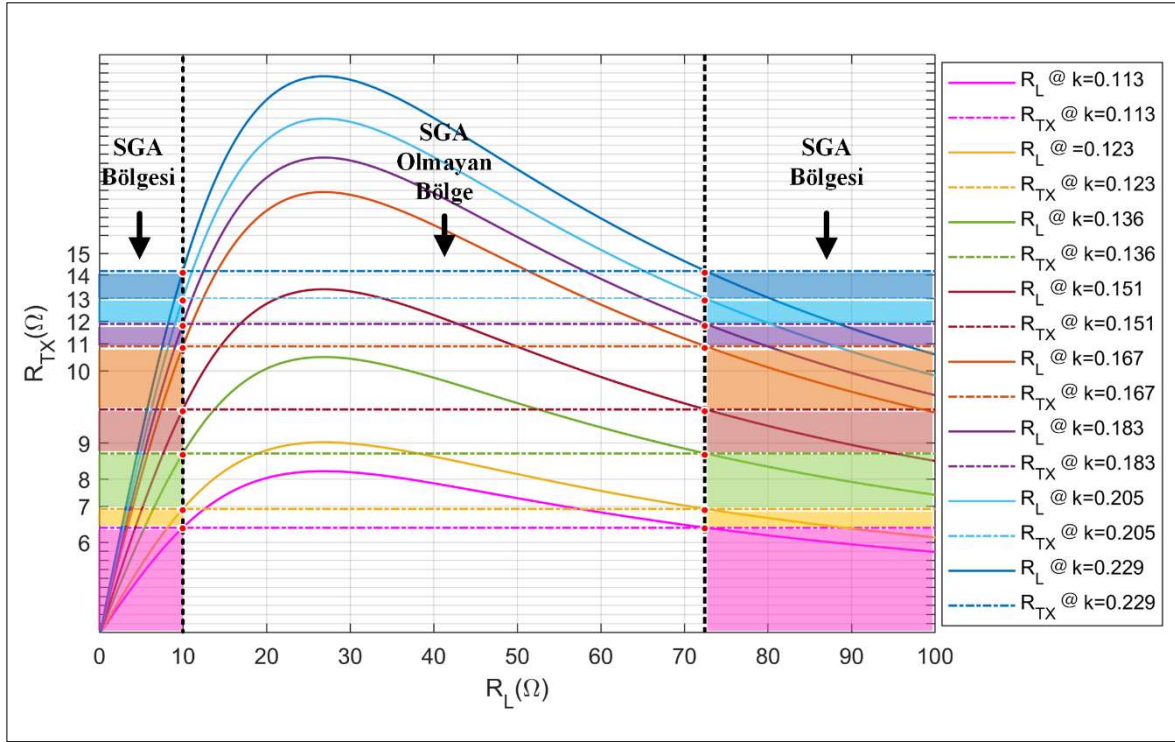
Kapasite dizisi devreye alındığı durumda ise her bir mesafe için uygulanan eşdeğer kapasite $C1_{eq}$, SGA şartını yaklaşık olarak sağlamaktadır. $d=11$ cm ve $d=12$ cm mesafeleri için uygulanan eşdeğer kapasite değeri $C1_{eq}$, SGA şartını sağlamasına rağmen alıcı devre kapasitesi $C2$ 'nin KGA rezonans şartını sağlayamaması nedeniyle kazanç düşmüştür. $d=13$ - 19 cm mesafe aralığında ise SGA şartını sağlayacak faz açısı $\phi_{opt} \approx \phi_{eq}$ elde edilmiş, gerilim kazancı yükseltilmiştir.

Eş.4.52'de verilen giriş direnci R_{TX} 'in yük direnci R_L 'nin bir fonksiyonu olarak değişimi Şekil 6.7'de verilmiştir. R_{TX} içerisinde $C1_{eq}$ kapasite dizisini barındırmamasına rağmen bobinler arasındaki karşılıklı endüktansa bağlı olarak değişmektedir. Evirici SGA şartının her bir kuplaj katsayı için sağlanabilmesi, rezonans şartının yerine getirilebilmesi, aynı zamanda kablosuz enerji aktarım sisteminin veriminin yüksek tutulabilmesi için R_{TX} 'in

değişimi hesaplanarak gerekli kapasite değeri devreye alınmalıdır. Bu nedenle R_{TX} 'in değişimi, belirtilen şartların sağlanması için son derece önemlidir.



Şekil 6.6. Mesafeye bağlı olarak gerilim kazancı grafikleri; a) $d=11$ cm, b) $d=12$ cm, c) $d=13$ cm, d) $d=14$ cm, e) $d=15$ cm, f) $d=16$ cm, g) $d=18$ cm ve h) $d=19$ cm



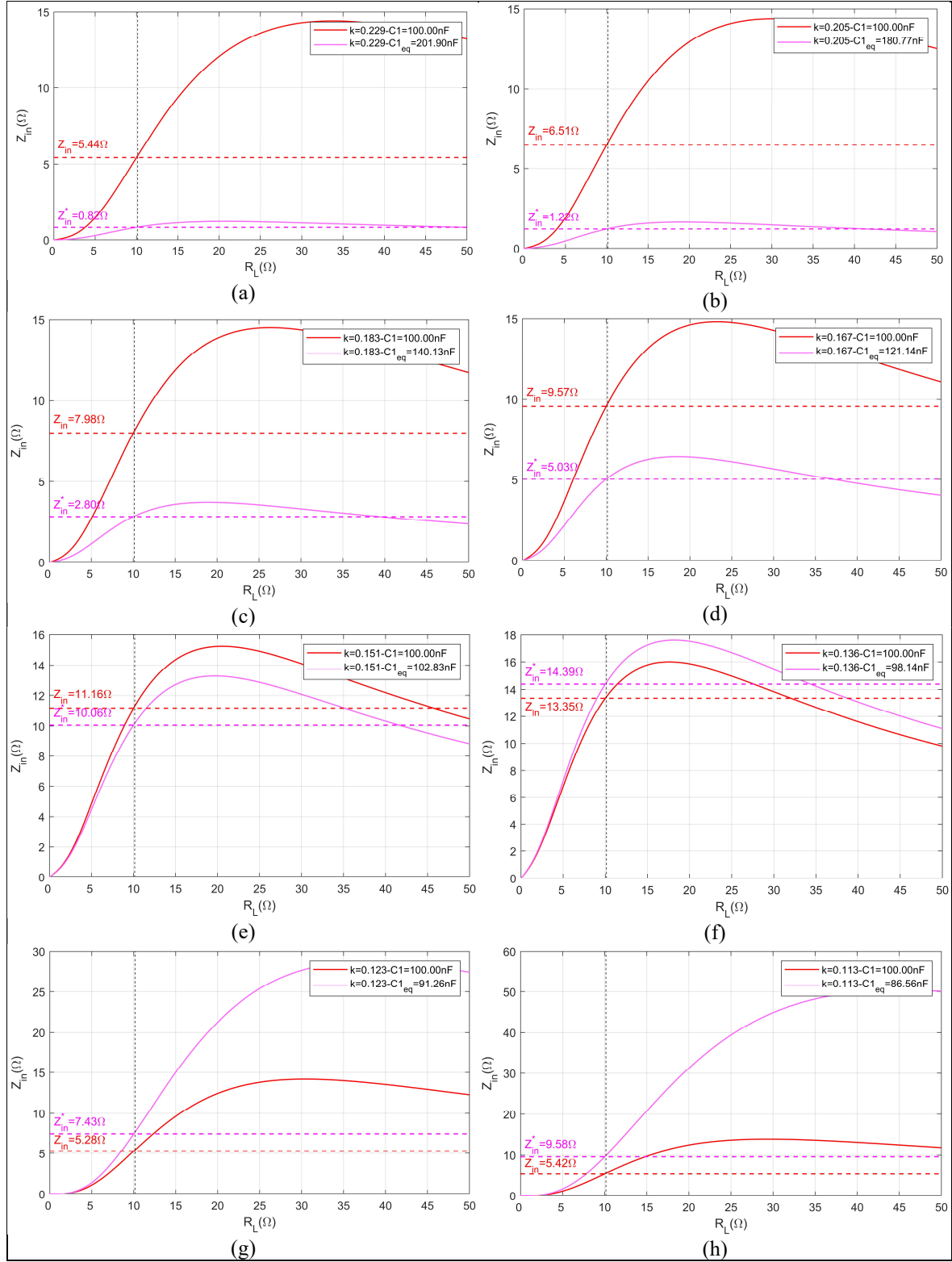
Şekil 6.7. Farklı kuplaj katsayıları için SGA ve SGA-olmayan R_L yük direnci aralıkları

SGA ve SGA-Olmayan bölgelerin gösterildiği grafikte, $k=0,229$ kuplaj katsayısı için verici bobine iki farklı yansıyan direnç noktası oluşmaktadır: $R_{L1}=10,14 \Omega$ ve $R_{L2}=72,3 \Omega$. $R_L \leq 10,14 \Omega$ ve $R_L \geq 72,3 \Omega$ için SGA şartı herhangi bir yük direncinde sağlanmaktadır. Yük direncinin $10,14\Omega < R_L < 72,3 \Omega$ aralığında ise SGA şartı sağlanmamaktadır. SGA şartının sadece $R_L \leq 10,14\Omega$ aralığında değil, $72,3\Omega \leq R_L < \infty$ aralığında sağlanması bu topolojinin en büyük avantajıdır [146]. Verici bobin giriş direnci R_{TX} 'i içerisinde barındıran evirici çıkış empedansı Z_o ile evirici giriş direnci R_i 'nin eşit olduğu durumda evirici maksimum güç sağlamaktadır. Kuplaj katsayısı $k=0,136-0,229$ aralığında, kuplaj katsayısı azaldıkça eviricinin sağladığı güç artmış, fakat maksimum değerine ulaşmamıştır. Eviricinin maksimum gücü, $k=0,123$ kuplaj katsayısı için $R_{TX}=7,01 \Omega$ olarak hesaplanmıştır ve evirici giriş direnci $R_i=6,57 \Omega$ değerine yaklaşık bir değerdedir. Bu nedenle kuplaj katsayısı $k=0,123$ için evirici yaklaşık olarak maksimum gücü sağlamaktadır. Evirici, $k=0,113$ kuplaj katsayısı için $R_{TX}=6,4\Omega$ değerine sahip olup $R_i=6,57\Omega$ giriş direncine en yakın değeri almıştır. Eviricinin maksimum gücü sağladığı kuplaj katsayısı $k=0,113$ olarak elde edilmiştir.

Adaptif kapasite dizisi uygulanmadığında ise, SGA şartının sağlanmamasına bağlı olarak evirici anahtarlama kayıpları artmakta, çıkış akım dalga şekli bozulmaktadır. Ayrıca,

kablosuz enerji aktarım sisteminde, yük direncinin yüksek olması gücün çoğunun verici bobinde harcanmasına, yük direncinin düşük olması ise gücün çoğunun alıcı bobinde harcanmasına neden olmaktadır. Adaptif kapasite dizisi yük uyumunu sağlayarak, evirici ve KGA verimini yüksek tutmaktadır. Kapasite dizisinin uygulandığı ve uygulanmadığı durumlardaki kablosuz enerji aktarım sistemi giriş empedansı Z_{in} değişimi her bir kuplaj katsayısı için yük direnci R_L 'ye bağlı olarak Şekil 6.8'de sunulmuştur. Kablosuz enerji aktarım sistemi $Z_{in}=R_L$ olduğunda maksimum güç aktarımı yapılabilmektedir. Burada kablosuz enerji aktarım sistemi giriş empedansının sistem rezonansta iken imajiner bileşeninin yok olduğu unutulmamalıdır.

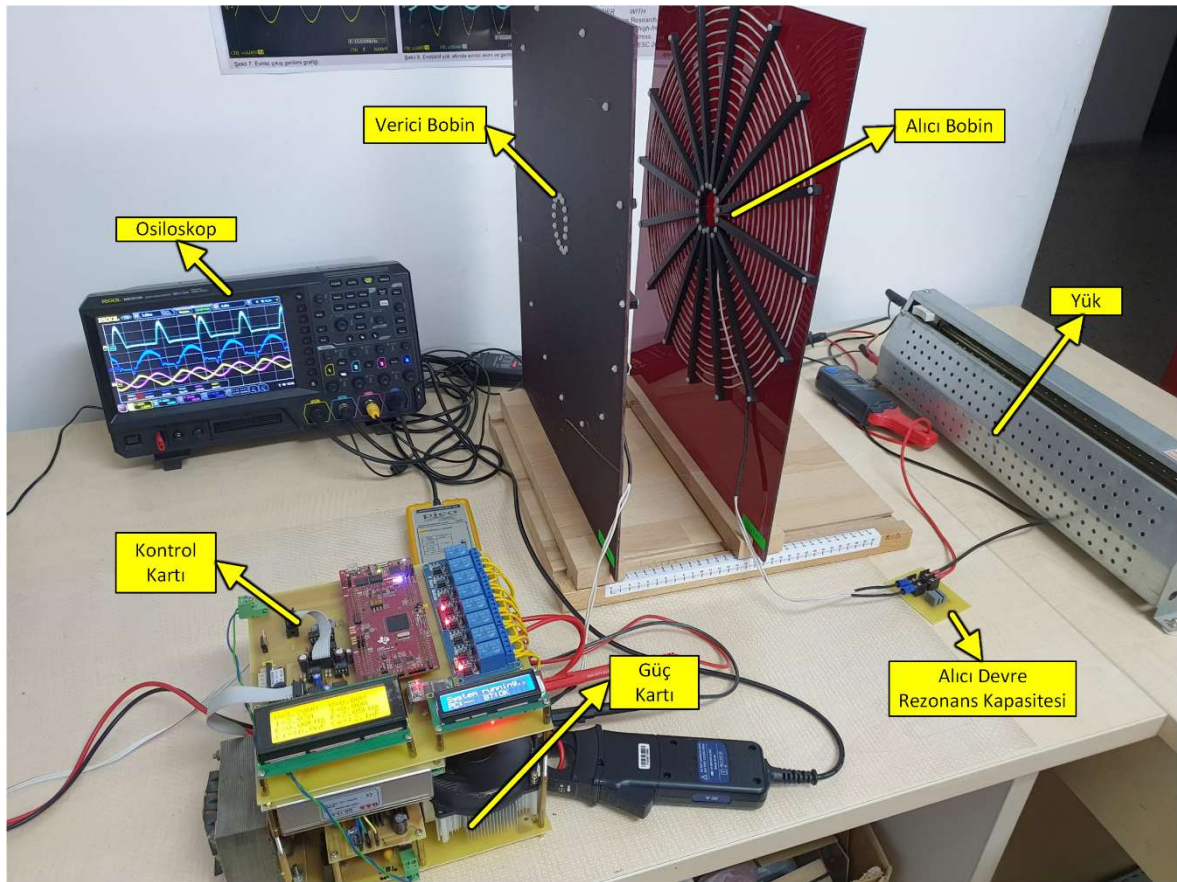
Kablosuz enerji aktarım sistemi giriş empedansı Z_{in} , kapasite dizisi uygulanmadığı durumda $C1=100$ nF olarak sabit tutulmuştur. Sabit kapasite altında, Şekil 6.8(d)-(e)'de KGA giriş empedansı $Z_{in}\approx R_L$ şartını sağlamaktadır. Fakat, Şekil 6.7'de verilen R_{TX}/R_L ilişkisinde evirici maksimum gücü bu noktalarda sağlamamaktadır ve dolayısıyla maksimum güç aktarımı yapılamamaktadır. Diğer kuplaj katsayıları için $Z_{in} \neq R_L$ durumu gerçekleştiği için KGA sisteminin maksimum güç aktarımı zaten mümkün olmamaktadır. Kapasite dizisi uygulandığı durumda ise eşdeğer kapasite değeri $C1_{eq}$ 'ya bağlı olarak Şekil 6.8(e),(h)'ta KGA giriş empedansı $Z_{in}\approx R_L$ olmuştur. Fakat, Şekil 6.8(e)'de $k=0,151$ kuplaj katsayısı için Şekil 6.7'de verilen R_{TX}/R_L ilişkisinde evirici maksimum gücü bu noktada sağlamamaktadır. $R_{TX}\approx R_i$ olduğu $k=0,113$ kuplaj katsayısı için evirici maksimum gücü sağlamakta, yine aynı kuplaj katsayısında $Z_{in}\approx R_L$ KGA maksimum gücü aktarmaktadır. Bu kuplaj katsayısı için tüm sistem maksimum aktarımı yapabilmektedir.



Şekil 6.8. Farklı kuplaj katsayıları için R_L yük direncine bağlı olarak KGA sistemi giriş empedansı değişimi grafikleri; a) $k=0,229$, b) $k=0,205$, c) $k=0,183$, d) $k=0,167$, e) $k=0,151$, f) $k=0,136$, g) $k=0,123$, h) $k=0,113$

7. DENEYSEL SONUÇLAR

Sisteme ait tüm bileşenler önceki bölümlerde açıklandığı gibi tasarlanmıştır ve Şekil 7.1’de görüldüğü gibi bir araya getirilmiştir. Deneysel çalışmalar bobinlerin üzerine yerleştirildiği kayar mekanizma kullanılarak 11-19 cm aralığı için her 1 cm mesafede yapılmıştır. Her mesafe için en uygun kapasite eşdeğeri uygulandığı ve uygulanmadığı durumlara ait güç ve verim ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 7.1. Tümlleşik KGA güç aktarım sistemi görünümü

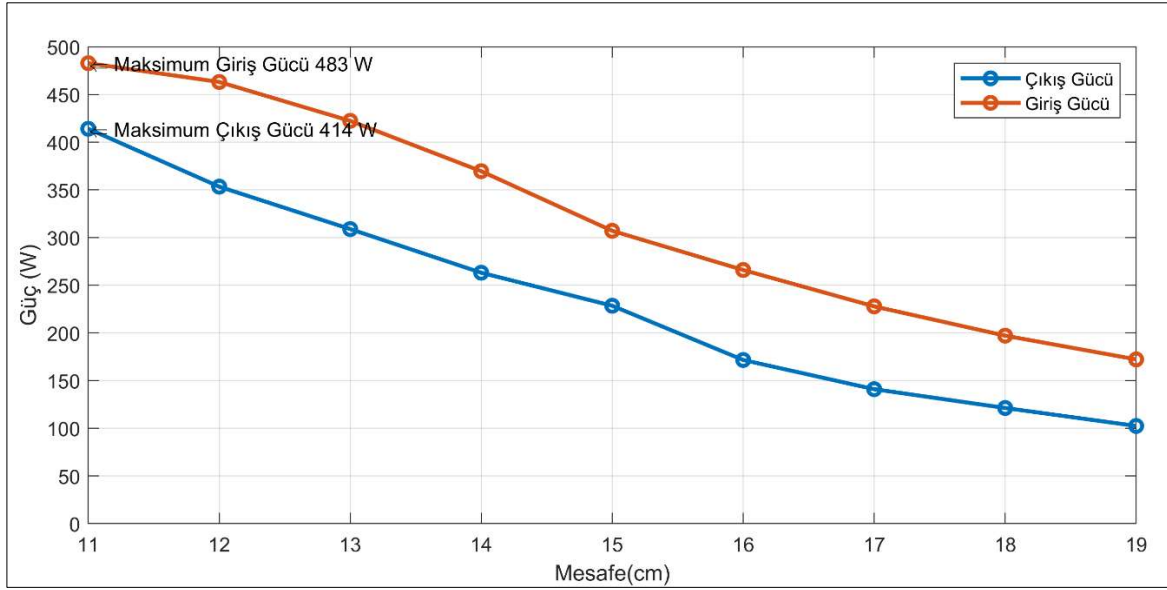
Sistem bu şekilde tamamlandıktan sonra 11-19 cm mesafe aralığı için 1 cm adımlar ile çalıştırılmıştır. Her mesafe değeri için gerekli ölçümler, MOSFET Drain gerilimi V_{DS} , Drain akımı I_{DS} , evirici çıkış gerilimi V_{TX} , evirici çıkış akımı I_{TX} ve alıcı devre akım ve gerilimi I_L - V_L osiloskop kullanılarak yapılmıştır. Yapılan her bir ölçüm için görüntüler kaydedilmiştir.

Sistemde, 11 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 200 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 201,9nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında elde edilen V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.2’de verilmiştir.

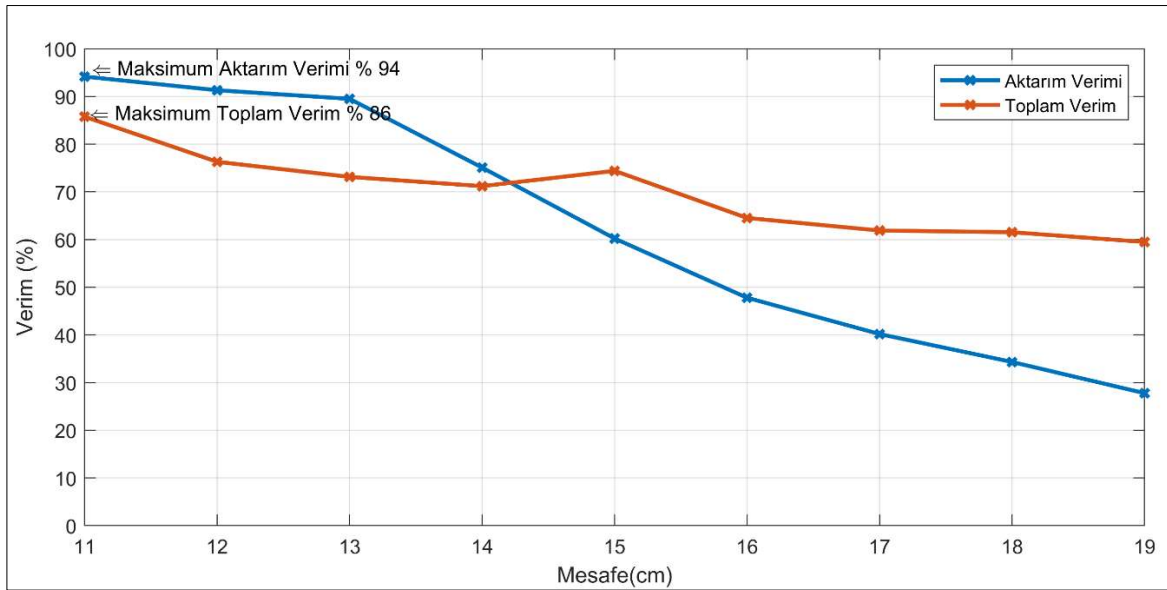


Şekil 7.2. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.3, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.4’te sunulan grafikteki gibi elde edilmiştir.



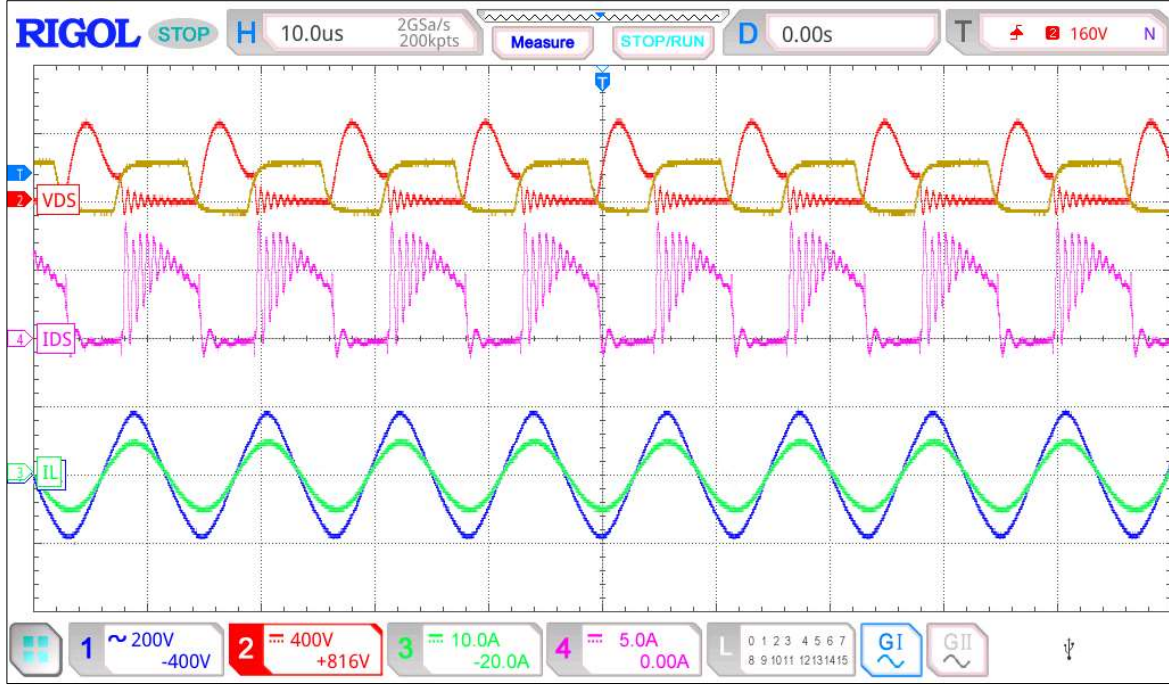
Şekil 7.3. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.4. 11 cm mesafe için 201,9 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

Bu mesafe için yüke aktarılan güç 414W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 483 olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 201,9nF kapasite değerinde farklı mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %86 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %96 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. 10 cm mesafede

gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.5’da sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği görülmüştür.



Şekil 7.5. 210,97 nf Kapasite değeri için 10 cm mesafe yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde akmaktadır. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Tersisi durumda, 11 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm’de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.6’de verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü gözlemlenmiştir.



Şekil 7.6. 210,97 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

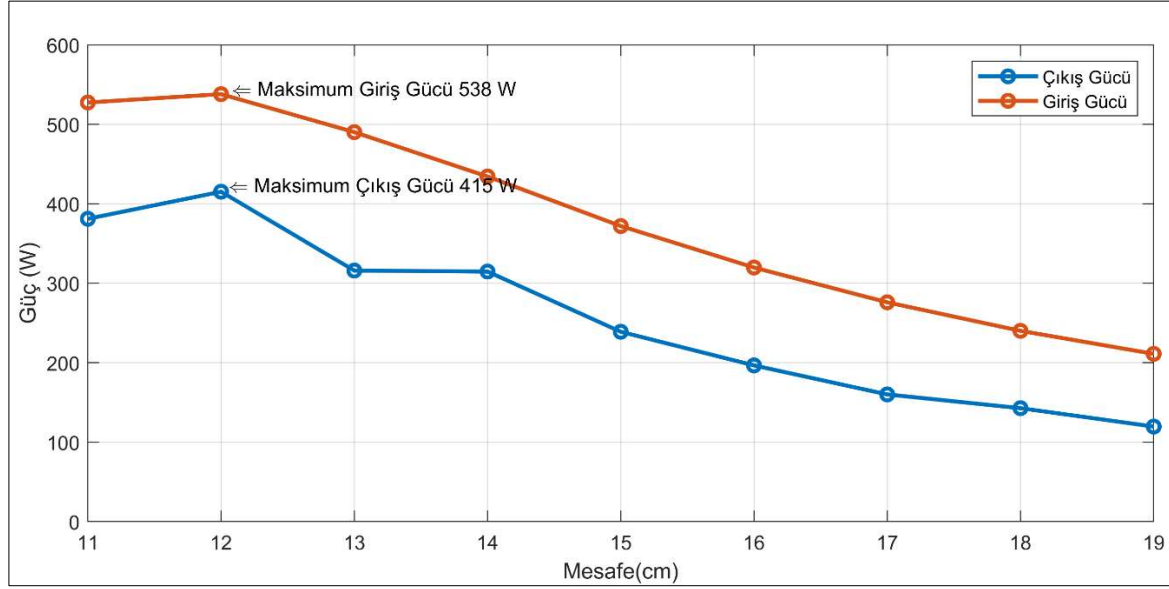
12 cm mesafe için yine Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 180 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır.



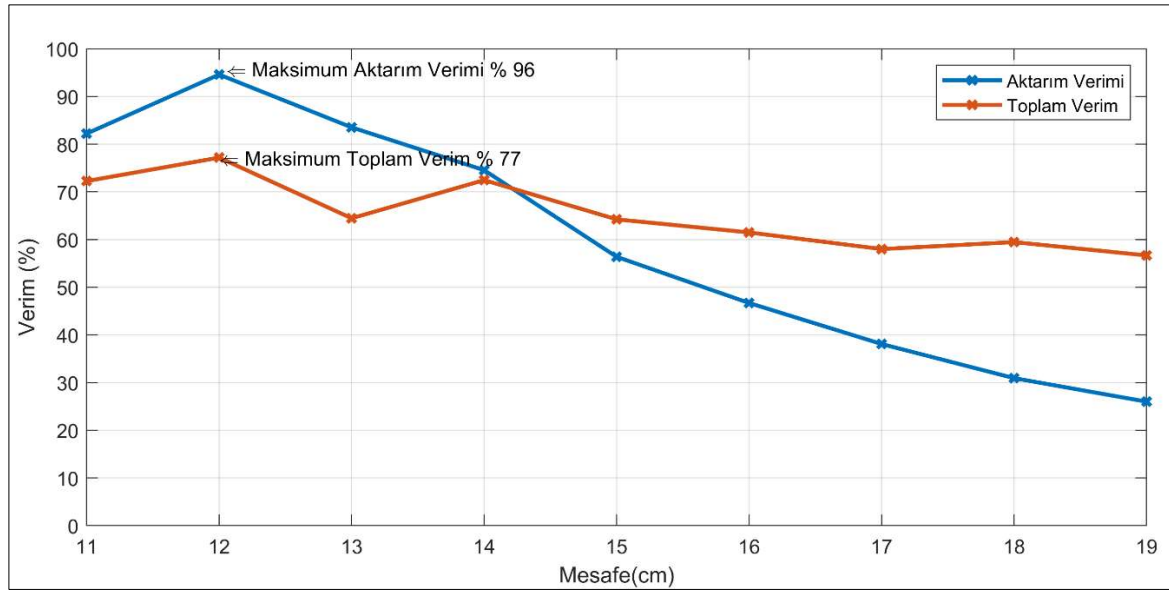
Şekil 7.7. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 180,77 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.7’de verilmiştir.

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.8’de, sistemin toplam verimi ve kablolu enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.9’da sunulan grafikteki gibi olmuştur.



Şekil 7.8. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.9. 12 cm mesafe için 180,77 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

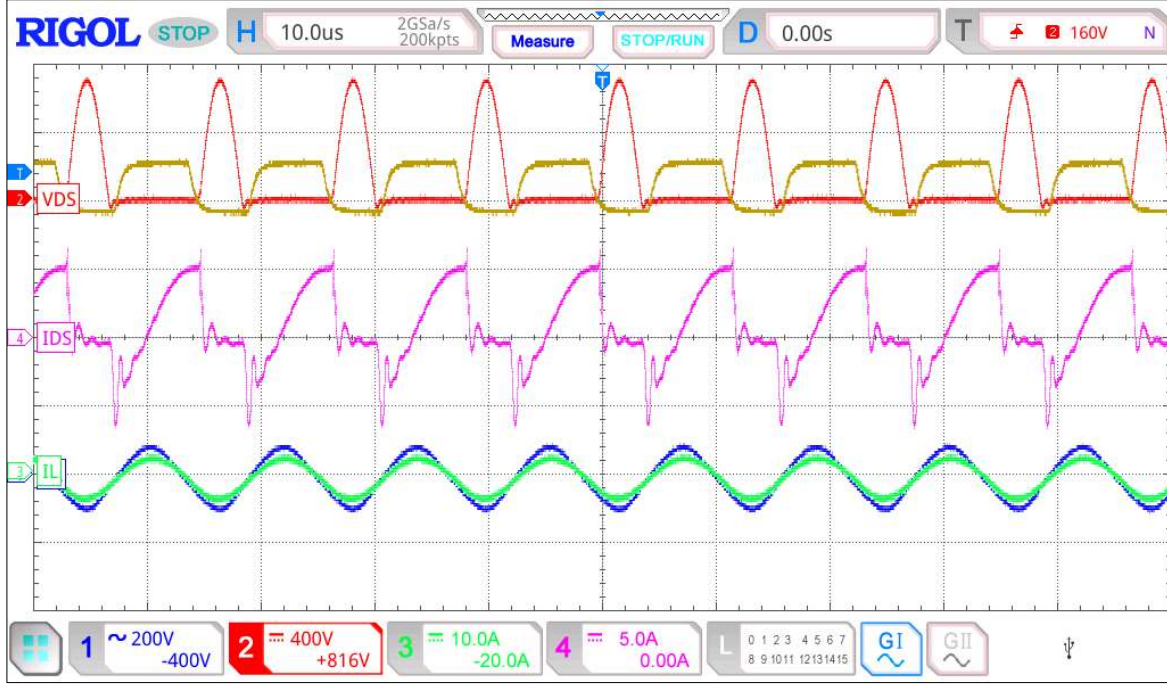
Bu mesafe için yüke aktarılan güç 415 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 538 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 180,77 nF kapasite değerinde farklı mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %77 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %95 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.10'da sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



Şekil 7.10. 180,77 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde akmaktadır. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda, 12 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm'de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.11'de verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.

13 cm mesafe için ise Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 140 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite matrisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 140,13 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.12’de verilmiştir.

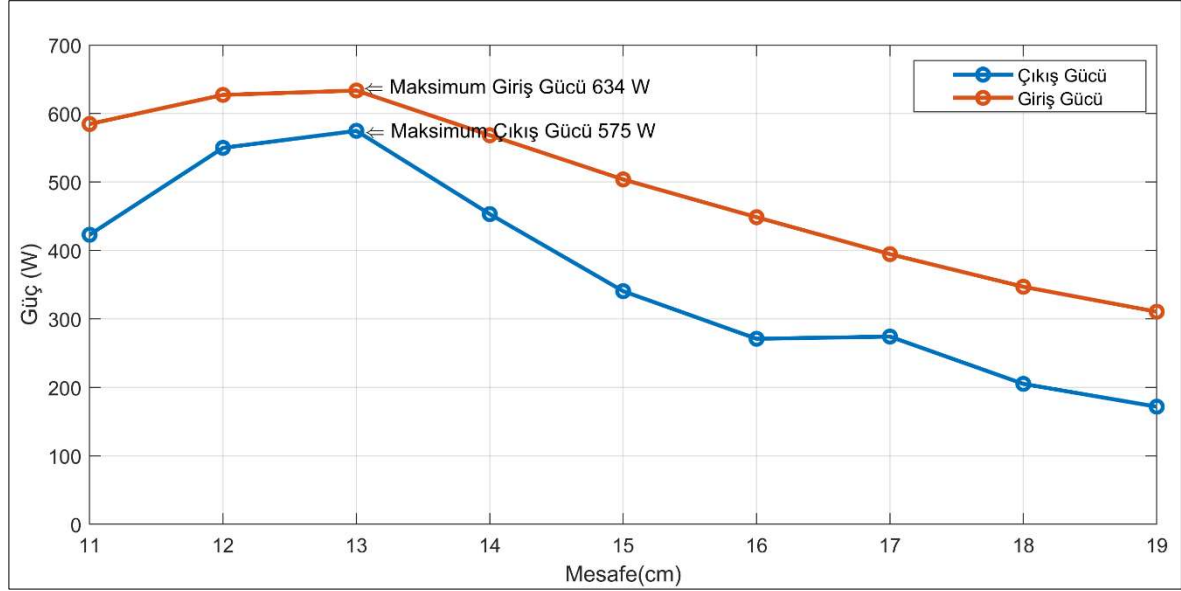


Şekil 7.11. 180,77 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

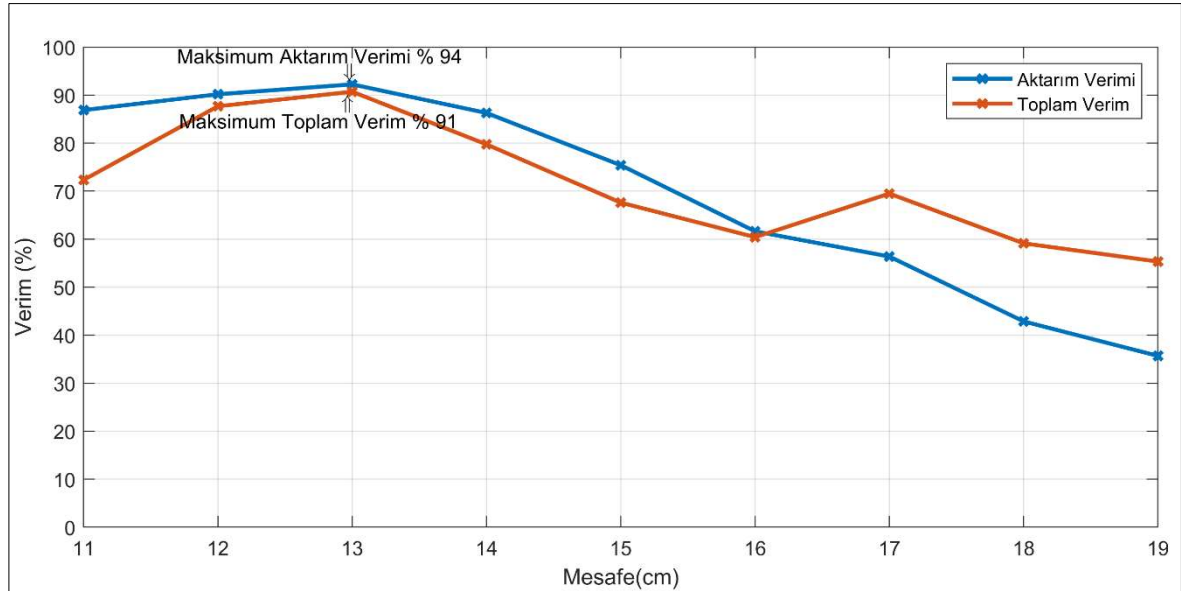


Şekil 7.12. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.13, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.14'te sunulan grafikteki gibi olmuştur.



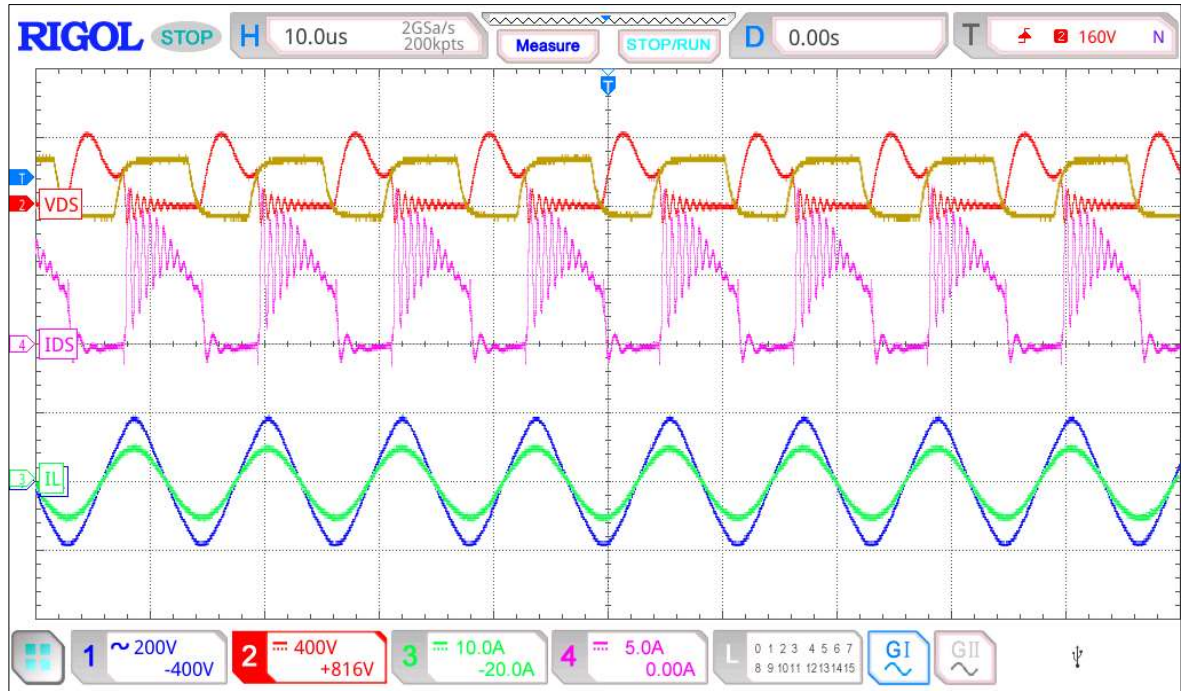
Şekil 7.13. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.14. 13 cm mesafe için 140,13 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

Bu mesafe için yüke aktarılan güç 575 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 638 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 140,13 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %91 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %94 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.15'te sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



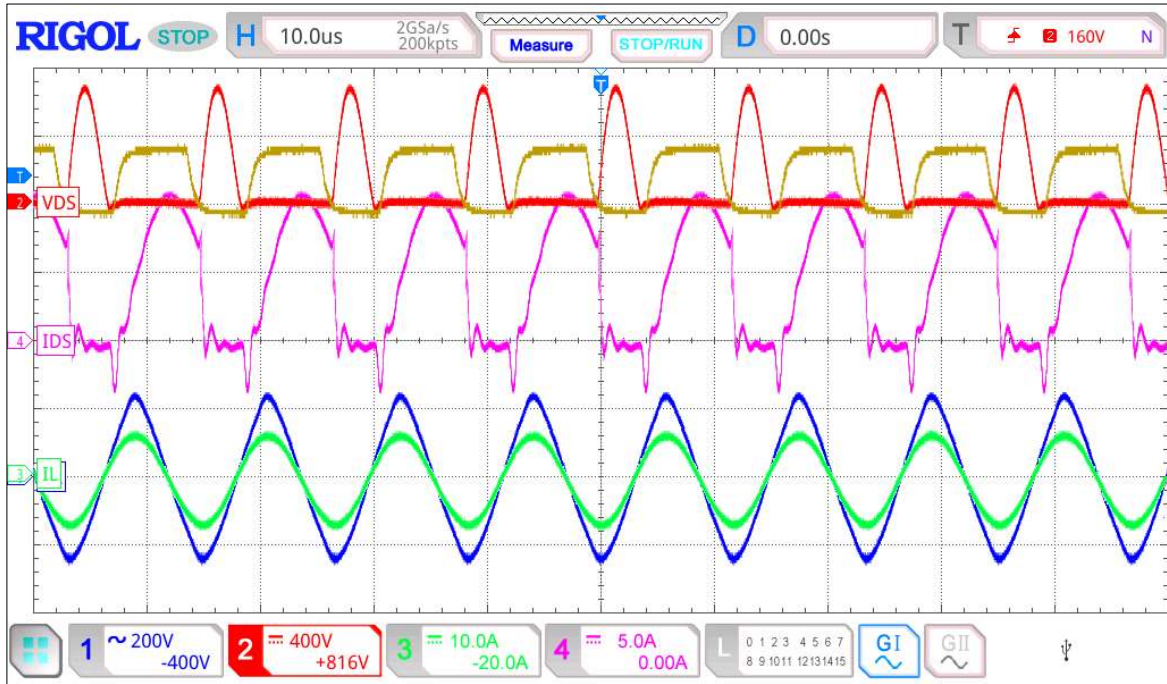
Şekil 7.15. 140,13 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde akmaktadır. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Yine tersi durumda, 13 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm’de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.16’da verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



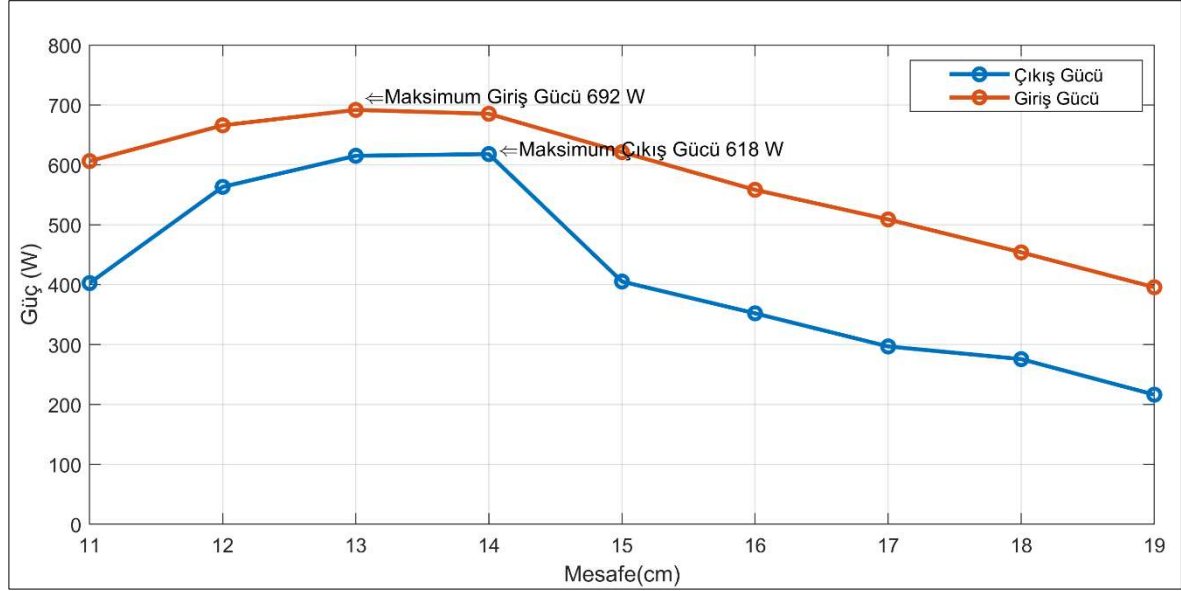
Şekil 7.16. 140,13 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

14 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 120 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 121,14 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.17’de verilmiştir.

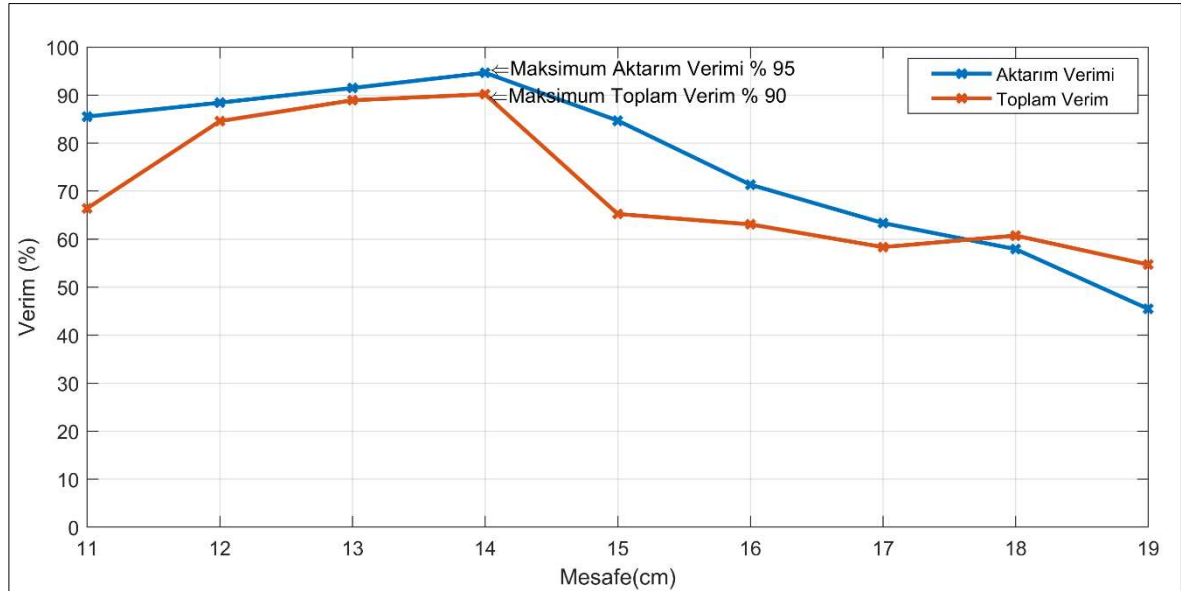


Şekil 7.17. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.18’de, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.19’de sunulan grafikteki gibi olmuştur.



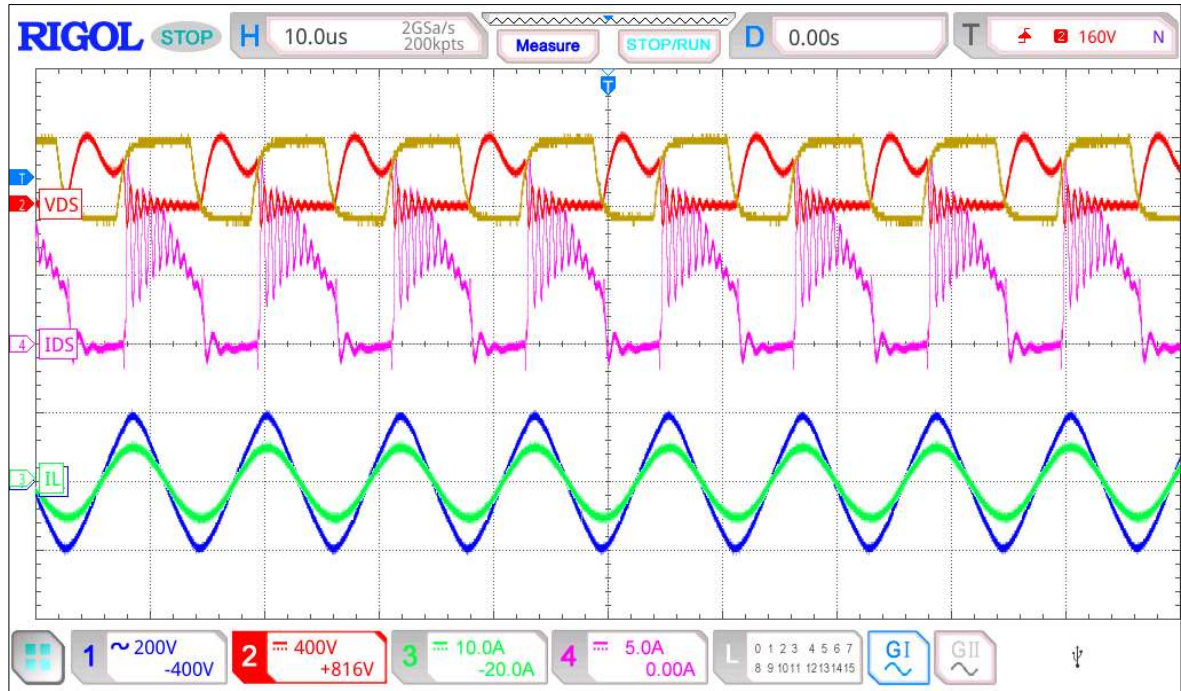
Şekil 7.18. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.19. 14 cm mesafe için 121,14 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

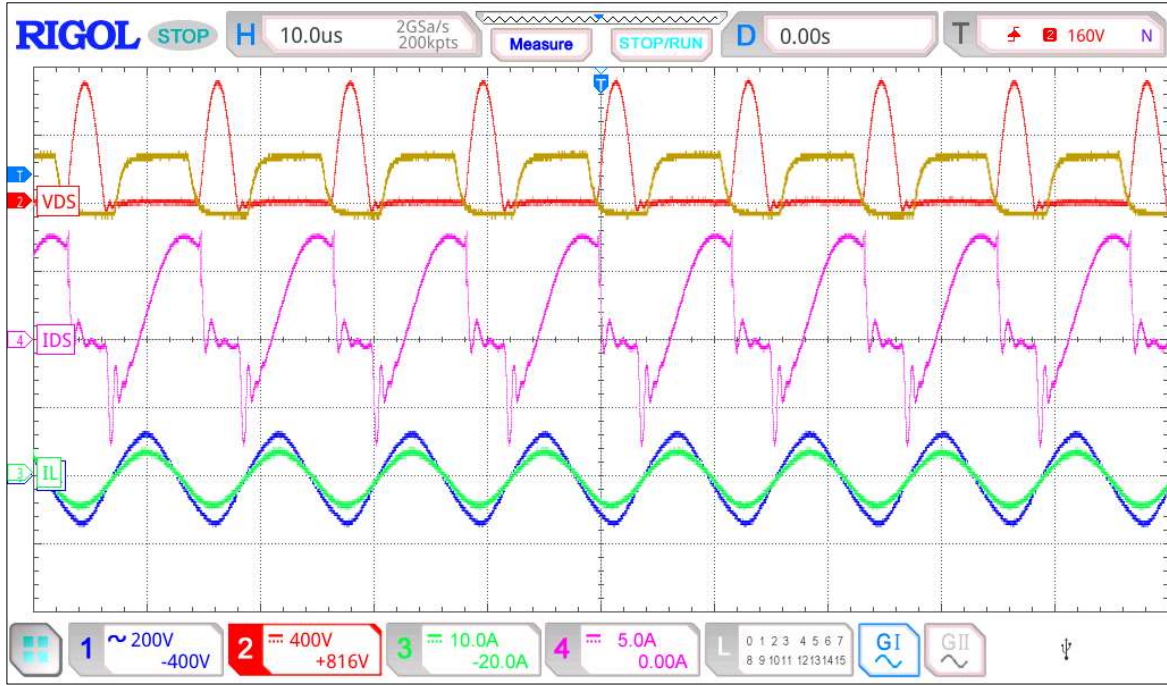
Bu mesafe için yüke aktarılan güç 618 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 692 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 121,14 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %90 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %92 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. Yine, 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.20’de sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



Şekil 7.20. 121,14 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde geçmektedir. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda, 14 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm’de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.21’de verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



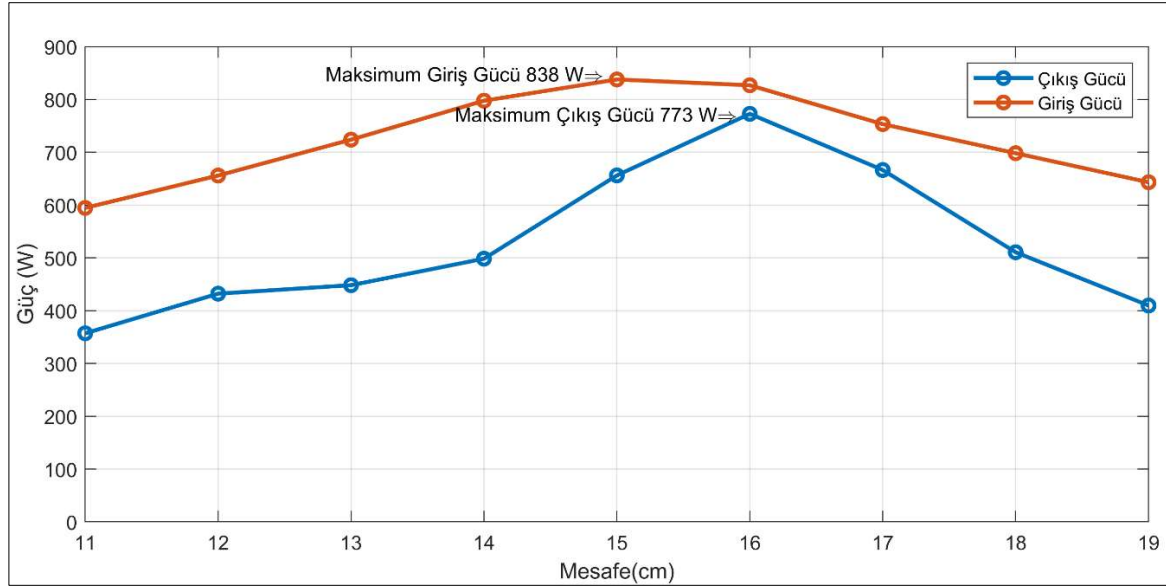
Şekil 7.21. 121,14 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafe için drain akımının bozulması

15 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 100 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 102,83 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.22’de verilmiştir.

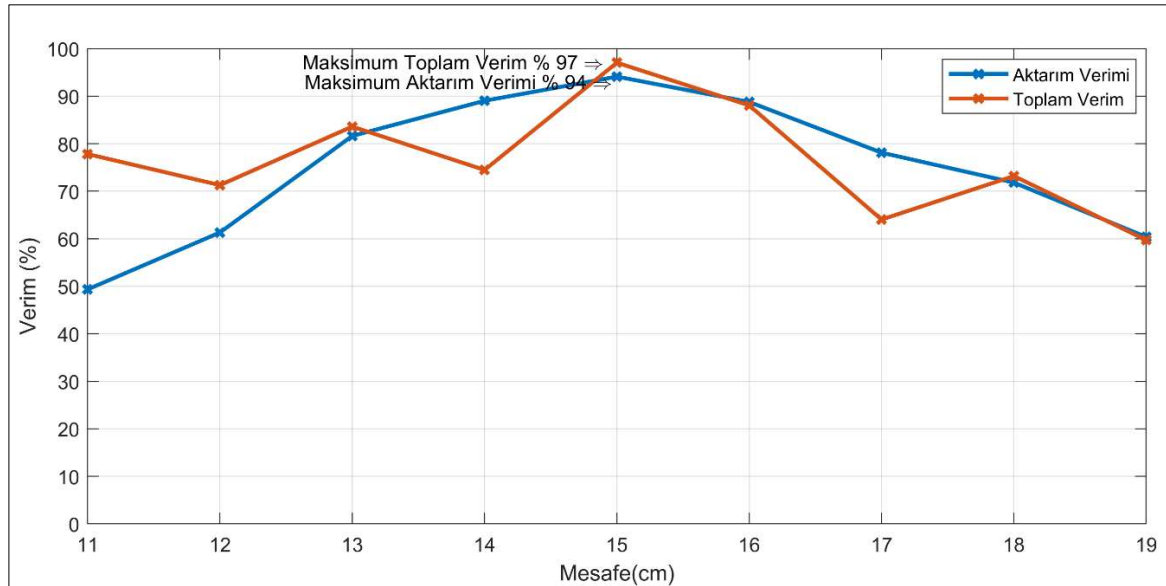


Şekil 7.22. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.23'te, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.24'te sunulan grafikteki gibi olmuştur.



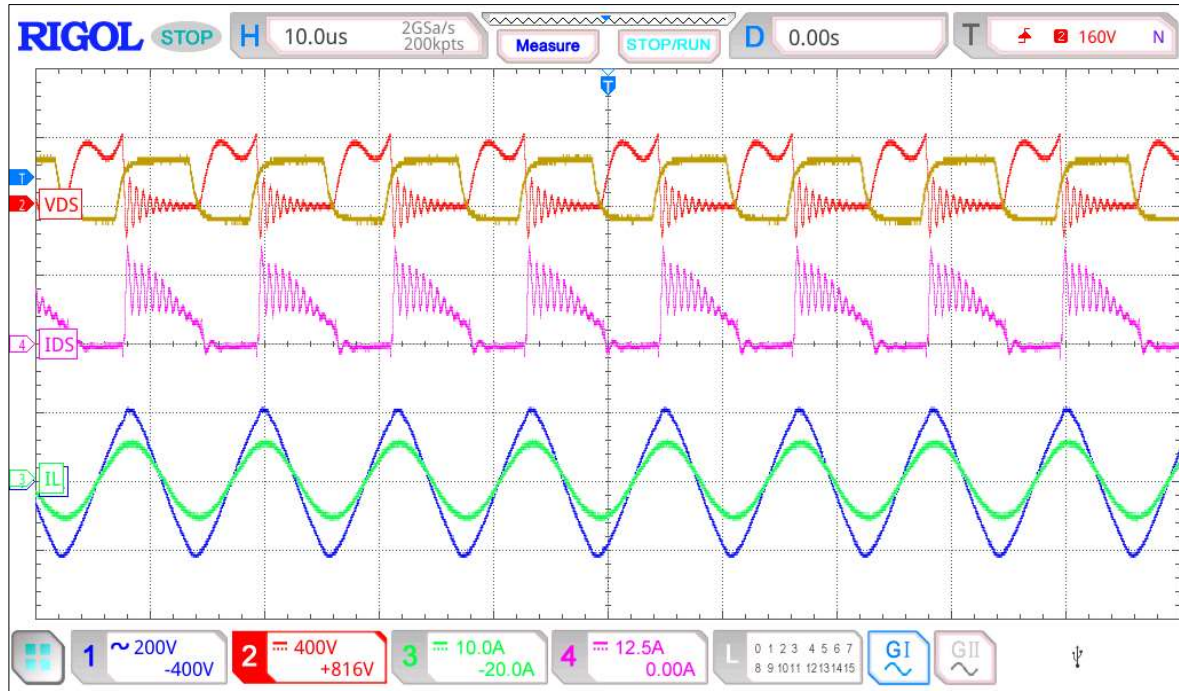
Şekil 7.23. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.24. 15 cm mesafe için 102,83 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

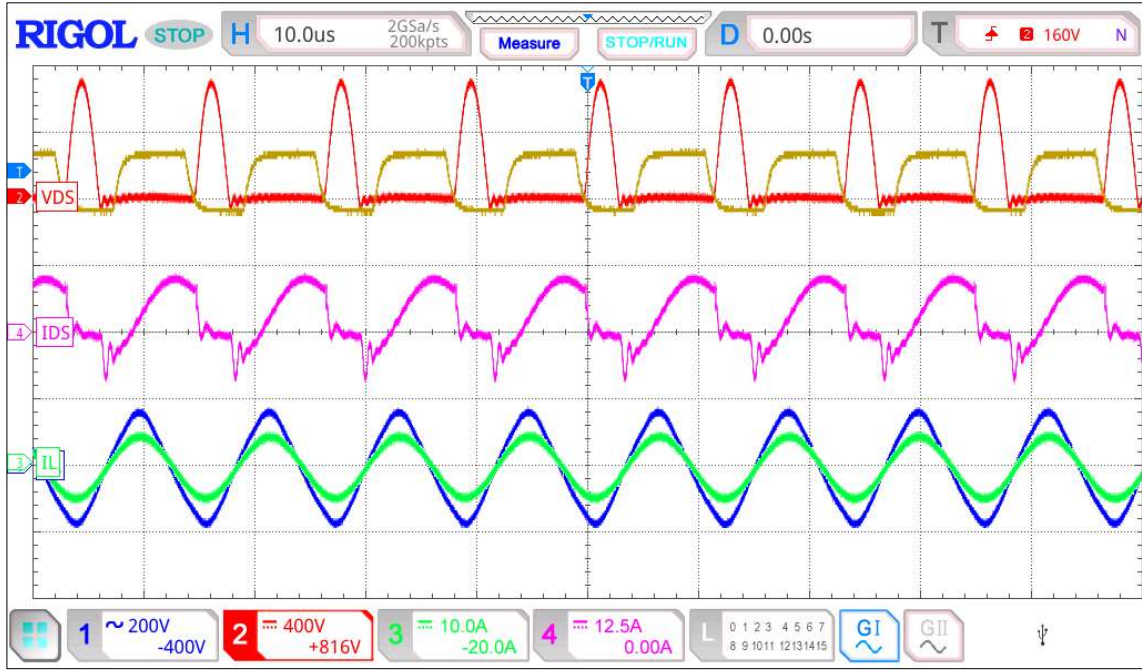
Bu mesafe için yüke aktarılan güç 773 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 838 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 102,83 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %91 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %97 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.25'te sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



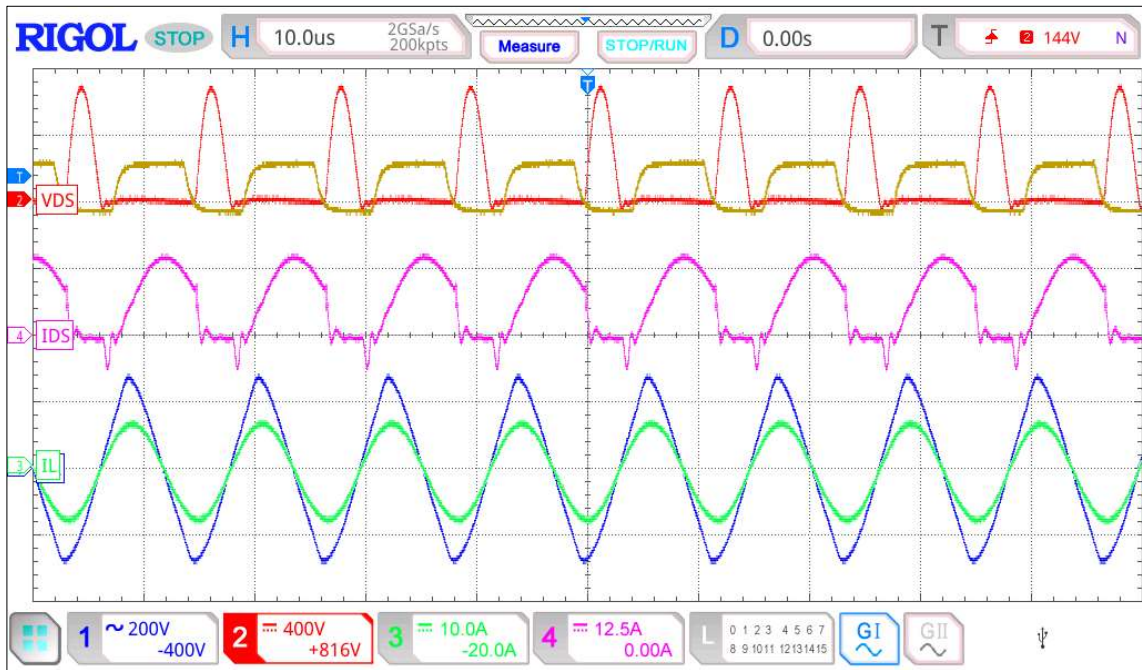
Şekil 7.25. 102,83 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde akmaktadır. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda ise, 15 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm’de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.26’da verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



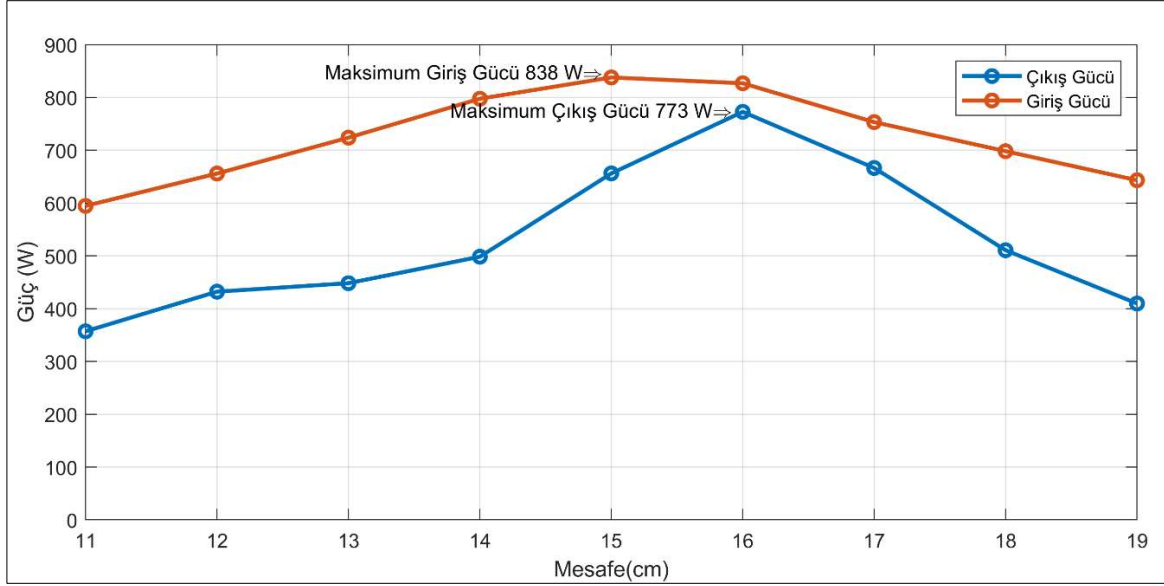
Şekil 7.26. 102,83 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

16 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 95 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 98,14 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.27 ‘de verilmiştir.

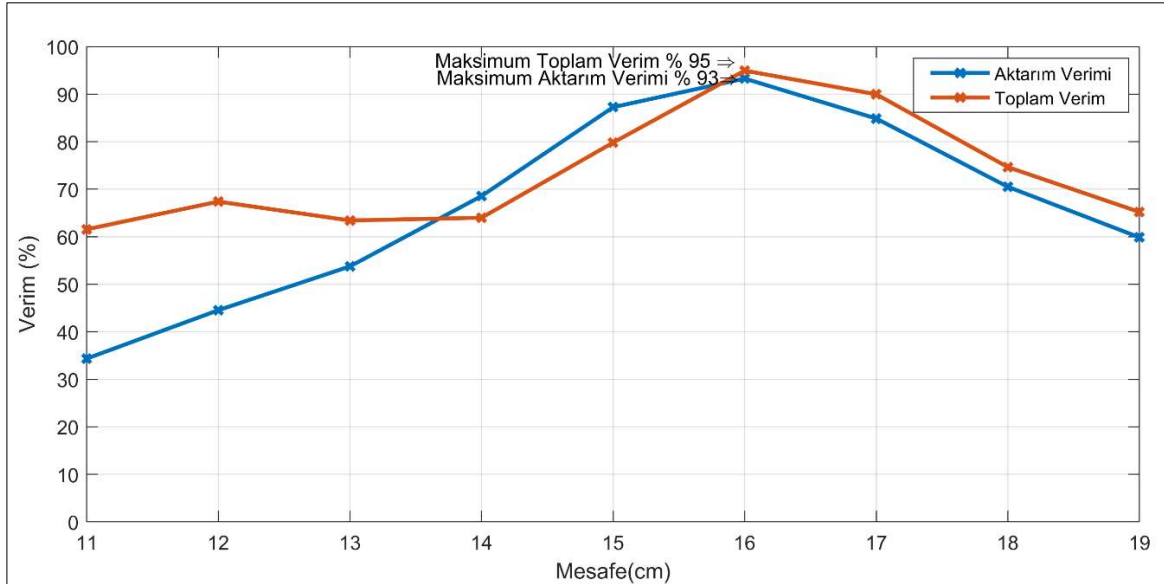


Şekil 7.27. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.28’de, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.29’de sunulan grafikteki gibi olmuştur.



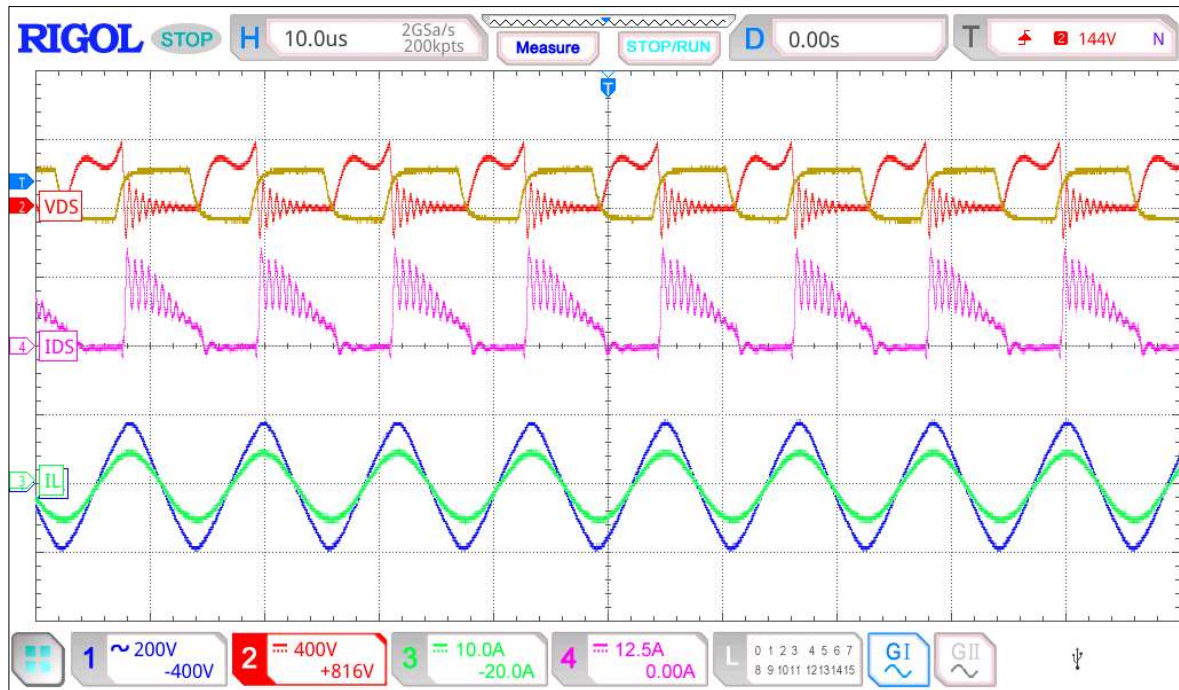
Şekil 7.28. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.29. 16 cm mesafe için 98,14 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

Bu mesafe için yüke aktarılan güç 773 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 838 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 98,14 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %93 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %89 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. Yine, 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.30'de sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



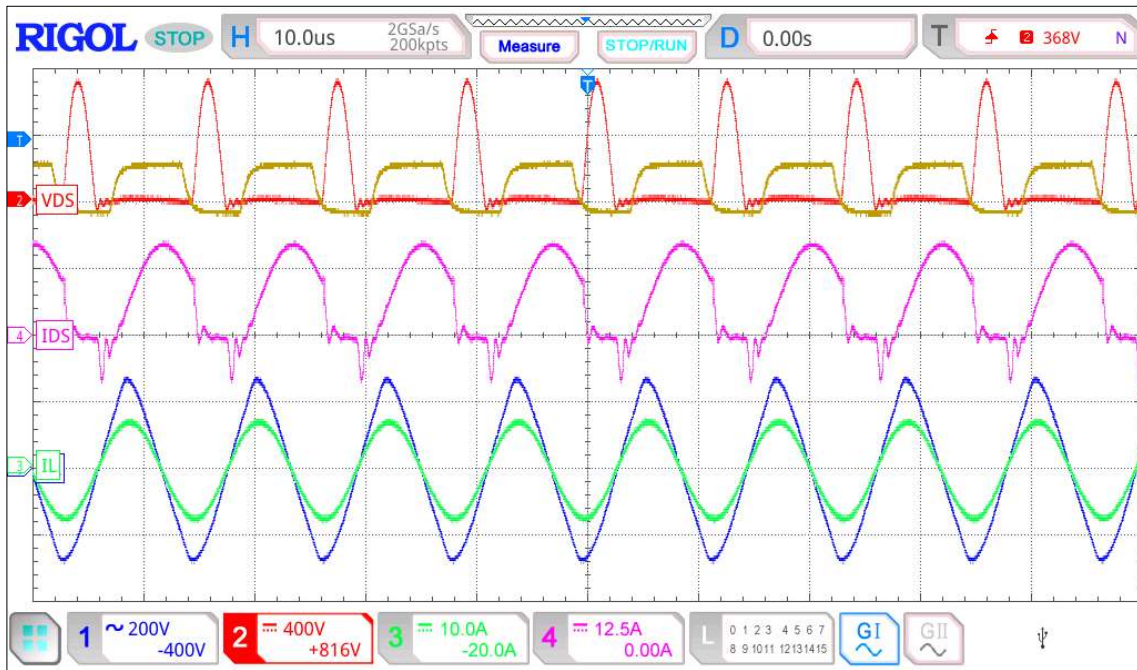
Şekil 7.30. 98,14nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde geçmektedir. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda, 16 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm'de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.31'de verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



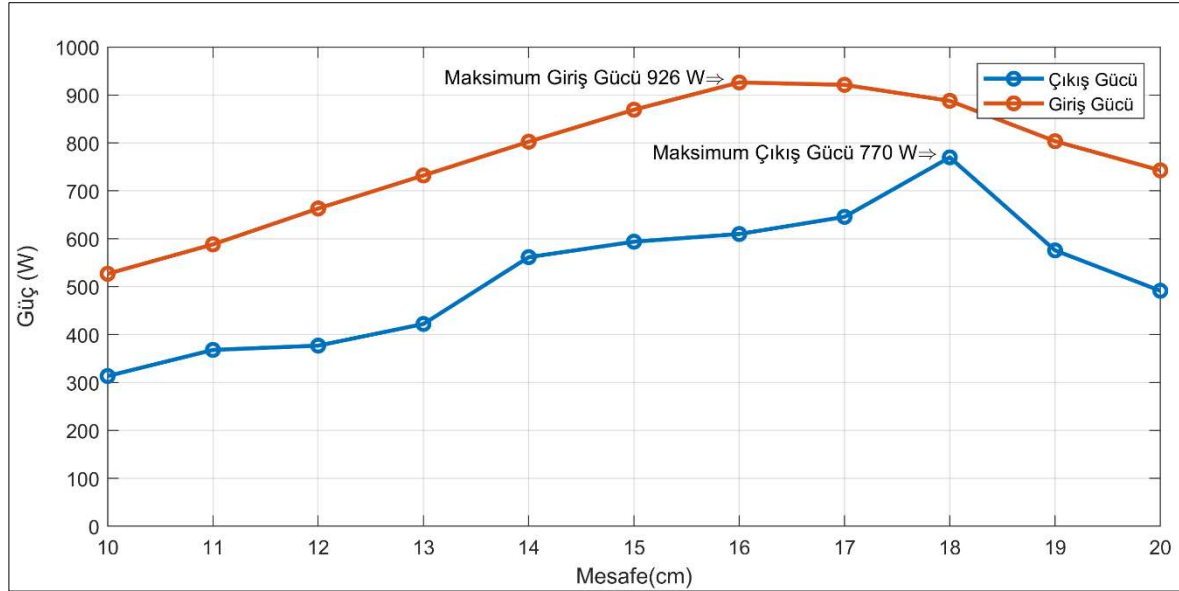
Şekil 7.31. 98,14 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

18 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 90 nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 91,26 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.32’de verilmiştir.

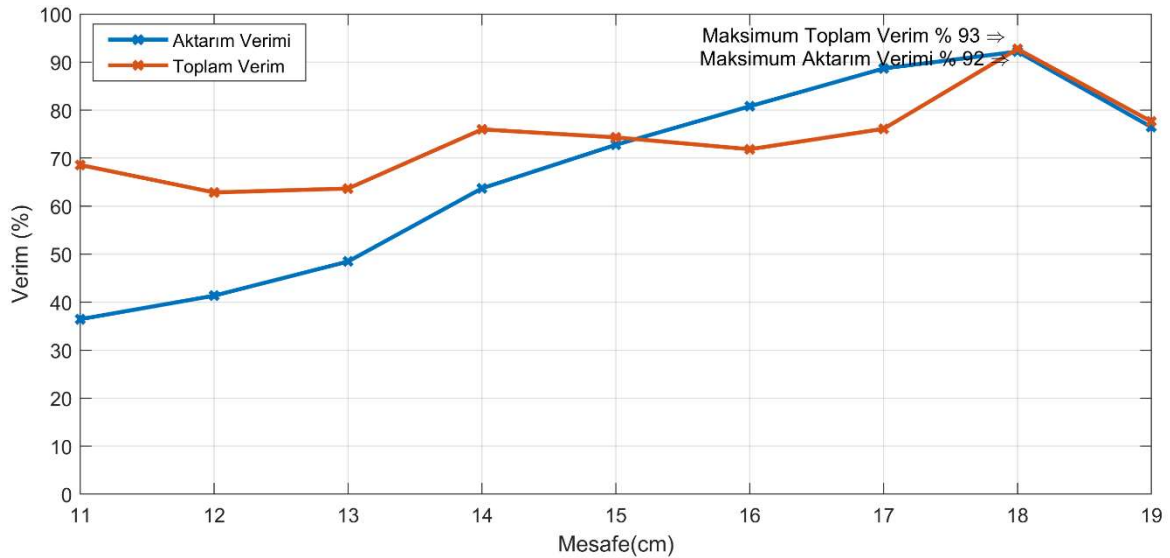


Şekil 7.32. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.33, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.34’de sunulan grafikteki gibi olmuştur.



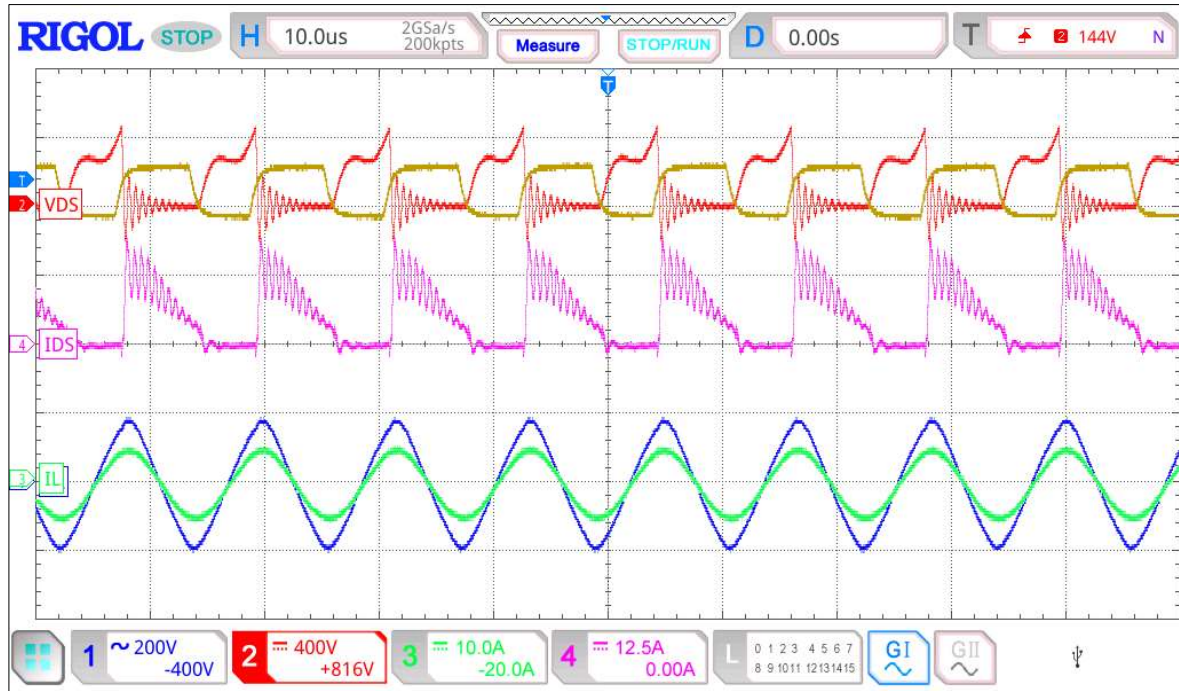
Şekil 7.33. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.34. 18 cm mesafe için 91,26 nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

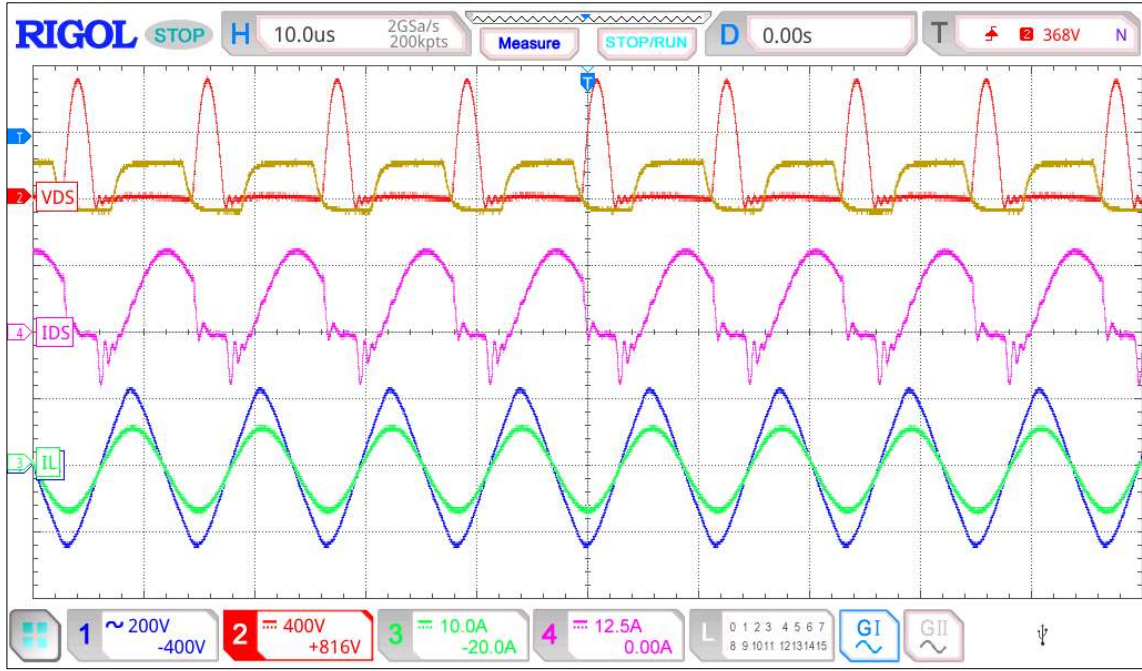
Bu mesafe için yüke aktarılan güç 770 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 926 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 91,26 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %87 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %84 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.35’de sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



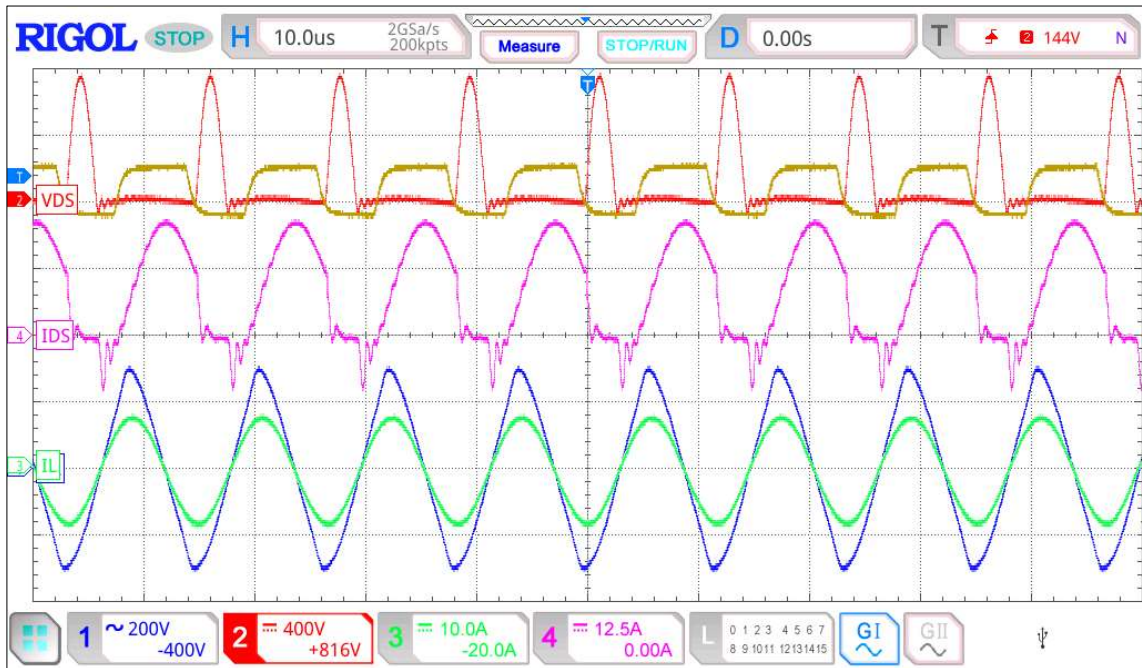
Şekil 7.35. 91,26 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde geçmektedir. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda yine, 18 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 19 cm’de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.36’te verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



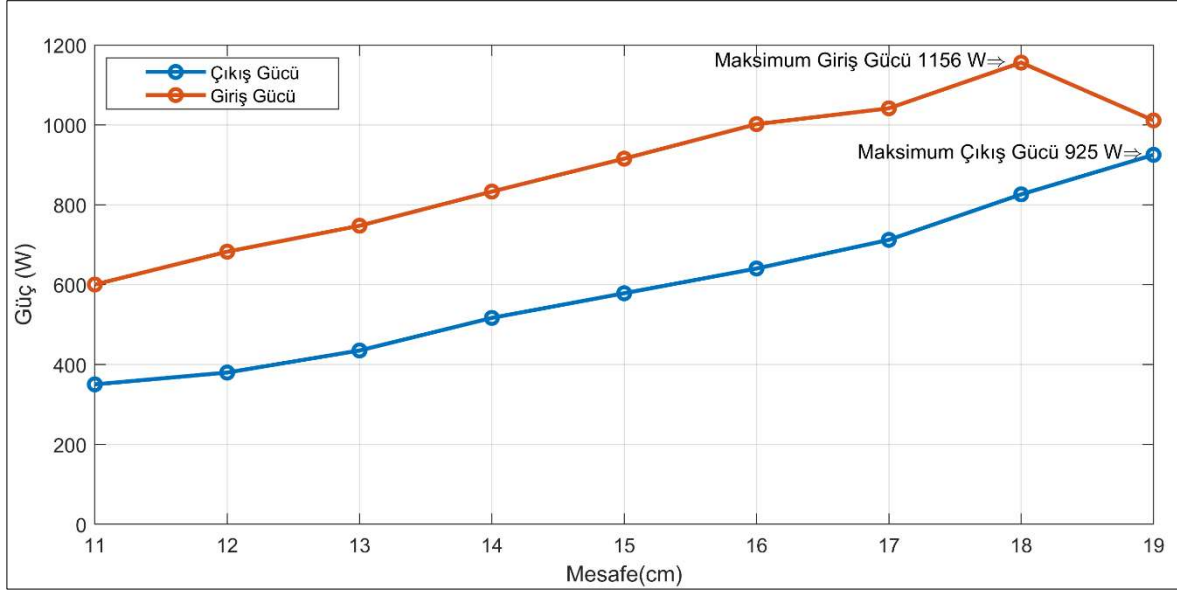
Şekil 7.36. 91,26 nF Kapasite değeri için 19 cm mesafede drain akımının bozulması

19 cm mesafe için Eş.5.11’de verilen kapasite eşitliğinden faydalanılarak 85nF değeri kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Kapasite dizisi çıkışında elde edilen gerçek kapasite değeri ise 86,56 nF olarak ölçülmüştür. Bu şartlar altında V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L dalga şekilleri Şekil 7.37’de verilmiştir.

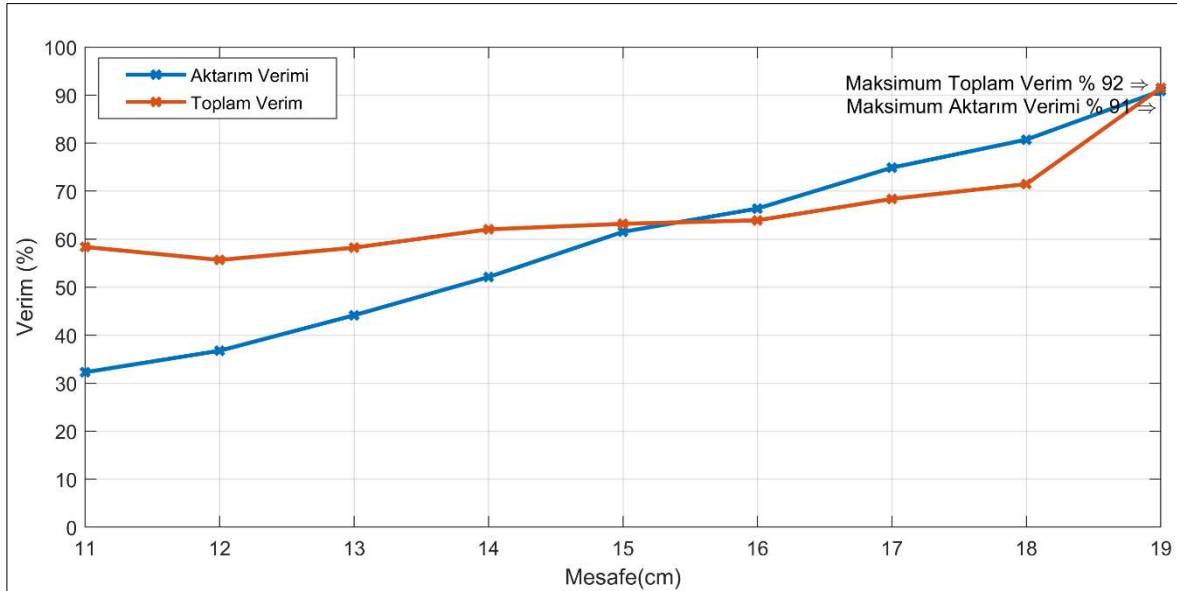


Şekil 7.37. 19 cm mesafe için 86,56 nF kapasitede V_{DS} , I_{DS} , V_L ve I_L grafiği

Grafikte Drain gerilim ve akımının dalga şekilleri sistemin rezonans şartına uygun olduğunu göstermiştir. Bu durumda yüke aktarılan güç Şekil 7.38, sistemin toplam verimi ve kablosuz enerji aktarım sisteminin verimi Şekil 7.39’te sunulan grafikteki gibi olmuştur.



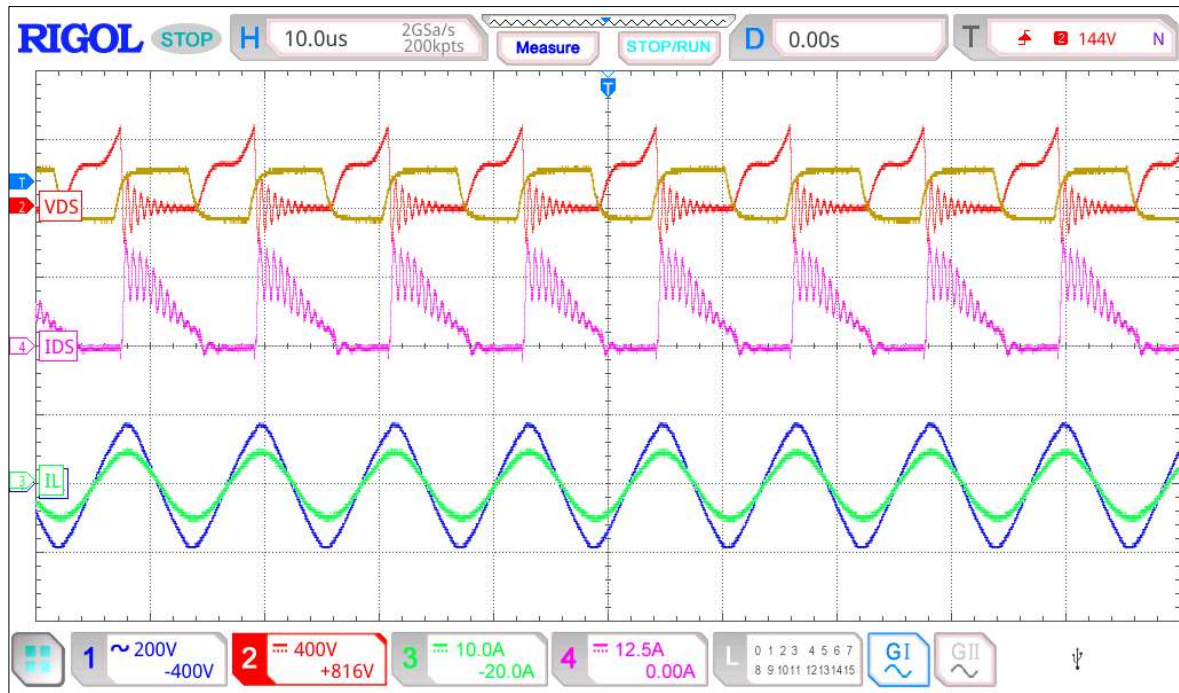
Şekil 7.38. 19 cm mesafe için 86,56 nF kapasitede maksimum giriş gücü ve maksimum çıkış gücü değişimi



Şekil 7.39. 19 cm mesafe için 86,56nF kapasitede maksimum aktarım verimi ve maksimum toplam verim değişimi

Bu mesafe için yüke aktarılan güç 925 W olmuş, kaynaktan çekilen güç ise 1156 W olarak ölçülmüştür. Grafikte yer alan diğer güç değeri de 86,56 nF kapasite değerinde farklı

mesafelerde aktarılan güç değerlerini göstermektedir. Sistemin toplam verimi bu değerler için %91 olmuş, kablosuz enerji aktarım sisteminin aktarım verimi ise %81 olarak hesaplanmıştır. Ayarlanan kapasite değeri için farklı mesafelerde de ölçümler gerçekleştirilmiş ve yük empedansı uyumu gözlemlenmiştir. Yine, 11 cm mesafede gerçekleştirilen ölçüme ait grafikler Şekil 7.40'da sunulmuş olup, V_{DS} geriliminde yük uyumunun sağlanmadığı ve I_{DS} akımında meydana gelen bozulmalardan rezonans şartının yerine gelmediği sonucuna varılmıştır.



Şekil 7.40. 86,56 nF Kapasite değeri için 11 cm mesafede yük ve rezonans uyumsuzluğu grafiği

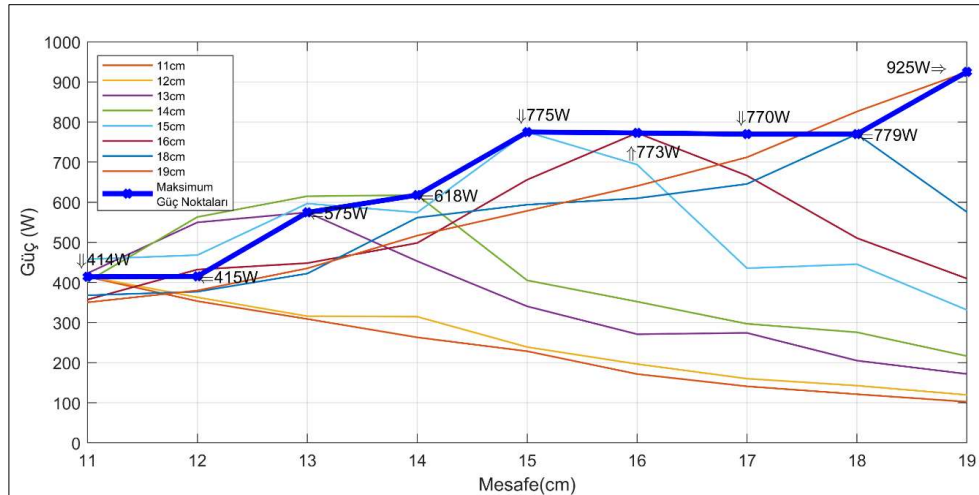
Mesafenin, optimum uzaklıktan fazla olduğu durumda ise V_{DS} gerilimi negatif bölgeye geçmekte, drain akımı MOSFET iç diyotu üzerinden ters yönde geçmektedir. Bu durum evirici verimini düşürerek, aktarılan gücün de düşmesine neden olmaktadır. Ters durumda ise, 19 cm mesafede yük uyumunun sağlandığı duruma göre daha yüksek mesafe değeri olan 20 cm'de elde edilen osiloskop görüntüleri Şekil 7.41'de verilmiştir. Elde edilen görüntüde evirici yük uyumunun sağlandığı ve evirici veriminin yüksek olduğu, fakat KGA sisteminin veriminin rezonans şartından uzaklaşması nedeni ile düştüğü bu mesafe için de gözlemlenmiştir.



Şekil 7.41. 86,56 nF Kapasite değeri için 20 cm mesafede drain akımının bozulması

Verilen tüm bu ölçüm grafikler sonucunda kapasite ayarlaması olmadan E-sınıfı eviricinin yük uyumunun en uygun mesafeden daha düşük mesafeler için sağlanamadığı, empedans uyumunun sağlanamamasının ise KGA sisteminin verimini azalttığı görülmüştür. Bu nedenle aktarılan gücün, sistemin toplam ve aktarım verimlerinin yüksekliği doğrudan kapasite değerine ve yük uyumuna bağlı olduğu açıkça gözler önüne serilmiştir. Deneylerden elde edilen en yük güç değerleri ise

Şekil 7.42’de verilen grafikte değerlendirilmiştir.



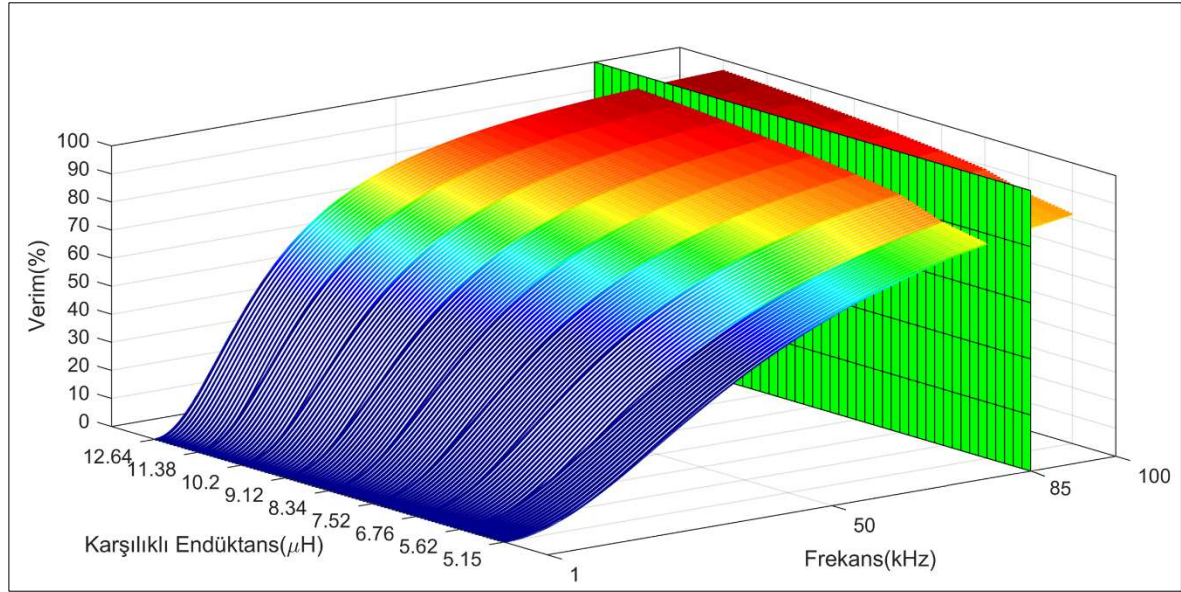
Şekil 7.42. 11-19 cm mesafe aralığında empedans uyumunun ve rezonans şartının sağlanması ile elde edilen güç değerleri

Sistemde en düşük güç 11 cm mesafede 414 W olarak aktarılmıştır. Diğer mesafelerde aktarılan güç artmış, rezonans şartları verilen her değer için yerine getirilmiştir. Sistemin tasarım gücü olan 1 kW değerine en yakın güç miktarı 19 cm mesafe aralığında sağlanmıştır. Sistemin 15-20 cm arasında 775-925 W güç aralığında yüksek verim ile çalıştığı görülmüştür.

Aktarım mesafenin optimum uzaklıktan düşük olması durumunda yük uyumunun bozulduğu, buna bağlı olarak V_{DS} geriliminin arttığı görülmüştür. Ayrıca drain akımının salınım yaparak bozulduğu sonucuna varılmıştır. Mesafenin optimum uzaklıktan daha yüksek olduğu durumda ise drain akımının negatif bölgeye düştüğü, MOSFET diyotu üzerinden ters yönde akım geçtiği sonucuna varılmıştır.

Sunulan sonuçlarda görüldüğü üzere kapasite değişiminin aktarım mesafesini, aktarım gücünü ve verimi doğrudan değiştirdiği görülmüştür. Aynı mesafede aralığında çalışan sistemin farklı kapasite değeri ile veriminin arttığı veya azaldığı açıkça görülmüştür. Elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarını doğrulamakta, gerçek uygulama ile benzetim sonuçlarının örtüştüğü açıkça görülmektedir. Kapasite değerlerinin gerçek değerleri ve etiket değerleri arasındaki farkın mesafe üzerinde milimetrikte olsa sonuçları değiştirdiği de ayrıca doğrulanmıştır.

Kuplaj katsayıları için KGA verim analizi Eş.3.64'e göre 0-100 kHz frekans aralığında analiz edilmiştir. Anahtarlama frekansı $f_s=85$ kHz ve $C_1=100$ nF sabit kapasite değeri için aktarım verimi değerlendirilmiştir. Anahtarlama frekansı ve karşılıklı endüktansa bağlı olarak verim değişimi Şekil 7.43'te verilmiştir.



Şekil 7.43. Anahtarlama frekansı ve karşılıklı endüktansa bağlı olarak verim değişimi

C_1 kapasitesinin sabit tutulması, evirici SGA şartının bozulması dışında kablosuz enerji aktarım verimini değiştirmektedir. Aktarım mesafesi arttıkça karşılıklı endüktansın azalmasına bağlı olarak sistemin rezonans şartı bozulmaktadır. Bu durum aktarım mesafesi arttıkça aktarım veriminin azalmasına neden olmaktadır. Hesaplanan ve ölçülen kuplaj katsayılarına bağlı olarak elde edilen verim değerleri Çizelge 7.1’de verilmiştir.

Çizelge 7.1. Mesafeye bağlı olarak modellenen ile ölçülen karşılıklı endüktanslara göre verim değerleri ve farkları

mesafe(cm)	Modellenen			Ölçülen			Fark
	M(μ H)	k	Verim	M(μ H)	k	Verim	
11	11,11	0,223	%96,17	11,38	0,229	%96,10	%0,07
12	9,85	0,198	%95,39	10,2	0,205	%95,18	%0,22
13	8,75	0,176	%94,39	9,12	0,183	%94,03	%0,38
14	7,81	0,157	%93,16	8,34	0,167	%92,63	%0,56
15	6,99	0,140	%91,98	7,52	0,151	%90,99	%1,07
16	6,29	0,126	%90,38	6,76	0,136	%89,06	%1,46
17	5,68	0,114	%88,43	6,12	0,123	%86,89	%1,74
18	5,13	0,103	%86,27	5,62	0,113	%84,44	%2,12
19	4,64	0,09	%84,19	5,15	0,103	%81,63	%3,04

Kuplaj katsayısının en yüksek olduğu $d=11$ cm mesafesi için verim $\eta=\%96,1$ olarak hesaplanan değere çok yakın elde edilmiştir. Mesafe arttıkça verim hata oranı da artmıştır. Modelleme çalışmasında kullanılan iletkenin ait deri ve yakınlık etkilerinin ihmal edilmesi

hata oranının mesafeye bağılı olarak artmasına neden olmuştur. En yüksek mesafe değeri $d=19$ cm için verim farkı yaklaşık %3,04 hesaplanmıştır. Ayrıca, mesafe d 'nin artmasına bağılı olarak kuplaj katsayısı k azalmış, aktarım verimi η 'de azalmıştır.

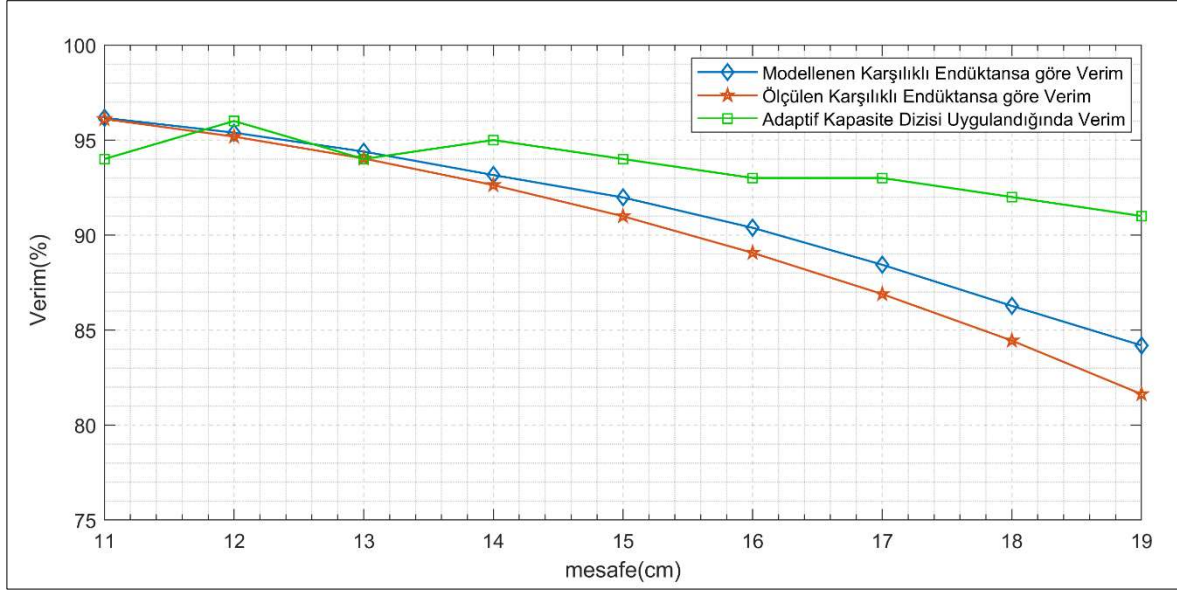
Anahtar gerilim dalga biçimleri benzer çalışmalarda yer alan yük uyumsuzluğu dalga şekillerine yakın bir sonuç ortaya çıkarmıştır [169, 170]. Akım şekilleri ise, üzerinde yüksek frekanslı salınımlar barındırmaktadır. Teoride, anahtar paralel kapasitesi C_e 'nin, anahtar açıldığı anda hızlı bir şekilde depoladığı enerjiyi çıkışa aktarması nedeni ile oluşmaktadır. Uygulamada ise MOSFET'in parasitik endüktansı ve paralel kapasite C_e arasında bir rezonans şartı oluşması, yüksek frekanslı salınıma sebep olmaktadır [146].

Sistemin evirici tarafında SGA şartının sağlanması, kablosuz enerji aktarımı tarafında ise verimin yüksek tutulması aynı anda sağlanması amacı ile DSP tarafından V_{DS} gerilimi, I_{DS} akımı ve faz açısı ϕ_{eq} gerçek zamanlı olarak ölçülmektedir. $\phi_{eq} \approx 32,48^\circ$ olduğu kuplaj katsayısı değerleri tanımlanan veriseti ile karşılaştırılmaktadır. Verisetinde kuplaj katsayısına karşılık gelen V_{DS} gerilim ve I_{DS} akım aralıklarına göre mevcut aktarım mesafesi d kestirilebilmektedir. Elde edilen mesafe değeri d ile optimum aktarım mesafe d_{opt} karşılaştırılarak kapasite dizisinde adaptif olarak değişiklik yapılması sağlanmıştır. Tasarlanan sistem sonucunda, adaptif olarak SGA şartı sağlanmış, rezonans şartı bozulmadan karşılıklı endüktans değişimine bağılı olarak aktarım veriminin yüksek tutulması hedeflenmiştir. Kapasite dizisinin uygulanması ile elde edilen karşılıklı endüktans değişimine bağılı verim analizi gerçekleştirilmiştir. Çizelge 7.2'de elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

Çizelge 7.2. Mesafeye bağılı olarak modellenen ile ölçülen karşılıklı endüktanslara göre ve adaptif kapasite dizisi uygulandığı durumda verim değerleri

mesafe (cm)	Modellenen Karşılıklı Endüktansa göre Verim	Ölçülen Karşılıklı Endüktansa göre Verim	Kapasite Dizisi Uygulandığında Verim
11	%96,17	%96,10	%94,05
12	%95,39	%95,18	%96,20
13	%94,39	%94,03	%94,40
14	%93,16	%92,63	%95,08
15	%91,98	%90,99	%94,35
16	%90,38	%89,06	%93,62
18	%86,27	%84,44	%92,81
19	%84,19	%81,63	%91,13

Her bir mesafe için karşılıklı endüktans değerlerine bağlı olarak modellenen, kapasitenin sabit tutulduğu ve adaptif kapasite dizisi uygulandığında elde edilen verim değerleri Şekil 7.44'te sunulmuştur.



Şekil 7.44. Mesafeye bağlı olarak, modellenen, ölçülen karşılıklı endüktanslara göre ve adaptif kapasite dizisi uygulandığı durumda verim değişimi

Modellenen sistemde mesafe arttıkça verimin sürekli olarak azaldığı görülmektedir. Evirici SGA şartının sağlandığı bu durumda mesafe arttıkça rezonans frekansı değişmiş ve verim azalmıştır. Modellenen sistem, sabit kapasite değeri ile gerçekleştirildiğinde de benzer sonuçlar elde edilmiştir. Kapasite dizisinin devreye alınması ile elde edilen adaptif sistemde ise $d=11$ cm için uygulanan kapasite değeri SGA şartını sağlamasına rağmen rezonans şartını bozduğu için verim bu nokta daha düşük elde edilmiştir. Diğer mesafe aralıkları için aktarım verimi modellenen ve sabit kapasite ile elde edilen verim değerlerinden daha yüksek olarak elde edilmiştir. $d=12$ cm için adaptif kapasite dizisi ile elde edilen verim sabit kapasite dizisi ile elde edilen verimden %1,06 daha yüksek olmuştur. Sırasıyla $d=13$ cm'de %0,03, $d=14$ cm'de %2,57, $d=15$ cm'de %3,56, $d=16$ cm'de %4,87, $d=18$ cm'de %9,01 ve $d=19$ cm'de %10,42 artırılmıştır.

8. SONUÇLAR

Elektrikli araçları şarjı sırasında meydana gelebilecek yükleme değişimleri aracın yerden yüksekliğini değiştirmektedir. Bu durum, kablosuz şarj sistemi üzerinde bulunan verici-ve alıcı bobinler arasındaki karşılıklı endüktansı değiştirmektedir. Aracın yerden yüksekliğinin artması durumunda karşılıklı endüktans azalmakta, aracın yerden yüksekliğinin azalması durumunda ise karşılıklı endüktans artmaktadır. Karşılıklı endüktanstaki bu değişim E-sınıfı evirici çıkış yükünü değiştirmektedir. E-sınıfı eviricinin tasarlanan yük aralığının dışına çıkması, anahtarlama kayıplarını artırmakta ve çıkış akım dalga şeklini bozmaktadır. Ayrıca karşılıklı endüktanstaki değişim kablosuz enerji aktarım sisteminin verimini de düşürmektedir.

Bu tez çalışmasında, MRKKGGA sistemine ait 4 farklı topoloji incelenmiştir. Seri-Seri topoloji diğer topolojilere göre daha yüksek güç aktarımı yapılabilmesine olanak sağlamıştır. Aktarım mesafesinin diğer topolojilerden daha yüksek olması elektrikli aracın şarjı için gerekli mesafe aralığı ihtiyacını karşılamıştır. Ayrıca, aktarım veriminin Seri-Seri topolojide yüksek olması, tez çalışmasının temel amacı olan verimin artırılmasını veya mevcut verimin korunmasını kolaylaştırmıştır. Elektrikli aracın şarjı öncesinde park edilirken yaşanabilecek hizalama problemlerinin diğer topolojilere kıyasla Seri-Seri topolojide daha düşük hassasiyete sahip olması, Seri-seri topolojiyi yine avantajlı hale getirmiştir. Tüm bu avantajlara ilave olarak alıcı kısımdaki seri kapasitenin, rezonans frekansında sabit bir kapasite kullanılabilmesi alıcı kısımda kontrol sistemi ihtiyacını ortadan kaldırmıştır.

Verici ve alıcı bobinler arasındaki karşılıklı endüktans modeli Seri-seri topoloji için MATLAB/SIMULINK kullanılarak çıkarılmıştır. Modelde, literatürde yer alan matematiksel fonksiyonlar kullanılmış ve karşılıklı endüktans hesaplama algoritması geliştirilmiştir. Algoritmada merkezleri hizalanmış bobinlere ait tur sayısı, kablo kesiti parametreleri sabit olarak tanımlanmıştır. Belirlenen parametreler kullanılarak bobinlere ait öz endüktanslar hesaplanmıştır. Yine geliştirilen model aracılığıyla bobinler arasındaki mesafe aralığının başlangıç noktası ve bitiş noktası belirtilerek, istenilen mesafe hassasiyetinde karşılıklı endüktans hesaplanmıştır. Geliştirilen modelin doğruluğunu ölçmek amacıyla bobinlere ait belirlenen tüm parametreler tasarlanan Ansys Maxwell modeline

tanımlanmış, bobinlere ait öz endüktanslar ve karşılıklı endüktans değerleri her bir mesafe adımı için elde edilmiştir. Tasarlanan MATLAB/SIMULINK modeli ile Ansys Maxwell benzetim sonuçlarının yaklaşık olarak eşit olduğu kanıtlanmıştır. Ansys Maxwell modelinde elde edilen sonuçların, iterasyon adımlarında kullanılan ondalıklı sayı basamaklarının daha yüksek olması ve iletken turları arasındaki 1 cm mesafe nedeniyle oluşan parasitik endüktans değerinin MATLAB/SIMULINK modelinde ihmal edilmesi, ayrıca Ansys Maxwell tasarımında tek telli iletken kullanılması sonucunda karşılıklı endüktans değerleri üzerinde ihmal edilebilecek bir farka neden olduğu literatürdeki çalışmalar incelenerek yorumlanmıştır. Modelleme çalışmaları sonucunda verici ve alıcı bobinlerin uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bobinlerde, 50-100 kHz frekans aralığında en uygun deri ve yakınlık etkisine sahip olan 0,1 mm kesitli 200 adet AWG38 iletken telden oluşan AWG14 eşdeğerinde kablo kullanılmıştır. Bobinlerin endüktansları sistemin çalışma frekansında yakın olması nedeniyle 100 KHz frekans altında LCR metre kullanılarak ölçülmüştür. Ölçülen endüktans değeri ile Ansys Maxwell ve MATLAB/SIMULINK'te oluşturulan model sonuçlarının birbirine çok yakın olduğu görülmüştür. Bobinler arasındaki karşılıklı endüktans değeri ise her 1 cm mesafe aralığı için önceki bölümlerde açıklanan metot kullanılarak hesaplanmıştır. Uygulama sonucunda hesaplanan karşılıklı endüktans değerinin Ansys Maxwell modeli sonuçları ile daha yakın olduğu, MATLAB/SIMULINK sonuçları ile çok az farklı olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle kontrol algoritması ve gerekli hesaplamaların tamamında ölçülen değerler kullanılmıştır. Bobinlere ait öz endüktans ve karşılıklı endüktans değerlerinin elde edilmesiyle KGA sisteminin empedans analizi yapılmıştır. Empedans analizinde KGA sistemi için gerekli olan verici ve alıcı devre kapasite değerleri hazırlanan MATLAB/SIMULINK modeline eklenmiştir. Verici devre kapasite değeri sistemin güç kaynağı olarak kullanılan E-sınıfı evirici çıkışında yer alan rezonans kapasitesi ile birleştirilerek, tek bir kapasite olarak ele alınmış ve kontrolü sağlanmıştır. Alıcı devre kapasite ise kontrollü olmadığı için uygulama ve hesaplamalarda doğrudan kullanılmıştır. Modelleme çalışmasında ayrıca verici devre ve evirici rezonans eşdeğer kapasite değeri kontrol algoritmasında kullanılmak üzere matematiksel olarak elde edilmiştir.

KGA sisteminin giriş gücü, yüksek güç dönüştürme verimi, bileşen değişikliklerine karşı düşük hassasiyet, basit devre topolojisi ve tasarım teknikleri nedeni ile son derece elverişli olan bir E-Sınıfı kullanılmıştır. E-sınıfı eviricilerin sabit yük altında anahtarlama kayıpları çok düşük olması tez çalışmasında kullanımını daha avantajlı hale getirmiştir. Bunun yanı

sıra, değişken yük altında bu evirici topolojisinin yük gerilimini sabit olarak koruyamaması da bir dezavantaj oluşturmuştur. Eviricinin tasarımı bu avantaj ve dezavantaj göz önünde bulundurularak MATLAB/SIMULINK'te modellenmiştir. Modelleme sonuçları literatürde yer alan çalışmalarla karşılaştırılarak doğrulanmıştır. Modellemede hesaplanan devre bileşenleri değerleri kullanılarak E-sınıfı evirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Evirici çıkışında yer alan rezonans kapasitesi ile KGA sisteminin rezonans kapasitesi tek bir eşdeğer kapasite oluşturacak şekilde hesaplanmıştır.

Evirici girişinde şebeke gerilimi doğrultularak giriş DA gerilimi elde edilmiştir. DA gerilim evirici giriş besleme bobini üzerinden güç anahtarına paralel olarak bağlanmıştır. Besleme bobini devamında yer alan rezonans kapasitesi eşdeğer kapasite tarafından karşılanmıştır. Rezonans devresi endüktansı ise KGA sisteminin verici bobininin öz endüktansından faydalanılarak elde edilmiştir. Evirici uygulaması tamamlanarak çalışma durumları değerlendirilmiştir. Eviricinin SGA şartı altında kontrol edilmesi için en önemli parametre olan çıkış yük direnci değeri, kapasite dizisi kullanılarak ayarlanmıştır. Diğer bir önemli parametre ise tez çalışmasının temel amacını barındıran verimin yükseltilmesi ve mevcut verimin sabit tutulabilmesi için, eviricinin giriş direnci ile çıkış empedansının eşitliği sağlanmaya çalışılmıştır. Bu eşitlik sağlandığı durumlarda evirici en yüksek verim noktasında çalışmış, KGA sisteminin verimi değerlendirilmiştir. Tüm bu belirtilen şartların sağlanması, adaptif kapasite dizisi kullanılarak yapılmıştır.

Adaptif kapasite dizisi 8 adet farklı değerde kapasite kullanılarak tasarlanmıştır. Kapasitelerin değer aralığı 1 nF ile 1000 μ F aralığında eşdeğer kapasiteyi oluşturacak şekilde seçilmiştir. Ayrıca kullanılan kapasitelerin gerçek değerleri ölçülerek etiket değerlerinde yer alan tolerans etkileri en aza indirilmiştir. Kapasite dizisi, 8 adet paralel hattan oluşturulmuştur. Her bir hat, ilgili hatta ait eşdeğer kapasiteyi oluşturacak şekilde seri ve paralel kombinasyonlar şeklinde düzenlenmiştir. Gerekli olan kapasite hattı ise bir röle kontrol devresi kullanılarak devreye alınmıştır. Röle kontrol devresi ise önerilen yeni bir algoritma kullanılarak DSP tarafından kontrol edilmiştir.

Önerilen kontrol algoritması, tasarlanan sistemin tüm bileşenlerin kontrolü ve ölçüm işlemlerini sağlayan DSP yazılımına entegre edilmiştir. DSP yazılımı, kontrol algoritması ilk olarak evirici çıkış gerilim ve çıkış akımı değerlerini gerçek zamanlı olarak ölçmüştür. Ölçüm işlemi, tasarlanan akım ve gerilim ölçüm devreleri çıkışında elde edilmiş ve

TrueRMS dönüşüm devresinde RMS değerlerine dönüştürülmüştür. RMS değerleri tasarlanan evirmeyen yükselteç devresi kullanılarak DSP tarafından algılanabilecek 0-3,3 V gerilim aralığına yükseltilmiştir. DSP analog girişleri kullanılarak evirici çıkış gerilimi ve akımı elde edilmiştir. Kontrol algoritması ölçüm işlemi sonrasında, kapasite dizisinde yer alan her bir hattı temsil edecek olan bir sıfır dizisi oluşturmuştur. Gerekli kapasite değerinin modelleme çalışması içerisinde yer alan algoritma tarafından hesaplandığı belirtilmişti. Bu kapasite değerine ulaşabilmek amacıyla önerilen algoritma mevcut eşdeğer kapasite değeri ile gerekli kapasite değeri arasındaki farkı hesaplamıştır. Elde edilen farka en yakın ve en düşük kapasite değeri için çıkış dizisinde yer alan sıfır matrisinde ilgili kapasite hatlarının değeri lojik 1 olarak ayarlanmıştır. En düşük kapasite değerinin gerekli kapasite değerinden büyük veya küçük olup olmadığı yine önerilen algoritma tarafından belirlenmiştir. En düşük kapasite değerinin, gerekli kapasite değerinden büyük olduğu durumda bir önceki kapasite değeri devreye alınmıştır. En düşük kapasite değerinin, gerekli kapasite değerinden küçük olduğu durumda ise en yakın kapasite değeri kullanılmıştır. Eşdeğer kapasite için aktifleştirilecek kapasite hatları lojik 1, pasif olması gereken kapasite hatları ise lojik 0 olarak çıkış dizisine kaydedilmiştir. Önerilen algoritma bu sayede en uygun eşdeğer kapasiteyi elde etmiştir. Evirici çıkış gerilimi veya akımı üzerinde bir değişiklik olması durumunda ise önerilen algoritma yeniden eşdeğer kapasite arama işlemini tekrarlamıştır. Bu sayede önerilen algoritma evirici giriş ile çıkış empedansı eşitliği sağlamaya çalışmış, KGA sisteminin ise verici bobin giriş empedansı ile alıcı kısım yük direncini eşitlemeye çalışmıştır. Belirtilen eşitliklerin sağlanamadığı durumlarda dahil olmak üzere en yakın empedans eşitliklerini eşdeğer kapasitenin adaptif olarak kontrol edilmesiyle sabit kapasiteli bir sisteme göre daha yüksek verim elde edilmesini mümkün kılmıştır.

Adaptif olarak kontrol edilen verim değerleri ise tasarlanan kullanıcı arayüzleri ile hem tablet hem de bilgisayar üzerinden takip edilmiştir. Son kullanıcı için tasarlanan arayüzler mevcut evirici verimi ve KGA veriminin analiz edilebilmesine olanak sağlamıştır.

Tez çalışması sonucunda, karşılıklı endüktansa bağlı olarak, değişken yük altında çalışabilen bir adaptif kapasite dizisine sahip bir E-sınıfı evirici tasarlanmıştır. Adaptif kapasite dizisi önerilen bir algoritma yardımıyla, E-sınıfı evirici için gerekli olan SGA şartını sağlamakla birlikte kablosuz enerji aktarım sisteminin rezonans şartını da korumaktadır. Çalışma sonucunda 11-19 cm mesafe aralığında adaptif çalışabilen bir elektrikli araç şarj sistemi gerçekleştirilmiştir. Sistemde yaklaşık 1 kW güç %91,13 verim ile aktarılmıştır. Farklı

mesafelerde ortalama aktarım verimi %2-%10 aralığında artırılmıştır.

Elde edilen deneysel sonuçlar, Çizelge 8.1’de verilen mevcut şarj sistemleri ile karşılaştırılmıştır. Mevcut şarj sistemleri, özel araç, golf otobüsü, mini otobüs, otobüs, arazi aracı ve tramvay gibi elektrikli araçlardan oluşmaktadır. Bu araçlar değerlendirildiğinde şarj güçleri 2 kW ile 100 kW güç aralığında olduğu görülmüştür. Ayrıca şarj verimleri ise en düşük %71 ile en yüksek %93 olarak verilmiştir. Tüm bu şarj sistemleri ile yapılan bu tez çalışması karşılaştırıldığında, tez çalışmasında hazırlanan sistemin güç kapasitesi daha düşüktür. Bu nedenle daha düşük güçlü elektrikli araçların şarjında kullanılması daha uygundur. Yüksek güçlü araçlarda kullanımında ise şarj süresi daha uzun sürecektir. Fakat mevcut çalışmaların verimleri ele alındığında ise tez çalışmasında elde edilen sistemin veriminin birçok çalışmadan daha yüksek olduğu değerlendirilmiştir. Mevcut çalışmalarda mesafe aralığı sabit iken tez çalışmasında elde edilen sistemin değişken mesafe aralığına uyumlu olması ayrıca avantaj sağlamaktadır.

Çizelge 8.1. Mevcut şarj sistemlerine ait güç, mesafe aralığı ve verim değerleri

Enstitü/Şirket	Proje tipi	Araç tipi	Güç	Hava aralığı	Verim
Auckland Üniversitesi ve Conductix-Wampfler	Durağan	5 Golf otobüsü	20 kW	50 mm	%90-91
		8-23 Mini Otobüs	60 kW	30 mm	-
Auckland Üniversitesi ve Qualcomm Halo	Durağan	Özel araçlar	3 kW	180 mm	%85
	Hareketli	-	-	-	-
ORNL	Hareketli	-	4,2 kW	254 mm	%92*
	Durağan	-	7,7 kW	200 mm	%93*
	Hareketli	Elektrikli mini araç	2 kW	75 mm	%91*
KAIST	Hareketli	Golf otobüsü	3 kW	10 mm	%80
		Otobüs	6 kW	170 mm	%72
		Arazi aracı	17 kW	170 mm	%71
	Hareketli	Tramvay	62 kW	130 mm	%74
		Otobüs	100 kW	200 mm	%75
MIT WiTricity ve Delphi	Durağan	Özel araçlar	3,3 kW	180 mm	%90
Evatran	Durağan	Özel araçlar	3,3 kW	100 mm	%90

*: Bobin-bobin verimidir.

KAYNAKLAR

1. Kim K. Y. (2012). *Wireless power transfer: Principles and engineering explorations*. Tainan City: InTech, 1-28.
2. Ghate K. and Dole L. (2015). *A review on magnetic resonance based wireless power transfer system for electric vehicles*. 2015 International Conference on Pervasive Computing (ICPC). Pune, India, 1-3.
3. Larminie J. and Lowry J. (2003). *Electric Vehicle Technology Explained*. West Sussex: Wiley Publishing, 1-303.
4. İnternet: Charging station. *Wikipedia*. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Charging_station Son Erişim Tarihi: 11.04.2016.
5. Riba J.-R., López-Torres C., Romeral L., and Garcia A. (2016). Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 57(1), 367-379.
6. Mohammed S. S., Ramasamy K., and Shanmuganantham T. (2010). Wireless Power Transmission - A Next Generation Power Transmission System. *International Journal of Computer Applications*, 1(13), 102-105.
7. Ibrahim M., Pichon L., Bernard L., Razek A., Houivet J., and Cayol O. (2015). Advanced Modeling of a 2-kW Series-Series Resonating Inductive Charger for Real Electric Vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(2), 421-430.
8. Siqi L. and Mi C. C. (2015). Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1), 4-17.
9. Chung Y. D., Lee C. Y., Kang H. K., and Park Y. G. (2015). Design Consideration and Efficiency Comparison of Wireless Power Transfer With HTS and Cooled Copper Antennas for Electric Vehicle. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 25(3), 1-5.
10. Gerssen-Gondelach S. J. and Faaij A. P. C. (2012). Performance of batteries for electric vehicles on short and longer term. *Journal of Power Sources*, 212(2012), 111-129.
11. Vilathgamuwa D. M. and Sampath J. P. K. (2015). *Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs)—Present and Future Trends*. Singapore: Springer Science+Business Media, 33-60.
12. Azad A., Saha T., Zane R., and Pantic Z. (2015). *Design of Hybrid Energy Storage Systems for Wirelessly Charged Electric Vehicles*. 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall). Boston, USA, 1-5.
13. Brecher A. and Arthur D. (2014). *Review and Evaluation of Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Transit Applications*. Washington: U. S. Department of Transportation, 1-61.

14. Mi C. (2015). *Development of an Extermely Efficient Wireless EV Charge*. Dearborn : University of Michigan-Dearborn, 1-22.
15. Kesler M. (2013). Highly resonant wireless power transfer: safe, efficient, and over distance. *WiTricity Corporation*, 1-32.
16. Kurs A., Karalis A., Moffatt Joannopoulos R., J. D., Fisher P., and Soljačić M. (2007). Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Science*, 317(5834), 83.
17. Tesla N. (1904). The Transmission of Electrical Energy Without Wires. *Electrical World and Engineer*, 1-4.
18. He L. and Guo D. (2020). Compound Voltage Clamped Class-E Converter With ZVS and Flexible Power Transfer for WPT System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7123-7133.
19. Hui S. Y. R., Zhong W., and Lee C. K. (2014). A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), 4500-4511.
20. Choi B. H., Lee E. S., Huh J., and Rim C. T. (2015). Lumped Impedance Transformers for Compact and Robust Coupled Magnetic Resonance Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6046-6056.
21. Liu S., Liu M., Yang S., Ma C., and Zhu X. (2017). A Novel Design Methodology for High-Efficiency Current-Mode and Voltage-Mode Class-E Power Amplifiers in Wireless Power Transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(6), 4514-4523.
22. Madawala U. K. and Thrimawithana D. J. (2011). A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(10), 4789-4796.
23. Shin J. (2014). Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1179-1192.
24. Chang C. J., Hung C. M., and Tai C. C.. (2015). *Numerical and experimental studies of the effects of parallel inductive coils and distance variation on wireless power transfer systems of electric vehicles*. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Seville, Spain, 2662-2666.
25. Hata K., Imura T., and Hori Y. (2015). *Maximum efficiency control of wireless power transfer via magnetic resonant coupling considering dynamics of DC-DC converter for moving electric vehicles*. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, 3301-3306.
26. SAE International. (2020). *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*. 1-194.

27. Zhang X., Yuan Z., Yang Q., Li Y., Zhu J., and Li Y. (2016). Coil Design and Efficiency Analysis for Dynamic Wireless Charging System for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(7), 1-4.
28. Cimen S. G., Pfannkuchen A., and Schmuelling B. (2016). Compensation Considerations for Bidirectional Inductive Charging Systems of Electric Vehicles With Coil Positioning Flexibility. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(3), 1-4.
29. Lim Y., Tang H., Lim S., and Park J. (2014). An Adaptive Impedance-Matching Network Based on a Novel Capacitor Matrix for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4403-4413.
30. Sample A. P., Meyer D. A., and Smith J. R. (2011). Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2), 544-554.
31. Villar I., Iruretagoyena U., Rujas A., Garcia-Bediaga A., and Arenaza I. P. d.. (2015). *Design and implementation of a SiC based contactless battery charger for electric vehicles*. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, Canada, 1294-1300.
32. Moon S. and Moon G.-W. (2015). Wireless Power Transfer System with an Asymmetric 4-Coil Resonator for Electric Vehicle Battery Chargers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6844-6854.
33. Choi S. Y., Jeong S. Y., Lee E. S., Gu B. W., Lee S. W., and Rim C. T.. (2015). Generalized Models on Self-Decoupled Dual Pick-up Coils for Large Lateral Tolerance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6434-6445.
34. Hussain R., Kim D., Nogueira M., Son J., Tokuta A., and Oh H. (2015). *A New Privacy-Aware Mutual Authentication Mechanism for Charging-on-the-Move in Online Electric Vehicles*. 2015 11th International Conference on Mobile Ad-hoc and Sensor Networks. Shenzhen, China, 108-115.
35. Uddin M. K., Ramasamy G., Mekhilef S., Ramar K., and Lau Y. C. (2014). *A review on high frequency resonant inverter technologies for wireless power transfer using magnetic resonance coupling*. 2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), . Johor Bahru, Malaysia, 412-417.
36. R. I.-R. SM.2303-1. (2016). Wireless power transmission using technologies other than radio frequency beam. Internal Communication Union, 1-131.
37. Zhang W., White J. C., Abraham A. M., and Mi C. C. (2015). Loosely Coupled Transformer Structure and Interoperability Study for EV Wireless Charging Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6356-6367.
38. Barman S. D., Reza A. W., Kumar N., Karim M. E., and Munir A. B.. (2015). Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 51(2015), 1525-1552.

39. Gati E., Kampitsis G., and Manias S.. (2017). Variable Frequency Controller for Inductive Power Transfer in Dynamic Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(2), 1684-1696.
40. Pellitteri F., Ala G., Caruso M., Ganci S., and Miceli R.. (2015). *Physiological compatibility of wireless chargers for electric bicycles*. International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). Palermo, Italy, 1354-1359.
41. Chen S. H. (2015). *Prolong Lifetime of Dynamic Sensor Network by an Intelligent Wireless Charging Vehicle*. IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall). Boston, USA, 1-5.
42. Ni W. (2015). Radio Alignment for Inductive Charging of Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(2), 427-440.
43. Zhu B., Li J., Hu W., and Gao X. (2015). Review of Magnetic Coupling Resonance Wireless Energy Transmission. *International Journal of u- and e-Service, Science and Technology*, 8(3), 257-272.
44. Kim N. Y. (2012). *Automated adaptive frequency tracking system for efficient mid-range wireless power transfer via magnetic resonanc coupling*. Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European. Amsterdam, 221-224.
45. Beh T., Kato M., Imura T., and Hori Y. (2011). Wireless power transfer system via magnetic resonant coupling at fixed resonance frequency -power transfer system based on impedance matching-. *World Electric Vehicle Journal*, 4(1), 744-753.
46. Kurs A., Karalis A., Moffatt R., Joannopoulos J. D., Fisher P., and Soljačić M. (2007). Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Science*, 317(5834), 83-86.
47. Karalis A., Joannopoulos J. D., and Soljačić M. (2008). Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Annals of Physics*, 323(1), 34-48.
48. Wei X., Wang Z., and Dai H. (2014). A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Energies*, 7(7), 4316-4341.
49. Liu C., Hu A. P., and Nair N. K. C.. (2011). Modelling and analysis of a capacitively coupled contactless power transfer system. *IET Power Electronics*, 4(7), 808.
50. Lu F., Zhang H., Hofmann H., and Mi C. (2015). A Double-Sided LCLC-Compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6011-6014.
51. Dai J. and Ludois D. C.. (2016). Capacitive Power Transfer Through a Conformal Bumper for Electric Vehicle Charging. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(3), 1015-1025.
52. Yi K. H. (2016). *Electric field wireless power transfer with impedance transformation*. 2016 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE). Berlin, 365-366.

53. Mi C. (2015). *High power capacitive power transfer for electric vehicle charging applications*. 2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA). Hong Kong, 1-4.
54. Akuzawa Y., Tsuji K., Matsumori H., Ito Y., Ezoe T., and Sakai K. (2015). *A 95% efficient inverter with 300-W power output for 6.78-MHz magnetic resonant wireless power transfer system*. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Phoenix, Arizona, USA, 1-3.
55. Luo Y., Yang Y., and Chen Z. (2014). Self-tuning wireless power transmission scheme based on on-line scattering parameters measurement and two-side power matching. *Sci Rep*, 4(1), 4332.
56. Lin F. Y., Covic G. A., and Boys J. T. (2015). Evaluation of Magnetic Pad Sizes and Topologies for Electric Vehicle Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6391-6407.
57. Jiang W., Xu S., Li N., Lin Z., and Williams B. W. (2015). *Wireless power charger for light electric vehicles*. 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Sydney, Australia, 562-566.
58. Li C., Zhang H., and Jiang X. (2014). Parameters optimization for magnetic resonance coupling wireless power transmission. *Scientific World Journal*, 2014(1), 1-5.
59. Dai J. and Ludois D. C. (2015). *Wireless electric vehicle charging via capacitive power transfer through a conformal bumper*. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, 3307-3313.
60. Waters B., Sample A., and Smith J. (2012). Adaptive impedance matching for magnetically coupled resonators. *PIERS Proceedings*, 694-701.
61. Esteban B., Sid-Ahmed M., and Kar N. C. (2015). A Comparative Study of Power Supply Architectures in Wireless EV Charging Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6408-6422.
62. Yang J.-R., Kim J., and Park Y.J. (2014). Class E Power Amplifiers using High-Q Inductors for Loosely Coupled Wireless Power Transfer System. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 9(1), 569-575.
63. Vijayakumaran Nair V. and Choi J. (2016). An Efficiency Enhancement Technique for a Wireless Power Transmission System Based on a Multiple Coil Switching Technique. *Energies*, 9(3), 156.
64. Hassan M. A. and Elzawawi A. (2015). Wireless Power Transfer through Inductive Coupling. *Recent Advances in Circuits*, 115-118.
65. Ombach G., Kurschner D., and Mathar S. (2015). *Universal base coil solution for interoperable system for stationary wireless EV charging*. 2015 International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART). Kuwait, 1-9.

66. Zaheer A., Hao H., Covic G. A., and Kacprzak D. (2015). Investigation of Multiple Decoupled Coil Primary Pad Topologies in Lumped IPT Systems for Interoperable Electric Vehicle Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(4), 1937-1955.
67. Ibrahim M. (2016). Inductive Charger for Electric Vehicle: Advanced Modeling and Interoperability Analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1-17.
68. Ombach G., Kurschner D., Mathar S., and Chlebosz W. (2015). *Optimum magnetic solution for interoperable system for stationary wireless EV charging*. 2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Monte-Carlo, Monaco, 1-8.
69. Yuan S., Madawala U. K., Juan T. D., and Hu A. P. (2015). *Cross coupling effects of poly-phase bi-directional inductive power transfer systems used for EV charging*. 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). Taipei, Taiwan, 1-7.
70. Tang Y., Zhu F., Wang Y., and Ma H.. (2015). *Design and optimizations of solenoid magnetic structure for inductive power transfer in EV applications*. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. Yokohama, Japan, 1459-1464.
71. Aditya K., Youssef M., and Williamson S. S. (2015). *Design considerations to obtain a high figure of merit in circular archimedean spiral coils for EV battery charging applications*. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. Yokohama, Japan, 5396-5401.
72. Ongayo D. and Hanif M. (2015). *An overview of single-sided and double-sided winding inductive coupling transformers for wireless Electric Vehicle charging*. Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International. Taipei, Taiwan, 1-6.
73. Neill P. O., Jun Z., and Hurley W. G. (2015). *A Phase-shifted Full-Bridge ZVS DC/DC Converter for Wireless Charging of Electric Vehicles*. Power Engineering Conference (UPEC), 2015 50th International Universities. Stroke-on-Trent, United Kingdom, 1-5.
74. Deshmukh R. A. and Talange D. B. (2015). *Design of 1kW inductive power transfer system for electric vehicle*. Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015 International Conference on. Kollam, India, 93-97.
75. Liu N. and Habetler T. G. (2015). Design of a Universal Inductive Charger for Multiple Electric Vehicle Models. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6378-6390.
76. Zhizhen H., Longyun K., Lingyu C., and Teng F. (2015). *Electric Vehicles wireless charging system compensation based on the Magnetic Energy Recovery Switch*. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW) Daejeon, Korea, 1-7.

77. X Xie., Bucknall R. W. G., and Yearwood K. (2015). *Simulation study of a magnetic coupled resonant wireless energy transfer and storage system for electric vehicles under dynamic condition*. Power Engineering Conference (AUPEC), 2015 Australasian Universities. Wollongong, Australia, 1-6.
78. Yang J.-R., Son H.-C., and Park Y.-J. (2013). A Class E Power Amplifier with Coupling. *Progress in Electromagnetics Research*, 35(1), 13-22.
79. Kim H. (2016). Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1-18.
80. Shimokawa S., A Uchida., and Oshima H.. (2015). *Transfer efficiency control using switching devices in resonant magnetic coupling*. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Nanjing, China, 1-3.
81. Nakamura S., Namiki M., Sugimoto Y., and Hashimoto H.. (2017). Q Controllable Antenna as a Potential Means for Wide-Area Sensing and Communication in Wireless Charging via Coupled Magnetic Resonances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(1), 218-232.
82. Lovison G., Sato M., Imura T., and Hori Y.. (2015). *Secondary-side-only simultaneous power and efficiency control for two converters in wireless power transfer system*. Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Yokohama, Japan, 4824-4829.
83. Kim S.-H., Lim Y.-S., and Lee S.-J. (2013). Magnetic Resonant Coupling Based Wireless Power Transfer System with In-Band Communication. *JSTS:Journal of Semiconductor Technology and Science*, 13(6), 562-568.
84. Kisseleff S., Akyildiz I. F., and Gerstacker W. (2015). *Beamforming for Magnetic Induction Based Wireless Power Transfer Systems with Multiple Receivers*. 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Madrid, Spain, 1-7.
85. Liou C.-Y., Kuo C.-J., and Mao S.-G. (2016). Wireless-Power-Transfer System Using Near-Field Capacitively Coupled Resonators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 63(9), 898-902.
86. Buja G., Bertoluzzo M., and Mude K. N. (2015). Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(12), 7436-7447.
87. Fujita T., Yasuda T., and Akagi H. (2015). *A moving wireless power transfer system applicable to a stationary system*. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, Canada, 4943-4950.
88. Wang S., Dorrell D. G., Guo Y., and Hsieh M.-F. (2016). Inductive Charging Coupler With Assistive Coils. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(7), 1-4.

89. Lin H., Guo Y., Ding K., and Li Z. (2015). *Design of a portable wireless charging system based on relay technology*. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Nanjing, China, 1-3.
90. Kushwaha B. K., Rituraj G., and Kumar P. (2015). *Mathematical model of series-series compensation for contactless power transfer system*. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. Yokohama, Japan, 1321-1326.
91. Yuan L., Li B., Zhang Y., He F., Chen K., and Zhao Z. (2015). *Maximum efficiency point tracking of the wireless power transfer system for the battery charging in electric vehicles*. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference on. Pattaya City, Thailand, 1101-1107.
92. Kim H., Song C., Kim D. H., and Kim J. (2015). *Design of conductive shield for wireless power transfer system for electric vehicle considering automotive body*. 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). Germany, 1369-1374.
93. Panchal C., Stegen S., and Lu J. (2015). *Simulation of core shape considerations of wireless charging systems for electric vehicles*. Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2015 IEEE PES Asia-Pacific. Brisbane, Australia, 1-5.
94. Kesler M. and McCarthy C. (2013). *Highly Resonant Wireless Power Transfer in Subsea Applications*. WiTricity White Paper, 1-13.
95. Nakamura S., Kakinuma Y., Akiho K., and Hashimoto H. (2015). *Prototype design of energy management system for mobile device via Wireless Charging Robot*. 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015. Yokohama, Japan, 5130-5135.
96. Xu G., Yang X., Yang Q., Zhao J., and Li Y. (2016). *Design on Magnetic Coupling Resonance Wireless Energy Transmission and Monitoring System for Implanted Devices*. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 26(4), 1-4.
97. Song K., Zhu C., Kim Ean K., Imura T., and Hori Y. (2015). *Wireless power transfer for running EV powering using multi-parallel segmented rails*. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW) Daejeon, South Korea, 1-6.
98. Ou C.-H., Liang H., and Zhuang W. (2015). *Investigating Wireless Charging and Mobility of Electric Vehicles on Electricity Market*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(5), 3123-3133.
99. Yin H., Fu M., Zhao C., and Ma C. (2015). *Power distribution of a multiple-receiver wireless power transfer system: A game theoretic approach*. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. Yokohama, Japan, 1776-1781.

100. Zeng S., Jin Y., Liu X., Gong C., and Ma L. (2015). *Optimal matching strategy based on electric vehicle contactless charging compensation model*. 2015 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT). Changsha, China, 2658-2662.
101. Nagashima T., Wei X., Suetsugu T., and Sekiya H. (2012). *Inductively coupled wireless power transfer with class-DE power amplifier*. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS). Kaohsiung, Taiwan, 73-76.
102. Huy H., Seunggyu L., Youngsu K., Yunho C., and Bien F. (2012). *An adaptive technique to improve wireless power transfer for consumer electronics*. 2012 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE). Berlin, 359-360.
103. Shekhar A., Prasanth V., Bauer P., and Bolech M. (2016). Economic Viability Study of an On-Road Wireless Charging System with a Generic Driving Range Estimation Method. *Energies*, 9(2), 76.
104. Zhang Z., Chau K. T., Liu C., and Qiu C. (2015). *Energy-security-based contactless battery charging system for roadway-powered electric vehicles*. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW). Daejeon, South Korea, 1-6.
105. Thai V. X., Choi S. Y., Choi B. H., Kim J. H., and Rim C. T. (2015). *Coreless power supply rails compatible with both stationary and dynamic charging of electric vehicles*. 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). Taipei, Taiwan, 1-5.
106. Weihaan L., Han Z., Tianze K., and Mi C. (2015). *Inter-operability considerations of the double-sided LCC compensated wireless charger for electric vehicle and plug-in hybrid electric vehicle applications*. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW). Daejeon, South Korea, 1-6.
107. Deng J., Li W., Nguyen T. D., Li S., and Mi C. C. (2015). Compact and Efficient Bipolar Coupler for Wireless Power Chargers: Design and Analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6130-6140.
108. Miller J. M., Onar O. C., and Chinthavali M. (2015). Primary-Side Power Flow Control of Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1), 147-162.
109. Mohamed A. A. S., Berzoy A., and Mohammed O. (2015). *Power Flow Modeling of Wireless Power Transfer for EVs Charging and Discharging in V2G Applications*. 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Montréal, Canada, 1-6.
110. Lei Z., Thrimawithana D. J., Madawala U. K., and Baguley C. A. (2015). *Performance optimization of LC bi-directional inductive power transfer system*. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza, Brazil, 1-6.

111. Schumann P., Diekhans T., Blum O., Brenner U., and Henkel A. (2015). *Compact 7 kW inductive charging system with circular coil design*. Electric Drives Production Conference (EDPC), 2015 5th International. Nuremberg, Germany, 1-5.
112. Woronowicz K., Safaee A., Dickson T., and Koushki B. (2015). *Effects of parallel load-side compensation in wireless power transfer*. 2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC). Ontario, Canada, 369-374.
113. Wang S. and Dorrell D. G. (2015). Copper Loss Analysis of EV Charging Coupler. *IEEE Transactions on Magnetics*, 51(11), 1-4.
114. Palmberg E., Alatalo M., Haghbin S., Karlsson R., and Lundmark S. T. (2015). *Wireless charging using a resonant auxiliary winding*. 2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Monaco, 1-5.
115. Miller J. M., Jones P. T., Li J.-M., and Onar O. C. (2015). ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 15(2), 40-53.
116. Ye Z., Sun Y., Dai X., Tang C., Wang Z., and Su Y. (2016). Energy Efficiency Analysis of U-Coil Wireless Power Transfer System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 4809-4817.
117. Murthy-Bellur D., Bauer A., Kerin W., and Kazimierczuk M. K.. (2012). *Inverter using loosely coupled inductors for wireless power transfer*. 2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). Boise, Idaho, USA, 1164-1167.
118. Liu X., Liu J., Wang J., Wang C., and Yuan X. (2018). Design Method for the Coil-System and the Soft Switching Technology for High-Frequency and High-Efficiency Wireless Power Transfer Systems. *Energies*, 11(1), 7.
119. SAE International. (2017). *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*. 1-194.
120. Liu X., Wang T., Yang X., Jin N., and Tang H. (2017). Analysis and Design of a Wireless Power Transfer System with Dual Active Bridges. *Energies*, 10(10), 1588-1608.
121. Ahn D. and Hong S. (2015). Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-Modulation Switching Controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2), 898-909.
122. Vazquez J., Roncero-Sanchez P., and Torres A. P. (2017). *Coupling factor of a weak inductive coupling in a 2-kW power transfer system with a 125-mm air gap for electric vehicle chargers*. 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2017. Edinburgh, Scotland, 670-675.

123. Corti F., Grasso F., Reatti A., Ayachit A., Saini D. K., and Kazimierczuk M. K. (2016). *Design of class-E ZVS inverter with loosely-coupled transformer at fixed coupling coefficient*. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy, 5627-5632.
124. Hayati M., Lotfi A., Kazimierczuk M. K., and Sekiya H. (2014). Modeling and Analysis of Class-E Amplifier With a Shunt Inductor at Sub-Nominal Operation for Any Duty Ratio. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 61(4), 987-1000.
125. Onar O. C., Chinthavali M., Campbell S., Ning P., White C. P., and Miller J. M. (2014). *A SiC MOSFET based inverter for wireless power transfer applications*. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. Fort Worth, Texas, USA, 1690-1696.
126. Li S., Li W., Deng J., Nguyen T. D., and Mi C. C. (2015). A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(6), 2261-2273.
127. Pantic Z., Bai S., and Lukic S. M. (2011). ZCS LCC-Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(8), 3500-3510.
128. Samanta S. and Rathore A. K. (2015). A New Current-Fed CLC Transmitter and LC Receiver Topology for Inductive Wireless Power Transfer Application: Analysis, Design, and Experimental Results. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(4), 357-368.
129. Tian J. and A Hu. P. (2017). A DC-Voltage-Controlled Variable Capacitor for Stabilizing the ZVS Frequency of a Resonant Converter for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 2312-2318.
130. Zhang W. (2018). High-efficiency wireless power transfer system for 3D, unstationary free-positioning and multi-object charging. *IET Electric Power Applications*, 12(5), 658-665.
131. Raab F. (1977). Idealized operation of the class E tuned power amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 24(12), 725-735.
132. Lotfi A. (2018). Subnominal Operation of Class-E Nonlinear Shunt Capacitance Power Amplifier at Any Duty Ratio and Grading Coefficient. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(10), 7878-7887.
133. Kazimierczuk M. K., (2008). *RF Power Amplifiers*. Dayton, Ohio, USA:Wiley, 1-375.
134. Uddin M. K., Kalwar K. A., Mekhilef S., and Ramasamy G. (2015). *A wireless vehicle charging system using Class $\Phi 2$ inverter*. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW). Daejeon, Korea, 1-5.

135. Sokal N. O. and Sokal A. D. (1975). Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 10(3), 168-176.
136. Acar M.. (2011). *Power Amplifiers in CMOS Technology: A contribution to power amplifier theory and techniques*, PhD Thesis - Research UT, graduation UT, GildePrint, Enschede, 1-133.
137. Cripps S. (1999). *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston: Artech House, 1-64.
138. Shigeno A., Shimizu T., and Koizumi H. (2017). *Current-source parallel resonant class E inverter with low peak switch current*. IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, 5330-5335.
139. Koizumi H. and Kurokawa K. (2004). *Analysis of class E inverter with switch-voltage elimination*. 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. Busan, Korea, 581-585.
140. D Saini. K., Ayachit A., Reatti A., and Kazimierczuk M. K. (2018). Analysis and Design of Choke Inductors for Switched-Mode Power Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(3), 2234-2244.
141. Kazimierczuk M. K. and Puczek K. (1989). Class E tuned power amplifier with antiparallel diode or series diode at switch, with any loaded Q and switch duty cycle. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 36(9), 1201-1209.
142. Kazimierczuk M. K. and Jozwik J. (1989). DC/DC converter with class E zero-voltage-switching inverter and class E zero-current-switching rectifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 36(11), 1485-1488.
143. Suetsugu T. and Kazimierczuk M. K. (2006). Design procedure of class-E amplifier for off-nominal operation at 50% duty ratio. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(7), 1468-1476.
144. Kazimierczuk M. K. and Jozwik J.. (1989). Resonant DC/DC converter with class-E inverter and class-E rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 36(4), 468-478.
145. Wang W., Yang J., Wang Q., and Cao W. (2020). Comparative design methods of wireless power system for sensors with extended range using Class E inverter at a certain frequency. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 14(9), 908-918.
146. Ayachit A., Corti F., Reatti A., and Kazimierczuk M. K. (2019). Zero-Voltage Switching Operation of Transformer Class-E Inverter at Any Coupling Coefficient. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(3), 1809-1819.
147. Kazimierczuk M. K. and Bui X. T. (1989). Class E DC/DC converters with an inductive impedance inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 4(1), 124-135.

148. Ghahremani A., Annema A., and Nauta B. (2019). Load Mismatch Sensitivity of Class-E Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(1), 216-230.
149. Presti C. D., Carrara F., Scuderi A., Lombardo S., and Palmisano G. (2007). *Degradation Mechanisms in CMOS Power Amplifiers Subject to Radio-Frequency Stress and Comparison to the DC Case*. 2007 IEEE 45th Annual International Reliability Physics Symposium Proceedings. Phoenix, Arizona, 86-92.
150. Sánchez-Pérez C., Sardin D., Roberg M., Mingo J. d., and Popović Z. (2012). *Tunable outphasing for power amplifier efficiency improvement under load mismatch*. 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest. Montréal, Québec, Canada, 1-3.
151. Raab F. H. (1978). Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 13(2), 239-247.
152. Mai R., Ma L., Y Liu., Yue P., Cao G., and He Z. (2017). A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme Based on Different Cross Coupling of Dual-Receiver Inductive Power Transfer System. *Energies*, 10(2), 217-234.
153. Kushwaha B. K., Rituraj G., and P Kumar. (2015). *Mathematical model of series-series compensation for contactless power transfer system*. IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan, 1321-1326.
154. Huang Z. H., Wang L., Zhang Y. X., and Liu R. T. (2020). Design of WPT RF Power Supply Based on Dual Directional Coupler and Capacitor Array Impedance Matching Network. 8(1), 68209-68218.
155. Liu S., Liu M., Han S., Zhu X., and Ma C. (2018). Tunable Class-E DC–DC Converter With High Efficiency and Stable Output Power for 6.78-MHz Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(8), 6877-6886.
156. Aldhaher S., Luk P. C., Bati A., and Whidborne J. F. (2014). Wireless Power Transfer Using Class E Inverter With Saturable DC-Feed Inductor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2710-2718.
157. Hai J., Li W., Tabaddor M., and Chris M. (2015). *Optimization and safety evaluation of a 3.3 kW wireless EV charger*. 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC) Dearborn, Michigan, USA, 1-5.
158. Standart: (2016). *IEEE Standard Technical Specifications of a DC Quick Charger for Use with Electric Vehicles*. IEEE, 1-97.
159. Kisacikoglu M. C., Kesler M., and Tolbert L. M. (2015). Single-Phase On-Board Bidirectional PEV Charger for V2G Reactive Power Operation. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(2), 767-775.

160. Wijaya F. P. and Kondo K. (2015). *Charging power limitation method of a wireless power transmission system for railway vehicle*. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. Yokohama, Japan, 3525-3530.
161. Sallán J., Villa J. L., Llombart A., and Sanz J. F. (2009). Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 2140-2149.
162. Chopra S. and Bauer P. (2011). *Analysis and design considerations for a contactless power transfer system*. 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). Amsterdam, Netherlands, 1-6.
163. Shevchenko V., Husev O., Strzelecki R., Pakhaliuk B., Poliakov N., and Strzelecka N. (2019). Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application. 7(1), 120559-120580.
164. Irwin J. D. and Nelms R. M. (2008). *Basic engineering circuit analysis*. Hoboken: Wiley Publishing, 1-768.
165. Maxwell J. C. (1881). *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Oxford: Oxford University Press, 1-426.
166. Babic S., Salon S., and Akyel C. (2004). The mutual inductance of two thin coaxial disk coils in air. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(2), 822-825.
167. Babic S. I. and Akyel C. (2008). Calculating Mutual Inductance Between Circular Coils With Inclined Axes in Air. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(7), 1743-1750.
168. Zulinski R. (1986). A high-efficiency self-regulated class E power inverter/converter. *IEEE transactions on industrial electronics*, 33(3), 340-342.
169. Sokal N. O. (2001). Class-E RF Power Amplifiers. Lexington: QEX, 9-20.
170. Kazimierzczuk D. C. Marian K., (2011). *Resonant Power Converters*, 2nd ed. Hoboken: Wiley, 1-632.
171. Green P. B. (2018). Class-E power amplifier design for wireless power transfer. *Infineon*, Application Note, Neubiberg: Infineon, 1-54.
172. M Kazimierzczuk. and Puczko K. (1987). Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 34(2), 149-159.
173. Chen Y. F., Zhang H. L., Park S. J., and Kim D. H. (2019). A Switching Hybrid LCC-S Compensation Topology for Constant Current/Voltage EV Wireless Charging. 7(1), 133924-133935.
174. Timilsina A., Nepali B., Paudyal B., and Kunwar J. D. (2016). Design and Performance Analysis of Highly Efficient Class E Resonant Inverter. *Zerone Scholar*, 1(1), 14-17.

- 175.Tasarım notu: (2018). *Class-E power amplifier design for wireless power transfer*. AN_1803_PL16_1803_210431, Neubiberg: Infineon, 1-54.
- 176.Ponte J., Ghahremani A., Huiskamp M., Annema A., and Nauta B. (2020). Theory and Implementation of a Load-Mismatch Protective Class-E PA System. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 67(2), 369-377.
- 177.Du J.C., Wang Z.G., Xu J., and Yang Y.-F. (2020). A Current-Injection Class-E Power Amplifier. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(8), 775-778.
- 178.Park C., Kim Y., Kim H., and Hong S.. (2007). A 1.9-GHz CMOS Power Amplifier Using Three-Port Asymmetric Transmission Line Transformer for a Polar Transmitter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(2), 230-238.
- 179.Lee O. (2010). Analysis and Design of Fully Integrated High-Power Parallel-Circuit Class-E CMOS Power Amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(3), 725-734.
- 180.Moon S., Kim B., Cho S., and Moon G. (2013). *Analysis and design of wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency*. 2013 IEEE ECCE Asia Downunder. Melbourne, Australia, 1034-1040.
- 181.Xun L., Ng W. M., Lee C. K., and Hui S. Y. (2008). *Optimal operation of contactless transformers with resonance in secondary circuits*. 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, Texas, 645-650.
- 182.Fu M., Zhang T., Zhu X., and Ma C. (2013). *A 13.56 MHz wireless power transfer system without impedance matching networks*. 2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT). Perugia, Italy, 222-225.
- 183.Yildiz A. B. (2011). Maksimum Güç Transferi için L Tipi Empedans Uyumlaştırma Devrelerinin Belirlenmesi. *TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası*, 97-101.



GAZİ GELECEKTİR..