



**ELEKTRİKLİ ARAÇ İÇİN ENDÜKTİF MANYETİK BAĞLI GÜÇ
AKTARIM SİSTEMİ TASARIMI**

Şakir KUZİY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ŞUBAT 2017

Şakir KUZHEY tarafından hazırlanan “ELEKTRİKLİ ARAÇ İÇİN ENDÜKTİF MANYETİK BAĞLI GÜÇ AKTARIM SİSTEMİ TASARIMI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Necmi ALTIN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Doç. Dr. Çoşku KASNAKOĞLU

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, TOBB ETÜ

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Prof. Dr. Güngör BAL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 21/02/2017

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Hadi GÖKÇEN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

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.

Şakir KUZİY

23/02/2017

ELEKTRİKLİ ARAÇ İÇİN ENDÜKTİF MANYETİK BAĞLI GÜÇ AKTARIM SİSTEMİ TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Şakir KUZİY

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2017

ÖZET

Teknoloji ve çevre bilincinin gelişmesiyle, ürün elde etmenin yanı sıra ürünün nasıl elde edildiği ve bunun çevresel etkileri ön plana çıkmaktadır. Fosil türevli yakıtların sınırlı olması ve çevreye etkileri otomotiv sektöründe de yeni düşüncelerin ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bunun sonucunda, düşük emisyon oranlı sektör çözümleri araştırma konusu olmuş ve elektrikli araçlar üzerine çeşitli fikirler geliştirilmiştir. Elektrikli araçların üretilmeye başlanmasıyla yeni alt yapı sorunları ortaya çıkmıştır. Bu alt yapı sorunlarından birisi de elektrikli araçların bataryasının şarj edilmesi konusudur. Günümüzde araştırmacılar, elektrikli araçların konnektör ile geleneksel biçimde şarj edilmesinin yanı sıra kablosuz şarj sistemleri ile güç aktarımı konusuna da yoğunlaşmaktadır. Bu çalışmada, elektrikli araçların şarjında kullanılacak bir kablosuz şarj sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan ICPT sisteminde, büyük hava aralığı ve düşük manyetik bağlantı katsayısı ile yüksek verimli güç aktarımının elde edilmesi amaçlanmıştır. 20 cm hava aralıklı 15 kW ve 30 cm hava aralıklı 45 kW gücünde olmak üzere iki model için güç aktarımında kullanılan topolojiler incelenmiş ve en uygun topoloji kullanılarak sistem parametreleri MATLAB ile geliştirilen bir yazılım ile hesaplanmıştır. Hesaplanan parametreler ANSYS-Maxwell yazılımına aktararak manyetik sistem modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu model ile Simplorer yazılımında geliştirilen elektrik devre modelinin eş zamanlı benzetimi yapılarak modellerin performansı analiz edilmiştir. Bunun yanında, tasarlanan 15 kW gücündeki endüktif manyetik bağlı güç aktarım sistemi için kullanıcı hataları gibi herhangi bir nedenden dolayı istemsiz oluşabilecek çeşitli hizalama hatalarının verim üzerindeki etkileri incelenmiş ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Bilim Kodu : 90514

Anahtar Kelimeler : Kablosuz şarj sistemleri, ICPT, Hizalama hatası, Kompanzasyon topolojileri

Sayfa Adedi : 95

Danışman : Doç. Dr. Necmi ALTIN

DESIGN OF INDUCTIVE MAGNETIC COUPLED POWER TRANSMISSION
SYSTEM FOR ELECTRIC VEHICLE

(M. Sc. Thesis)

Şakir KUZHEY

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2017

ABSTRACT

With the developments in technology and the environmental awareness, besides obtaining the product, how the product is made and its impacts on the environment are considered in the foreground. Limited sources of fossil fuels and their impacts on the nature also have caused new ideas to emerge in the automotive industry. Therewith, industrial solutions with low emission levels have become research topic and various ideas have been developed on electric vehicles. New infrastructure problems have emerged with the production of electric vehicles. One of these problems is the charging of electric vehicle batteries. Besides the charging of electric vehicle in conventional way with connectors, nowadays researchers are concentrating on power transfer with wireless charging systems. In this study, a wireless charging system for charging electric vehicle was designed. In the designed ICPT system, it is aimed to obtain highly efficient power transmission with large air gap and low magnetic coupling coefficient. Topologies for two models, 15 kW with, 20 cm air gap and 45 kW with, 30 cm air gap were investigated and design parameters for most suitable topology were calculated by using an algorithm developed with MATLAB. Calculated parameters were transferred to ANSYS-Maxwell software and magnetic system model was obtained. This model and electrical circuit model developed with Simpler software were simulated simultaneously, and the performance of the designed system was analyzed. In addition, the efficiency effects of different alignment errors that may occur due to any reason such as user errors on system efficiency were analyzed and obtained results were presented for 15 kW inductive magnetic coupled power transfer system.

Science Code : 90514

Key Words : Wireless charging systems, ICPT, Misalignment, Compensation topologies

Page Number : 95

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Necmi ALTIN

TEŞEKKÜR

Çalışmanın başından sonuna kadar beni destekleyen değerli hocam Prof. Dr. Güngör BAL’a ve gerek yaptığımız çalışmalarda gerekse diğ er zamanlarda bana yakın ilgi gösteren, değerli fikirleriyle tecrübelerimin artmasını sağlayan saygı değer danışman hocam Doç. Dr. Necmi ALTIN’a teşekkür eder şükranlarımı sunarım. Benzetim çalışmalarında yaptıkları katkılardan dolayı Selami BALCI’ya sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca maddi ve manevi destekleri ile her zaman yanımda olan ışık kaynağım annem Altındal KUZHEY ve büyük yürekli babam şeref KUZHEY başta olmak üzere; manevi destekleriyle beni yalnız bırakmayan kardeşlerime ve tüm zorlukları benim ile göğüsleyen, sabır ve sevgisini yürekten hissettiğim hayat arkadaşım değerli eşim  zlem KUZHEY’e yürekten teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. ENDÜKTİF MANYETİK BAĞLANTILI GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİ (ICPT).....	7
2.1. Endüktif Manyetik Bağlantılı Güç Aktarım Sistemlerinin Genel Özellikleri.....	7
2.2. Hava Nüveli Bir Transformatörde Güç Aktarımı.....	9
2.2.1. Manyetik bağlantı katsayısı.....	14
2.2.2. Sargı dirençleri.....	16
2.3. ICPT Sistemin Güce Göre Sınıflandırılması.....	18
2.3.1. Düşük güç aktarım sistemleri.....	19
2.3.2. Yüksek güç aktarım sistemleri.....	19
2.4. ICPT Sistemlerinin Manyetik Bağlantı Yeteneğine Göre Sınıflandırılması.....	22
3. ICPT SİSTEMİN GEOMETRİK OPTİMİZASYONU.....	25
3.1. Spiral Daireli Geometri.....	26
3.2. Dikdörtgen Geometri.....	27
4. KOMPANZASYON TOPOLOJİLERİ.....	33
4.1. Topoloji Hesaplamaları.....	38
4.1.1. Seri-Seri (SS) kompanzasyon topolojisi.....	38
4.1.2. Seri-Paralel (SP) kompanzasyon topolojisi.....	47

	Sayfa
4.1.3. Paralel-Seri (PS) kompanzasyon topolojisi.....	50
4.1.4. Paralel-Paralel (PP) kompanzasyon topolojisi.....	53
4.2. Topolojilere Göre Parametreler.....	55
4.3. Topoloji Seçimi.....	58
5. GÜÇ ELEKTRONİĞİ GEREKSİNİMLERİ.....	59
5.1. Yüksek Frekanslı Seri Rezonans Dönüştürücü.....	63
5.2. Değişken Frekanslı Tam Köprü Dönüştürücü.....	65
5.3. DA-DA Güç Dönüştürücü.....	66
6. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMİ TASARIMI VE BENZETİMİ.....	69
7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME.....	87
KAYNAKLAR.....	89
ÖZGEÇMİŞ.....	95

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Kompanzasyon topolojileri.....	34
Çizelge 4.2. Topolojilerin karakteristik özellikleri.....	38
Çizelge 4.3. Dört topolojiye göre eşitlikler.....	56
Çizelge 4.4. Dört topolojiye göre primer kondansatörü eşitlikleri.....	56
Çizelge 4.5. Dört topolojiye göre verim eşitlikleri.....	57
Çizelge 4.6. Dört topolojiye göre maksimum verim ve şartı.....	57
Çizelge 4.7. Dört topolojiye göre kalite faktörleri.....	57
Çizelge 4.8. Sıfır faz açısı frekansı için kalite faktörü kriterleri.....	58
Çizelge 5.1. Kuzey Amerika ve Çin 'deki elektrikli araç bataryası için şarj seviyeleri	63
Çizelge 6.1. Uygun kombinasyon koşulları.....	70
Çizelge 6.2. ICPT Sistem ölçüleri.....	71
Çizelge 6.3. Hesaplanan ICPT sistem verileri.....	72
Çizelge 6.4. 15 kW gücündeki farklı sargı konumlu ICPT sistem endüktans değerleri	82

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin sınıflandırılması.....	3
Şekil 1.2. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin sınıflandırılması.....	3
Şekil 2.1. Endüktif güç aktarım sisteminin yapısı.....	10
Şekil 2.2. Endüktif güç aktarım sistemin elektriksel devresi.....	11
Şekil 2.3. Transformatörün açık devre şeması.....	14
Şekil 2.4. Manyetik bağlantı katsayısı ile hava aralığı arasındaki ilişki.....	15
Şekil 2.5. (a) Laptop uygulaması (b) Cep telefonu uygulaması (c) El aleti uygulaması (d) Kalp pili uygulaması.....	19
Şekil 2.6. (a) Park tipi uygulama (b) Cadde tipi uygulama.....	20
Şekil 2.7. ICPT sisteminde kQ -maksimum verim ilişkisi.....	21
Şekil 3.1. (a) Manyetik nüveli spiral daire geometrili pikap (b) Manyetik nüveli dikdörtgen geometrili pikap (c) Hava nüveli spiral daire geometrili pikap (d) Hava nüveli dikdörtgen geometrili pikap.....	26
Şekil 3.2. Dikdörtgen geometrili sargılar.....	27
Şekil 4.1. ICPT sistemin elektrikli araçlarda uygulaması.....	33
Şekil 4.2. (a) Manyetik bağlantılı endüktans modeli (b) Manyetik bağlantısız endüktans modeli.....	35
Şekil 4.3. (a) SS kompanzasyonlu devre (b) SP kompanzasyonlu devre (c) PP kompanzasyonlu devre (d) PS kompanzasyonlu devre.....	35
Şekil 4.4. Kompanzasyonsuz ICPT topolojisi.....	36
Şekil 4.5. SS topolojisinde iki kare sargı için güç aktarım ve bakır miktarı.....	39
Şekil 4.6. Kapasite değişimine göre topolojilerin tepkisi.....	39
Şekil 4.7. ICPT sistem modeli.....	40
Şekil 4.8. Primer tarafa yansıyan empedans.....	41
Şekil 4.9. Eşdeğer devre gösterimi.....	46
Şekil 4.10. SP topoloji.....	48
Şekil 4.11. SP Kompanzasyon manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli.....	48

Şekil	Sayfa
Şekil 4.12. PS topolojisi.....	51
Şekil 4.13. PS topolojisinin manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli.....	51
Şekil 4.14. PP topolojisi.....	53
Şekil 4.15. PP topolojisinin manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli.....	53
Şekil 5.1. Elektrikli araç şarjı için ICPT bileşenleri.....	59
Şekil 5.2. Endüktif güç aktarımı şematik diyagramı.....	60
Şekil 5.3. Çift yönlü tek faz tam köprü topolojisi.....	62
Şekil 5.4. Tam köprü seri rezonans dönüştürücü devre modeli.....	64
Şekil 5.5. Faz kaymalı tam köprü dönüştürücü devre modeli.....	65
Şekil 5.6. Yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü modeli.....	67
Şekil 6.1. ICPT sistem tasarımı akış diyagramı.....	70
Şekil 6.2. ICPT sistem sargılarının ANSYS-Maxwell yazılımında benzetimi.....	73
Şekil 6.3. ANSYS-Simplorer yazılımında sistem tasarımı.....	73
Şekil 6.4. Sargılar üzerinde manyetik akı dağılımı.....	74
Şekil 6.5. Hizalama hatasız sistemin rezonans frekansta primer ve sekonder gerilimi..	75
Şekil 6.6. Hizalama hatasız sistemin rezonans frekansta primer ve sekonder akımı....	75
Şekil 6.7. Yük-Verim karakteristiği.....	76
Şekil 6.8. 15 kW hizalama hatalı ICPT sistem.....	76
Şekil 6.9. Hizalama hatalı sargılar üzerindeki manyetik akı dağılımı.....	77
Şekil 6.10. Hizalama hatalı sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder gerilimleri.....	78
Şekil 6.11. Hizalama hatalı sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder akımları	78
Şekil 6.12. Hizalama hatalı sistem verim karakteristiği.....	79
Şekil 6.13. 15 kW iki derece eğimli hizalama hatalı ICPT sistem.....	80
Şekil 6.14. 15 kW için tasarlanan sistemin 2 derece eğimli hizalama hatası durumunda manyetik akı yoğunluğu dağılımı.....	80

Şekil	Sayfa
Şekil 6.15. İki derece eğimli sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder gerilimleri.....	81
Şekil 6.16. İki derece eğimli sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder akımları.....	81
Şekil 6.17. Eğim hatalı sistemi verim karakteristiği.....	82
Şekil 6.18. 45 kW ICPT sistemi.....	83
Şekil 6.19. 45 kW ICPT sistemi manyetik akı yoğunluğu dağılımı.....	84
Şekil 6.20. 45 kW ICPT sistemi verim karakteristiği.....	85

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

Açıklamalar

R_L	Yük direnci
V_p	Primer gerilimi
M	Karşılıklı endüktans
I_p	Primer akımı
I_s	Sekonder akımı
ω	Açısal frekans
R_p	Primer sargı direnci
R_s	Sekonder sargı direnci
L_p	Primer endüktansı
L_s	Sekonder endüktansı
Z_p	Primer empedansı
Z_s	Sekonder empedansı
P_{in}	Primer giriş gücü
V_L	Yük gerilimi
V_{oc}	Açık devre gerilimi
I_{sc}	Kısa devre akımı
S_u	Sistemin görünür gücü
Q_p	Primer sargı kalite faktörü
Q_s	Sekonder sargı kalite faktörü
k	Manyetik katsayısı
U_{10}	Primer sargı gerilimi
U_{20}	Sekonder sargı gerilimi
r_p, r_s	Sargı çapları
R_{DC}	Bir iletkenin doğru akım direnci
ρ	İletken öz direnci
R_{ac}	Bir iletkenin alternatif akım direnci

Simgeler**Açıklamalar**

δ	İletkenin manyetik akı ile nüfuz derinliği
μ	Ortamın manyetik geçirgenliği
σ	İletkenlik değeri
f	Çalışma frekansı
P_L	Yük gücü
n	Sistemde kullanılan pikap sayısı
N_p	Primer siper sayısı
N_s	Sekonder siper sayısı
h	Hava aralığı
a_1	Primer sargı eni
a_2	Sekonder sargı eni
b_1	Primer sargı boyu
b_2	Sekonder sargı boyu
Z_r	Primer tarafına yansıyan empedans
C_p	Primer kondansatörü
C_s	Sekonder kondansatörü
η	Verim
Z_T	Toplam empedans
Y_T	Toplam admitans
c	Sargı eni hizalama farkı
e	Sargı boyu hizalama farkı
S_1, S_2, S_3, S_4	Yarı iletken anahtarlar
P	Primer tarafından sekonder tarafına aktarılan güç
d_a, d_b	Sargı uzunlukları

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif akım
CCM	Sürekli iletim modu
DA	Doğru akım
DCM	Süreksiz iletim modu

Kısaltmalar**Açıklamalar**

EMK	Elektromotor kuvveti
EMI	Elektromanyetik girişim
FEM	Sonlu elemanlar metodu
ICPT	Endüktif manyetik bağlı güç aktarımı
PP	Paralel - Paralel
PS	Paralel - Seri
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SP	Seri - Paralel
SS	Seri - Seri
ZCS	Sıfır akım anahtarlama
ZPA	Sıfır faz açısı
ZVS	Sıfır gerilim anahtarlama

1. GİRİŞ

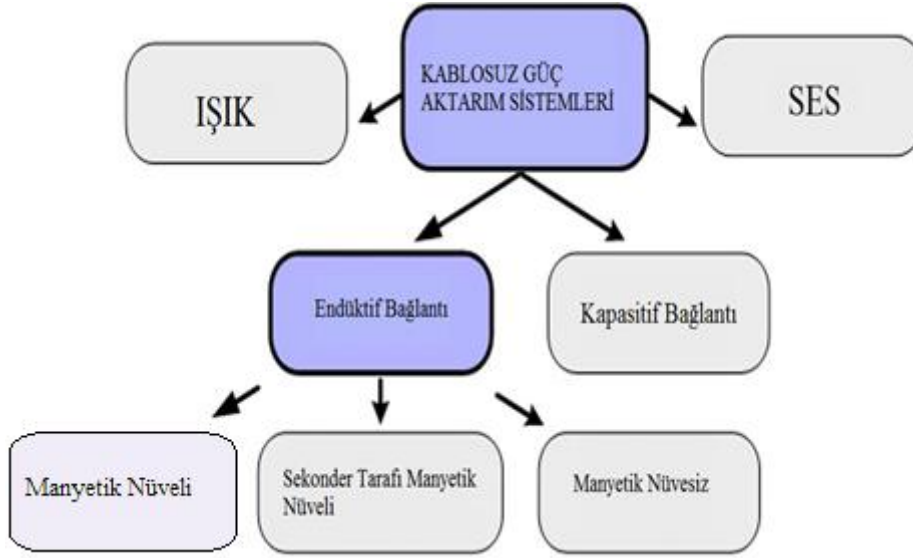
Son yıllarda dünya, iklim değışikliklerinin yol açtığı etkilerle karşı karşıya kalmaktadır. Küresel ısınma olarak bilinen bu problemin nedenlerinin karbon, yağ ve türevlerinin yakılması olduğu vurgulanmaktadır. Dünya nüfusunun her geçen gün artması ve fosil yakıtların sınırlı olması nedeniyle düşük emisyon oranlı çevre dostu çözümler üzerine yoğun araştırmalar yapılmaktadır. Araştırmaların neticesinde fosil yakıtlara olan bağımlılığın azaltılacağı öngörülmektedir. Bu araştırma konularından birisi de elektrikli araçlardır. Birkaç alt sistemi birleştiren elektrikli araçlar gelecek vaat eden çözümlerden biri olarak görülmektedir. Bu teknolojiye, fosil yakıtlar ile çalışan içten yanmalı motorlar yerini elektrik motorlarına bırakmaktadır. Aslında elektrikli araçlar 1800' lü yılların sonuna doğru geliştirilmiş ancak o dönemin şartlarında maliyetinin yüksek olması, enerji depolama teknolojilerinin yetersizliği ve verimliliğinin düşük olması gibi nedenler ile içten yanmalı motorlar ile rekabet edememiştir. Günümüzde petrol ve türevlerinin fiyatlarının artması, fosil yakıtların tükenme tehlikesiyle karşı karşıya kalınması, rezervlerin belirli ülkelerde bulunması ve küresel ısınma gibi nedenler çevreci elektrikli araçlara olan ilgiyi artırmıştır. Sıfır emisyon özelliğinden dolayı yeni nesil çevre dostu elektrikli araçlar otomotiv sektörünün ana itici gücü haline gelmiştir (Jiang, Bao ve Wang, 2014; Chan, 2002; Chan, 2007). Geleneksel olan elektrikli araçlarda elektrik motoruna enerji sağlayan batarya sistemleri, bir kablo ve konnektör yardımı ile şebekeden şarj edilirken teknolojinin gelişmesiyle daha güvenli olan kablosuz şarj sistemleri de aynı amaçla kullanılmaya başlanmıştır.

Kablo ve konnektörlü geleneksel güç aktarım sistemlerine göre kablosuz güç aktarım sistemlerinin birçok avantajı vardır. Bu avantajların bazıları; kabloların yıpranmasıyla oluşabilecek arkın ortadan kaldırılması, su geçirgenliğinin neden olduğu kısa devre durumlarının engellenmesi, mekanik bağlantıların ortadan kaldırılması ve kullanıcı hatalarından dolayı oluşabilecek elektrik çarpmalarının en az seviyeye indirilmiş olması olarak sayılabilir (Auvigne, Germano, Ladas ve Perriard, 2012; Villa, Sallán, Llombart ve Sanz, 2008). Kablosuz güç aktarımı genellikle endüktif bağlantılı güç aktarım sistemleri (Inductive Coupling Power Transfer-ICPT) ile yapılırlar. Geliştirilen bu sistemler tasarımlarındaki iyileşmeler ve teknolojik gelişmeler ile birçok alanda kullanılmaya başlamıştır. Bu uygulama alanlarına örnek olarak; profesyonel aletler için kablosuz güç

kaynağı olarak kullanılması, elektrikli otomobil ve diğer taşıt bataryalarının büyük hava aralıkları ile temassız olarak şarj edilmesi, kompakt elektronik cihazlar ve cep telefonlarının bataryalarının temassız olarak şarj edilmesi sayılabilir. ICPT sistemleri genel olarak özel tasarlanmış bir transformatör ile manyetik indüksiyon prensibine göre çalışmaktadırlar. Bu tür transformatörlerde güç, birincil taraf dediğimiz primer taraftan ikincil taraf dediğimiz sekonder tarafına hava aralığı üzerinden indüksiyon prensibi ile aktarılır. Bu nedenle bu tür transformatörlerin iyi bir manyetik bağlantı katsayısına sahip olmaları gerekir. Bu alanda ICPT sistemlerinin davranışını iyileştirmek için en iyi güç faktörü kompanzasyonunu belirlemek amacıyla birçok çalışma yapılmıştır (Villa, Llombart, Sanz ve Sallán, 2007).

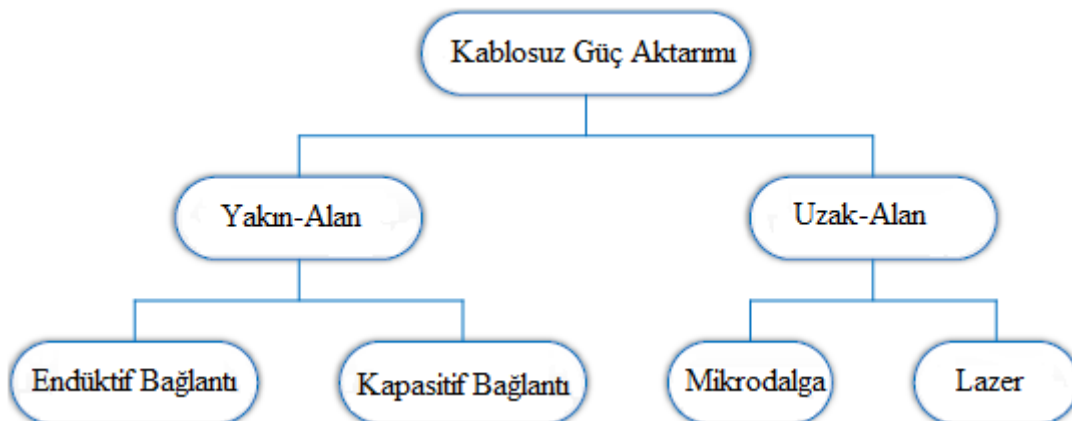
Kablosuz güç aktarım sistemleri çeşitli faktörlere bağlı olarak farklı tipte sınıflandırılmaktadır. Geçmişte yapılan araştırmaları incelediğimizde kablosuz güç aktarım sistemleri Şekil 1.1’de görüldüğü gibi ses ve ışık elde etmek için kullanılmış olup yeni düşüncelerin ortaya atılması ve teknolojik gelişmeler ile birlikte çok daha büyük güçlerin aktarılması üzerinde durulmuştur (Moradewicz ve Kazmierkowski, 2010). Kablosuz güç aktarımı, endüktif ve kapasitif bağlantı ile güç aktarımı olmak üzere iki gruba ayrılmış ve bu grupların altında geliştirilen düşünceye göre çeşitli alt başlıklar ortaya çıkmıştır. Kablosuz endüktif güç aktarımı, manyetik nüveli, sekonder tarafında manyetik nüveli ve manyetik nüvesiz olmak üzere üç bölüme ayrılmıştır. Kablosuz güç aktarım sistemlerinde elektrik alanı, ışık ve ultrasonik ses dalgaları da kullanılabilir (Moradewicz ve Kazmierkowski, 2010; Kimura, Miyakoshi ve Daibou, 1991; Ishiyama, Kanai, Ohwaki ve Mino, 2003; Liu ve Hu, 2009).

Kapasitif bağlantılı sistemler düşük güç değerlerinde kullanılırken, endüktif bağlantılı sistemler birkaç mW’tan yüzlerce kW güç değerleri için kullanılmaktadır (Moradewicz ve Kazmierkowski, 2010; O’Brien, Scheible ve Gueldner, 2003).



Şekil 1.1. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin sınıflandırılması

Şekil 1.2’de de gösterildiği gibi, güç kaynağına olan uzaklığa bağlı olarak, kablosuz güç aktarım sistemini gerçekleştirebilmek için; kullanılan teknolojinin elektrik ve manyetik alanların özelliklerinin değiştirilmesi gibi faktörleri değerlendirdiğimizde yakın-alan (Near-field) ve uzak-alan (Far-field) olarak sınıflandırılabilir (Zheng, 2015). Radyasyonsuz teknik olarak da anılan yakın-alan durumunda, taraflar arasındaki sınır, bir dalga boyu ile sınırlıdır. Radyasyonlu teknik olarak da anılan uzak-alan durumunda ise, güç kaynağı ve yük tarafındaki alıcı sargı arasındaki mesafe güç kaynağı tarafındaki primer verici sargının dalga boyunun iki katından fazladır. Primer sargı ve sekonder sargı arasındaki bağlantı moduna göre, manyetik endüktif bağlantılı ve elektrostatik kapasitif bağlantılı olmak üzere iki grupta sınıflandırılmıştır. Diğer yandan uzak alan teknikleri mikrodalga güç aktarımı ve lazer güç aktarımı olarak sınıflandırılmaktadır (Zheng, 2015).



Şekil 1.2. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin sınıflandırılması

Bu çalışmada da tasarımı yapılan endüktif manyetik bağlantılı güç aktarım sistemleri alanında incelenen bazı çalışmalarda güç aktarım verimliliğini artırmak için sargılar arasındaki manyetik bağlantı katsayısı artıran çoklu manyetik bağlantılı sistem tasarımları önerilmiştir. Bu sistemlerde, birden fazla primer ve sekonder sargı kullanılmıştır (Wang, Stielau ve Covic, 2005). Ayrıca en uygun rezonans frekansında çalıştırılıp faz kaymalarını en aza indirerek, sistem kararsızlığını gidermek için sekonder tarafındaki kompanzasyon devresi tasarımında birden fazla topoloji kullanılabilmektedir. Örneğin Auvigne ve diğerleri tarafından sunulan çalışmada, yük özelliklerine göre ICPT sistem tasarımı yapılmış ve Seri-Seri (SS) topolojisinin sabit akım modu için Seri-Paralel (SP) topolojisinin sabit gerilim modu için kullanılması uygun görülmüştür (Auvigne ve diğerleri, 2012).

Bu çalışmada endüktif manyetik bağlantılı güç aktarım sisteminin tasarım adımları irdelenmiş ve bir süreç halinde sunulmuştur. Çalışma kapsamında yüksek hava aralığında, en uygun devre topolojileri seçilerek, rezonans frekansında ve yüksek verimde güç aktarımının sağlanması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda dönüştürücü, evirici devreleri ve kompanzasyon topolojisi seçilmiştir. Bir elektrikli aracın güç ihtiyacını karşılayacak batarya değerleri, omik yük olarak elektrikli devre tasarımına aktarılmıştır. Fiziksel boyutlandırmanın yapılabilmesi için geliştirilen algoritma ile elde edilen veriler ışığında ANSYS-Maxwell programı yardımıyla örnek modeller geliştirilmiş ve Simplorer ile yapılan eş zamanlı benzetimler ile geliştirilen modelin başarımı test edilmiştir. Çalışma kapsamında, 20 cm hava aralığı ile 15 kW güç ve 30 cm hava aralığı ile 45 kW güç aktarmak üzere iki örnek sistem tasarlanmıştır. Ayrıca 15 kW'lık sistem için enine ve boyuna hizalama hatalarının sistem çalışması ve performansı üzerine etkileri de incelenmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda 15 kW'lık ve 45 kW'lık sistemler için sırasıyla %75,38 ve %69,43 verim değerleri elde edilmiştir. 15 kW'lık sistemde boyuna oluşturulan 15 cm ve enine oluşturulan 10 cm kadar hizalama hatası durumunda verim değerinin %56,2 düştüğü görülmüştür.

Çalışmanın ikinci bölümünde, tasarlanan ICPT sisteme bağlı olarak kablosuz güç aktarım sistemlerinin sınıflandırılması detaylı biçimde verilmiştir. Ayrıca kablosuz güç aktarım sistemlerinde önem arz eden parametreler üzerinde durulmuştur.

Çalışmanın üçüncü bölümünde, ICPT sisteminin tasarlanma aşamasında belirlenmesi gereken geometrik şekiller sınıflandırılmıştır. Bu geometrik şekillere bağlı olarak ICPT sistem eşitlikleri güç akışına göre değerlendirilmiştir.

Çalışmanın dördüncü bölümünde, kompanzasyon topoloji çeşitleri detaylı olarak incelenmiş ve tasarlanan ICPT sistem özelliklerine bağlı olarak bu topoloji çeşitlerinden SS topolojisi üzerinde yoğunlaşmıştır. Her topolojinin uygulama alanına göre avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Elektrikli araç kablosuz şarj sistemi uygulamalarında istenen özelliklere bağlı olarak topoloji seçimi gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın beşinci bölümünde, ICPT sistemlerinde tamamlayıcı rol oynayan anahtarlama teknikleri detaylı olarak verilmiştir. Yüksek frekanslı seri rezonans dönüştürücü, değişken frekanslı tam köprü dönüştürücü ve DA-DA güç dönüştürücü teknikleri hakkında detaylı bilgi sunulmuştur.

Çalışmanın altıncı bölümünde ise sırasıyla ideal ve hizalama hatalı durumlar için 15 kW ve 45 kW değerinde güç aktarımı sisteminin benzetim aşamaları ve elde edilen değerler ayrıntılı verilmiştir. Yedinci bölümde ise elde edilen verilere bağlı olarak sistem genel değerlendirilmesi sunulmuştur.



2. ENDÜKTİF MANYETİK BAĞLANTILI GÜÇ AKTARIM SİSTEMLERİ (ICPT)

Elektrik makinaları ve transformatörlerde olduğu gibi iki veya daha fazla sargının manyetik bağlantı ilkesine göre güç aktarımının yapılması, esasen bilinen bir yöntemdir. Bu makineler, nüve veya küçük hava aralığı ile elektriksel olarak birbirinden ayrılmış devrelerden oluşmaktadır.

ICPT sistemleri düşük güçlerde 50-60 Hz. gibi düşük frekanslarda büyük bir karşılıklı endüktansta yüksek verimli olarak çalışabilmektedir (Gazulla, 2009). Ancak büyük güçler söz konusu olduğunda güç aktarımı zorlaşmaktadır. Sistem, yüksek bir rezonans frekansında uygun bir manyetik bağlantı katsayısında olmalıdır. Ayrıca sistemde oluşacak kayıpların sistem verimini çok etkilediği görülmüştür. Yüksek güç uygulamaları için çalışma frekansı anahtarlama kayıpları nedeniyle 100 kHz değerinin altında kalmaktadır (Wang ve diğerleri, 2005). Bu nedenlerle sistem, kayıpları en aza indirilecek şekilde tasarlanmalıdır. Bu tür sistemlerde sargılarda oluşacak deri etkisi (skin effect) ve yakınlık etkisi (proximity effect) kayıplarını azaltmak için Litz Teli kullanılmaktadır (Sallán, Villa, Llombart ve Sanz, 2009; Wang, Covic ve Stielau, 2004).

Yüksek frekanslı güç aktarımında manyetik bağlantı katsayısını artırmak için hava nüveli yerine ferrit nüveli olarak tasarlamak da mümkün olabilir (Gazulla, 2009). ICPT sistemde kullanılan ferrit nüvenin içeriği eddy akım kayıplarını minimize eden ve düşük histerezis sabitli malzemeden yapılmalıdır. Bu durumda ferrit nüvenin oluşturduğu kayıplar ihmal edilebilir (Ho, Gomersall ve Ran, 2011).

2.1. Endüktif Manyetik Bağlantılı Güç Aktarım Sistemlerinin Genel Özellikleri

ICPT sistemlerinde genel amaç kablosuz güç aktarma işinin verimli bir şekilde sağlanmasıdır. Bu tür sistemlerin en önemli özelliklerinden biri endüktif manyetik bağlantıdır. Endüktif manyetik bağlantı, iki ya da daha fazla sargı arasında hava yoluyla elektriksel yalıtım sağlanarak güç aktarım işleminin yapılmasıdır. ICPT sistemleri genel olarak özel tasarlanmış bir transformatör ile manyetik indüksiyon prensibine göre çalışmaktadırlar. Bu tür transformatörlerde güç, primer sargıdan hava aralığı ile sekonder sargıya aktarılır. Sargılar arasında oldukça büyük hava aralığı özelliğiyle geleneksel

transformatörlerden çok farklıdır. Büyük hava aralığı nedeniyle nispeten büyük kaçak endüktansı ve düşük mıknatıslanma akımı oluşmaktadır. Sargıların sarım özelliği açısından sarım kayıplarından yakınlık etkisi yükselmektedir. Tüm bu özellikler manyetik bağlantı katsayısı sistem performansı üzerinde belirleyici bir değişken olduğu için en uygun güç faktörü kompanzasyonunu belirlenmesi konusunda birçok çalışma yapılmıştır (Villa, Llombart, Sanz ve Sallan, 2007).

Kablosuz güç aktarım sistemleri önceki bölümde belirtilen avantajları sayesinde her geçen gün hayatımıza biraz daha girmektedir. Şu an en çok göz önünde olan uygulama alanı, cep telefonlarının şarj edilmesi olsa da elektrikli araç uygulamaları da yavaş yavaş ticari boyut kazanmaya başlamıştır. Elektrikli araçlarda, sargılardan biri sabit bir şaseye ya da yeraltına konularak şebeke bağlantısı yapılmaktadır. Diğer sargı ise elektrikli aracın önüne, arkasına ya da altına konularak aracın bataryasının şarj edilmesi sağlanmaktadır. Elektrikli araç bataryalarının şarj edilmesinin araç hareket halindeyken yapılması başka bir uygulama şeklidir (Covic, Boys, Kissin ve Lu, 2007; Kalwar, Aamir ve Mekhilef, 2015). Bazı devletler, içten yanmalı motorlu araçlar yerine elektrikli araçların kullanımının artırılması hususunda çalışmalar yapmaktadır. Örneğin; Norveç kişi başına düşen en yüksek elektrikli araca sahip ülke durumundadır ve 2016 yılı itibarıyla satılan araçların %20'sini elektrikli araçlar oluşturmaktadır. Devlet politikası gereği 2025 yılına kadar satılan elektrikli araçların yaklaşık %100'ü sıfır emisyonlu elektrikli araçlardan oluşacaktır. Bu dönüşüm hedefini gerçekleştirebilmek için elektrikli araçlara çeşitli teşvikler sağlanmıştır. Bu teşviklerin arasında vergi indirimleri, ücretsiz park hizmetleri, paralı yolların, köprülerin, tünellerin ve feribot ile taşımanın ücretsiz olması, elektrikli araçların, otobüslere ayrılmış şeritleri kullanabilme ayrıcalığına sahip olması yer almaktadır. Bu teşvikler büyük oranda işe yaramaktadır. Amerika Birleşik Devletleri'nde ise, 2010 yılından itibaren 250 bin elektrikli araç satılmış olup, ABD'nin 2016 yılı hedefi bir milyon elektrikli araç satışını gerçekleştirmektir. Hollanda Meclisi ise, benzinli ve dizel araç satışını 2025 yılından itibaren yasaklayan yasa tasarısını onaylamıştır. Almanya ise, 2025 yılından itibaren bu tür araçların üretimini yasaklamıştır. Otomotiv sektörünün lokomotif durumundaki Almanya'nın bu kararının elektrikli araç üretimine bir ivme kazandıracağı öngörülmüştür. Önümüzdeki yıllarda elektrikli araç kullanım oranının beklenenden daha fazla olacağı düşünülmektedir. Bu hedeflerin önündeki en büyük engel ise alt yapı eksiklikleri (caddeler, şarj istasyonları vb.) ve kullanılan bataryaların ağır olmasıyla birlikte maliyetleridir. Bu doğrultuda hem

batarya teknolojisinde hem elektrikli araçların şarj sistemleri alanında hızlı bir teknolojik ilerleme sağlanacağı düşünülmektedir (Neves, Sousa, Roque ve Terras, 2011).

Kablosuz güç aktarım sistemlerinin avantajları aşağıda verilmiştir (Neves ve diğerleri, 2011):

- Sargılar arasındaki güç aktarım işlemi hava yoluyla yapıldığı için galvanik yalıtım sağlanmış ve böylece daha güvenli çalışma şartları elde edilmiştir.
- Sistem bileşenlerinden birçoğu korunduğu için daha az bakım gerektirmektedir. Bu durum da uzun vadede sistemin maliyetlerinin düşmesini sağlamaktadır.
- Sistemin ana bileşenleri korunduğundan zorlu şartlarda dahi çalışma imkânı sağlamaktadır.
- Düşük güç gerektiren uygulamalardan, büyük güç gerektiren uygulamalara kadar pek çok farklı çalışma şartına göre tasarlanabilmektedir.
- Sistem çıkışında yüksek güç imkânı sağlamaktadır.

Bu avantajlara rağmen bu sistemlerin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin dezavantajları aşağıda sıralanmıştır (Neves ve diğerleri, 2011):

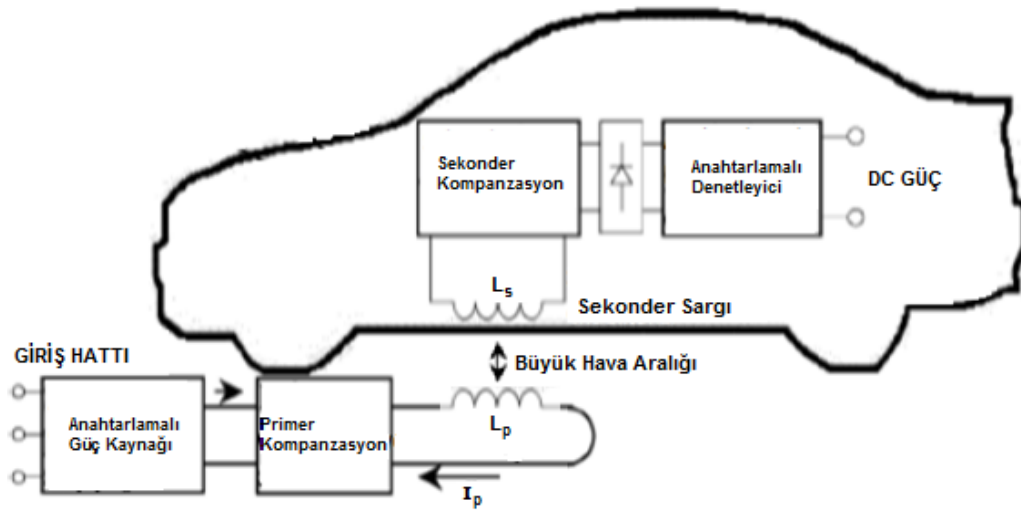
- Sistemin verimli çalışabilmesi için rezonansı sağlayacak devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu rezonans şartların ayarlanmasında bazı zorluklar vardır.
- Yüksek frekansta çalışan anahtarlamalı dönüştürücülerin neden olduğu elektromanyetik gürültüler yakınlarındaki ekipmanların çalışmalarını etkileyebilir.
- Manyetik bağlantı ortamında metalik nesneler varsa bu durum kayıpları artırarak sistemin çalışmamasına neden olabilir.
- Kullanıcı sağlığı açısından manyetik radyasyonun zararlı etkileri hakkında yeterli çalışma bulunmamaktadır.

2.2. Hava Nüveli Bir Transformatörde Güç Aktarımı

Hava nüveli bir transformatör, güç aktarım durumuna göre gücün verici kısmını oluşturan, birincil kısım olarak da adlandırılan primer tarafı ve gücün aktarıldığı kısmını oluşturan, ikincil kısım olarak da adlandırılan sekonder tarafı olmak üzere iki ayrı bölümden

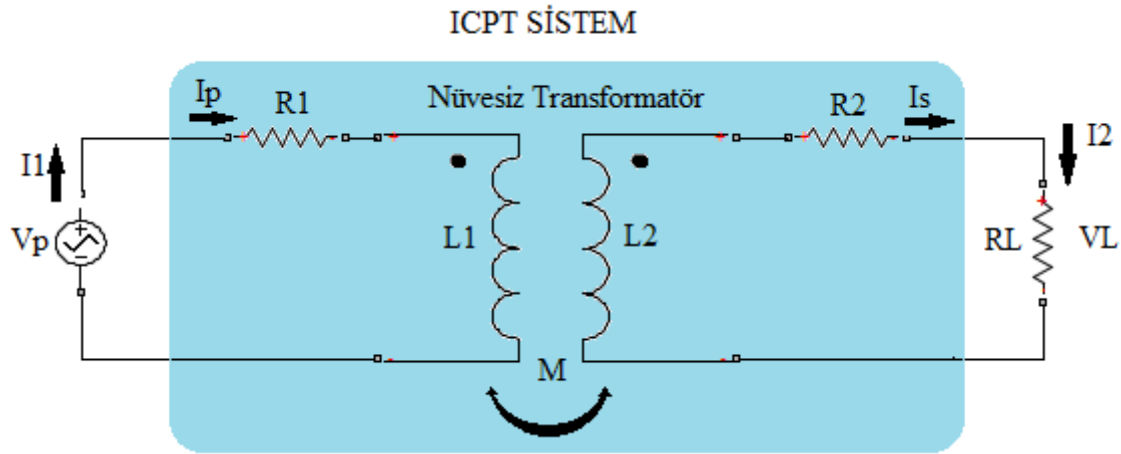
oluşmaktadır. Primer tarafı verilerini belirtmek için “p” veya “1” indisleri kullanılırken, sekonder tarafı verilerini belirtmek için “s” veya “2” indisleri kullanılmaktadır (Wang ve diğerleri, 2004). Genellikle yük direncini belirtmek amacıyla “ R_L ” kullanılmaktadır.

Şekil 2.1’de endüktif güç aktarım sisteminin genel yapısı gösterilmektedir (Wang ve diğerleri, 2005). Primer ve sekonder tarafında rezonansı sağlayan devreler görülmektedir. ICPT sistem analizi yapılırken kompanzasyonsuz devrenin matematiksel modeli sistemi anlamada kolaylık sağlayacaktır.



Şekil 2.1. Endüktif güç aktarım sisteminin yapısı

Şekil 2.2’de endüktif manyetik bağlantılı güç aktarım sisteminin kompanzasyonsuz devre modeli verilmiştir. Bu şekil en temel şekildir (Chopra ve Bauer, 2011). V_p primer tarafından uygulanan sinüsoidal gerilimin etkin değeridir. Primer tarafından sekonder tarafına güç aktarımının ana bileşeni sargıların karşılıklı endüktansı “ M ” değerine bağlı olarak akım ve gerilimin sinüsoidal olduğu varsayılarak primer akımı I_p ve sekonder gerilimi $j\omega MI_p$, sekonder akımı I_s ve primer gerilimi $-j\omega MI_s$ olarak ifade edilmektedir.



Şekil 2.2. Endüktif güç aktarım sistemin elektriksel devresi

Sistemin tasarımını yapabilmek için matematiksel modellemesinin nasıl yapıldığını bilmek gerekmektedir. Sistem tasarımlarında en önemli parametre sistemin verimidir. Sistem verimini bulabilmek için sistem girişi ile sistem çıkışı arasındaki güç akışını adım adım takip edip, sistemin giriş gücü ile çıkış gücü arasında bir bağıntı kurmak gerekmektedir. ICPT sistemin güç akışını takip edebilmek için sistemin eşdeğer devre matematiksel eşitliğinin çıkarılması gerekmektedir. Eşdeğer devreye göre V_p giriş gerilimi için Eş. 2.1 yazılabilir (Wang ve diğerleri, 2004; Sallán ve diğerleri, 2009; Gazulla, 2009).

$$V_p = [R_p + j(\omega L_p)]I_p - j\omega M I_s = (R_p + jX_p)I_p - j\omega M I_s = Z_p I_p - j\omega M I_s \quad (2.1)$$

Eş. 2.1’de belirtilen V_p gerilimi, sistemin primer ve sekonder kısım olmak üzere iki bölümden oluştuğu düşünüldüğünde, sekonder tarafın primer tarafına aktarılmasıyla elde edilmiştir. Giriş gerilimi V_p , karşılıklı endüktans (M) ve rezonans durumdaki açısal frekansa (ω) bağlı olduğu görülmektedir. Primer gerilimi V_p ile primer akımı I_p ’nin çarpımıyla Eş. 2.2’de belirtilen sistemin giriş gücü bulunmuştur.

$$P_{in} = V_p \cdot I_p \quad (2.2)$$

R_L yük direncinde oluşan gerilim V_L :

$$V_L = R_L I_s = j\omega M I_p - j\omega L_s I_s \quad (2.3)$$

biçiminde yazılabilir. I_p akımı açısal frekans ω ’ de sabit olduğu kabul edilir ise, sekonder tarafında indüklenecek e.m.k açık devre gerilimi V_{oc} ve karşılıklı endüktansa (M)’ye bağlı olarak değişmektedir ve bu durum Eş. 2.4’te belirtilmiştir. Eş. 2.4 ve Eş. 2.5’te verilen V_{oc} ve I_{sc} kompanzasyonsuz sistemin gücünü (S_u) bulmak için belirtilmiştir.

$$V_{oc} = j\omega M I_p \quad (2.4)$$

Sekonder devresinin maksimum akımı kısa devre akımı (I_{sc}) olarak adlandırılırsa bu akımın değeri için Eş. 2.5 yazılabilir.

$$I_{sc} = \frac{M}{L_s} I_p \quad (2.5)$$

Buradan kompanzasyonsuz sistemin gücü S_u , açık devre gerilimi ve kısa devre akımının çarpımı olarak hesaplanır (Kalwar ve diğerleri, 2015):

$$S_u = V_{oc} I_{sc} = \frac{j\omega M^2 I_p^2}{L_s} \quad (2.6)$$

Kompanzasyon devresi eklendiğinde, rezonans frekansında çalışan devrenin primer tarafından sekonder tarafına aktarılan gücü P , Eş. 2.7’de belirtilmiştir (Kalwar ve diğerleri, 2015).

$$P = S_u \times Q = \frac{j\omega M^2 I_p^2}{L_s} Q_s \quad (2.7)$$

Burada Q_s sekonder sargı kalite faktörüdür. Hava aralıklı transformatörlerde bağlantı katsayısı ve sargıların kalite faktörleri önemli iki parametreyi oluşturmaktadır. Kalite faktörü sargıların büyük bir manyetik alan ve düşük kayıpları oluşturmak için kapasitesini yansıtmaktadır. Ayrıca, yüksek bir kalite faktörünün oluşması rezonans devrenin daha iyi bir frekans seçiciliğine sahip olması anlamına gelmektedir. Sekonder reaktif gücü ve sekonder aktif gücü arasındaki ilişki, sekonder sargı kalite faktör eşitliği olan Eş. 2.8’de belirtilmiştir.

$$Q_s = \frac{VAr_s}{P_s} \quad (2.8)$$

Sistem tasarımı primer ve sekonder tarafı seri kompanzasyon topolojisi (Seri-Seri, SS) ile analiz yapıldığından Q_s Eş. 2.9'da belirtildiği gibi olmaktadır.

$$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_L} \quad (2.9)$$

Eş. 2.7 ve Eş. 2.9'dan aktarılan güç P , Eş. 2.10'da belirtildiği gibidir.

$$P = \frac{(\omega M I_p)^2}{R_L} \quad (2.10)$$

Sekonder sargı tarafında maksimum güç elde etmek için, sekonder görünür güç ile sekonder güç faktörü çarpılır. Buna göre Eş. 2.11 yazılabilir.

$$P_{2max} = S_2 \cos \varphi_2 \quad (2.11)$$

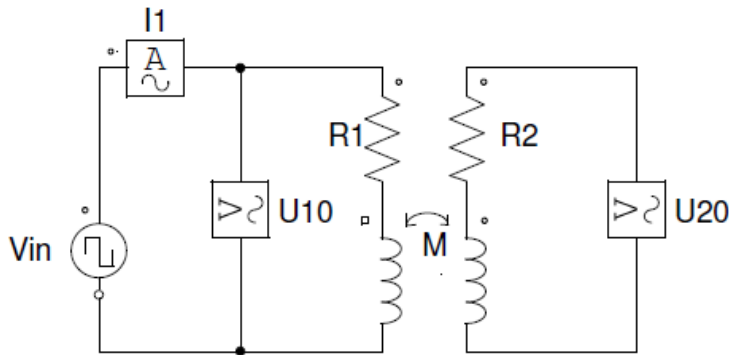
Eş. 2.11'de belirtilen gücün maksimum olması için $\cos \varphi_2 = 1$ olmalı yani akım ile gerilim aynı fazda olmalıdır. Reaktif gücün sıfır olması için kompanzasyon devresi ile sistem, rezonans frekansında çalışmalıdır. Buna göre Eş. 2.11 yeniden yazılabilir:

$$P_{2max} = \frac{\omega M^2 I_p^2 Q_s}{L_s} \quad (2.12)$$

Eş. 2.12'de belirtilen güç aktarımını sınırlayan bazı etmenler vardır. Bu etmenlerden biri yarı iletken güç elemanlarındaki sınırlılıklardır. Aktarılmak istenen güç değeri için, tasarlanmak istenen hava aralıklı manyetik bağlantılı transformatörün değişken geometrisini de düşündüğümüzde çok geniş bir frekans aralığında rezonansa gelebilir. Çok büyük frekanslardaki aktarımda ise istemediğimiz etkilere sebep olabilir. ICPT sisteminin primer ve sekonder sargılarının kalite faktörleri de seçilen topolojiye göre güç aktarım verimi yüksek olması için belirli değer aralıklarında olması gerekir. Bazı normalizasyon çalışmaları yapılarak bu kalite faktörlerinin hangi değerler arasında bulunması gerektiği topolojiye bağlı olarak belirlenmiştir (Wang ve diğerleri, 2004). Bu etkiler ilerideki bölümlerde açıklanmıştır. ICPT sisteminin ekonomik olması için kullanılan bakır iletkenlerin toplam ağırlıklarının da düşük olması gerekmektedir.

2.2.1. Manyetik bağlantı katsayısı

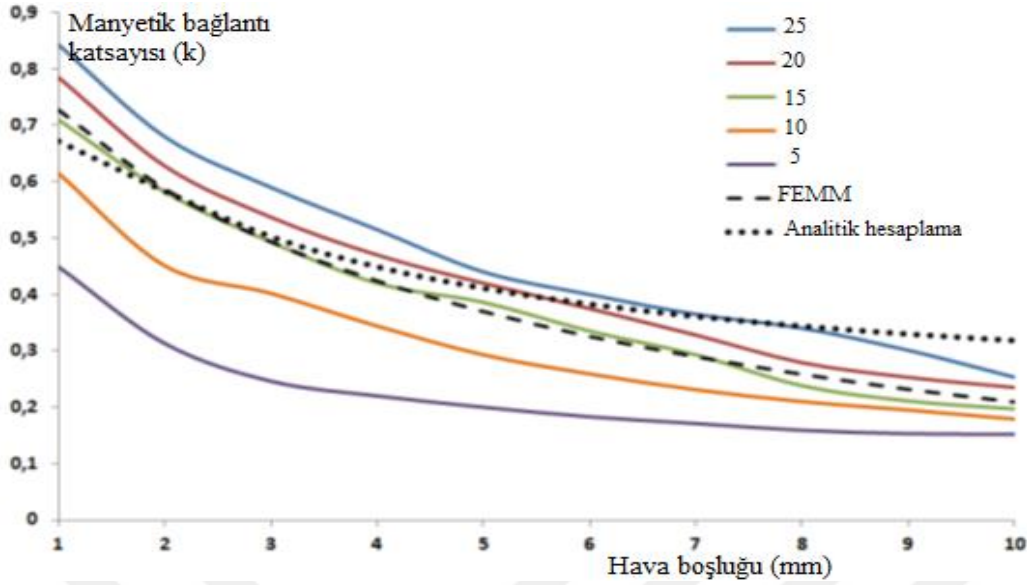
Manyetik bağlantı katsayısı ‘ k ’ ile gösterilmektedir. Primer tarafında oluşturulan manyetik akının ne kadarının sekonder devresine aktarıldığını gösteren bir değerdir. Sekonder sargı üzerinde indüklenen gerilimin, primer sargıda oluşan gerilime oranı şeklinde değerlendirilebilir ve buradan Eş. 2.13 yazılabilir (Cano, 2012). Şekil 2.3’de U_{10} ve U_{20} olarak belirtilen gerilimler, sırasıyla primer ve sekonder sargıların uçlarındaki gerilimlerdir (Cano, 2012).



Şekil 2.3. Transformatörün açık devre şeması

$$k = \frac{U_{20}}{U_{10}} \quad (2.13)$$

Sargıların sipir sayısı arttıkça, manyetik bağlantı katsayısı yükselmekte, sipir sayısı azaldıkça manyetik bağlantı katsayısı azalmaktadır. Şekil 2.4’de manyetik bağlantı katsayısı ve hava aralığı arasındaki ilişki belirtilmiştir (Cano, 2012). Sonlu elemanlar metodu (Finite Element Method-FEM) ve analitik metot ile hesaplanan değerler sargı sipir sayılarından bağımsız olup 5, 10, 15, 20, 25 sipirlik değerler gerçek değerlerdir. Şekilde görüldüğü gibi belirli bir hava aralığında yüksek sipirli olan değerlerde manyetik bağlantı katsayısı da yüksek çıkmaktadır (Cano, 2012).



Şekil 2.4. Manyetik bağlantı katsayısı ile hava aralığı arasındaki ilişki

Eş. 2.13’de manyetik bağlantı katsayısı, sekonder sargı geriliminin primer sargı gerilimine oranı şeklinde yazılabileceği gibi Eş. 2.14’de belirtildiği gibi de yazılabilir:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (2.14)$$

Manyetik bağlantı katsayısını, karşılıklı endüktansın primer ve sekonder endüktans değerlerinin geometrik ortalamasına oranı şeklinde de tanımlamak mümkündür. Primer tarafından sekonder tarafına aktarılan gücün verimi manyetik bağlantı katsayısına bağlıdır. Manyetik bağlantı katsayısı ne kadar büyük olursa güç aktarım verimi o kadar yüksek olur. Eş. 2.14’de görüldüğü gibi manyetik bağlantı katsayısı, karşılıklı endüktans ile doğru orantılıdır ve sistemde kullanılan kompanzasyon topolojisine göre belli başlı değer aralıklarında olmaktadır. Ancak genel olarak 0,2 değerinin altındaki manyetik bağlantı katsayısına sahip sistemler düşük manyetik bağlantılı sistemler olarak kabul edilir. Kompanzasyon topolojileri anlatılırken bu konu üzerinde durulacaktır.

Manyetik bağlantıda hizalama etkisi

Dikdörtgen sargı tasarımı için primer ve sekonder sargı çaplarının hesaplanmasında sırasıyla Eş. 2.15 ve Eş. 2.16 uygulanabilir (Villa ve diğerleri, 2007).

$$r_p = \sqrt{\frac{N_p S_p}{\pi}} \quad (2.15)$$

$$r_s = \sqrt{\frac{N_s S_s}{\pi}} \quad (2.16)$$

Eş. 2.15 ve Eş. 2.16' da belirtilen sargı çapları sırasıyla primer ve sekonder sargı endüktanslarını ve karşılıklı endüktansı bulmak için kullanılacaktır. Karşılıklı endüktans ve sargı endüktansları bulunduğunda manyetik bağlantı katsayısı da bulunabilir. Yüksek verimli güç aktarımının gerçekleşebilmesi için primer ve sekonder sargıları arasında güçlü bir manyetik bağın olması gerekmektedir. Bunu sağlamak için sargıların hava aralığı mesafesinin homojen olması, ayrıca sargı iletkenlerinin hizalanması gerekmektedir. Bu hizalama olmadığı durumda manyetik bağlantı güçlü olmayacak ve sistemin veriminde azalma görülecektir.

Dikdörtgen geometrili ICPT sisteminde boy ve enden hizalama dediğimiz iki tip hizalama şekli vardır. Hizalama hataları her iki hizalama şeklinde de aynı anda olabileceği gibi ayrı ayrı da olabilir. Hizalama durumu ile manyetik bağlantı katsayısı, karşılıklı endüktans ve sargıların kalite faktörleri arasında güçlü bir ilişki vardır. Yanlış hizalama ile birlikte aktarılan gücün azalmasıyla verimde de azalma meydana gelir (Kalwar ve diğerleri, 2015). Park tipi elektrikli araç şarj istasyonlarında araç sürücüsünün ICPT sistem üzerine istemeden de olsa uygun park etmemesi nedeniyle oluşabilecek verimsiz güç aktarımını engellemek için sargılar arasında maksimum uyum gereklidir (Kalwar ve diğerleri, 2015; Budhia, Covic ve Boys, 2009).

2.2.2. Sargı dirençleri

Primer sargı ve sekonder sargı direnci sırasıyla R_p ve R_s dir. Sargı dirençleri ICPT sistemlerinde güç aktarım yeteneğini ve verimi etkileyen önemli parametrelerdir. Bir iletkenin doğru akım direnci R_{DC} Eş. 2.17 ile hesaplanabilir:

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{A} \quad (2.17)$$

Kullanılan malzemeye göre iletkenin öz direnci p , iletkenin boyu l ve A ise iletkenin kesit alanıdır. Bakır malzemeden yapılmış iletkenin öz direnci $p = 1,68 \times 10^{-8} \Omega.m$ dir. Yüksek frekansta sargı üzerinde eddy (girdap) akımları oluşur. Bu eddy akımları manyetik alanda bozulmalara neden olarak ısı oluşturur ve bakır kayıplarını arttırır. Eddy akımı iki kısımdan oluşur. Bunlar deri etkisi ve yakınlık etkisidir.

ICPT sistemleri yüksek frekanslı sistemler olduğundan kayıpları azaltmak için deri etkisi olayının değerlendirilmesi gerekmektedir. Frekans arttıkça, akım da iletkenin dışına doğru kaymaya başlar. İletkenin içindeki ana akım yoğunluğu ise artan frekansın etkisiyle azalmaktadır. Deri etkisi, iletkenin içinden geçen girdap akımlarından dolayı oluşmaktadır. Yüksek frekans ile birlikte, iletkenin ortasından geçen ana akım, girdap akımları tarafından etkisiz hale getirilerek, tüm akım, iletkenin dışına doğru itilir. Oluşan girdap akımları, ana akımın oluşturduğu manyetik alana ters manyetik alan oluşturur. Bu ters manyetik alan, ana akımın oluşturduğu manyetik alanla zıt olduğu için, iletkenin içinden geçen ana akım azalacaktır. İletkenin manyetik tasarım optimizasyonları hacim, maliyet, kayıp, ağırlık, sıcaklık artışı ya da bu faktörlerin bazı kombinasyonunu en eza indirmek için yapılabilir. Örneğin güneş enerjili yarış araçlarında manyetik bileşenlerinin tasarımında kayıp ve ağırlık arasındaki optimal ilişki çok önemlidir (Sullivan, 1999). ICPT sistemleri için ise kayıp, ağırlık, maliyet bileşenlerinin kombinasyonu önemlidir.

Bir iletkenin direncini etkileyen bir diğer faktör yakınlık etkisidir. Bu etki çok katmanlı, bitişik iletkenlerin manyetik alanda oluşturduğu değişikliklerden kaynaklanmaktadır. Çift katmanlı transformatörlerdeki yakınlık etkisi, çok katmanlı transformatörlere göre daha azdır (Ambatipudi, 2013). Primer ve sekonder sargılarının alternatif akım direnci R_{ac} :

$$R_{ac} = \frac{R_{dc}H}{\delta(1 - \exp(-\frac{H}{\delta}))} \quad (2.18)$$

ile verilir. Eşitlikte kullanılan R_{dc} sargının doğru akım direnci, H iletkenin yüksekliği, δ derinin derinliği veya iletkenin manyetik akı ile nüfuz derinliğidir. Deri derinliğinin matematiksel ifadesi ise Eş. 2.19’da verilmiştir.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.19)$$

Eşitlikte kullanılan f çalışma frekansı, μ ortamın manyetik geçirgenliği, σ iletkenlik değerini göstermektedir.

ICPT sistemlerinde primer ve sekonder sargılardaki deri etkisi ve yakınlık etkisi kayıplarını en aza indirmek için yüksek frekansta kullanıma uygun özel tasarlanmış litz teli kullanılmaktadır (Chopra, 2011). Kullanılacak litz telinin içindeki ince yalıtılmış tellerin sayısı deri etkisi ve yakınlık etkisi kayıplarına göre belirlenmelidir.

2.2.3. Çalışma frekansı

Çalışma frekansı ICPT sistemlerinin en önemli parametresidir. Hangi frekansta çalışacağını rezosans durumunu belirlemektedir. Sistem veriminin maksimum seviyede olması için, yüksek manyetik bağlantı katsayısı, buna bağlı olarak optimum karşılıklı endüktans değeri, yük direnci ve sargıların direncinin iyi analiz edilmesi gerekmektedir. Yük direnci elektrikli araçlar için batarya toplam iç direnç değerine göre belirlenmektedir ve sadece omik değerde olduğu düşünülmüştür. Seçilen kompanzasyon topolojisine göre sekonder rezonans frekansındaki açısız frekans değeri ω_0 Eş. 2.20’de belirtilmiştir.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (2.20)$$

2.3. ICPT Sistemin Güce Göre Sınıflandırılması

ICPT sistemleri uygulama alanlarına göre çok çeşitli yapıda olabilmektedir. Bu bölümde bu uygulama alanları üzerine sistem sınıflandırması yapılacaktır. ICPT sistemleri ticari bir alan haline gelmiş olup ve birçok firma bu alanda ar-ge çalışmaları yapmaktadır. Bu sistemler, kullanıcılara sağladığı konfor, kablo kirliliğinin önlenmesi, güvenlik gibi nedenlerden dolayı daha cazip hale gelmektedir. ICPT sistemlerinin tasarımı yapılırken uygulama alanlarını baz almak ve sistem parametrelerini de ona göre belirlemek gerekmektedir. Sistem gücü ve sargılar arasındaki hava aralığı miktarı, hangi tip kablosuz şarj sisteminin tasarımı kullanılacağı önemli etmenlerdir. Tasarlanacak sistemin veriminin yüksek olması ana amacı oluşturmaktadır. Aktarılmak istenen gücü dikkate aldığımızda düşük güç aktarımı ve yüksek güç aktarımı olmak üzere sistemleri sınıflandırabiliriz.

2.3.1. Düşük güç aktarım sistemleri

Düşük güç aktarım sistemlerinin uygulama alanları arasında cep telefonu, dizüstü bilgisayar gibi mobil cihazlar, biyomedikal cihazlar, televizyon, hoparlör, kumanda, saat, mutfak gereçleri gibi elektrikli cihazlara kablosuz enerji sağlanması gibi uygulamalar bulunmaktadır (Chopra, 2011; Meyer, 2012). Sürekli insanın bulunduğu ortamda kullanıldığı için elektromanyetik radyasyona dikkat edilmesi gereklidir. Ayrıca ucuz olmasının yanı sıra hafif ve küçük boyutlu olması da istenen diğer özelliklerdir. Şekil 2.4’ de düşük güçlü ICPT sistemlerinin bazı uygulama alanları gösterilmiştir. Gelişmekte olan teknoloji ve kullanıcı talepleri kablosuz güç aktarım sistemlerinin daha da yaygınlaşacağını göstermektedir. Bu sistemlerde genellikle sargılar arası hava aralığı ve aktarılan güç seviyeleri düşüktür.



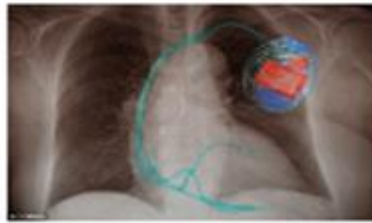
(a)



(b)



(c)



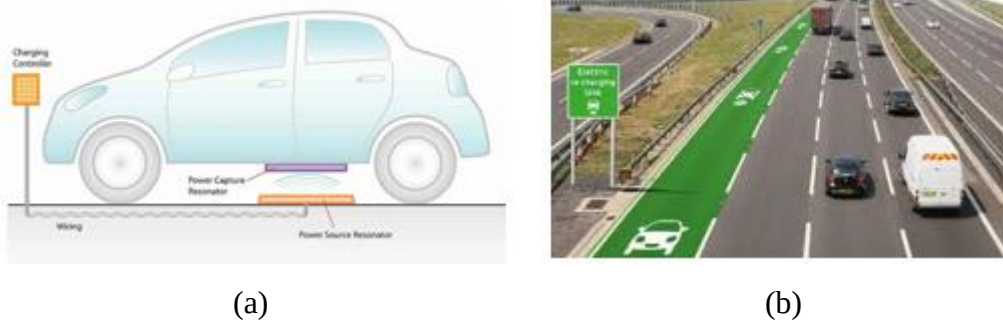
(d)

Şekil 2.5. (a) Laptop uygulaması (b) Cep telefonu uygulaması (c) El aleti uygulaması (d) Kalp pili uygulaması

2.3.2. Yüksek güç aktarım sistemleri

ICPT sistemi ile yüksek güç aktarılması sabit veya hareket halindeki elektrikli araçların bataryalarının şarj edilmesi, otomasyon, madencilik, askeri uygulamalar havacılık,

endüstriyel taşıma gibi birçok iş sahasında kullanılmaktadır. Kablosuz güç aktarım sistemlerinin bölmelerinin sızdırmaz olması hayati önem taşımaktadır (Chopra, 2011).



Şekil 2.6. (a) Park tipi uygulama (b) Cadde tipi uygulama

Yüksek güç aktarım sistemleri birkaç kW'dan, birkaç yüz kW'a kadar güç aralığında olabilir. Genellikle bu tür sistemlerde sargılar arasındaki hava aralığı mesafesinin büyük olması istenmektedir. Bu tür sistemlerde güvenlik ve enerjinin sürekliliği daha ön plandadır. Genellikle elektrikli araç için kablosuz güç aktarım sistemleri 10 kHz-100 kHz frekans aralığında çalıştırılmaktadır (Shin, Shin, Kim, Ahn, Lee, Jung, Jeon ve Cho, 2013). Aktarılan güç ile çalışma frekansı arasındaki Eşitlik 2.21 ile verilen bağlantı nedeniyle yüksek güç aktarım uygulamalarında yüksek frekans gerektirmektedir.

$$P_L \propto \omega^2 \quad (2.21)$$

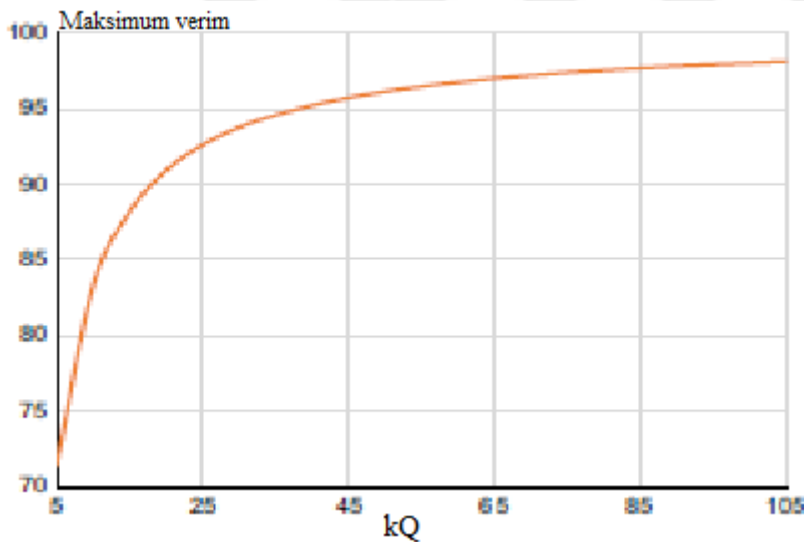
Eş. 2.8'de kalite faktörünün, reaktif gücün aktif güce oranı olduğu görülmektedir. Kalite faktörünün yüksek olmasının, seçilen topolojiye bağlı olarak sistem verimi üzerinde pozitif etki yaratacağı anlaşılmaktadır. Bu nedenden dolayı Q_s kalite faktörü mümkün olduğunca yüksek tutulmalıdır. Ancak kalite faktörünün çok yüksek olma durumunda sistemin kararsız olma ihtimali vardır. Bu yüzden çoğu uygulamada 4 ile 10 arasında olması tercih edilmiştir (Gazulla, 2009). Yüksek frekanslı sistemlerde sistem verimi, düşük frekanslı sistemlere göre daha yüksektir (Wang ve diğerleri, 2005). Kalite faktörü Eş. 2.8 ve Eş. 2.9'da belirtilmiştir. Bu eşitliklerden de görüldüğü gibi rezonans frekansı ne kadar yüksek olursa kalite faktörü, o oranda artmaktadır. Ayrıca kalite faktörü Eş. 2.22'de görüldüğü gibi de tanımlanabilir.

$$Q = \frac{\omega L}{R_{ac}} \quad (2.22)$$

$k.Q = k\sqrt{Q_p Q_s}$ eşitliğinin sonucunda oluşan Şekil 2.7’de maksimum verim ile kalite faktörü ve bağlantı katsayısı arasındaki ilişki gösterilmiştir. Bu bağlantı katsayısı ve kalite faktörlerinin değerlerinin artmasıyla verimliliğin de arttığını ortaya koymaktadır (Kalwar ve diğerleri, 2015; Takanashi, Sato, Kaneko, Abe ve Yasuda, 2012). Kalite faktörü ile maksimum verim arasındaki bağıntı Eş. 2.23’te verilmiştir (Kalwar ve diğerleri, 2015).

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2}{kQ}} \quad (2.23)$$

kQ değeri arttıkça maksimum verim değeri de belli oranda artmaktadır. Buradan da anlaşılabileceği gibi yüksek frekanslarda sistem verimi, düşük frekanslara göre daha yüksek çıkmaktadır.



Şekil 2.7. ICPT sisteminde kQ -maksimum verim ilişkisi

Yüksek frekanslı sistemler büyük gerilimlere neden olur. Araç şarj sistemi gibi yüksek güç uygulamalarında, batarya şarjında Çizelge 5.1’de verilen değerlerdeki gibi küresel gerilim ve akım değerlerine göre uygun şarj biçimi seçilerek sistem tasarımı yapılabilir. Bu sistemlerde bir faz kaynak gerilimi kullanılabileceği gibi üç fazlı daha yüksek değerde (380-540V gibi) kaynak gerilimi de kullanılabilir. Sistemin yüksek frekansta çalıştırılmasının bazı dezavantajları da vardır. Sistemde kullanılan çeviricilerdeki anahtarlama kayıplarının yüksek olması, alternatif akımdaki iletken kayıplarının yüksek olması ve kondansatör dielektrik kayıplarının yüksek olması bu dezavantajlara örnek olarak verilebilir.

2.4. ICPT Sistemlerinin Manyetik Bağlantı Yeteneğine Göre Sınıflandırılması

ICPT sistemlerinde primer sargı ile sekonder sargı arasında hava aralığı mesafesi çok önemli bir etmendir. Yüksek güçlü sistemlerdeki hava aralığı düşük güçlü sistemlerdekinden daha büyüktür. İki sargı arasındaki manyetik bağlantı değerini arttırmak için primer ve sekonder sargıları ferrit malzeme ile tasarlanabilir. En yüksek manyetik bağlantıyı sağlayacak şekilde ferrit malzemenin geometrik tasarımı değişebilmektedir. Ayrıca sargılar arasındaki hava aralığı mesafesi azaltılarak da manyetik bağlantı katsayısı arttırılabilir. Ancak bu şekilde manyetik bağlantının arttırılması pek istenen bir durum değildir. Yüksek bir verim elde etmek için manyetik bağlantı katsayısının yüksek olması gerekmektedir. Manyetik bağlantı katsayısı Eş. 2.14’de belirtildiği gibi karşılıklı endüktansın primer ve sekonder endüktans değerlerinin geometrik ortalamasına eşittir. ICPT sistemleri manyetik bağlantı sayısına göre tekli ve çoklu manyetik bağlantılı sistemler olarak ayrılabilir. Çoklu manyetik bağlantılı sistemler de birden fazla primer ve sekonder sargıların oluşturulmasıyla yapılmış sistemlerdir. Tek manyetik bağlantılı güç aktarım sistemlerinde manyetik bağlantı katsayısının 0,3 – 0,6 arasında olması çok çaba gerektirmektedir (Neves ve diğerleri, 2011; Wang ve diğerleri, 2005). Bu sistemleri manyetik bağlantı katsayısına göre yüksek manyetik bağlantılı ve düşük manyetik bağlantılı sistemler olarak ikiye ayırmak da mümkündür.

Manyetik bağlantı katsayısı 0,2’den daha düşük olan sistemler düşük manyetik bağlantılı ICPT sistemler olarak anılmaktadır. Yüksek manyetik bağlantı katsayılı sistemler düşük manyetik bağlantılı sistemlere göre farklı yapılara sahiptir.

Primer ve sekonder sargılarının oluşturduğu manyetik bağlantılı yapıya pikap da denilmektedir. Sadece birer adet primer ve sekonder sargılardan yapılan sistemlere tek pikaplı sistem, daha fazla primer ve sekonder çiftiyle yapılan sistemlere de çok pikaplı sistemler denilmektedir. Çok pikaplı sistemlerde yansıyan empedans, karşılıklı endüktans ve manyetik bağlantı katsayısı Wang ve diğerleri, tarafından sunulan eşitliklerdeki gibi hesaplanmaktadır (Wang ve diğerleri, 2005). Bu eşitliklerden Eş. 2.25 yansıyan empedansı, Eş. 2.26 karşılıklı endüktansı ve Eş. 2.27 manyetik bağlantı katsayısını vermektedir.

$$\sum_{i=1}^n Z_{ri} = n \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (2.24)$$

$$M_n = \sqrt{n}M \quad (2.25)$$

$$k_n = \sqrt{n}k \quad (2.26)$$

Burada ‘ n ’ sistem tasarımında kullanılan pikap sayısını belirtmektedir.





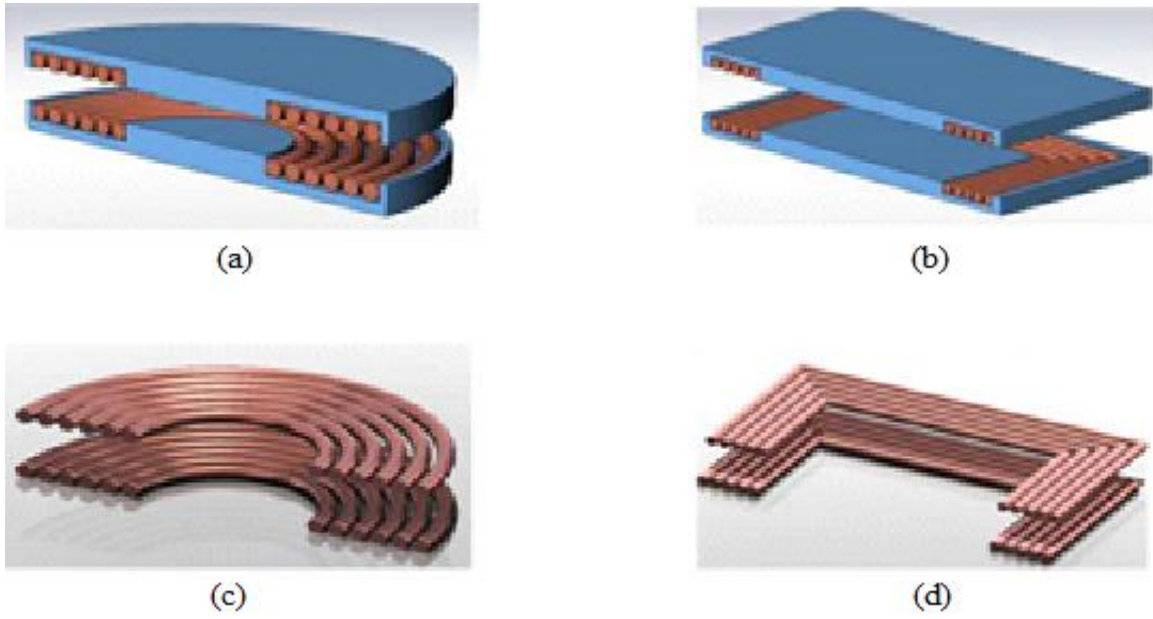
3. ICPT SİSTEMİN GEOMETRİK OPTİMİZASYONU

ICPT sistemler genellikle spiral daire ve dikdörtgen geometrili olarak tasarlanmaktadır. Bazı çalışmalarda, primer ve sekonder sargı arasındaki manyetik bağlantının güçlü olması için ferrit malzeme kullanılmaktadır. Sargılar, ferrit malzeme ile optimum verim elde etmek için çok farklı geometride tasarlanmış olabilirler. Ferrit malzemenin ısınmasıyla sistemin manyetik bağlantı katsayısının düşmesi, sistemin kontrolündeki doğrusallığın azalması gibi dezavantajlar oluşabilmektedir (Sallán ve diğerleri, 2009; Fernández, Garcia, Prieto, Cobos, Gabriels ve Borght, 2002; Hurley ve Duffy, 1995). Ayrıca spiral daire ve dikdörtgen geometrili karma ICPT sistemleri de bulunmaktadır. Spiral daire geometrili güç aktarım sistemlerinin endüktif manyetik bağlantı katsayısı daha yüksek çıkmasına rağmen, dikdörtgen geometrili güç aktarım sistemlerinin hizalama hatalarına daha iyi bir tepki verdiği için elektrikli araç uygulamalarında genellikle dikdörtgen geometrili sistem tasarımı kullanılmaktadır (Chopra, 2011).

Çalışmada, dikdörtgen geometrik şekilli bir sistem tasarlanacağı için, bu tip ICPT sistem tasarımı konusu daha ayrıntılı olarak ele alınacaktır. Çalışmada, primer ve sekonder arasındaki manyetik bağlantıyı artırmak için ferrit malzeme kullanılmamıştır. Şekil 3.1’de spiral daire ve dikdörtgen geometrili sargılar gösterilmektedir (Chopra, 2011). Şekil 3.1 (a) ve (b) ile gösterilen şekillerde manyetik bağlantıyı arttırabilmek için nüve kullanılmıştır. Şekil 3.1 (c) ve (d) ile gösterilen şekillerde ise manyetik bağlantı nüvesiz bir şekilde sağlanmıştır. Aynı değerlerde nüveli şekillerin manyetik bağlantı katsayısının daha yüksek çıkması beklenmektedir.

Bir ICPT sisteminin güç aktarımındaki verimini etkileyecek birçok parametre vardır. Bu parametrelerin başında primer ve sekonder sargı geometrisi gelmektedir. Manyetik bağlantıyı artırmak ve optimum düzeyde gücü alıcı kısmına aktarmak tasarımın esas amacıdır. ICPT sistem çıkışındaki güç, primer ve sekonder sargıları arasındaki karşılıklı endüktans (M) değerinin karesi oranında artmaktadır. M^2/L_s oranının yüksek olmasıyla rezonans çalışma frekansı daha düşük çıkacak ve istenilen gücü optimum verimde aktarmak mümkün olacaktır (Sallán ve diğerleri, 2009; Green ve Boys, 1994; Song, Kratz ve Gurol, 2002; Elliott, Covic, Kacprzak ve Boys, 2006; Covic, Elliott, Stielau, Green ve Boys, 2000). Bu nedenle yüksek bir karşılıklı endüktansta verimin yüksek olacağı düşünülmelidir.

Karşılıklı endüktans değerinin değişmesiyle birlikte birçok parametre değişmektedir. Çalışmada diğer parametrelerin sabit kaldığı varsayılarak açıklamalar yapılmıştır. Yani çıkış gücünün yüksek olması için karşılıklı endüktansın ve sekonder kalite faktörünün yükselmesi, sekonder sargı endüktansının düşmesi ve optimum rezonans frekansında çalışılması gerekmektedir. Bu parametrelerin belirli bir değerde optimum seviyede olması için manyetik bağlantı katsayısı ' k ' nın yüksek bir değer alması gerekmektedir. Eş. 2.14'de belirtildiği gibi manyetik bağlantı katsayısının yüksek olması karşılıklı endüktansın büyük değerde, sargı endüktanslarının küçük değerde olmasıyla mümkündür.



Şekil 3.1. (a) Manyetik nüveli spiral daire geometrili pikap (b) Manyetik nüveli dikdörtgen geometrili pikap (c) Hava nüveli spiral daire geometrili pikap (d) Hava nüveli dikdörtgen geometrili pikap

3.1. Spiral Daireli Geometri

Sargı yarıçapları primer ve sekonder sargı için sırasıyla ' R_a ' ve ' R_b ' olmak üzere sargı sayıları sırasıyla ' N_p ' ve ' N_s ', sargıların kapladığı uzunluklar sırasıyla ' d_a ' ve ' d_b ' olmak üzere Faraday kanunu ve Neumann eşitliklerinden sargı endüktansları ' L_p ' ve ' L_s ' Eş. 3.1 ve Eş. 3.2'de verildiği gibi hesaplanabilir.

$$L_p = \mu_0 N_p^2 R_a \left(\ln \frac{16R_a}{d_a} - 2 \right) \quad (3.1)$$

$$L_s = \mu_0 N_s^2 R_b \left(\ln \frac{16R_b}{d_b} - 2 \right) \quad (3.2)$$

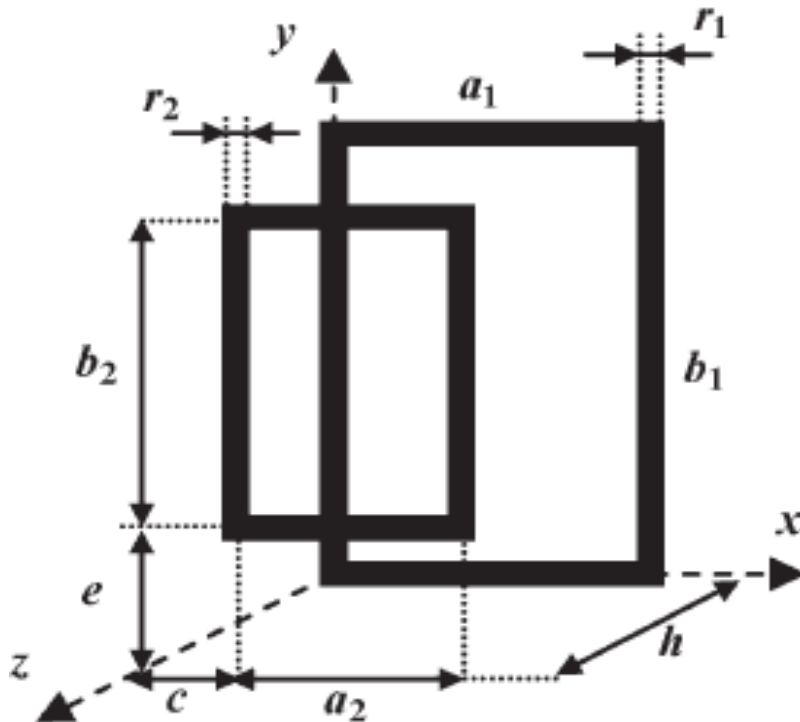
Sargı hava nüveli olduğu için $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$ alınacaktır. Silindirik geometrili sargı tasarımında karşılıklı endüktans ifadesi Eş. 3.3’de verilmiştir.

$$M = \mu_0 N_p N_s \pi \sqrt{R_a R_b} \left[\frac{\left(\sqrt{\frac{4R_a R_b}{(R_a + R_b)^2 + h^2}} \right)^3}{16} + 3 \frac{\left(\sqrt{\frac{4R_a R_b}{(R_a + R_b)^2 + h^2}} \right)^5}{64} \right] \quad (3.3)$$

Burada h , primer sargısı ile sekonder sargısı arasındaki hava aralığı mesafesini göstermektedir. Uzunluklar metre cinsinden hesaplamaya katılmıştır.

3.2. Dikdörtgen Geometri

Sargı ölçeklendirilmesinde primer sargının eni a_1 , primer sargının boyu b_1 , sekonder sargının eni a_2 , sekonder sargının boyu b_2 olarak verilmiştir. Sallán ve diğerleri tarafından verilen eşitlikler takip edildiğinde Şekil 3.2’de belirtilmiş olan r_1 ve r_2 sargıların oluşturduğu tek taraf uzunlukları Eş. 3.4 ve Eş. 3.5 ile elde edilebilir (Sallán ve diğerleri, 2009).



Şekil 3.2. Dikdörtgen geometrili sargılar

$$r_1 = \sqrt{\frac{N_p S_p}{\pi}} \quad (3.4)$$

$$r_2 = \sqrt{\frac{N_s S_s}{\pi}} \quad (3.5)$$

ICPT sisteminde verimin yüksek çıkması için Şekil 3.3’de belirtilen ‘ c ’ ve ‘ e ’ hizamala hatalarının sıfır olması gerekmektedir. Primer ve sekonder sargı dirençleri sırasıyla R_p ve R_s Eş. 3.6 ve Eş. 3.7’de verilmiştir (Sallán ve diğerleri, 2009).

$$R_p = \rho_{cu} N_p \frac{2(a_1 + b_1)}{S_p} \quad (3.6)$$

$$R_s = \rho_{cu} N_s \frac{2(a_2 + b_2)}{S_s} \quad (3.7)$$

Litz teli kullanıldığından deri etkisi ve yakınlık etkisi dikkate alınmamaktadır. Primer ve sekonder sargı empedansları Eş. 3.8 ve Eş. 3.9’da verilmiştir.

$$L_p = \frac{\mu_0}{\pi} N_p^2 \left[a_1 \cdot \ln \frac{2a_1 b_1}{r_1 (a_1 + \sqrt{(a_1^2 + b_1^2)})} + b_1 \cdot \ln \frac{2a_1 b_1}{r_1 (b_1 + \sqrt{(a_1^2 + b_1^2)})} - 2 \left(a_1 + b_1 - \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \right) + 0.25(a_1 + b_1) \right] \quad (3.8)$$

$$L_s = \frac{\mu_0}{\pi} N_s^2 \left[a_2 \cdot \ln \frac{2a_2 b_2}{r_2 (a_2 + \sqrt{(a_2^2 + b_2^2)})} + b_2 \cdot \ln \frac{2a_2 b_2}{r_2 (b_2 + \sqrt{(a_2^2 + b_2^2)})} - 2 \left(a_2 + b_2 - \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \right) + 0.25(a_2 + b_2) \right] \quad (3.9)$$

Primer ve sekonder sargıları aynı ölçülerde ve hizalama hatasız (ideal durum) olduğu varsayılarak karşılıklı endüktans değeri Eş. 3.10’da gösterildiği gibi hesaplanır.

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} N_p N_s \left[a_1 \cdot \ln \frac{\left(a_1 + \left(\sqrt{h^2 + a_1^2} \right) \right) \left(\sqrt{h^2 + b_1^2} \right)}{\left(a_1 + \sqrt{h^2 + a_1^2 + b_1^2} \right) \cdot h} + b_1 \cdot \ln \frac{\left(b_1 + \left(\sqrt{h^2 + a_1^2} \right) \right) \left(\sqrt{h^2 + b_1^2} \right)}{\left(b_1 + \sqrt{h^2 + a_1^2 + b_1^2} \right) \cdot h} + 2(h - \sqrt{h^2 + a_1^2} - \sqrt{h^2 + b_1^2} + \sqrt{h^2 + a_1^2 + b_1^2}) \right] \quad (3.10)$$

Eş. 3.8, Eş. 3.9 ve Eş. 3.10 incelendiğinde primer, sekonder empedans ve karşılıklı endüktans değerlerinin, sargılar arasındaki mesafe ve manyetik malzemenin özelliğine, primer ve sekonder siper sayılarına, sargı kesit alanına ve sargıların ebatlarına bağlı olarak değiştiği, ayrıca elektriksel devre eşitliklerinden bağımsız olarak hesaplandığı gözlenmektedir.

Primer ve sekonder sargılarının aynı hizada olmadığı ve farklı ölçülerde olduğu varsayıldığında karşılıklı endüktans, Eş. 3.11 – Eş. 3.16 arasındaki eşitlikler kullanılarak Eş. 3.17 ile hesaplanmaktadır.

Eşitliğin daha kısa olması için aşağıda belirtilen eşitlikler takip edilir (Sallán ve diğerleri, 2009).

$$d = a_1 - a_2 - c \quad (3.11)$$

Eş. 3.11’de tanımlanan ‘ d ’ değeri, Şekil 3.2’de geometrik şekli verilen primer ve sekonder sargılarında a_1 , primer sargı eni a_2 , sekonder sargı eni ve ‘ c ’ değeri ise sargılar arasındaki sargı eni hizalama farkına göre bulunmaktadır.

$$m = a_2 + c \quad (3.12)$$

$$q = b_2 + e \quad (3.13)$$

Eş. 3.13’de tanımlanan ‘ q ’ değeri, sekonder sargı boyu ve sargıların boyundaki hizalama farkının toplanmasıyla bulunmuştur.

$$g = a_1 - c \quad (3.14)$$

$$p = b_1 - e \quad (3.15)$$

Eş. 3.15’te (b_1) primer sargı boyudur. ‘ p ’ değeri primer sargı boyu ve sargılar arasındaki sargı boyu hizalama hatasının farkından bulunmaktadır.

Bu değerlere göre hizalama hatası olması durumunda karşılıklı endüktans değeri için Eş. 3.17 yazılabilir (Sallán ve diğerleri, 2009).

$$t = b_1 - b_2 - e \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned}
M = \frac{\mu_0}{4\pi} N_p N_s \left[d \ln \frac{d + \sqrt{h^2 + (-t)^2 + d^2}}{d + \sqrt{h^2 + d^2 + q^2}} + h \ln \frac{g + \sqrt{h^2 + q^2 + g^2}}{g + \sqrt{h^2 + g^2 + (-t)^2}} + c \ln \frac{-c + \sqrt{h^2 + q^2 + c^2}}{-c + \sqrt{h^2 + c^2 + (-t)^2}} + \right. \\
m \ln \frac{-m + \sqrt{h^2 + (-t)^2 + m^2}}{-m + \sqrt{h^2 + m^2 + q^2}} + \sqrt{h^2 + q^2 + d^2} - \sqrt{h^2 + q^2 + g^2} - \sqrt{h^2 + q^2 + m^2} + \\
\sqrt{h^2 + q^2 + c^2} + \sqrt{h^2 + (-t)^2 + g^2} - \sqrt{h^2 + (-t)^2 + d^2} + \sqrt{h^2 + (-t)^2 + m^2} - \\
\left. \sqrt{h^2 + (-t)^2 + c^2} \right] - \left[d \ln \frac{d + \sqrt{h^2 + (-p)^2 + d^2}}{d + \sqrt{h^2 + d^2 + e^2}} + \right. \\
g \ln \frac{h + \sqrt{h^2 + e^2 + g^2}}{g + \sqrt{h^2 + h^2 + (-p)^2}} + c \ln \frac{-c + \sqrt{h^2 + e^2 + c^2}}{-c + \sqrt{h^2 + c^2 + (-p)^2}} + m \ln \frac{-m + \sqrt{h^2 + (-p)^2 + m^2}}{-m + \sqrt{h^2 + m^2 + e^2}} + \sqrt{h^2 + e^2 + d^2} - \\
\sqrt{h^2 + e^2 + g^2} - \sqrt{h^2 + e^2 + m^2} + \sqrt{h^2 + e^2 + c^2} + \sqrt{h^2 + (-p)^2 + g^2} - \\
\sqrt{h^2 + (-p)^2 + d^2} + \sqrt{h^2 + (-p)^2 + m^2} - \sqrt{h^2 + (-p)^2 + c^2} \left. \right] + \\
\left[t \ln \frac{t + \sqrt{h^2 + (-g)^2 + t^2}}{t + \sqrt{h^2 + t^2 + c^2}} + p \ln \frac{p + \sqrt{h^2 + p^2 + c^2}}{p + \sqrt{h^2 + (-g)^2 + p^2}} + e \ln \frac{-e + \sqrt{h^2 + e^2 + c^2}}{-e + \sqrt{h^2 + e^2 + (-g)^2}} + \right. \\
q \ln \frac{-q + \sqrt{h^2 + (-g)^2 + q^2}}{-q + \sqrt{h^2 + c^2 + q^2}} + \sqrt{h^2 + c^2 + t^2} - \sqrt{h^2 + c^2 + p^2} - \sqrt{h^2 + c^2 + q^2} + \\
\sqrt{h^2 + e^2 + c^2} + \sqrt{h^2 + (-g)^2 + p^2} - \sqrt{h^2 + (-g)^2 + t^2} + \sqrt{h^2 + (-g)^2 + q^2} - \\
\left. \sqrt{h^2 + (-g)^2 + e^2} \right] - \left[t \ln \frac{t + \sqrt{h^2 + (-d)^2 + t^2}}{t + \sqrt{h^2 + t^2 + m^2}} + p \ln \frac{p + \sqrt{h^2 + m^2 + p^2}}{p + \sqrt{h^2 + (-d)^2 + p^2}} + \right. \\
e \ln \frac{-e + \sqrt{h^2 + e^2 + m^2}}{-e + \sqrt{h^2 + e^2 + (-d)^2}} + q \ln \frac{-q + \sqrt{h^2 + (-d)^2 + q^2}}{-q + \sqrt{h^2 + m^2 + q^2}} + \sqrt{h^2 + m^2 + t^2} - \sqrt{h^2 + m^2 + p^2} - \\
\sqrt{h^2 + m^2 + q^2} + \sqrt{h^2 + e^2 + m^2} + \sqrt{h^2 + (-d)^2 + p^2} - \sqrt{h^2 + (-d)^2 + t^2} + \\
\left. \sqrt{h^2 + (-d)^2 + q^2} - \sqrt{h^2 + (-d)^2 + e^2} \right] \left. \right] \quad (3.17)
\end{aligned}$$

Eş. 3.17’de karşılıklı endüktans, Eş. 3.8 ve Eş. 3.9’da primer ve sekonder sargı endüktansları bulunmuştur. Eşitliklerden de görüldüğü gibi bulunan endüktans değeri fiziksel boyutlara göre hesaplanmıştır.

Hem spiral daire geometrilili hem dikdörtgen geometrilili tasarımda her bir sipir birbiriyle yan yana gelecek şekilde dıştan içe doğru yapılmaktadır. Dikdörtgen geometrilili sistem tasarımında sargının en ve boy uzunluğu aynı ise bu tasarıma kare geometrilili manyetik bağlantılı güç aktarım sistemi denilmektedir. Karşılıklı endüktansın yüksek olmasıyla birlikte endüktif manyetik bağlantı katsayısı ‘ k ’ ne kadar yüksek olursa sistem verimi o

denli yüksek olmaktadır. Spiral daire geometrili güç aktarım sistemlerinde karşılıklı endüktans, kare geometrili sisteme göre %15-20, dikdörtgen geometrili sisteme göre %45-50 daha yüksek çıkmaktadır. Güç kaynağı tarafındaki primer sargının ebatlarını büyütmek sistem verimini artırmak anlamına gelmemektedir. Ayrıca boyutların artırılması kullanılan iletken miktarını ve sargıların bulunduğu kapalı ped tasarımını artırdığı için sistem maliyetlerini de artırmaktadır. Bu noktada primer ve sekonder sargıları arasındaki uyum ön plana çıkmaktadır. Sistem verimi, primer ve sekonder sargıları arasında optimum endüktif bağlantı katsayısında, çalışma rezonans frekansında, optimum ebat ve en uygun kompanzasyon topolojisinde gerçekleşmektedir.

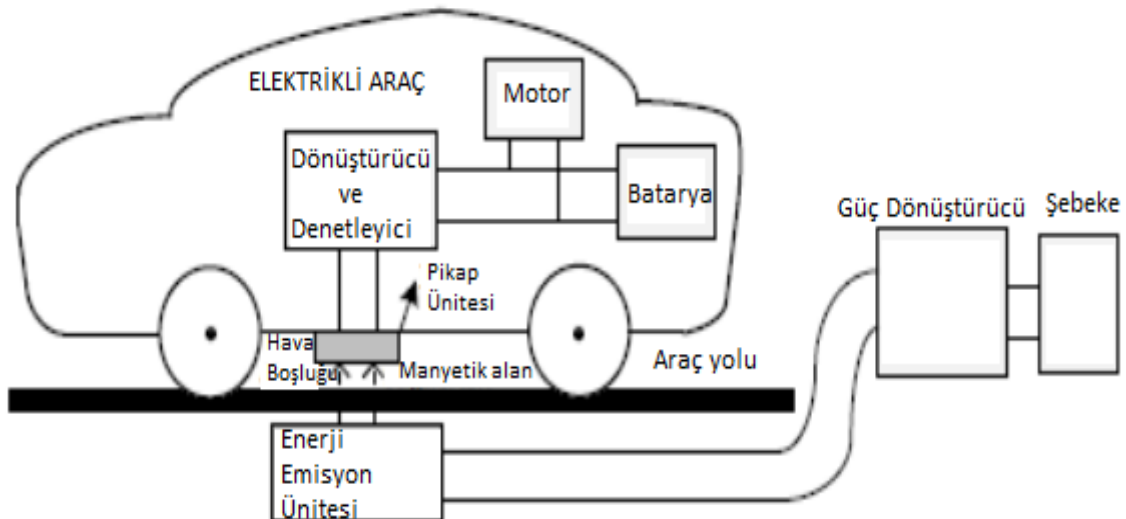




4. KOMPANZASYON TOPOLOJİLERİ

Genel olarak sistemin güç aktarım verimliliğini artırmak için kullanılan iki yaklaşım vardır. Yaklaşımlardan biri anahtarlama kayıplarını azaltmak için sıfır gerilim anahtarlama (Zero Voltage Switching-ZVS) veya sıfır akım anahtarlama (Zero Current Switching-ZCS) ile yumuşak anahtarlama teknikleri ya da rezonans evirici yapısının kullanılmasıdır (Chao, Shieh, Pan ve Shen, 2007; Jang ve Jovanovic, 2003; Kim, Seo, You, Park ve Cho, 2001). Yumuşak anahtarlama tekniklerinden sıfır gerilim anahtarlama, anahtarın açılıp kapanması esnasında gerilimin sıfır olması esasına göre çalışırken, sıfır akım anahtarlama ise anahtarların açılıp kapanması esnasında akımın sıfır olması esasına göre çalışmaktadır. Diğer bir yaklaşım ise sistem verimliliğini artırmak için primer ve sekonderin her iki tarafına kompanzasyon kondansatörleri ekleyerek, endüktif manyetik bağlantının dezavantajlarını ortadan kaldırmaktır (Chao ve diğerleri, 2007; Wang ve diğerleri, 2004). Kompanzasyon topolojilerinin primer tarafına uygulanmasındaki genel amaç ICPT sistemini besleyen güç kaynağından mümkün olduğunca az akım çekilmesini sağlamaktır.

Şekil 4.1 'de endüktif manyetik bağlı güç transfer sisteminin elektrikli araçlar için bir uygulama modeli görülmektedir (Tian, Sun, Su, Dai ve Wang, 2010). Şebeke gerilimi belirli şartlandırmalardan sonra ICPT sistemin durağan olan primer tarafına uygulanır. Hareketli sekonder tarafından araç bataryası şarjı yapılmaktadır. Bu süreç gerçekleştirilirken hem primer hem de sekonder tarafında yüksek verimde güç aktarımı için kondansatörler ile gerçekleştirilen kompanzasyon devreleri önemli bir rol almaktadır.



Şekil 4.1. ICPT sistemin elektrikli araçlarda uygulaması

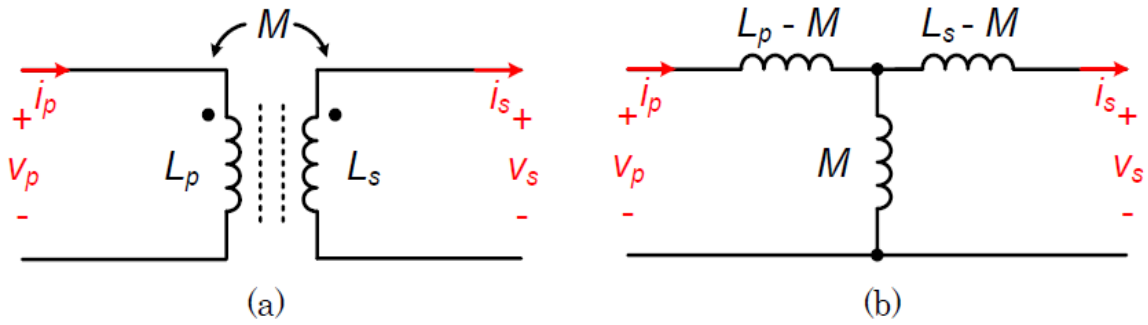
Çizelge 4.1’de genel kompanzasyon topolojileri gösterilmektedir (Stielau ve Covic, 2000). Çizelgede kompanzasyonsuz ve kompanzasyonlu devre modelleri vardır. Çalışmamızda kompanzasyonlu devre topolojileri üzerinde durulacaktır.

Çizelge 4.1. Kompanzasyon topolojileri

Primer Sekonder	Kompanzasyonsuz	Seri Kompanzasyonlu	Paralel Kompanzasyonlu
Kompanzasyonsuz			
Seri Kompanzasyonlu			
Paralel Kompanzasyonlu			

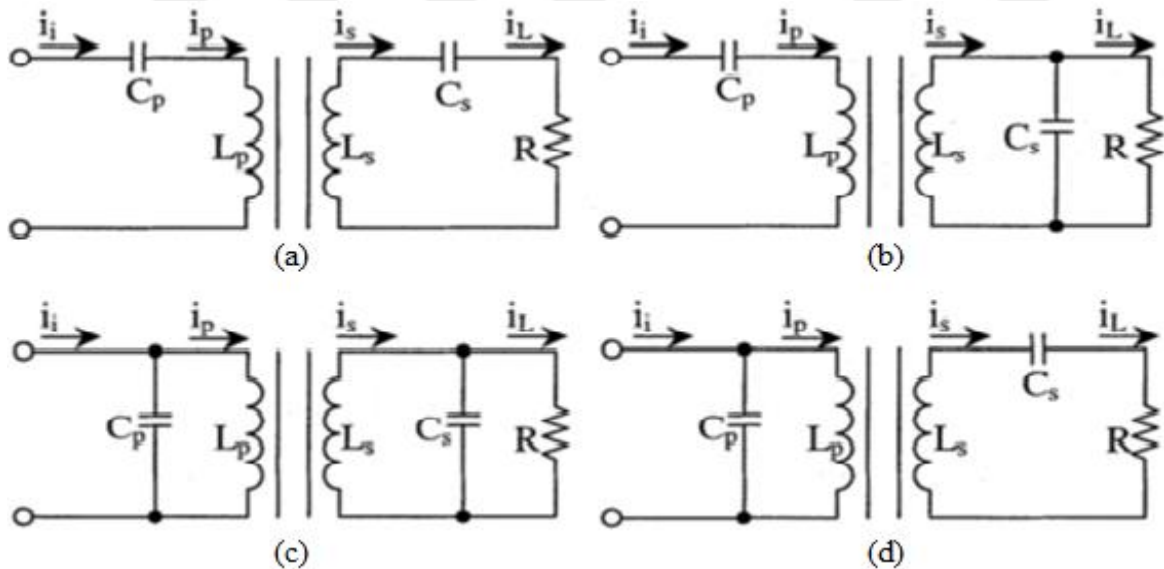
Kompanzasyon kondansatörleri güç transfer verimini ve sistemin kapasitesini arttırmak için ICPT sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu alanda dört temel kompanzasyon topolojisi vardır. Bunlar Seri-Seri (SS), Seri-Paralel (SP), Paralel-Paralel (PP) ve Paralel-Seri (PS) kompanzasyon topolojileridir.

Şekil 4.2’de ICPT sistem sargılarının manyetik bağlantılı ve manyetik bağlantısız endüktans modeli verilmiştir (Zheng, 2015). Genel olarak manyetik bağlantılı endüktans modeli ICPT sisteminin güç akış şeklini ve kullanılan ana terimleri anlamak için kolaylık sağlarken, manyetik bağlantısız endüktans modeli sistemin matematiksel eşitliklerini ve sistemin benzetim modelini oluşturmada kolaylık sağlamaktadır.



Şekil 4.2. (a) Manyetik bağlantılı endüktans modeli (b) Manyetik bağlantısız endüktans modeli

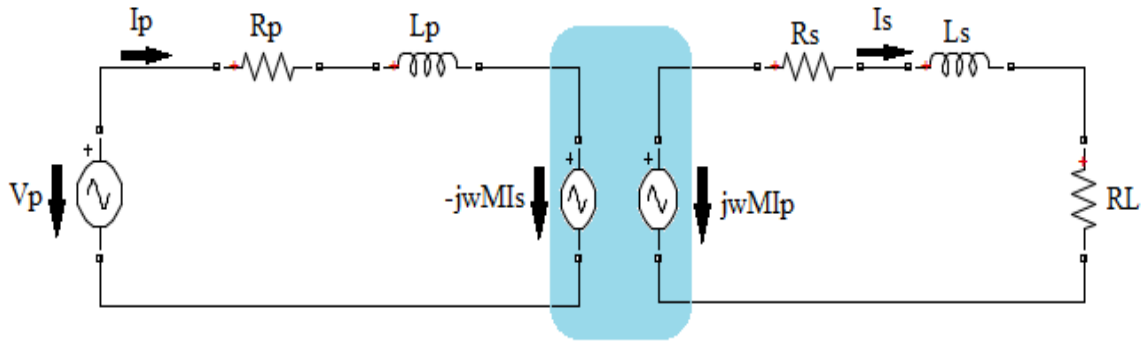
Çizelge 4.1’ de verilen topolojilerden, rezonansı sağlamak için kompanzasyonlu devre modelleri kullanılacaktır. Çizelge 4.1’deki kompanzasyonsuz devre modellerini çıkarttığımızda Şekil 4.3’de belirtilen devre modellemeleri ile devrenin rezonans frekans değerinde çalışması sağlanmaktadır (Wang ve diğerleri, 2004). Bu dört farklı topolojinin avantaj ve dezavantajlarına göre uygulama alanları farklılık göstermektedir. Değişken yük koşulları, manyetik aktarım kabiliyeti ve sistem maliyeti (kullanılan bakır miktarı vb.) kompanzasyon topolojisinin belirlenmesinde önemli unsurlardır.



Şekil 4.3. (a) SS kompanzasyonlu devre (b) SP kompanzasyonlu devre (c) PP kompanzasyonlu devre (d) PS kompanzasyonlu devre

Kompanzasyon topolojisi seçimi kullanılacak uygulamaya bağlı olarak belirlenmektedir. Primer kısmına durağan veya sabit pikap, sekonder kısmına ise hareketli pikap denilmektedir (Wang ve diğerleri, 2005).

Sekonder tarafındaki kompanzasyon kondansatörlerinin amacı ICPT sistemlerinde özel tasarlanmış transformatörün güç aktarım kapasitesini arttırmaktır. Primer tarafındaki kompanzasyonun amacı ise kaynak tarafındaki VA oranı etkisini azaltmaktır. Uygulamalarda, doğrultucu devresi filtre devresi ve anahtarlama kontrol devresi omik, endüktif veya kapasitif de olabilecek yükü sürmek için kullanılmaktadır. Şekil 4.4’de kompanzasyonsuz ICPT topoloji eşdeğer devresi görülmektedir. Primer tarafından sekonder tarafına güç aktarımının ana bileşeni karşılıklı indüktansına (M) bağlı olarak akım ve gerilimin sinüzoidal olduğu varsayılarak primer akımı I_p ve sekonder gerilimi $j\omega MI_p$, sekonder akımı I_s ve primer gerilimi $-j\omega MI_s$ olarak ifade edilmektedir.



Şekil 4.4. Kompanzasyonsuz ICPT topolojisi

Topolojiler birbirleriyle karşılaştırıldığında her topolojinin uygulandığı alana bağlı olarak birbirlerine üstünlük sağladığı bölümler olabilir. Burada en uygun topolojiyi seçmek için topolojilerin çok iyi analiz edilmesi gerekir. Aşağıda bazı kriterler fikir oluşabilmesi amacıyla verilmiştir (Auvigne ve diğerleri, 2012).

- Güç kaynağı gerilimi: Primer gerilimi düşük olan uygulamalarda seri kompanzasyon kullanılırken, paralel kompanzasyon yüksek primer gerilimi gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır.
- İletken ölçülerinin etkisi: Seri kompanzasyon topolojisinde endüktans ve kondansatörlerde yüksek gerilime neden olurken, paralel kompanzasyon topolojisinde yüksek salınım akımlarına yol açar.
- Geometrik özelliklerinin etkisi: Sabit primer gerilimi istenilen uygulamalarda, sekonder sargı sipir sayısının minimum olması gereken durumlarda, SP kompanzasyon topolojisinin kullanımı, yine sabit primer gerilimi istenilen

uygulamalarda, primer sargı sipir sayısının minimum olması gereken durumlarda, PS kompanzasyon topolojisinin kullanımı uygundur.

- Yük karakteristikleri için akım-gerilim eğrilerine bakmak gereklidir.

SS kompanzasyon ve SP kompanzasyon yüksek güç için daha avantajlı bir aktarım sağlar. Aynı zamanda sargı özelliklerinin etkili bir parametre olmadığı düşük güç seviyelerinde, PS ve PP kompanzasyonlar aynı çalışma frekansında daha büyük bir hava aralığı mesafesinde çalışma imkânı sağlar (Tian ve diğerleri, 2010). Belirlenen topolojiye bağlı olarak kondansatör gereksinimleri dikkate alındığında, paralel kompanzasyon seri kompanzasyona göre hem daha düşük çalışma frekansı hem de daha yüksek akım ve daha düşük gerilimde çalışma anlamına gelmektedir. Bu durum, düşük çalışma frekansında daha yüksek akım gerekliliği gerçeği ile oluşmaktadır (Tian ve diğerleri, 2010).

Seri kompanzasyonda sekonder bölümü gerilim kaynağı özelliklerine sahiptir. Paralel kompanzasyonda sekonder bölümü akım kaynağı özelliklerine sahiptir (Stielau ve Covic, 2000; Wang ve diğerleri, 2005). Yatay eksen hizalama hataları olduğu durumlarda besleme tarafında VA oranını en aza indirebilmek için, primer sargı kaçak endüktans değerinin büyük olması gerekmektedir (Covic ve diğerleri, 2000). Primer kompanzasyon topolojisi seçiminde bu kriter göz ardı edilmemelidir. Sekonder tarafında ise güç aktarma yeteneğini artırmak için kompanzasyon topolojisi kullanılır. VA oranı tamamen sekonder sargının geometrisi ve malzeme özelliklerinin bir fonksiyonudur. Belirli bir geometrideki VA oranı, frekansın bir fonksiyonu olarak ortaya çıkmaktadır (Stielau ve Covic, 2000). Primer ve sekonder arasındaki hava aralığı mesafesinin artması kaçak endüktansı artıracak için manyetik bağlantı da zayıflayacaktır. Bu dezavantajın etkisini azaltmak için en uygun kompanzasyon topoloji kullanılarak optimum rezonans frekansında çalıştırılmalıdır. Bahsi geçen dört topolojinin avantaj ve dezavantajları Çizelge 4.2’de sunulmuştur (Kalwar ve diğerleri, 2015).

Çizelge 4.2. Topolojilerin karakteristik özellikleri

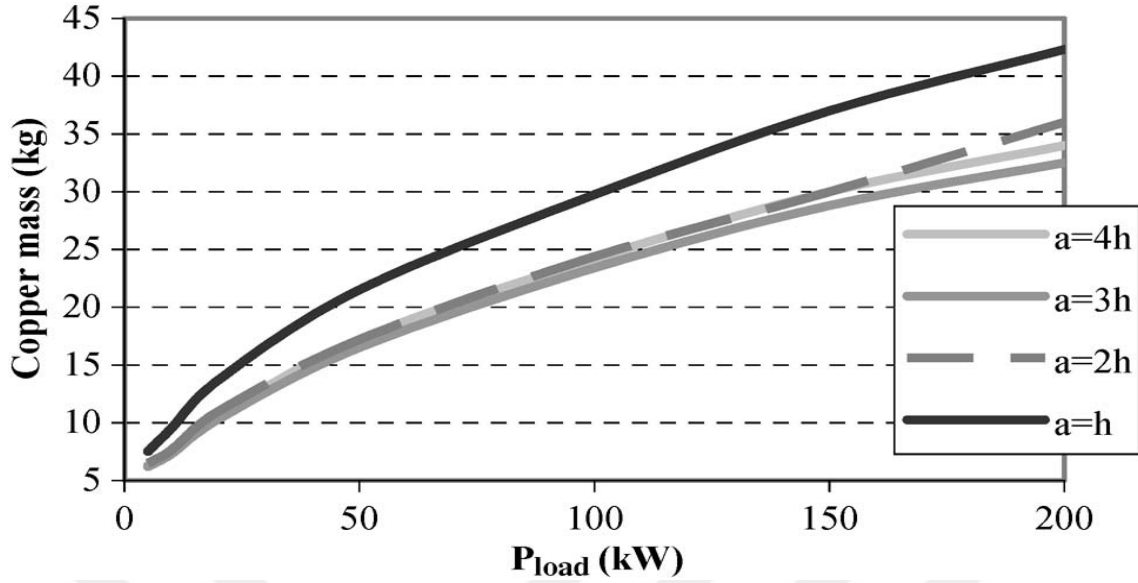
Topoloji	Davranış biçimi	Değişmelerinden bağımsız olduğu parametre	Küçük hava aralığındaki güç faktörü	Büyük hava aralığındaki güç faktörü	Rezonans durumundaki toplam empedans	Verim
Seri-seri (SS)	Gerilim kaynağı	C2	Düşük	Çok yüksek	Düşük	Çok yüksek
Seri-paralel (SP)	Akım kaynağı	C2	Düşük	Yüksek	Düşük	Orta
Paralel-seri (PS)	Gerilim kaynağı	C1	Yüksek	Orta	Yüksek	Orta
Paralel-paralel (PP)	Akım kaynağı	C1	Çok yüksek	Orta	Yüksek	Yüksek

4.1. Topoloji Hesaplamaları

Bu bölümde dört ana kompanzasyon topolojisi ayrı ayrı incelenecektir. Bu çalışmada SS topoloji uygulanacağından, bu topoloji daha geniş bir şekilde ele alınacaktır.

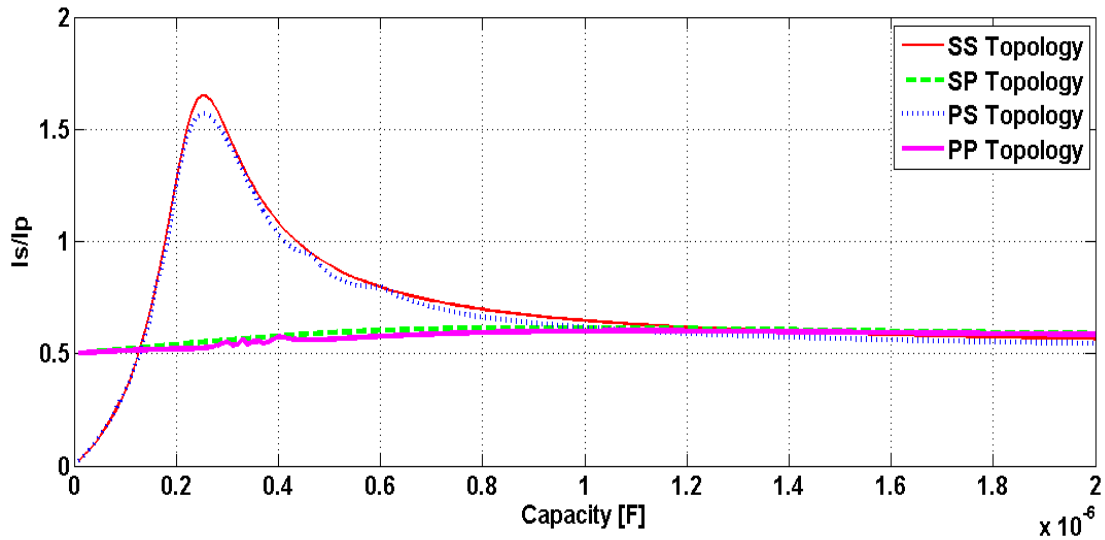
4.1.1. Seri-Seri (SS) kompanzasyon topolojisi

SS topolojisinin yapısı basittir. SS kompanzasyon topolojisinde primer kondansatörü, manyetik bağlantı ve yükten bağımsızdır (Sallán ve diğerleri, 2009; Neves ve diğerleri, 2011). Kompanzasyon kondansatörleri ve kalite faktörleri Wang ve diğerleri tarafından verilen eşitlikler ile bulunabilmektedir (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004). Sekonder tarafındaki seri bağlı kondansatör maksimum güç aktarımını sağlamak için rezonans frekansında çalıştırılır. Kaynak tarafındaki seri primer kondansatörü reaktif gücü sıfıra götürmek için seçilir. SS topolojisi için primer kompanzasyonu VA oranını en aza indirmek için anahtarlamalı güç kaynağı ile yüksek bir rezonans frekansında sabit bir akım üretir (Wang ve diğerleri, 2004). SS topoloji diğer topolojilere göre daha az bakır miktarı gerektirir. Belirli bir aralık için, gerekli olan bakır miktarı aktarılan güç ile lineer değildir. SS topolojide optimum sargı boyutları $a=3h$ civarında olduğu görülmektedir (Sallán ve diğerleri, 2009). Şekil 4.5’de sargı ölçüleri ile primer ve sekonder arasındaki hava aralığı mesafesine göre aktarılan güç miktarı gösterilmiştir (Sallán ve diğerleri, 2009).



Şekil 4.5. SS topolojisiinde iki kare sargı için güç aktarım ve bakır miktarı

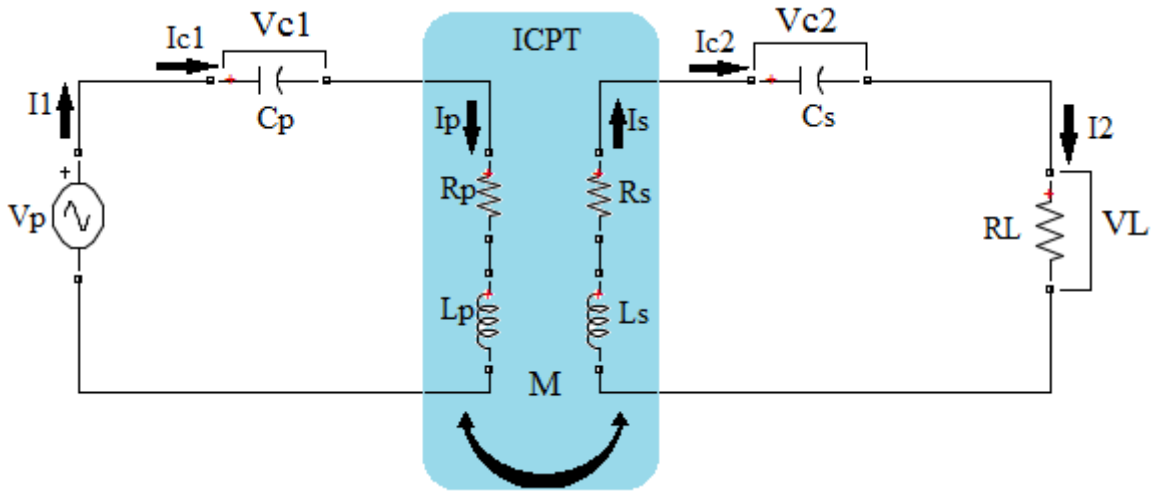
Şekil 4.6’da görüldüğü gibi, primer tarafı seri kompanzasyon topolojisiinde rezonans bölgesinde daha iyi bir sonuç vermektedir (Neves ve diğerleri, 2011). Yüksek güç uygulamalarında sekonder tarafında yüksek akım ve yüksek gerilim olması istenir. Bu nedenle yüksek güç uygulamalarında SS topolojisi kullanılabilir.



Şekil 4.6. Kapasite değişimine göre topolojilerin tepkisi

Şekil 4.7’de manyetik bağlantılı SS kompanzasyon topolojili genel bir ICPT sistem devre modeli verilmiştir. SS devre topolojisi primer devresi ve sekonder devresi olmak üzere iki bölümde incelenmektedir. Sistemin güç akışı primer devresinden sekonder devresine doğru

olmaktadır. Sekonder devresindeki R_L olarak belirttiğimiz yüke istenen kalitede gücün aktarılması sağlanmaktadır. Sekonder devresinin primer devresine yansıtılması ile tüm parametrelerin nasıl etki ettiği incelenebilir. V_p eviricinin çıkış gerilimi, ICPT sistemin ise giriş gerilimini oluşturmaktadır (Villa ve diğerleri, 2008).



Şekil 4.7. ICPT sistem modeli

Buradan V_p ifadesi;

$$V_p = \left[R_p + j \left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) \right] I_p - j\omega M I_s = (R_p + jX_p) I_p - j\omega M I_s = Z_p I_p - j\omega M I_s \quad (4.1)$$

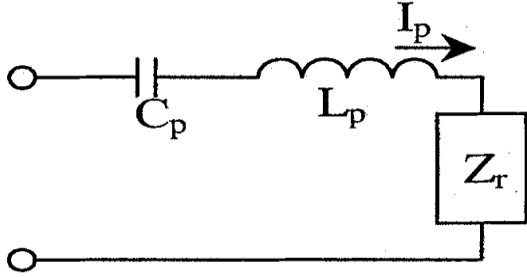
şeklinde yazılabilir. Bu devrede Z_s sekonder devre empedansıdır. Z_s sekonder devre empedansı için:

$$Z_s = R_s + R_L + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \quad (4.2)$$

eşitliği yazılabilir. Primer tarafında kaynaktan görünen devrenin toplam empedansı Z_p ise;

$$Z_p = R_p + j \left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) + Z_r \quad (4.3)$$

şeklinde elde edilebilir. Primer tarafına yansıyan sekonder empedansı Z_r Şekil 4.8'deki devrede belirtilmiştir (Wang ve diğerleri, 2004). Z_r yansıyan sekonder devre empedans eşitliği;



Şekil 4.8. Primer tarafa yansıyan empedans

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, Eş.4.4, Eş.4.3'de yerine yazılırsa Eş. 4.5 elde edilir.

$$Z_p = R_p + j \left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) + \frac{\omega^3 C_s M^2}{\omega C_s (R_s + R_L) + j(\omega^2 L_s C_s - 1)} \quad (4.5)$$

Z_s eşitliğini Z_r 'de yerine koyarsak, Z_r empedansının gerçel ve sanal kısımları Eş. 4.6 ve Eş. 4.7'de belirtildiği gibi elde edilebilir.

$$eZ_r = \frac{\omega^4 C_s^2 M^2 R_L}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + (\omega C_s R_L)^2} \quad (4.6)$$

$$\text{Im}Z_r = \frac{-\omega^3 C_s M^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + (\omega C_s R_L)^2} \quad (4.7)$$

Rezonans frekansında primer tarafına yansıyan direnç değeri Eş. 4.8 ve Eş. 4.9 ile hesaplanabilir.

$$\text{Re}Z_{r0} = \text{Re}Z_r(\omega=\omega_0) \quad (4.8)$$

$$\text{Re}Z_{r0} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \quad (4.9)$$

Devrenin rezonans durumunda çalışabilmesi için primer devresine aktarılan yansıyan empedansının sanal kısmının Eş. 4.10'da gösterildiği gibi sıfır olması gerekmektedir.

$$\text{Im}Z_{r_o} = 0 \quad (4.10)$$

Yukarıda verilen eşitliklerden V_p giriş gerilimi Eş. 4.11'de belirtildiği gibi elde edilmektedir.

$$V_p = Z_p I_p \quad (4.11)$$

Böylece evirici çıkışında elde edilmesi gereken etkin gerilim değeri belirlenmiş olur. Sekonder akımı I_s için ise:

$$I_s = \frac{j\omega M I_p}{Z_s} \quad (4.12)$$

eşitliği yazılabilir. Yük gerilimi V_L , sekonder tarafında indüklenen gerilim değerinden omik ve reaktif gerilim değerlerinin çıkartılması ile Eş. 4.13'de belirtildiği gibi bulunmaktadır.

$$V_L = j\omega M I_p - [R_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})] I_s \quad (4.13)$$

Primer tarafından sekonder tarafına aktarılan güç (P), Eş. 4.14'de verilmiştir.

$$P = \text{Re}[Z_r] I_p^2 \quad (4.14)$$

Eğer sistem sekonder rezonans frekansında çalışıyor ise güç aktarım kabiliyetinde bir sınır yoktur. Açısal rezonans frekansı ω_o değeri Eş. 4.15'de verilmiştir (Wang ve diğerleri, 2004).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (4.15)$$

Sistem veriminin maksimum olması için Eş. 4.16'da verilen koşulun gerçekleşmesi gerekmektedir (Sallán ve diğerleri, 2009).

$$\omega_o \gg \frac{\sqrt{R_p(R_s + R_L)}}{M} \quad (4.16)$$

$R_L = 0$ olduğu durumda yani yük olmadığı zaman, I_p primer akımının sabit olduğu varsayılarak hem primer tarafına yansıyan sekonder direnci hem ‘ P ’ güç aktarım kapasitesi sonsuza gider (Wang ve diğerleri, 2004).

Eş. 4.17-Eş. 4.20’de sırasıyla primer kompanzasyon kondansatörü (C_p), sekonder kompanzasyon kondansatörü (C_s), primer tarafı kalite faktörü (Q_p), ve sekonder tarafı kalite faktörü (Q_s), belirtilmiştir. Bu kalite faktörleri reaktif gücün aktif güce oranı şeklinde ve sekonder tarafında oluşan rezonans frekansına göre hesaplanır.

$$C_p = \frac{1}{\omega_o^2 L_p} \quad (4.17)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_o^2 L_s} \quad (4.18)$$

İstenilen değerlerde kondansatör bulunmayabilir. Bu nedenle bir takım kondansatörler seri ve paralel bağlanarak istenilen değerlerde, uygun akım ve gerilimde çalışabilecek kondansatör grupları oluşturmak gerekebilir. Eş. 4.19’da primer sargı kalite faktörü verilmiştir. Burada kalite faktörünün karşılıklı endüktansın karesi ile ters orantılı olduğu ve yükün sıfıra yaklaşmasıyla kalite faktörünün de aynı oranda azaltıldığı görülmektedir.

$$Q_p = \frac{L_p R_L}{\omega_o M^2} \quad (4.19)$$

Eş. 4.20’de sekonder kalite faktörü verilmiştir. Sekonder kalite faktörünün yük ile ters orantılı olduğu, sekonder endüktansı ve açısal frekans ile doğru orantılı olduğu görülmektedir.

$$Q_s = \frac{\omega_o L_s}{R_L} \quad (4.20)$$

Sekonder kalite faktörü, Eş. 4.21’de görüldüğü gibi de ifade edilebilir. Eşitlikteki ‘ P ’ aktarılan aktif güçtür (Stielau ve Covic, 2000).

$$Q_s = \frac{P}{V_{oc} I_{sc}} \quad (4.21)$$

Kalite faktörünün bilinmesi, sistemin VA oranı hakkında bilgi verir. Kalite faktörüne bağlı olarak sekonder VA oranı (VA_s), Eş. 4.22’de gösterildiği gibi çıkmaktadır ve bu eşitlik analiz yapma imkânı sunmaktadır (Stielau ve Covic, 2000).

$$VA_s = P\sqrt{Q_s^2 + 1} \quad (4.22)$$

Eğer sekonder tarafın gerçek VA oranı, Eş. 4.22’de belirtilen değerden daha büyük ise, sistemde gerekli gücün aktarılması mümkün olacaktır. Eğer büyük değil ise, seçilen yapılandırma gerekli gücü aktarmak için yeterli olmayacaktır ve tasarım, güç aktarma kapasitesini artırmak için değiştirilmelidir. Bunu yapmak için (Stielau ve Covic, 2000):

- Daha fazla bakır ve manyetik malzeme ekleyerek sekonder VA oranını artırmak
- Primer akımını artırmak veya
- Elektromanyetik yapının manyetik bağlantı katsayısını iyileştirmek (aktarılan empedansı artırmak)

gereklidir.

SS topolojisinde $u = \frac{\omega}{\omega_0}$ şeklinde normalizasyon yapılarak primer kalite faktörü ve sekonder kalite faktörü arasındaki bağıntı ve sekonder kalite faktörünün kuplaj katsayısı arasındaki bağıntı aşağıda belirtilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011; Wang ve diğerleri, 2001; Wang ve diğerleri, 2004).

$$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad (4.23)$$

$$Q_s < \sqrt{\frac{1}{2(1 - \sqrt{1 - k^2})}} \quad (4.24)$$

SS topolojisinde maksimum verim elde etmek için optimum yük direnci;

$$R_{L,optimum} = \sqrt{\frac{R_s(R_p R_s + M^2 \omega_0^2)}{R_p}} \quad (4.25)$$

ile hesaplanır. 20 kHz ve 150 kHz frekans aralığında transformatörün verimliliği için teorik verim sınırı ise Eş. 4.26 ile verilmiştir (Auvigne ve diğerleri, 2012);

$$\max[\eta(\omega)] = \frac{R_L}{R_S + R_L} \quad (4.26)$$

Rezonans frekansta girişte elde edilen güç (P_{giris}) ve yük direnci R_L de elde edilen güç ($P_{çıkış}$) değerleri sırasıyla Eş. 4.27 ve Eş. 4.28'de verilmiştir.

$$P_{giris} = \frac{V_p^2}{R_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_S + R_L}} \quad (4.27)$$

$$P_{çıkış} = \frac{V_p^2 \omega^2 M^2 R_L}{(R_S R_p + R_L R_p + \omega^2 M^2)^2} \quad (4.28)$$

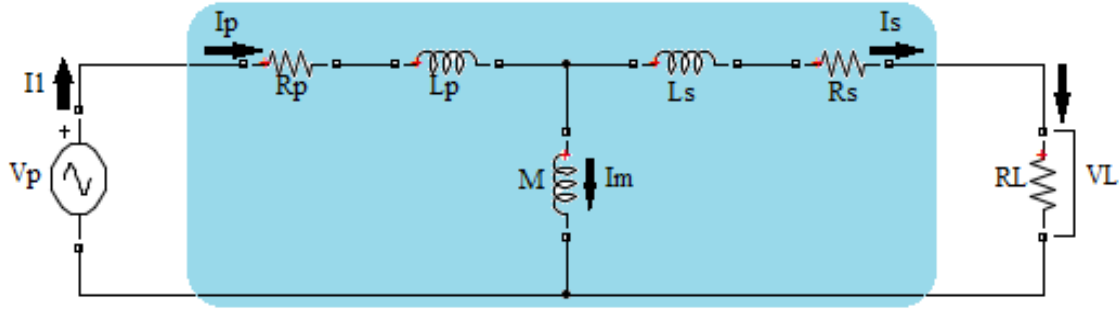
SS topoloji için rezonans frekanstaki verim (η) ise;

$$\eta = \frac{P_{çıkış}}{P_{giris}} \quad (4.29)$$

veya

$$\eta = \frac{M^2 R_L \omega^2}{(R_S + R_L)(R_p(R_S + R_L) + M^2 \omega^2)} \quad (4.30)$$

şeklinde yazılabilir. Geliştirilen transformatör geleneksel transformatörlerde olduğu gibi primer ve sekonder bölümünden oluşan iki ayrı devre gibi düşünülmüş ve sekonder devresini primer devresine aktararak sistem analizi gerçekleştirilmiştir. Bunun yanı sıra geliştirilen transformatörün bir tane eşdeğer elektriksel devresini oluşturarak da analiz yapmak mümkündür. Bu devrenin avantajı tek devrede sistem verilerinin analizlerinin yapılabilmesi aynı zamanda Matlab/Simulink gibi bilgisayar analiz programlarına daha kolay aktarılması imkânı sağlamaktadır. Şekil 4.9'da geliştirilen ICPT sistemin eşdeğer devresi verilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011).



Şekil 4.9. Eşdeğer devre gösterimi

Burada L_a ve L_b sırasıyla primer ve sekonder sargılarının kaçak endüktanslarını temsil eder ve sırasıyla Eş.4.31 ve Eş. 4.32’de verilmiştir.

$$L_a = L_p - M \quad (4.31)$$

$$L_b = L_s - M \quad (4.32)$$

Tüm kompanzasyon topolojileri için sekonder kondansatör değeri C_2 (Chopra ve Bauer, 2011):

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 (L_b + M)} \quad (4.33)$$

şeklinde yazılabilir. Kaynak tarafından görünen empedans Z_p ise:

$$Z_p = \frac{(\omega M)^2 + (R_p + j\omega(L_a + M))(R_L + R_s + j\omega(L_b + M))}{R_L + R_s + j\omega(L_b + M)} \quad (4.34)$$

şeklindedir ve kaynaktan yüke güç aktarma verimi η :

$$\eta = \frac{R_L}{(R_s + R_L) \left[1 + \frac{R_p(R_s + R_L)}{(\omega M)^2} \right] + R_p \left(\frac{L_b + M}{M} \right)^2} \quad (4.35)$$

şeklinde yazılabilir. Eğer rezonans frekansında açısal frekans ω , Eş. 4.36’da verilen eşitliği sağlıyor ise bu durumda sistem verimi en yüksek seviyede olmaktadır. Optimum açısal frekansın bu koşulu sağlaması için sistem parametrelerinin değerini bulmak için kullanılan algorithmada, açısal frekans bir katsayı ile çarpılarak bulunur.

$$\omega_{opt} = K. \frac{\sqrt{R_p(R_s+R_L)}}{M} \quad (4.36)$$

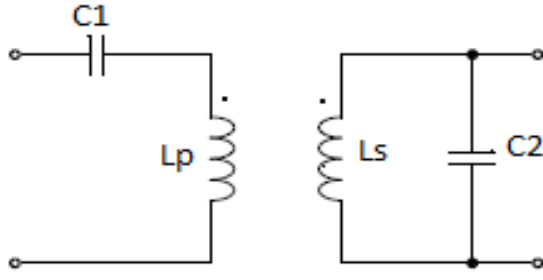
Eş. 4.37’de maksimum verim eşitliği verilmiştir. ICPT sistemde kullanılan sargı ölçüleri değişmeyeceğinden primer ve sekonder dirençlerinin sabit kalacağı görülmektedir. Sabit yük altında maksimum verim elde etmek için sekonder endüktansı ve karşılıklı endüktans arasında sıkı bir ilişki vardır. Karşılıklı endüktans değerinin artmasıyla maksimum verimde artması beklenmektedir. Ancak karşılıklı endüktansın artması, sekonder endüktansını da artırdığından verim üzerinde doğrudan bir etki yapmamaktadır.

$$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_s + R_L + \frac{R_p(L_b + M)^2}{M^2}} \quad (4.37)$$

Kaynak tarafından yüke aktarılan gücün maksimum seviyede olması için ω eşitsizliğinin gerçekleşmesi gerekir. Ancak yüksek frekansta kaynak tarafından görünen empedans değeri de artacaktır. Artan empedans ile birlikte güç faktörü çok küçük olur. Frekanstaki yükselme devam ederse güç katsayısı sıfıra yaklaşacaktır. Bu yüksek frekanslı eviricinin bulunduğu kaynak tarafında çok büyük bir VA oranına neden olur. Bu durumda güç aktarma verimliliği azalacaktır. Primer ve sekonder tarafındaki kondansatörler bu sorunun üstesinden gelmek için kullanılırlar. Primer tarafındaki evirici, primer sargısında sabit bir akım oluşturarak yük ve güç kaynağında oluşabilecek değişimleri kontrol etmeye çalışır (Thrimawithana, Madawala ve Shi, 2010). Sekonder tarafındaki kompanzasyonun amacı ICPT sisteminin güç aktarma yeteneğini arttırmak ve primer kompanzasyonu kaynak tarafındaki dönüştürücü VA oranını düşürmektir (Chopra ve Bauer, 2011). SS topolojisindeki kondansatörler VA oranını minimum seviyeye düşürerek, güç faktörünü düzeltmekte ve yüksek frekansta istenen güç aktarma verimliliğini sağlamaktadır. Teorikte, SS topolojisi manyetik bağlantı ve yükten bağımsız olduğundan ve ayrıca yüksek güç aktarımına uygun olduğu için avantajlı bir topolojidir (Tian ve diğerleri, 2010).

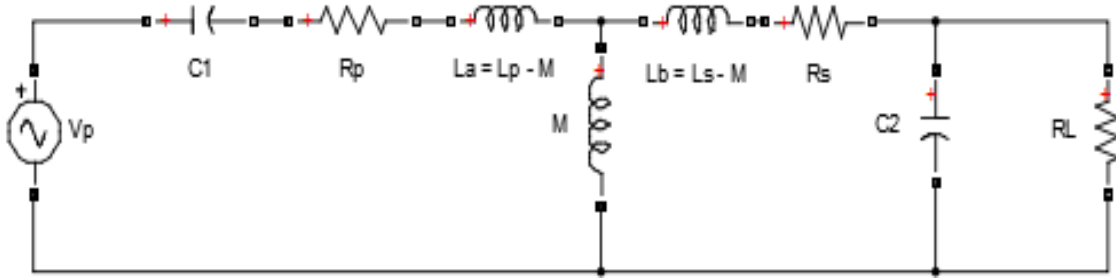
4.1.2. Seri-Paralel (SP) kompanzasyon topolojisi

Şekil 4.10’da Seri-Paralel (SP) kompanzasyon topolojisinin genel bir şeması gösterilmektedir (Cano, 2012). Kompanzasyon kondansatörleri, güç kaynağının bağlandığı primer tarafına seri, yükün bağlandığı sekonder tarafına ise paralel bağlanmıştır.



Şekil 4.10. SP topoloji

Şekil 4.11’de manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli verilmiştir. Bu devre modeli Matlab/Simulink programında yapılmış olup herhangi bir çevirici kullanmadan algoritmadaki verileri uygulayarak ICPT sistem giriş ve çıkış uçlarındaki güç ve verim hesabı yapılması için kullanılmıştır. Manyetik bağlantısız devre modellerinin bilgisayar programında uygulaması ve matematiksel analizi kolay olduğundan burada verilmiştir.



Şekil 4.11. SP Kompanzasyon manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli

Sekonder tarafındaki paralel kompanzasyon kondansatörü, anma rezonans frekansında kapasitif reaktansdan bağımsız bir yük karakteristiğini yansıtmaktadır. Primer tarafındaki seri kompanzasyon kondansatörü ise, manyetik bağlantıya bağımlı, yükten bağımsızdır. Ayrıca yansıyan empedans yükü temsil eden gerçek bileşeni içerdiğinden, primer tarafı paralel kompanzasyonlu yapıldığında manyetik bağlantı ve yüke bağımlı hale gelmektedir (Tian ve diğerleri, 2010). Bu durum, istenmeyen bir durumdur.

Buna göre primer empedansı Z_p için Eş. 4.38 yazılabilir.

$$Z_p = R_s + j(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_1}) \quad (4.38)$$

Sekonder tarafında endüklenen gerilim V_s ise aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$V_s = j\omega M I_p \quad (4.39)$$

ICPT sistem giriş gerilimi V_p için ise:

$$V_p = Z_p I_p - V_s \quad (4.40)$$

yazılabilir. Eş. 4.38 ve Eş. 4.39, Eş. 4.40'da yerine konulduğunda Eş.4.41'deki V_p değeri elde edilmektedir.

$$V_p = \left[R_s + j \left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] I_p - j\omega M I_p \quad (4.41)$$

Buradan Eş. 4.42'de görüldüğü gibi primer tarafına yansıyan endüktans Z_r bulunabilir.

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_s + j\omega L_s)(1 + j\omega R_L C_2)} \quad (4.42)$$

Primer tarafından sekonder tarafına aktarılan güç P için:

$$P = \text{Re}[Z_r] I_p^2 \quad (4.43)$$

yazılır. Aktarılan güç primer akımının karesi ile orantılıdır. Yansıyan empedans eşitliğinde görüldüğü gibi sekonder empedansının sabit olduğu düşünülürse, aktarılan güç primer akımı, karşılıklı endüktans ve çalışma frekansına bağlı olarak değişmektedir. SP kompanzasyon devre modelinden sekonder devre akımı I_s :

$$I_s = I_L + I_{c2} \quad (4.44)$$

şeklinde yazılır. Burada I_L yük akımı, I_{c2} sekonder devre kompanzasyon kondansatörü akımıdır. V_{Cs} sekonder devre kondansatör gerilimi ile V_L yük gerilimi paralel devreden dolayı eşittir. Buradan I_{c2} için:

$$I_{c2} = \frac{V_L}{\frac{1}{j\omega C_2}} \quad (4.45)$$

$$I_{C2} = j\omega R_L C_2 I_L \quad (4.46)$$

şeklinde yazılabilir. Chopra'nın 2011'de sunduğu SP kompanzasyon eşitlikleri takip edilirse,

$$Z_T = R_p + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s + \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_2}} \quad (4.47)$$

şeklinde elde edilir. Rezonans frekansında $Im[Z_T]=0$ olduğu düşünülerek, primer ve sekonder taraftaki dirençler ihmal edilirse buradan C_1 :

$$C_1 = \frac{L_s^2 C_2}{L_p L_s - M^2} \quad (4.48)$$

ve verim için ise,

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_s + \frac{R_p L_s^2}{M^2} \left(1 + \frac{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}{(\omega L_s M)^2}\right)} \quad (4.49)$$

yazılır. Burada $\frac{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}{(\omega L_s M)^2}$ ifadesi sıfır kabul edilirse bu durumda maksimum verimi elde etmiş oluruz. Buradan;

$$\omega \gg \frac{\sqrt{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}}{L_s M} \quad (4.50)$$

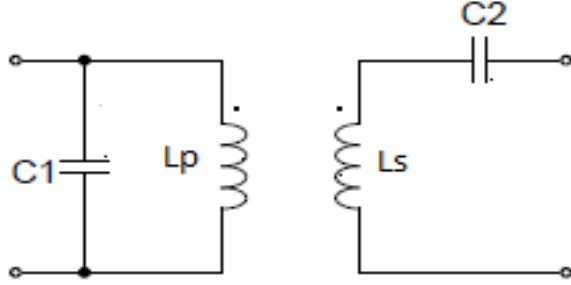
$$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_s + \frac{R_p L_s^2}{M^2}} \quad (4.51)$$

elde edilir.

4.1.3. Paralel-Seri (PS) kompanzasyon topolojisi

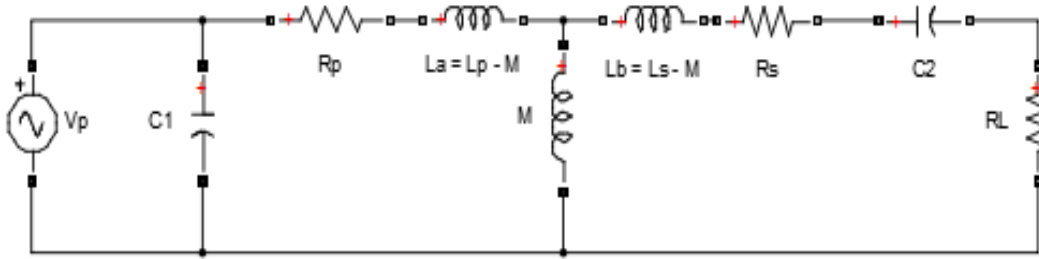
Şekil 4.12'de Paralel-Seri (PS) kompanzasyon topolojisinin genel bir şeması gösterilmektedir (Cano, 2012). Güç kaynağının bağlandığı primer tarafına kompanzasyon

kondansatörü paralel, yükün bağlandığı sekonder tarafına kompanzasyon kondansatörü seri bağlanmıştır.



Şekil 4.12. PS topolojisi

Şekil 4.13’de PS topoloji manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli verilmiştir.



Şekil 4.13. PS topolojisinin manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli

$$I_1 = I_p + I_{c1} \quad (4.52)$$

PS topolojide ICPT sistem girişindeki I_1 akımı, primer tarafındaki C_1 kondansatörden geçen akım ile primer sargı üzerinden geçen akımın toplamına eşittir. Şekil 4.13’deki eşdeğer devre kullanılarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$I_{c1} = \frac{V_p}{\frac{1}{j\omega C_1}} \quad (4.53)$$

$$I_{c1} = j\omega C_1 V_p \quad (4.54)$$

$$V_p = (Z_p + Z_r) I_p \quad (4.55)$$

$$Z_p = R_p + j\omega L_p \quad (4.56)$$

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_L) + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_2})} \quad (4.57)$$

$$Z_T = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{(R_p + j\omega L_p) + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + R_L + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_2}}}} \quad (4.58)$$

Chopra, 2011’de verilen PS topoloji eşitlikleri takip edilir ve empedans yerine kaynak tarafından görünen admitans eşitliği yazılır ise PS topolojisi daha iyi analiz edilebilir (Chopra, 2011). Buna göre PS topoloji admitansı Y_T :

$$Y_T = j\omega C_1 + \frac{1}{R_p + j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + R_L + j\omega L_s + \frac{j}{\omega C_2}}} \quad (4.59)$$

şeklinde elde edilir. Rezonans frekansında çalıştırıldığında $Im[Y_T]=0$ ’dır. Primer ve sekonder taraflarındaki direçler ihmal edilirse buradan C_1 :

$$C_1 = \frac{L_p L_s^2 C_2^2 R_L^2}{M^4 + L_p L_s R_L^2} \quad (4.60)$$

olarak bulunur. Sekonder akımı I_2 ile gösterilirse verim eşitliği elde edilebilir.

$$I_s = I_2 \quad (4.61)$$

$$\eta = \frac{R_L}{(R_L + R_s)(1 + \frac{R_p(R_s + R_L)}{\omega^2 M^2})} \quad (4.62)$$

Eş 4.62’de $\frac{R_p(R_s + R_L)}{\omega^2 M^2}$ ifadesi sıfır kabul edilirse mümkün olan en yüksek verim elde edilebilir.

Buna göre

$$\omega \gg \frac{\sqrt{R_p(R_s + R_L)}}{M} \quad (4.63)$$

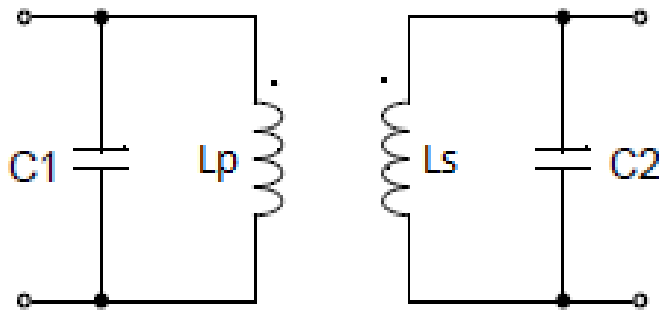
şeklinde olmalıdır. Buradan teorikteki maksimum verim eşitliği:

$$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_s} \quad (4.64)$$

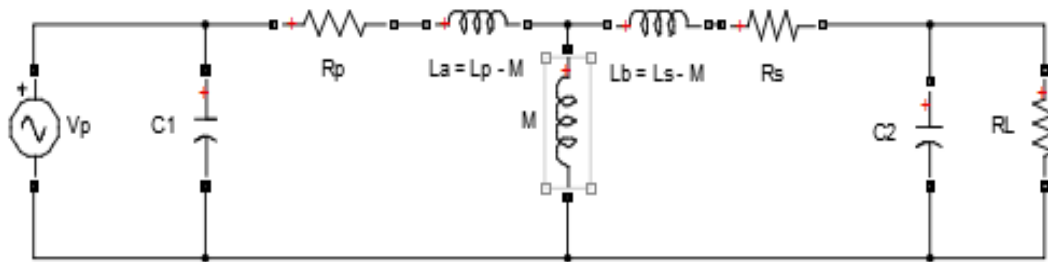
şeklinde elde edilir.

4.1.4. Paralel-Paralel (PP) kompanzasyon topolojisi

Şekil 4.14’de Paralel-Paralel (PP) kompanzasyon topolojisinin genel bir şeması gösterilmektedir (Cano, 2012). Güç kaynağının bağlandığı primer tarafına da yükün bağlandığı sekonder tarafına kompanzasyon kondansatörleri paralel bağlanmıştır. Şekil 4.15’de PP kompanzasyon topolojisi için manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli verilmiştir.



Şekil 4.14. PP topolojisi



Şekil 4.15. PP topolojisinin manyetik bağlantısız eşdeğer devre modeli

Şekil 4.15’de verilen eşdeğer devre modeli kullanılarak sisteme ait eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$Z_p = R_p + j\omega L_p \quad (4.65)$$

$$Z_s = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_L}} \quad (4.66)$$

Eş. 4.65 ve Eş. 4.66 sırasıyla primer ve sekonder tarafın endüktans değerlerini göstermektedir. Eğer sekonder devre eşitliği, primer devreye aktarılırsa bu durumda güç akış sürecini takip edip sistem verimi bulunabilir. Bu doğrultuda ICPT sistem giriş gerilimi Eş. 4.67’de verilmiştir.

$$V_p = (Z_p + Z_r)I_p \quad (4.67)$$

Eş. 4.67’de sekonder devre empedansının primer devreye yansıyan empedansı Eş. 4.68’de verilmiştir.

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_s + j\omega L_s)(1 + j\omega R_L C_2)} \quad (4.68)$$

Sistemin toplam empedansı Eş. 4.69’da gösterildiği gibi bulunmuştur.

$$Z_T = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{(R_p + j\omega L_p) + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{R_L + (R_s + j\omega L_s)(1 + j\omega R_L C_2)}}} \quad (4.69)$$

Chopra, 2011’de verilen PP topoloji eşitlikleri takip edilirse empedans yerine kaynak tarafından görünen admitans eşitliği yazılarak PP topolojisi daha iyi analiz edilebilir (Chopra, 2011). Buradan PS topoloji admitansı Y_T için:

$$Y_T = j\omega C_1 + \frac{1}{R_p + j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega R_L C_2)}{(R_s + R_L + j\omega L_s)(1 + j\omega R_L C_2)}} \quad (4.70)$$

şeklinde yazılabilir. Rezonans frekansında çalıştırıldığında $Im[Y_T] = 0$ ’dır. Primer ve sekonder taraflarındaki dirençler ihmal edilirse buradan C_1 için:

$$C_1 = \frac{L_s^2 (L_p L_s - M^2) C_2}{(L_s L_p - M^2)^2 + M^4 R_L^2 L_s C_2} \quad (4.71)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan verim eşitliği:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_S + \frac{R_p L_s^2}{M^2} \left(1 + \frac{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}{\omega^2 L_s^2 M^2}\right)} \quad (4.72)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\frac{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}{\omega^2 L_s^2 M^2}$ ifadesi sıfır kabul edilirse mümkün olan en yüksek verim değeri elde edilebilir. Buna göre:

$$\omega \gg \frac{\sqrt{R_s R_L^2 M^2 + R_p R_s^2 L_s^2}}{L_s M} \quad (4.73)$$

şeklinde olmalıdır ve buradan teorikteki maksimum verim eşitliği:

$$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_S + \frac{R_p L_s^2}{M^2}} \quad (4.74)$$

şeklinde bulunur. Primer ve sekonder sargılarına kompanzasyon kondansatörü paralel olarak bağlanırsa, toplam sistemin rezonans frekansı, primer ve sekonder sargıları arasındaki manyetik bağlantı katsayısına bağlıdır (Boeij, Lomonova ve Vandenput, 2006).

4.2. Topolojilere Göre Parametreler

Çizelge 4.3’de her dört topolojiye göre akım, gerilim ve kalite faktörü parametreleri verilmiştir (Villa ve diğerleri, 2009).

Çizelge 4.3. Dört topolojiye göre eşitlikler

	SS	SP	PS	PP
I_p	I_1	I_1	$I_1 - j\omega C_1 V_1$	$I_1 - j\omega C_1 V_1$
I_{c1}	I_p	I_p	$j\omega C_1 V_1$	$j\omega C_1 V_1$
V_{c1}	$\frac{I_1}{j\omega C_1}$	$\frac{I_1}{j\omega C_1}$	V_1	V_1
I_s	$\frac{j\omega M I_p}{(R_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}))}$	$\frac{j\omega M(1 + j\omega R_L C_2)I_p}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)}$	$\frac{j\omega M I_p}{(R_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}))}$	$\frac{j\omega M(1 + j\omega R_L C_2)I_p}{R_L + (R_2 + j\omega L_2)(1 + j\omega R_L C_2)}$
I_2	I_s	$\frac{I_s}{(1 + j\omega R_L C_2)}$	I_s	$\frac{I_s}{(1 + j\omega R_L C_2)}$
I_{c2}	I_s	$j\omega R_L C_2 I_2$	I_s	$j\omega R_L C_2 I_2$
V_{c2}	$\frac{I_s}{j\omega C_2}$	$\frac{I_{c2}}{j\omega C_2}$	$\frac{I_s}{j\omega C_2}$	$\frac{I_{c2}}{j\omega C_2}$
V_L	$I_2 R_L$	V_{c2}	$I_2 R_L$	V_{c2}
Q_p	$\frac{L_1 R_L}{\omega M^2}$	$\frac{\omega L_1 L_2^2}{R_L M^2}$	$\frac{L_1 R_L}{\omega M^2}$	$\frac{\omega L_1 L_2^2}{R_L M^2}$
Q_s	$\frac{\omega L_2}{R_L}$	$\frac{R_L}{\omega L_2}$	$\frac{\omega L_2}{R_L}$	$\frac{R_L}{\omega L_2}$

Çizelge 4.4’de her dört topoloji için primer kondansatör eşitlikleri verilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011).

Çizelge 4.4. Dört topolojiye göre primer kondansatörü eşitlikleri

SS Topoloji	$C_1 = \frac{(L_b + M)C_2}{L_a + M}$
SP Topoloji	$C_1 = \frac{(L_b + M)^2 C_2}{(L_a + M)(L_b + M) - M^2}$
PS Topoloji	$C_1 = \frac{(L_a + M)(L_b + M)^2 C_2^2 R_L^2}{M^4 + (L_a + M)(L_b + M)R_L^2}$
PP Topoloji	$C_1 = \frac{(L_b + M)^2 ((L_a + M)(L_b + M) - M^2) C_2}{((L_a + M)(L_b + M) - M^2)^2 + M^4 R_L^2 (L_b + M) C_2}$

Çizelge 4.5’de dört topolojiye göre verim eşitlikleri verilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011).

Çizelgeden SS ile PS topolojisinin, SP ve PP topolojisinin verim eşitliklerinin aynı olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.5. Dört topolojiye göre verim eşitlikleri

SS ve PS Topoloji	$\eta = \frac{R_L}{(R_L + R_2)(1 + \frac{R_1(R_L + R_2)}{(\omega M)^2})}$
SP ve PP Topoloji	$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_2 R_L^2}{(\omega(L_b + M))^2} + \frac{R_1 R_2^2}{(\omega M)^2} + \frac{R_1[(L_b + M)\omega^2 + \frac{R_2 R_L}{\omega^2(L_b + M)}]^2}{(\omega M)^2}}$

Çizelge 4.6’da dört topolojiye göre çalışma frekansına bağlı olarak maksimum verim şartları verilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011). SS ve PS topolojisi için daha sade eşitliklerin görüldüğü ve ihmal edilebilecek şartlar değerlendirildiğinde daha az parametre kontrolünün yapılacağı görülmektedir.

Çizelge 4.6. Dört topolojiye göre maksimum verim ve şartı

SS ve PS Topoloji	$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_2}$	$\omega \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{M}$
SP ve PP Topoloji	$\eta_{max} = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{R_1(L_b + M)^2}{M^2}}$	$\omega \gg \frac{\sqrt{R_2(R_L M)^2 + R_1 R_2^2 (L_b + M)^2}}{(L_b + M)M}$

Çizelge 4.7 ve Çizelge 4.8’de sırasıyla primer ve sekonder kalite faktör eşitlikleri ve sekonder kalite faktörü ile manyetik bağlantı katsayısı arasındaki ilişki verilmiştir (Chopra ve Bauer, 2011).

Çizelge 4.7. Dört topolojiye göre kalite faktörleri

SS ve PS Topoloji	$Q_1 = \frac{(L_a + M)R_L}{\omega_0 M^2}$	$Q_2 = \frac{\omega_0(L_b + M)}{R_L}$
SP ve PP Topoloji	$Q_1 = \frac{\omega_0(L_a + M)(L_b + M)^2}{M^2 R_L}$	$Q_2 = \frac{R_L}{\omega_0(L_b + M)}$

Çizelge 4.8. Sıfır faz açısı frekansı için kalite faktörü kriterleri

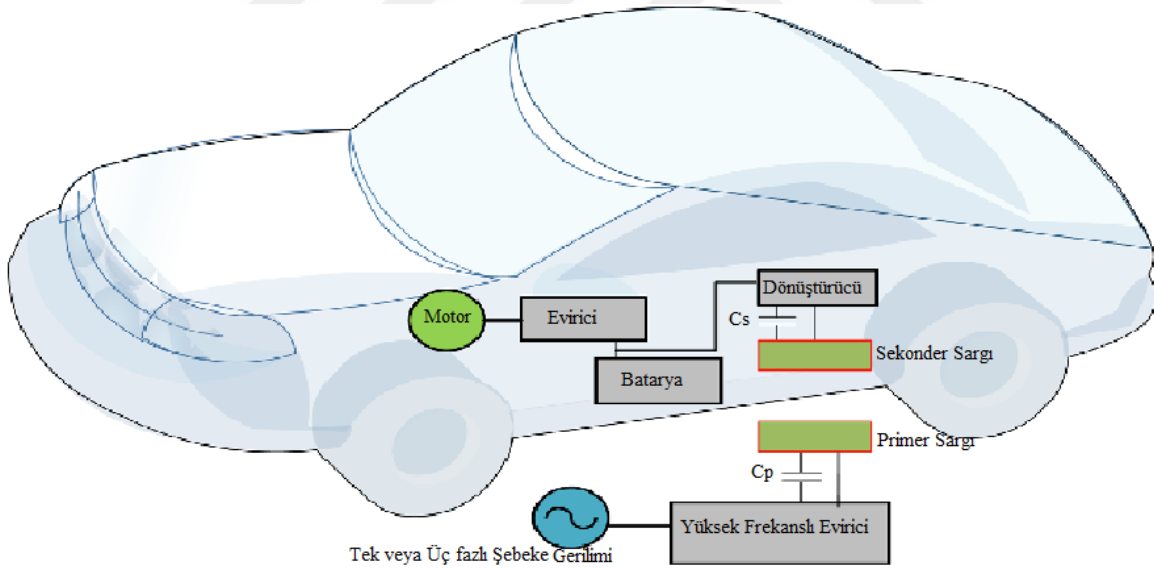
SS Topoloji	$Q_2 < \sqrt{\frac{1}{2(1 - \sqrt{1 - k^2})}}$
SP ve PP Topolojileri	$Q_2 < \frac{1}{k} \sqrt{1 - k^2}$
PP Topoloji	$Q_2 < \frac{1}{k}$

4.3. Topoloji Seçimi

Bu çalışmada gerçekleştirilecek tasarım için SS topolojisi seçilmiştir. SS topolojinin yapısının basit olması, primer tarafında seri kompanzasyon yapıp primer kondansatörünün manyetik bağlantı ve yükten bağımsız olması, büyük güç transferinde kullanıma uygun olması bu topolojinin seçiminde ana kriterleri oluşturmaktadır. SS ve SP topolojileri yüksek güç transfer uygulamalarında daha uygun topolojilerdir. Bu topolojilerden SP topolojisi SS topolojisine göre daha düşük kritik değerler oluşturmaktadır. Bu yüzden SP topolojisi tercih edilmemiştir. Ayrıca primeri seri kompanze edilmiş sistemlerde kondansatörler anma değerlerinden daha yüksek gerilim ve akımlara maruz kalmaması topoloji seçiminde diğer bir kritik nedendir. Primeri paralel seçilmiş olması durumunda şebekeden çekilen akımda bir kararsızlık söz konusu olduğunda, sistemde manyetik bağlantının iyi tasarlanmış olması kararsızlık durumuna çözüm olmayabilir. Bu kararsızlıkları gidermek için çekilen akımın çok hassas kontrol akımıyla ayarlanması gerekmektedir (Gazulla, 2009; Borage, Tiwari ve Kotaiah, 2005; Li, Kutkut, Divan ve Shenai, 1996).

5. GÜÇ ELEKTRONİĞİ GEREKSİNİMLERİ

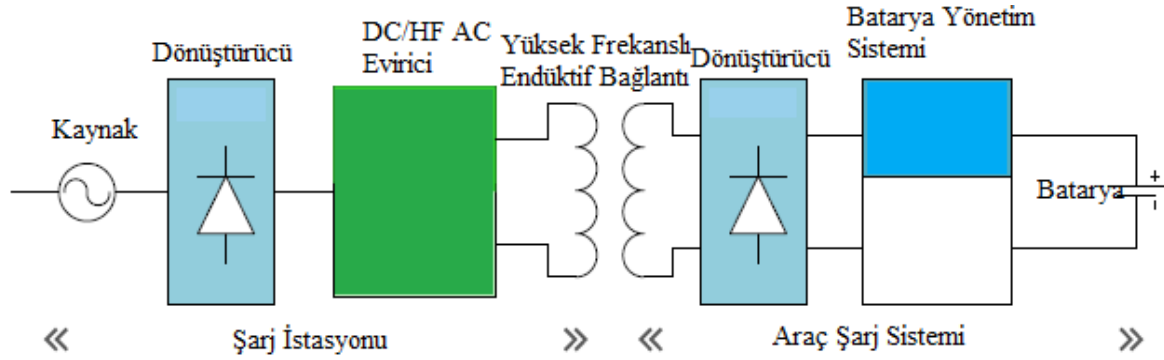
Şekil 5.1’de elektrikli araç şarj sistemi için kablosuz güç aktarım bileşenleri verilmiştir (Kalwar ve diğerleri, 2015). Sistemin çalışma şekline göre tek veya üç fazlı şebeke gerilimi, doğrultulduktan sonra evirici devresi ile yüksek frekanslı AA gerilimine dönüştürülür ve böylece primer tarafının giriş gerilimi olan V_p gerilimini oluşturmaktadır. Primer kompanzasyon devresinden geçerek primer ve sekonder sargıları ile oluşturulan pikaba gelmektedir. Pikaptaki manyetik bağlantı vasıtasıyla aktarılan güç, sekonder kompanzasyon devresini geçtikten sonra dönüştürücü ile bataryanın şarj edilmesini sağlamaktadır. Bataryada evirici vasıtasıyla elektrikli araç motoruna güç sağlamaktadır. Bu bölüme kadar kablosuz şarj sisteminin önemli parametrelerinin işleyişi, pikap güç aktarımı ve boyutlandırılması aynı zamanda kompanzasyon topolojisi üzerinde durulmuştur. Bu bölümde ise, pikap ve kompanzasyon topolojileri ile şebeke veya batarya arasındaki güç akışı ele alınacaktır.



Şekil 5.1. Elektrikli araç şarjı için ICPT bileşenleri

Şekil 5.2’de görüldüğü gibi şebekeden pikabın bir bileşeni olan primer sargısına kadarki olan kısım şarj istasyonunu, pikabın diğer bir bileşeni olan sekonder sargısından bataryaya kadar olan kısım ise araç şarj sistemini oluşturmaktadır (Kalwar ve diğerleri, 2015). Şarj istasyonu sabit bir şarj noktasıdır ve elektrikli araç primer sargı üzerine park ettiğinde yüksek frekanslı AA gerilim kaynağı tarafından güç verilir elektrikli aracın şarj işlemi gerçekleştirilmektedir (Kalwar ve diğerleri, 2015). Batarya üreticileri ürettikleri bataryaların yük profilini

sağlamaktadırlar. En basit şekliyle bu yük çevrimi iki aşamadan oluşmaktadır. Bunlar, belirli bir gerilim değerine kadar sabit akım modu, akım sıfıra yaklaştıkça kadar sabit gerilim modudur (Auvigne ve diğerleri, 2012). Batarya yönetim sistemi ile bataryanın şarj olma formu belirlenmiştir. Ancak çalışmamızda batarya bir omik yük olarak (R_L) değerlendirildiğinden batarya yönetim sistemi kullanılmamıştır.



Şekil 5.2. Endüktif güç aktarımı şematik diyagramı

Güç kaynağı ve primer tarafındaki denetleyici genelde maksimum güç kabiliyetini elde etmek için primer akım ve frekansını kontrol eder. Burada hem sabit hem de değişken frekanslı denetleyici kullanılabilir. Güç akış regülasyonu nedeniyle yük ve diğer sistem parametrelerinin değiştirilmesi gereklidir (Wang ve diğerleri, 2005). Üç farklı kontrol yöntemiyle güç akış regülasyonu sağlanabilir. Bunlardan ilki, güç akış regülasyonu yöntemidir (Wang ve diğerleri, 2005). Bu yöntemin amacı, güç akış regülasyonunu sağlamak için ortak bir yaklaşım olan güç kaynağının çalışma frekansını kaydırarak sistemin çalışmasını değiştirmektir. Bu yaklaşım, her pikap üzerindeki yük koşulu farklı olabileceğinden, çoklu pikap uygulamalarının birçoğunda uygun değildir. Alternatif bir yaklaşım olarak güç akış kontrolünü sağlamak için sekonder tarafında anahtarlama denetleyici kullanılmaktadır (Wang ve diğerleri, 2005; Jang ve Jovanovic, 2000; Boys, Covic ve Green, 2000; Covic ve diğerleri, 2000). Bu yaklaşım kullanarak her pikap ayrı ayrı kontrol edilir ve aynı zamanda primer tamamen bağımsız olur. Ancak, sekonder pikap maliyetini yükselmesi ve anahtarlama kayıplarının artırması gibi dezavantajları bulunmaktadır (Wang ve diğerleri, 2005).

Diğer bir yöntem ise sabit frekans kontrolüdür. Sabit frekans kontrollü uygulamalar ile, primer ve sekonder arasındaki manyetik bağlantı ve yük değişikliği yük empedansında bir

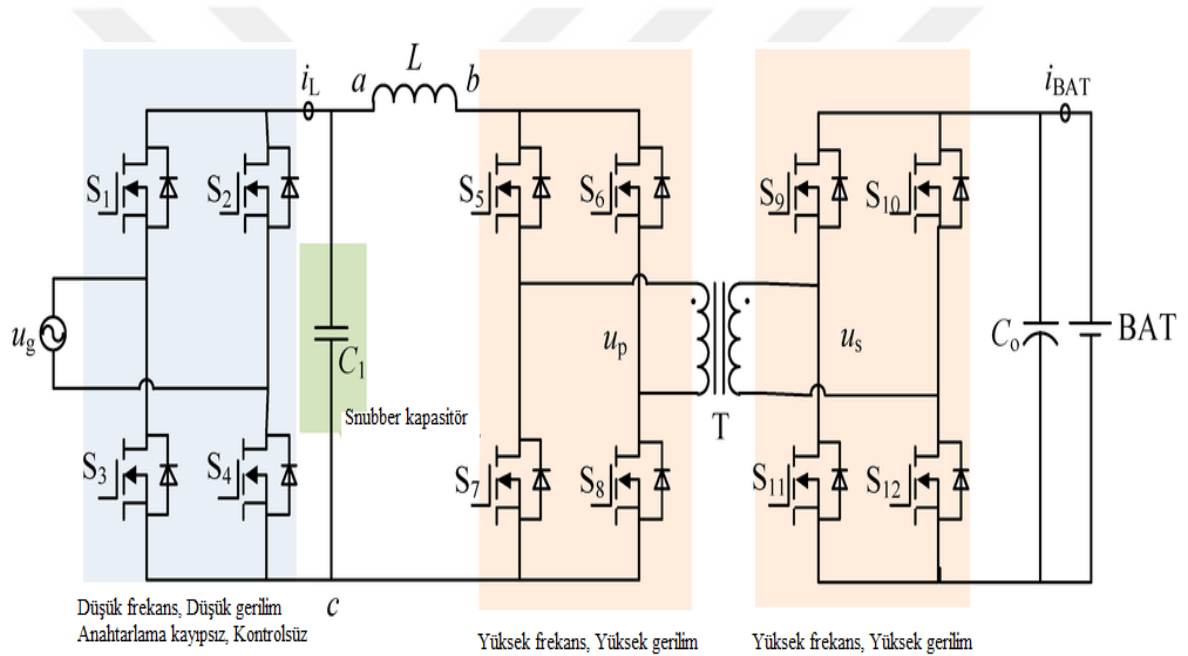
faz kaymasına neden olur. Bu faz kayması önemli ise, o zaman güç kaynağı aynı güç aktarımı için daha yüksek bir VA değerine sahip olmalıdır (Wang ve diğerleri, 2005).

Son yöntem ise değişken frekans kontrolüdür. En iyi değişken frekanslı denetleyici primer sinyal frekansında çalışan denetleyicidir. Ancak, çalışma frekansı (yük empedansının sıfır faz açılı (Zero Phase Angle-ZPA) frekansı) primer ve sekonder arasındaki manyetik bağlantı derecesi nedeniyle nominal rezonans frekansından uzak kalacaktır. Eğer frekans kayması çok büyük ise, güç aktarma yeteneğinde bir kayıp oluşacaktır. Aynı zamanda artan yük ile çatalanma başlangıcı birden fazla primer sıfır faz açılı frekansı oluşturur (Wang ve diğerleri, 2005; Stielau ve Covic, 2000; Wang, Covic ve Stielau, 2001).

Yüksek frekanslarda kullanılan birçok yumuşak anahtarlama tekniği vardır. Yumuşak anahtarlama tekniği, anahtarlama geçişlerinde en uygun koşul olan sıfır akım ve sıfır gerilim değerlerini oluşturmak için kullanılır. Yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik, daha küçük dönüştürücü boyutları, düşük anahtarlama kayıpları, düşük *EMI* (elektromanyetik girişim), kolay ısı yönetimi gibi avantajları vardır. Böylece yüksek frekanslarda, yüksek verimlilikte anahtarlama imkânı sağlamaktadır (Mishima, Masuda ve Nakaoka, 2015). ICPT sistemlerinde primer ve sekonder tarafındaki kompanzasyon sırasıyla güç aktarma yeteneğini artırmak ve dönüştürücü VA oranını azaltmak için kullanılmaktadır. Bu durumda primer kompanzasyonu rezonans frekansında primer akım ve gerilimin aynı fazda olmasını sağlayarak faz kaymasını engellemiş olur. Rezonans frekansında gerçekleşen anahtarlama geçiş akımının sıfır olması gerekmektedir. Buna sıfır akım anahtarlama (Zero Current Switching-ZCS) veya rezonans frekans anahtarlama da denilmektedir. Şekil 5.3'de çift yönlü bir fazlı tam köprü dönüştürücü topolojisi görülmektedir (Jiang ve diğerleri, 2014). Düşük frekanslı bir faz gerilimi olan U_g , tam dalga köprü tipi dönüştürücü ile doğru gerilime çevrilmiş, tam dalga köprü tip rezonans evirici ile yüksek frekanslı V_p gerilimi elde edilmiştir. Tasarlanan ICPT sisteminin girişine V_p gerilimi uygulanmıştır. ICPT sisteminin çıkışı olan sekonder tarafındaki dönüştürücü ile elektrikli aracın bataryası şarj edilmektedir. Çift yönlü dönüştürücü topolojilerinde elektrikli araç şarj uygulamalarında yoğun çalışmalar yapılmıştır ve off-board çift yönlü şarj ve on-board çift yönlü şarj olmak üzere iki temel sınıfa ayrılmıştır (Jiang ve diğerleri, 2014; Yilmaz ve Krein, 2012). Off-board çift yönlü şarj sistemlerinde yaygın olarak bir DA-DA çift yönlü dönüştürücü ve üç fazlı darbe genişlik modülasyonu (pulse width modulation-PWM) dönüştürücü birleştirilerek iki aşamalı

topoloji uygulanmaktadır (Jiang ve diğerleri, 2014). Bu tip sistemlerin bileşenleri genellikle büyük güçlü ve büyük ebatlıdır ve genellikle hızlı şarj ve deşarj uygulamalarında kullanılmaktadır. Güç oranlarının büyüklüğü, ebatlarının büyük olması, maliyetinin yüksek oluşu ve gürültülü çalışmaları nedeniyle off-board çift yönlü şarj yerleşim alanları dışında ticari şarj istasyonları için daha uygundur (Jiang ve diğerleri, 2014; Khaligh ve Dusmez, 2012).

On-board çift yönlü şarj sistemleri düşük güç seviyelerinde, düşük alt yapı yatırımından dolayı konut kullanımına uygun yavaş şarj sistemleri için tasarlanmıştır (Jiang ve diğerleri, 2014).



Şekil 5.3. Çift yönlü tek faz tam köprü topolojisi

Çizelge 5.1’de Kuzey Amerika ve Çin’de kullanılan elektrikli araçlar için şarj seviyeleri belirtilmiştir. Kullanılan standartlara göre ICPT sisteminin uygulama çalışmaları yapılması önem arz etmektedir (Jiang ve diğerleri, 2014).

Çizelge 5.1. Kuzey Amerika ve Çin 'deki elektrikli araç bataryası için şarj seviyeleri

BÖLGE	ŞARJ YÖNTEMİ	NOMİNAL GERİLİM	MAKSİMUM AKIM
KUZEY AMERİKA	AC Level 1	Tek faz 120V AC	12A
		Tek faz 120V AC	16A
	AC Level 2	Tek faz 240V AC	$\leq 80A$
	DC Level 1	200-500V DC	$\leq 80A$
	DC Level 2	200-500V DC	$\leq 200A$
ÇİN	1	Tek faz 220V AC	16A
	2		
	3		32A
	4	400V/750V DC	125A
			250A

Sekonder devre çıkışında her zaman AA vardır ve bataryaya güç sağladığından doğru gerilime çevrilmesi gerekmektedir. Yapılan araştırmalar incelendiğinde tam köprü AA-DA dönüştürücü yapısı bu sistemlerde en çok kullanılan dönüştürücü tipidir.

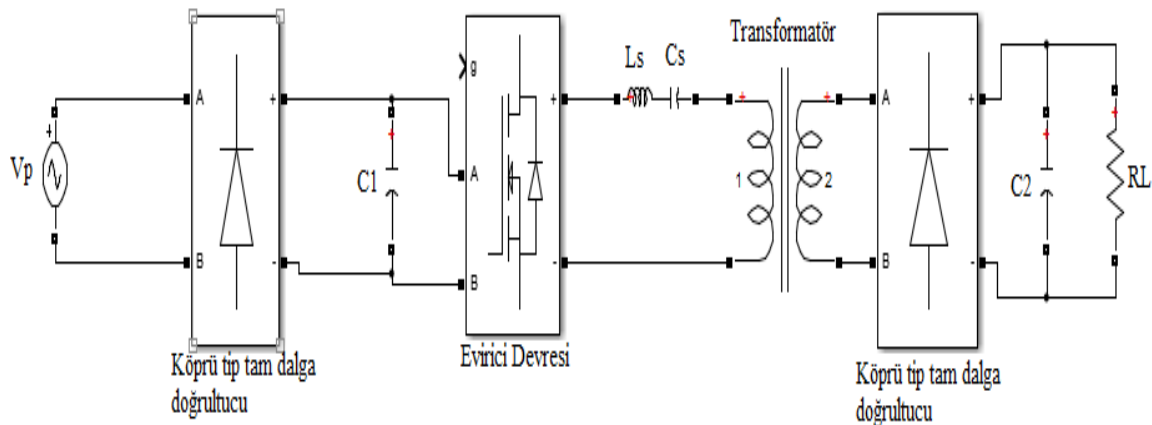
5.1. Yüksek Frekanslı Seri Rezonans Dönüştürücü

Anahtarlama esnasında meydana gelen güç kaybının ortalama değeri, anahtarlama frekansı ile orantılıdır. Yüksek güç yoğunlukları elde etmek için, anahtarlama frekansının yüksek yapılması gerekmektedir. Anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama güç kaybı ve üretilen elektromanyetik kirlilik de artmaktadır. Anahtarlama kayıplarının artışı sistem verimliliğini etkileyen ana unsurlardandır. Bu kayıplar göz ardı edilebilir değerlerde olmalıdır.

Yüksek frekanslı çalışmalarda dönüştürücünün anahtarlama kayıplarını azaltmak için sıfır gerilim anahtarlama tekniği ya da sıfır akım anahtarlama tekniği kullanılmaktadır. Yüksek güç faktörü elde etmek için PWM tekniği kullanılabilir. Yüksek frekanslı çalışma, reaktif bileşenlerin boyutunu azaltmak için gereklidir. Dahası Mosfet tabanlı dönüştürücüler için ZVS ısı yükselmelerini azaltmak veya ortadan kaldırarak verimliliği yükseltmek için gereklidir (Sivachidambaranathan ve Dash, 2012). Verimliliği artırmak için reaktif bileşenlerin azaltılması ve ısı emiliminin düşmesi gibi olumsuz etkiler rezonans dönüştürücüler yardımıyla giderilebilir. Rezonans çeviriciler, rezonans yüklemeli çeviriciler, anahtarlama rezonanslı çeviriciler, doğru akım ara devreli rezonanslı çeviriciler, ara devresi yüksek frekanslı, tam/yarım dalga çeviriciler olmak üzere

sınıflandırılabilir (Mohan, Undeland ve Robbins, 1989). Anahtarlama bileşen miktarı ve devre yapısı açısından ise yarım köprü ve tam köprü olmak üzere, yük ve rezonans bileşenlerin bağlanış şekli açısından seri rezonans devresi ve paralel rezonans devresi olmak üzere ikiye ayrılmıştır. *LLC* seri rezonans dönüştürücüler yüksek verimlilik ve geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilme gibi özellikleri ile orta güç uygulamalarında cazip bir topolojidir. Seri rezonans tam köprü dönüştürücü yük gerilimi, anahtarlama frekansını değiştirmek suretiyle ya da anahtarlama frekansı rezonans frekansına sabitlendiğinde faz farkını değiştirerek kontrol edilir (Sivachidambaranathan ve Dash, 2012).

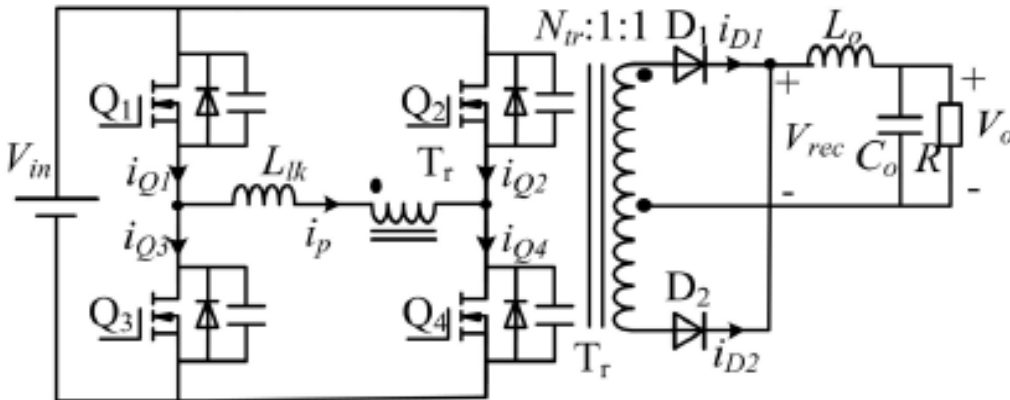
Şekil 5.4’de seri rezonans dönüştürücü devre modeli görülmektedir. Devre giriş AA kaynağı, tam köprü diyot doğrultucu, filtre devresi ve yüksek frekans rezonans devresine sahip Mosfet tabanlı evirici devresinden oluşmaktadır. Giriş AA akımı düşük frekanslı olup tam köprü doğrultucu devresiyle doğru akıma çevrildikten sonra rezonans evirici devresiyle yüksek frekanslı anahtarlama yapılmış ve transformatörün primer tarafı girişine AA uygulanmıştır. Transformatörün sekonder tarafında iki doğrultucu ile yük bağlantısı yapılmıştır. Evirici devresinde, birinci kol S_1 ve S_4 , ikinci kol ise S_3 ve S_2 Mosfetlerinden oluşmaktadır. Mosfetlere uygulanacak darbe sinyalleri S_1 ve S_2 Mosfetlerine aynı anda uygulanır ve S_1 ve S_2 iletimde olduğu durumda kısa devre oluşmasını engellemek için, S_3 ve S_4 kesimde olmalıdır. Sinyaller S_3 ve S_4 Mosfetlerine uygulandığında bu defa da S_1 ve S_2 Mosfetleri kesimde olmalıdır. *LC* tank devresi, rezonans devredir. Rezonans elemanlarının akım veya gerilim değerleri rezonans frekansında en yüksek değere ulaşır. Çalışma frekansı, rezonans frekansı civarında değiştirilerek rezonans elemanlarının gerilim değerleri istenilen bir değere getirilebilir (Sivachidambaranathan ve Dash, 2012).



Şekil 5.4. Tam köprü seri rezonans dönüştürücü devre modeli

5.2. Değişken Frekanslı Tam Köprü Dönüştürücü

Kontrol yöntemine bağlı olarak yük gerekliliğinin geniş aralıkta olmasından dolayı batarya şarjı uygulamalarında değişken frekanslı tam köprü dönüştürücü kullanılabilir. Bu dönüştürücü modelinde de optimum anahtarlama frekansında kayıpların minimum seviyede tutulması prensibine göre kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Anahtarlama frekansı ve güç kaybı arasındaki ilişki geniş bir yük aralığında formüle edilmiştir (Zhao, Li, Liu ve Li, 2015). Farklı yükler altında anahtarlama frekansını ayarlayarak optimum güç aktarımı sağlanmaktadır. Faz kaymalı tam dalga dönüştürücüler, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu ilkesine göre anahtarlama kayıplarını azaltır ve düşük bir elektromanyetik girişim sağlar. Bu dönüştürücüler yüksek güç yoğunluğu uygulamalarında daha çok tercih edilmektedir ancak yük değişiminin geniş aralıklarda olduğu uygulamalarda da bu tür dönüştürücüler uygulanabilir (Zhao ve diğerleri, 2015; Zhang, Zhang, Xiong ve Zhou, 2014; Shiao ve Ma, 2013). Sıfır gerilim anahtarlama tekniğine göre çalışmaktadır. Değişken anahtarlama frekans kontrol yöntemi verimliliği artırmak için geniş yük aralıklı DA-DA dönüştürücülerin kullanılması benimsenmiştir (Zhao ve diğerleri, 2015). Değişken çalışma koşulları altında dönüştürücü maksimum güç noktasını izlerken, anahtarlama frekansı doğrusal olmayacak şekilde değişir (Zhao ve diğerleri, 2015; Abu-Qahouq, Al-Hoor, Mikhael, Huang ve Batarseh, 2009; Al-Hoor, Abu-Qahouq, Huang, Mikhael ve Batarseh, 2009). Şekil 5.5’de faz kaymalı tam köprü dönüştürücü devre modeli görülmektedir (Zhao ve diğerleri, 2015). Faz kaymalı tam köprü dönüştürücünün çıkış filtresinde her zaman endüktans olmayabilir ve geçen akıma bağlı olarak süreksiz iletim modu (*DCM*) veya sürekli iletim modu (*CCM*)’nda çalışabilir. *CCM* devre analizi farklı eşdeğer devresinin olması nedeniyle *DCM*’ye göre oldukça farklıdır.



Şekil 5.5. Faz kaymalı tam köprü dönüştürücü devre modeli

5.3. DA-DA Güç Dönüştürücü

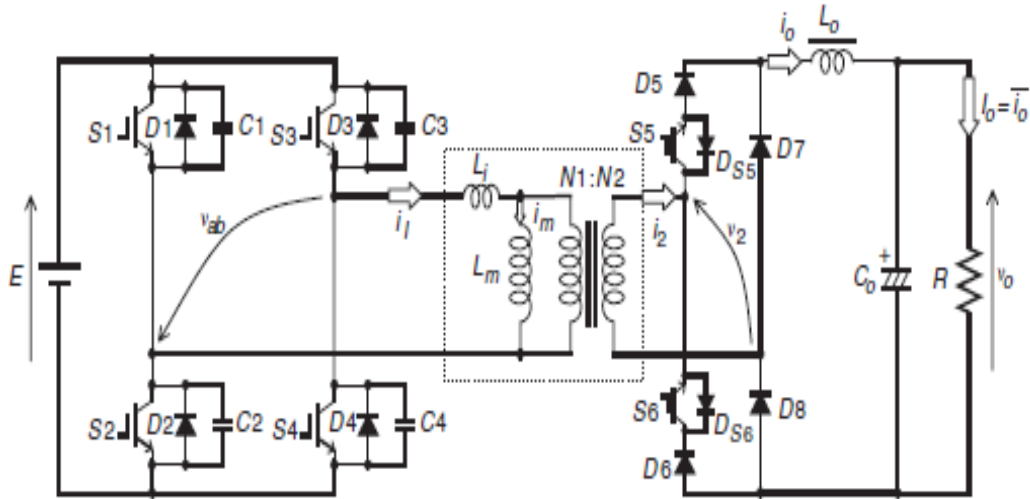
Güç dönüşüm verimliliğini ve güç yoğunluğunu artırmak ve yüksek frekanslı anahtarlama nedeniyle oluşan yüksek dv/dt ve di/dt aktif streslerin neden olduğu elektromanyetik radyasyonu, gerilim ve akımın tepe değer streslerini azaltmak için yumuşak anahtarlama DA-DA güç dönüştürücüleri telekomünikasyon, otomotiv ve yenilenebilir enerji uygulamaları gibi alanlarda kullanılmaktadır (Moisseev ve diğerleri, 2004). Şekil 5.5’de de kullanılan, MOSFET ve IGBT gibi yarı iletken anahtarların kullanıldığı sıfır gerilim kaynaklı faz kaymalı *PWM* (ZVS PS-*PWM*) DA-DA güç dönüştürücülerin bazı avantajları vardır (Moisseev, Soshin, Sato, Gamage ve Nakaoka, 2004):

- Sabit anahtarlama frekanslı *PWM*’in uygulanabilirliği
- Güç yarı iletken devrelerinin anahtarlama kayıplarının düşürülmesi
- *EMI / RFI* gürültünün azaltılması
- Hızlı geçici tepki
- dv/dt özelliğinin azalmasına bağlı olarak küçük bir sızıntı akımının oluşması

Yüksek frekanslı transformatörlerin kullanıldığı ZVS PS-*PWM* DA-DA dönüştürücülerin bazı dezavantajları vardır (Moisseev ve diğerleri, 2004):

- Yüke bağlı yumuşak anahtarlama işlemi
- Nispeten dar gerilim regülasyon aralığı
- Yüksek anahtarlama kayıpları nedeniyle düşük yük koşulları altında yetersiz güç dönüşüm verimliliği

Moisseev ve diğerleri, tarafından sunulan ve Şekil 5.6’da gösterilen yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü devre modelinde altı modlu çalışma aralığı anlatılmıştır. 1. Mod: ZVS değiştirme aralığı, 2. Mod: ZVS ve ZCS değiştirme aralığı, 3. Mod: güç dönüşüm aralığı ve ZCS değiştirme aralığı, 4. Mod: serbest davranış aralığı, 5. Mod: ZCS değiştirme aralığı, 6. Mod: güç iletim aralığıdır.



Şekil 5.6. Yumuşak anahtarlama DA-DA dönüştürücü modeli

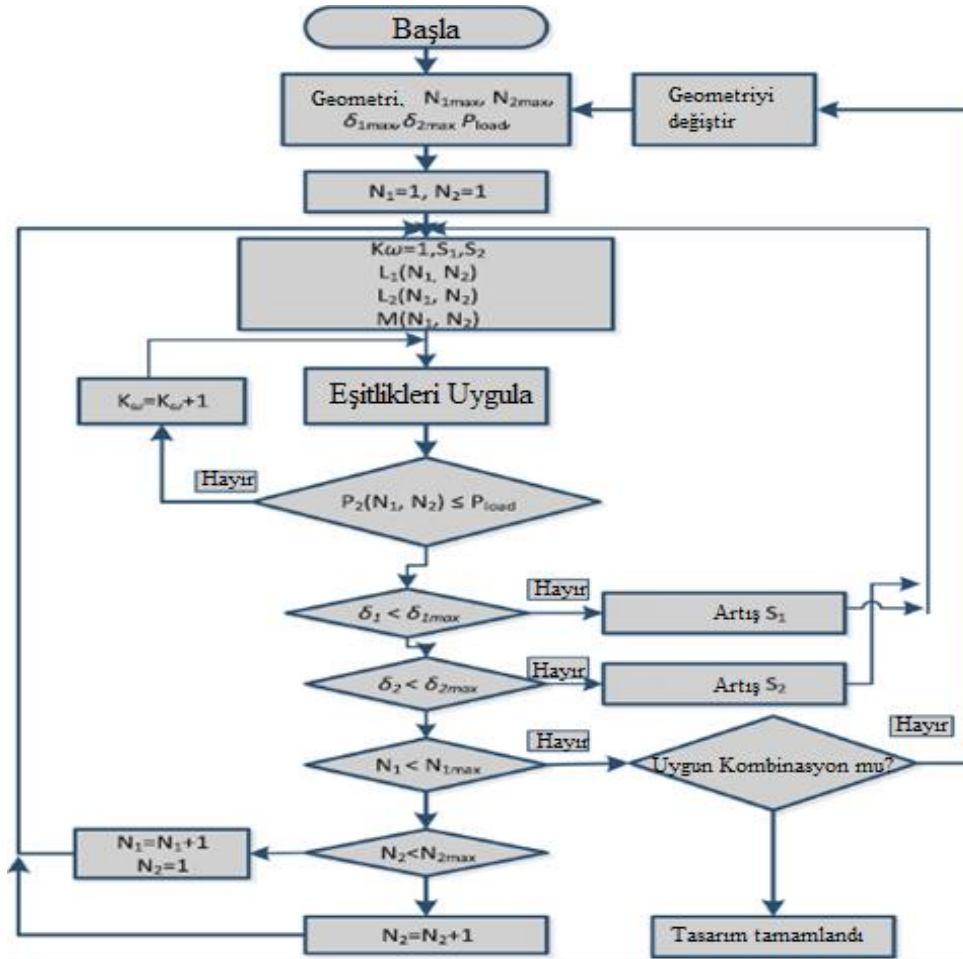
Şekil 5.6’da primer tarafında yüksek frekanslı evirici devresi, sekonder tarafında ise iki yarı iletken ile tam köprü doğrultucu devresi bağlanıp yüke güç sağlanmıştır. Dönüştürücüde belirtilen dezavantajları azaltacak yönde tasarım ilkeleri belirlenmiştir.



6. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIM SİSTEMİ TASARIMI VE BENZETİMİ

Bu bölümde, 15 kW ve 45 kW güçlerinde iki farklı ICPT sistem tasarımı ve ANSYS-Maxwell bilgisayar yazılımı ile benzetimi yapılmıştır. 15 kW gücündeki sistem için ANSYS-Maxwell ve Simplorer yazılımı ile yapılan eş zamanlı benzetim çalışmalarında primer ve sekonder sargıları arasındaki hava aralığı 20 cm olarak belirlenmiş ve sargıların aynı hizada olması durumu (ideal durum) ile sekonder sargıda kullanıcı hataları veya herhangi bir nedenden dolayı oluşabilecek bir hizalama hatası durumunun benzetimleri yapılmıştır. 45 kW gücünde yapılan sistem için ise, primer ve sekonder sargıları arasındaki hava aralığı 30 cm olarak belirlenmiş ve sargılar aynı hizalı kabul edilmiştir. Sistemlerin manyetik akı yoğunlukları ile farklı yük değerleri için verim değişimi gözlenmiştir. ICPT sisteminin teorik verileri, MATLAB bilgisayar yazılımında Şekil 6.1’de gösterilen ve Kalwar ve diğerleri, tarafından önerilen ICPT sistem tasarım akış diyagramı (Kalwar ve diğerleri, 2015) kullanılarak, belirlenen primer ve sekonder ölçülerinde elde edilmiştir.

MATLAB yazılımında başlangıç parametreleri sıfır olarak alınmıştır. ICPT sistem geometrik özellikleri girildikten sonra akım yoğunluğu, istenen maksimum güç değeri ve sistem maliyeti açısından önemli bir parametre olan maksimum sipir sayıları belirlenmiştir. Şekil 6.1’de belirtilen algoritmanın sağlıklı çalışabilmesi için bazı sistem şartları Çizelge 6.1’de belirtilmiştir (Sallán ve diğerleri, 2009). Yazılımda, Çizelge 6.1’deki şartlar tek tek analiz edilerek, tüm şartlar için geçerli olan parametreler baz alınmıştır. Çizelge 6.1’de belirtilen şartlarda sistem parametreleri kabul edilebilir değerlerde olmaktadır. Algoritmadaki akım yoğunluğunun sistemde kullanılan litz teli akım yoğunluğu değerinden küçük olması gerekmektedir. δ_{max} değerleri bu ölçülere göre belirlenmektedir. Parametrelerin belirlenmesinin ardından ANSYS-Maxwell ve Simplorer yazılımlarında benzetim çalışmalarına geçilmiştir. Hesaplanan değerlerdeki ICPT sistemi ANSYS-Maxwell programında tasarlanmış ve Simplorer’da tasarlanan elektriksel devre elemanları (evirici, kompanzasyon devresi vb.) ile eş zamanlı benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar değerlendirilerek tasarlanan sistemin verimi analiz edilmiştir.



Şekil 6.1. ICPT sistem tasarımı akış diyagramı

Çizelge 6.1. Uygun kombinasyon koşulları

Güç koşulu	$P_L(N_1, N_2) = P_{load}$
Gerilim koşulu	$V_L(N_1, N_2) = V_{load}$
Frekans koşulu	$f_{op}(N_1, N_2) \leq f_{max}$
Kalite faktörü koşulu	$Q_p(N_1, N_2) > Q_s(N_1, N_2)$
Primer sargı akım koşulu	$\delta_1(N_1, N_2) \leq \delta_{1max}(N_1, N_2)$
Sekonder sargı akım koşulu	$\delta_2(N_1, N_2) \leq \delta_{2max}(N_1, N_2)$

Belirlenen 15 kW ve 45 kW güçleri için seçmiş olduğumuz primer ve sekonder sargı ölçüleri Çizelge 6.2’de verilmiştir.

Çizelge 6.2. ICPT Sistem ölçüleri

SEMBOL	15 kW SİSTEM	45 kW SİSTEM
h (cm)	20	30
a_1 (cm)	60	80
a_2 (cm)	60	80
b_1 (cm)	100	100
b_2 (cm)	60	80
c (cm)	0	0
e (cm)	0	0
V_1 (volt)	150	270
R_L (ohm)	1,215	1,2064

İki farklı güç değerinde yapılacak benzetimlerde, primer ve sekonder sargılarının hizalama farkı başlangıçta sıfır olarak alınmıştır. Bölüm 4'te de belirtildiği gibi, bataryayı temsil eden yük direnci sargıların siper sayısına bağlı olarak istenen gerilimin karesinin, istenen güce oranı şeklinde bulunmuştur. Çizelge 6.2'deki veriler ve Çizelge 6.1'deki koşullar dikkate alınarak, Şekil 6.1'de verilen akış diyagramına uygun biçimde geliştirilen yazılım ile sistemin parametreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan ICPT sistem parametreleri Çizelge 6.3'de verilmiştir.

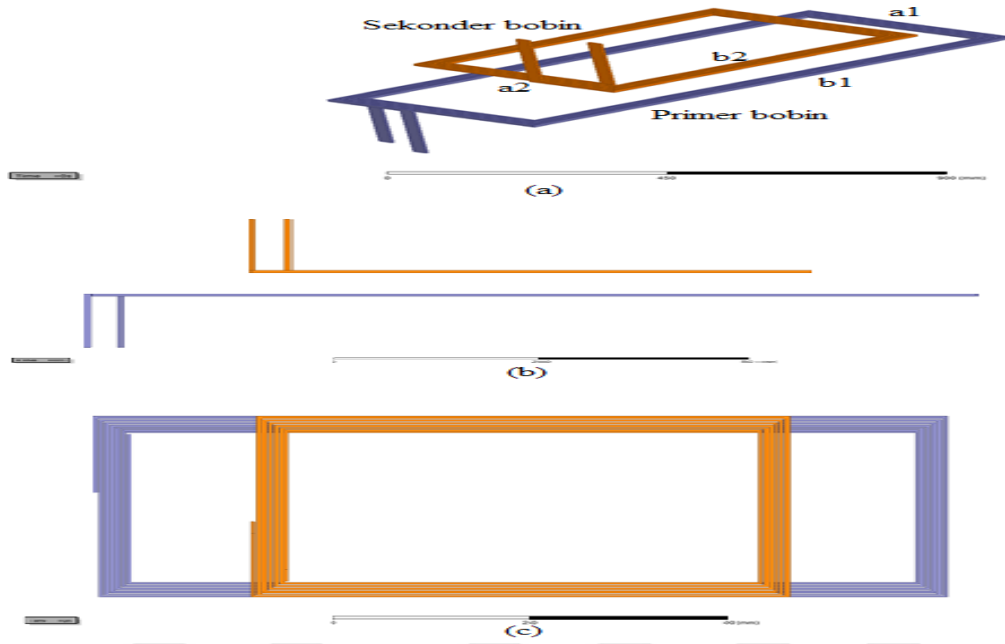
Çizelge 6.3'de bulunan değerlerde evirici kayıpları ihmal edilmiş ideal şartlar altında sadece transformatör için bulunmuş değerlerdir. Benzetim sonucunda elde ettiğimiz değerlerde kapasitör gibi güç elektroniği devre elemanları üretimi olmadığı için sistem uygulamasında en yakın değerler seçilmelidir. Örneğin, primer ve sekonder kondansatör değerleri için kondansatörlerin paralel ve seri bağlanmasıyla sistemde olması gereken değere yakın değerler elde edilip kullanılabilir. Bu nedenle bir miktar daha kayıp oluşabilir.

ANSYS-Maxwell yazılımında ICPT sisteminin üç boyutlu çiziminde Çizelge 6.2 ve Çizelge 6.3'deki veriler uygulanmıştır. Şekil 6.2'de ANSYS-Maxwell yazılımında yapılmış sargıların şekilleri gösterilmiştir. Bu aşamada, sargılar arasında hizalama hatası sıfır kabul edilerek 20 cm hava aralığı için sistemin benzetimi yapılmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi 15 kW gücündeki sistemde, sekonder sargı 60x60 cm ölçülerinde iken primer sargı 60x100

cm ölçülerindedir. ICPT sisteminin çıkışına 1,215 Ω değerinde yük direnci bağlanmış ve etkin değeri 150V olan giriş gerilimi ile beslenmiştir.

Çizelge 6.3. Hesaplanan ICPT sistem verileri

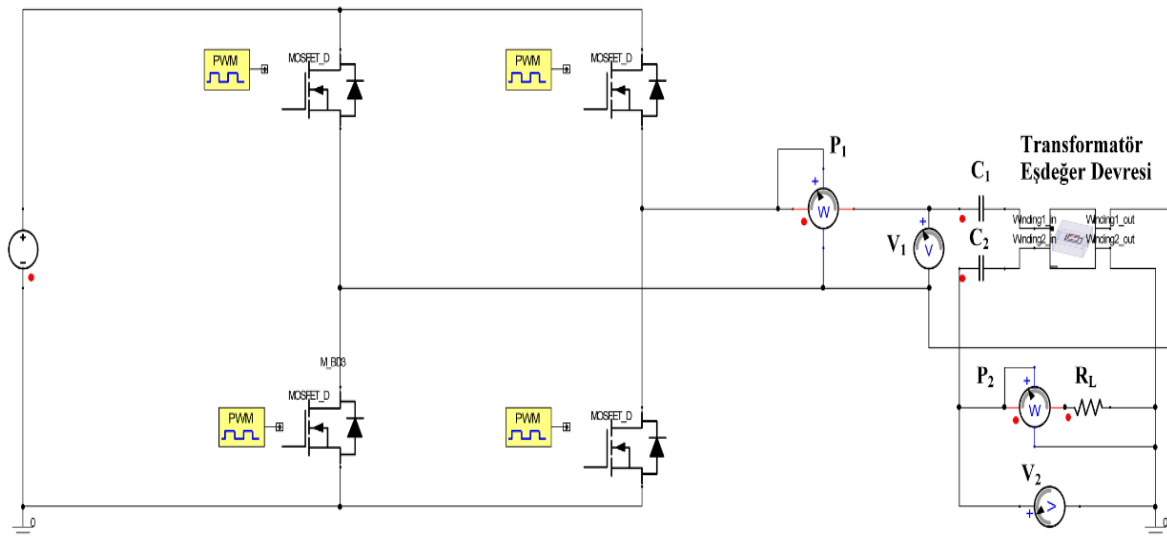
SEMBOL	15 kW SİSTEM	45 kW SİSTEM
N_1	6	6
N_2	6	5
S_1 (mm ²)	38	42
S_2 (mm ²)	28	48
R_1 primer sargı çapı	0,0085	0,0090
R_2 sekonder sargı çapı	0,0073	0,0087
R_p (ohm)	0,0089	0,0090
R_s (ohm)	0,0090	0,0058
L_1 (μH)	91,217	105,62
L_2 (μH)	67,103	63,882
M	12,175	12,003
k	0,1556	0,1461
f (Hz)	17702	18583
C_1	0,88619	0,69453
C_2	1,2046	1,1483
V_{Lh} (hesaplanan gerilim)	133,7968	231,1436
P_{Lh} (hesaplanan güç)	14734	44286
Q_p	6,7225	7,5749
Q_s	6,1428	6,1826
η verim	0,986	0,989



Şekil 6.2. ICPT sistem sargılarının ANSYS-Maxwell yazılımında benzetimi

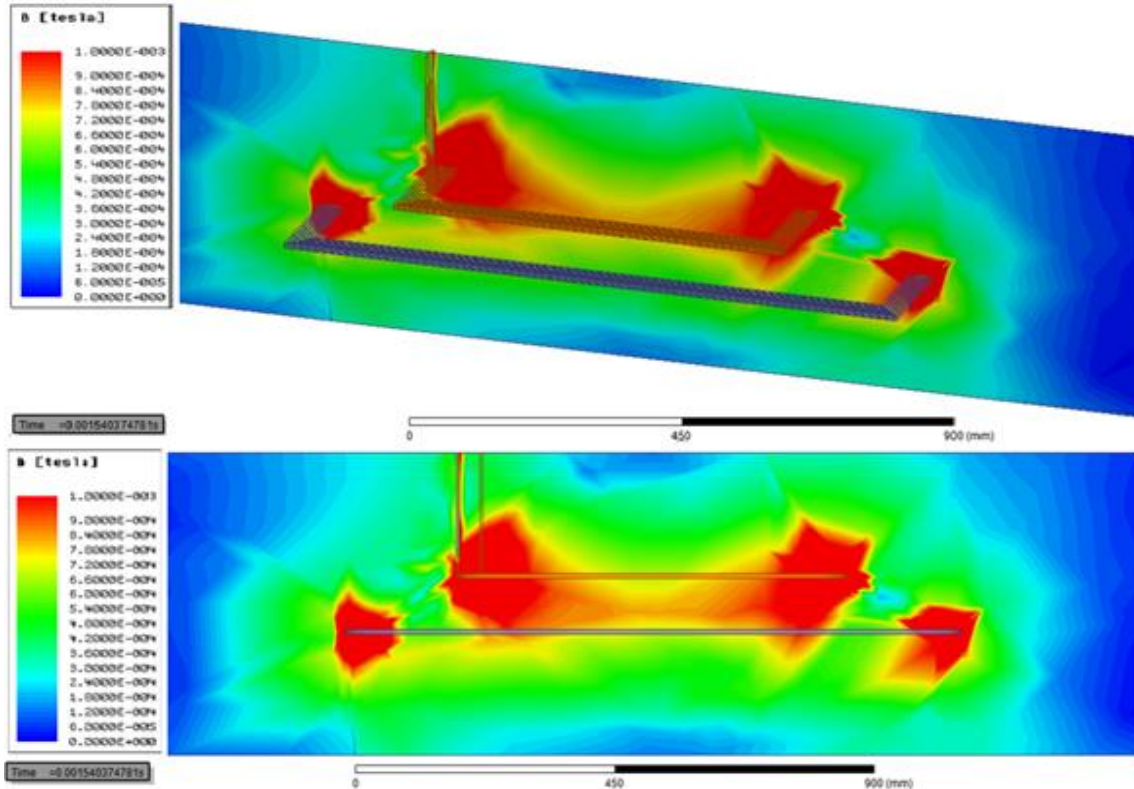
Şekil 6.2’de sargıların profilden, yandan ve üstten görünümü verilmiştir. Şeklin üstten görünümünde primer ve sekonder sargılarında hizalama hatası olmadığı açıkça görülmektedir.

Şekil 6.3’de ANSYS-Simplorer programında kullanılan devre şeması görülmektedir. Burada, ANSYS-Maxwell programında tasarlanan ICPT sistemi Simplorer’daki devreye bağlanarak eş zamanlı benzetimi yapılmış ve tasarlanan ICPT’nin gerçeğe en yakın şartlar altında test edilmesi sağlanmıştır.



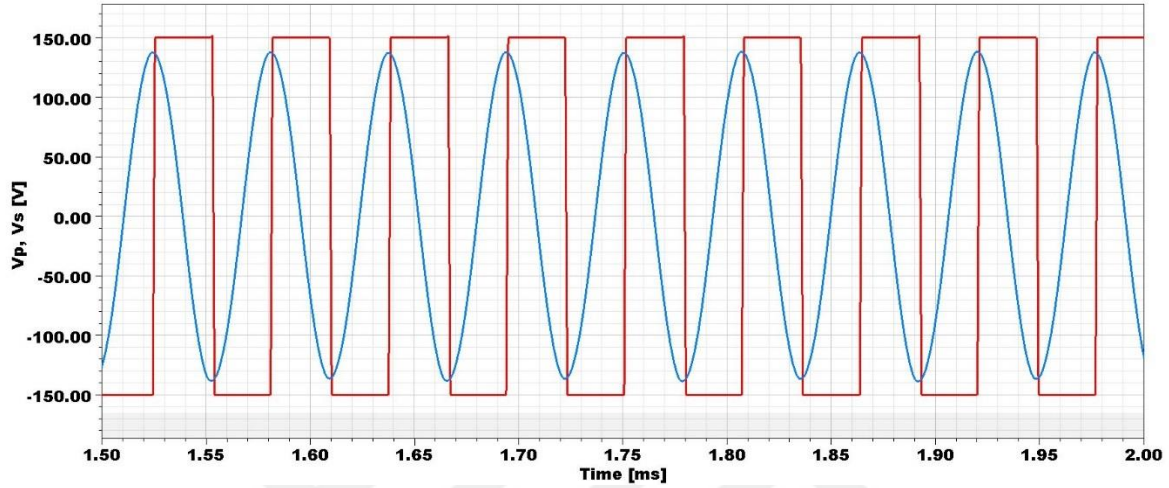
Şekil 6.3. ANSYS-Simplorer yazılımında sistem tasarımı

Tasarlanan ICPT sistemini besleyen tek fazlı H-köprü evirici ve primer ve sekonder sargılara eklenen rezonans kondansatörleri yardımıyla sistem rezonansa çalıştırılmıştır. Yapmış olduğumuz benzetim çalışmalarında manyetik akı yoğunluğu ile verim değerleri değerlendirilmiştir. Şekil 6.4’de batarya iç direnci değeri durumu için elde edilen manyetik akı dağılımı görülmektedir. Sargılar üzerindeki manyetik akı yoğunluğu 1 mili-tesla değerinde, hava aralığında ise 0,54 mili-tesla ölçülmüştür. Kablosuz güç aktarımında tasarlanan transformatörde primer ve sekonder sargıları arasındaki hava aralığı 20 cm gibi yüksek bir değer olduğundan manyetik akı yoğunluğu da düşük çıkmaktadır. Tasarlanan sistem düşük manyetik bağlantılı güç aktarım sistemi sınıfına girmektedir ve elde etmiş olduğumuz manyetik bağlantı katsayısı 0,1556 değerindedir. Yüksek güçlerde istenen güç aktarımını gerçekleştirmek için anahtarlama elemanları daha hızlı çalıştırılarak yüksek frekanslarda güç aktarım işlemini gerçekleştirebilmektedir. Yüksek verim elde etmek için yapılan bu durumda da primer sargı tarafında görünen empedans değeri artarak güç faktörü değerini düşürmektedir. Bu yüksek frekanslı evirici tarafında büyük bir VA oranına neden olarak güç aktarım verimini düşürmektedir. Hava aralığı küçük tutularak sistem verimi yükseltilebilir. Ancak elektrikli araçların şarj işlemlerinde uygulanabilecek bir sistem tasarlandığından hava aralığını azaltması istenen bir durum değildir.



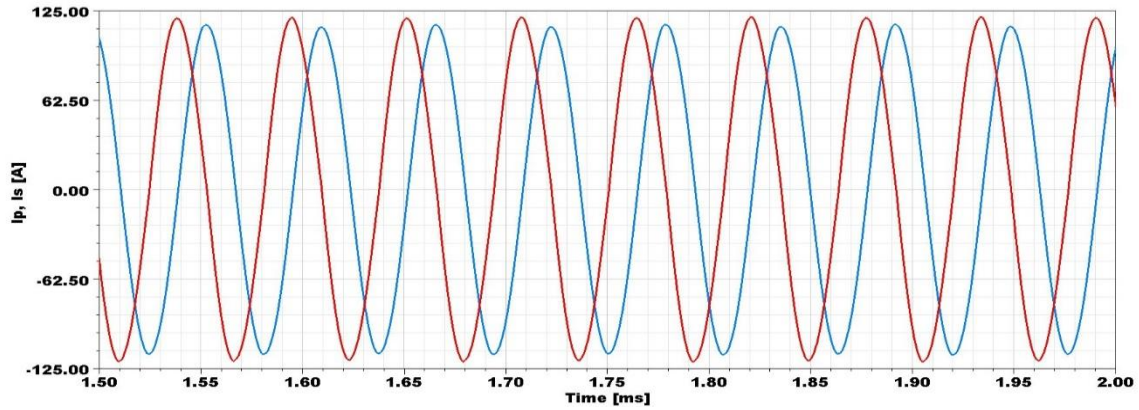
Şekil 6.4. Sargılar üzerinde manyetik akı dağılımı

Şekil 6.5’de 15 kW gücündeki hizalama hatasız güç aktarım sisteminin eş zamanlı benzetim sonucunda rezonans frekansta elde edilen primer ve sekonder gerilimleri gösterilmiştir. Gerilim ve akım şekillerinde kırmızı çizgi primer değerlerini, mavi çizgi sekonder değerlerini göstermektedir.



Şekil 6.5. Hizalama hatasız sistemin rezonans frekansta primer ve sekonder gerilimi

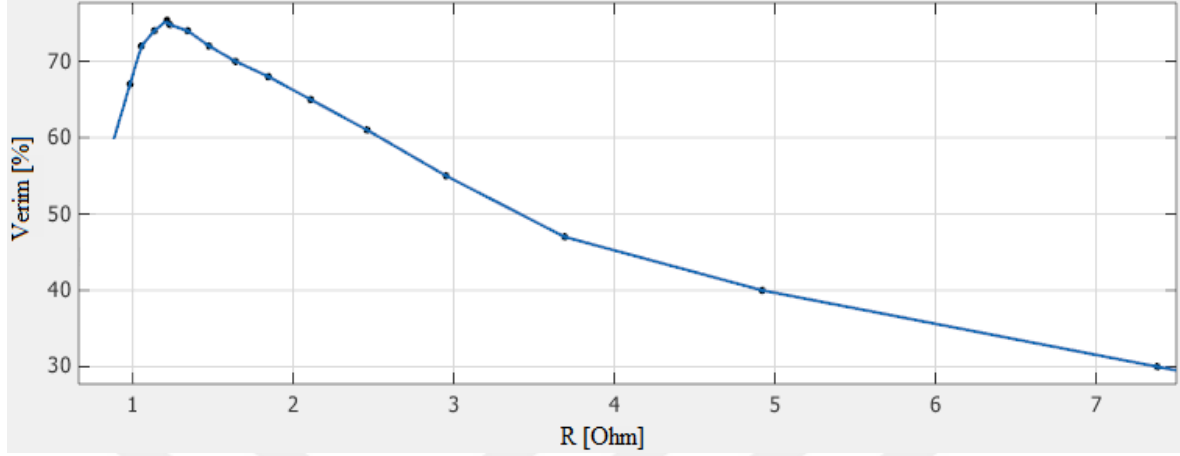
Şekil 6.6’da ise rezonans frekansta elde edilen primer ve sekonder akımları gösterilmiştir.



Şekil 6.6. Hizalama hatasız sistemin rezonans frekansta primer ve sekonder akımı

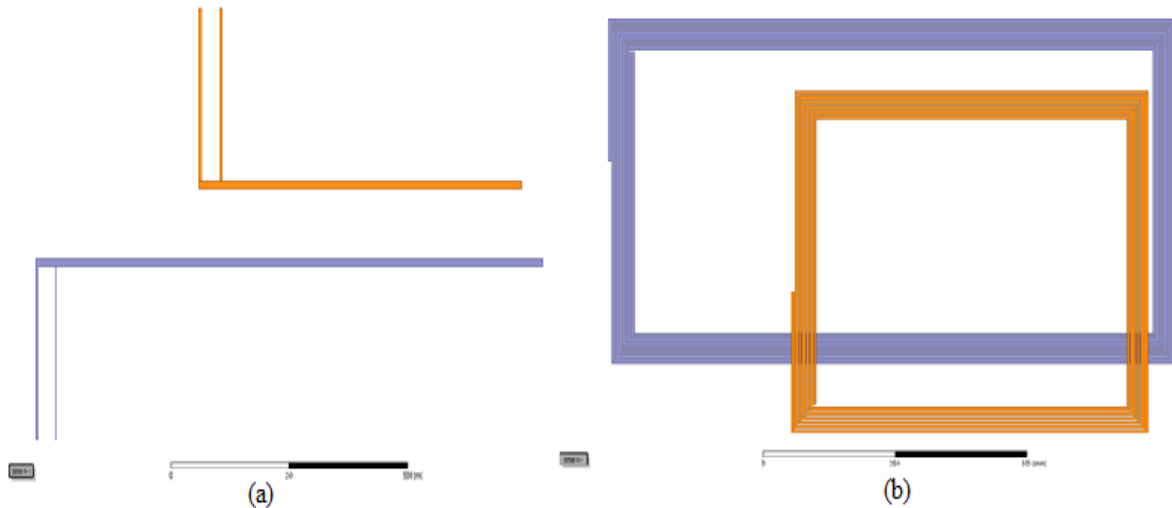
Şekil 6.7’de 15 kW gücündeki sistemin eş zamanlı benzetiminden elde edilen yüke göre verim değişimi grafiği görülmektedir. Yapılan benzetimde bataryayı temsil eden yük değeri 0 Ω ’dan 1,4 Ω değerine kadar parametrik olarak artırılarak yük-verim analizi yapılmıştır. Batarya iç direnci 1,215 Ω ’dur. Sistemde düşük yük değerinden aşırı yük değerine kadarki verim koşulları incelenmiştir. Maksimum verim değeri batarya iç direnç değerinde olup %75,38 olarak bulunmuştur.

MATLAB yazılımında 15 kW güç aktarımı için yapılan algorithmada verim %98 olarak bulunmuştu. Ancak bu verim değeri ideal şartlar için teorik olarak bulunmuş verim değeridir.



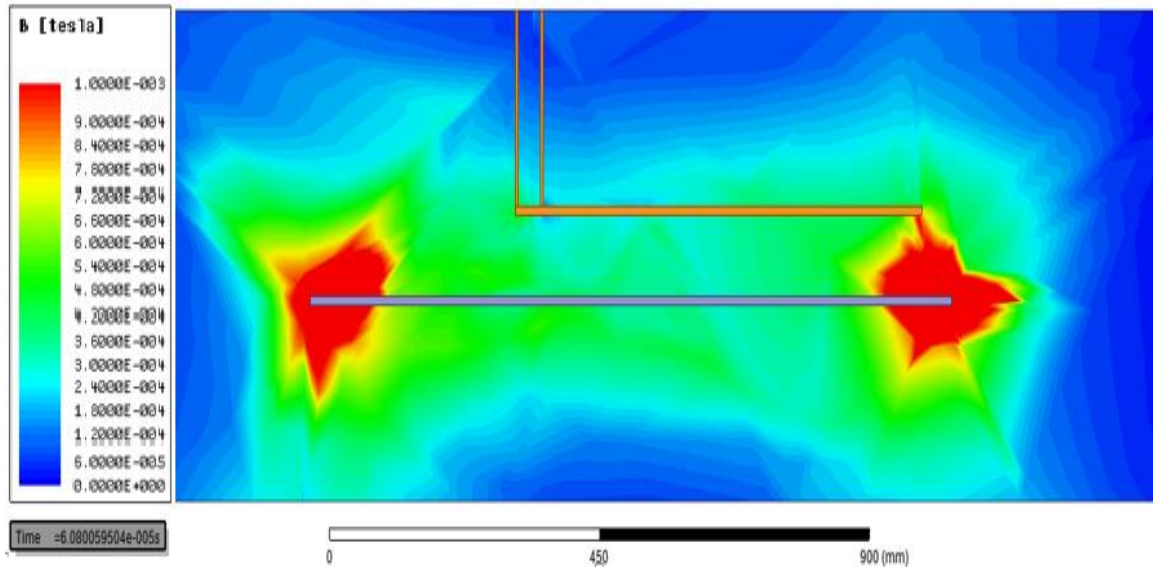
Şekil 6.7. Yük-Verim karakteristiği

15 kW gücündeki sistemde ‘ c ’ ve ‘ e ’ değerleri olarak belirlenen sırasıyla sargıların eninden ve boyundan hizalama hataları oluşturularak ANSYS-Maxwell ve Simplorer programlarında analizler tekrar edilmiştir. Sekonder sargının, primer sargıya göre hizalama hatası enine 10 cm boyuna 15 cm olacak şekilde benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.9’da ANSYS-Maxwell programında, 15 kW gücünde hizalama hatalı sistemin görünümü verilmiştir. Şekilde yan ve üst konumdan görüntüsü görülmektedir. ANSYS-Maxwell programında yapılan transformatör, Şekil 6.3’de verilen Simplorer programında yapılan devrede kullanılarak kablosuz güç aktarım sistem verimi değerlendirilmiştir.



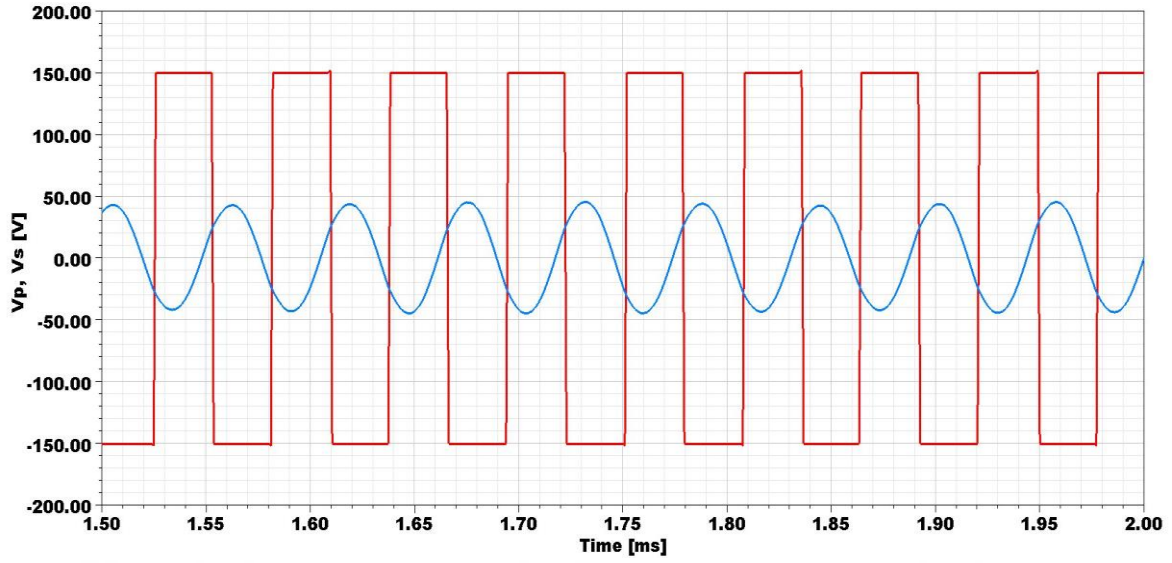
Şekil 6.8. 15 kW hizalama hatalı ICPT sistem

Şekil 6.9’da hizalama hatalı ICPT sistem için elde edilen manyetik akı dağılımı görülmektedir. Sargılar üzerindeki manyetik akı yoğunluğu yaklaşık 0,84 mili-tesla değerinde, hava aralığında ise yaklaşık 0,36 mili-tesla ölçülmüştür. 15 kW gücünde gerçekleştirilen ICPT sistemde hizalama hataları oluşturulduğunda manyetik akı yoğunluğunun da azaldığı görülmektedir. Bu azalmanın kablosuz güç aktarım verimini etkileyeceği açıkça görülmektedir.



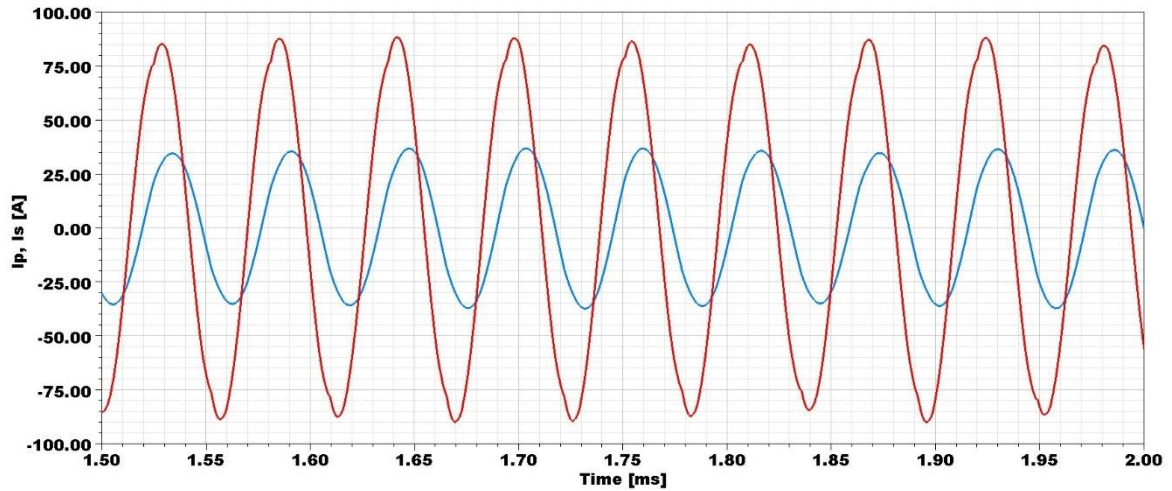
Şekil 6.9. Hizalama hatalı sargılar üzerindeki manyetik akı dağılımı

Şekil 6.10’da 15 kW gücündeki sistemde, sargıların en ve boydan hizalama hatası yapıldığında eş zamanlı benzetim sonucunda rezonans frekansta elde edilen primer ve sekonder gerilimleri gösterilmiştir.



Şekil 6.10. Hizalama hatalı sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder gerilimleri

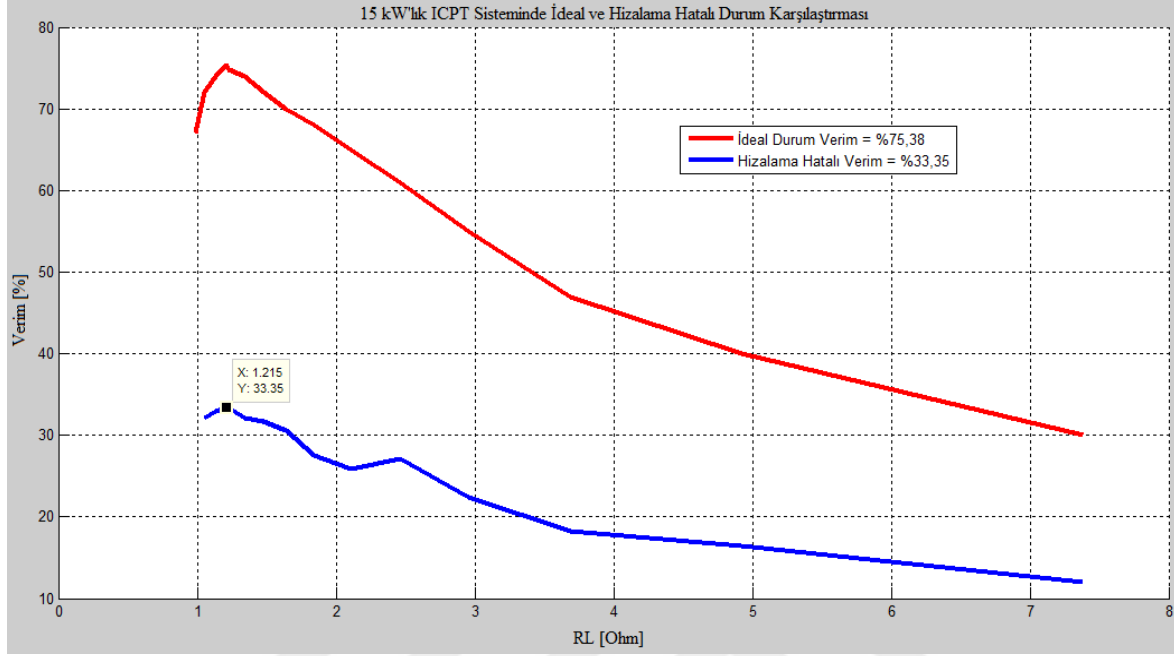
Şekil 6.11’de ise hizalama hatalı sistemin rezonans frekans durumunda elde edilen primer ve sekonder akımları gösterilmiştir.



Şekil 6.11. Hizalama hatalı sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder akımları

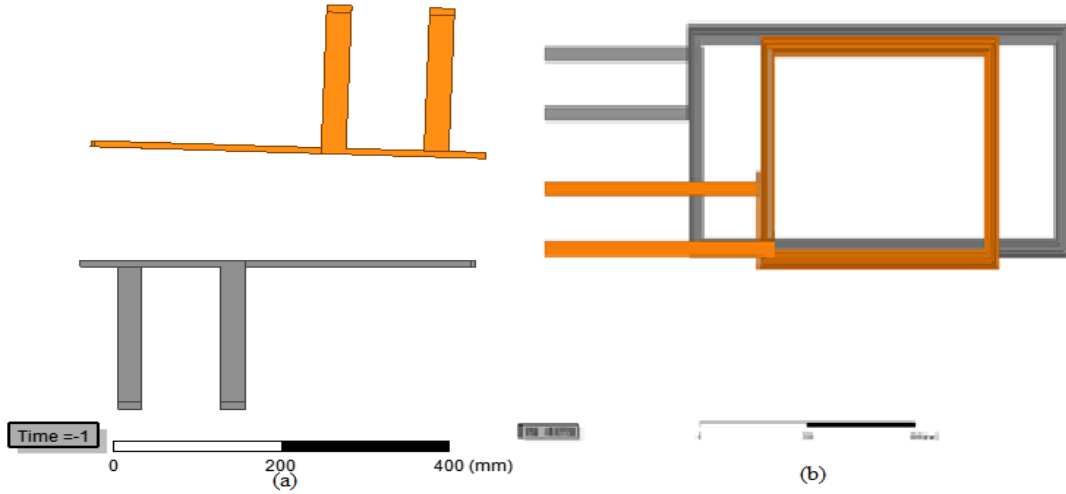
Yapılan benzetim çalışmalarının sonucunda elde edilen yüke göre verimin değişimi grafiği Şekil 6.12’de verilmiştir. Şekilde aynı güç ve parametre değerleri için hizalama hatasının olmadığı yüke göre sistem verimi ile hizalama hatasının olduğu verim değerleri birlikte görülmektedir. En yüksek verimin gerçekleştiği batarya iç direnç değerinde, hizalama hatası yapıldığında verimi önemli miktarda düşürdüğü görülmektedir. Hizalama hatasında primer sargı ile sekonder sargı arasındaki 20 cm’lik hava aralığı bozulmamasına rağmen karşılıklı

endüktansın düşmesiyle sistem verimi de azalmıştır. Batarya iç direnç değeri olan 1,215 Ω 'da verim değeri %33,35 olarak elde edilmiştir.



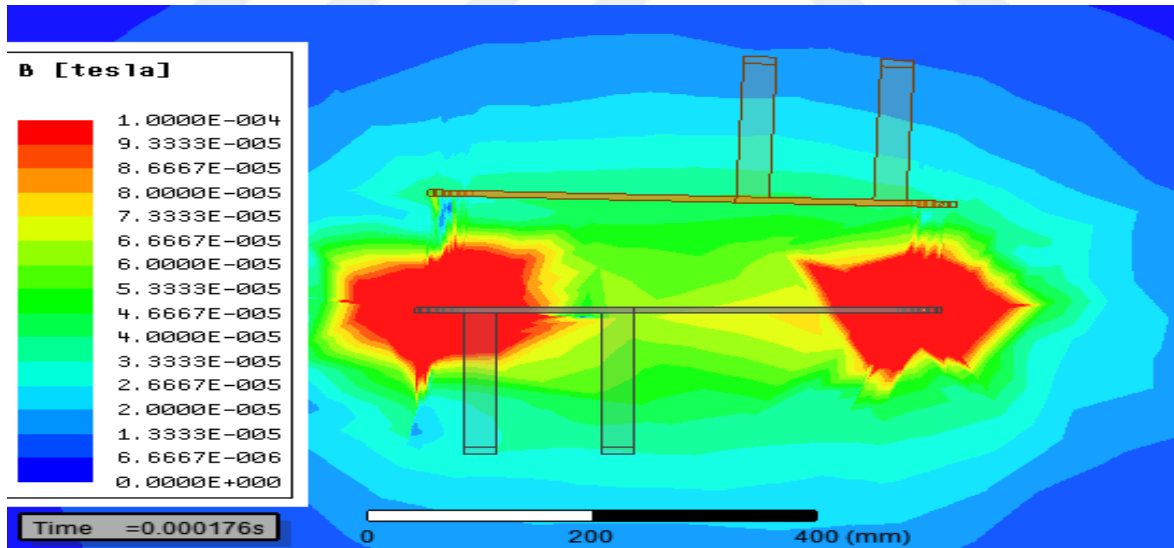
Şekil 6.12. Hizalama hatalı sistem verim karakteristiği

15 kW gücündeki ICPT sistem için, ANSYS-Maxwell ve Simplorer programlarında 20 cm değerindeki hava aralığı bozularak sekonder sargı, primer sargıya doğru 2 derece eğimli hizalama hatası yapıldığı durum için analiz yapılmıştır. Sistem eş zamanlı benzetim yapılarak verim ve manyetik akı yoğunluğu değerleri değerlendirilmiştir. Şekil 6.13'de 2 derece eğimli hizalama hatalı transformatör sargıları ANSYS-Maxwell programında yapılmıştır. Yapılan transformatör modeli Simplorer yazılımında kullanılarak eş zamanlı benzetim gerçekleştirilmiştir.



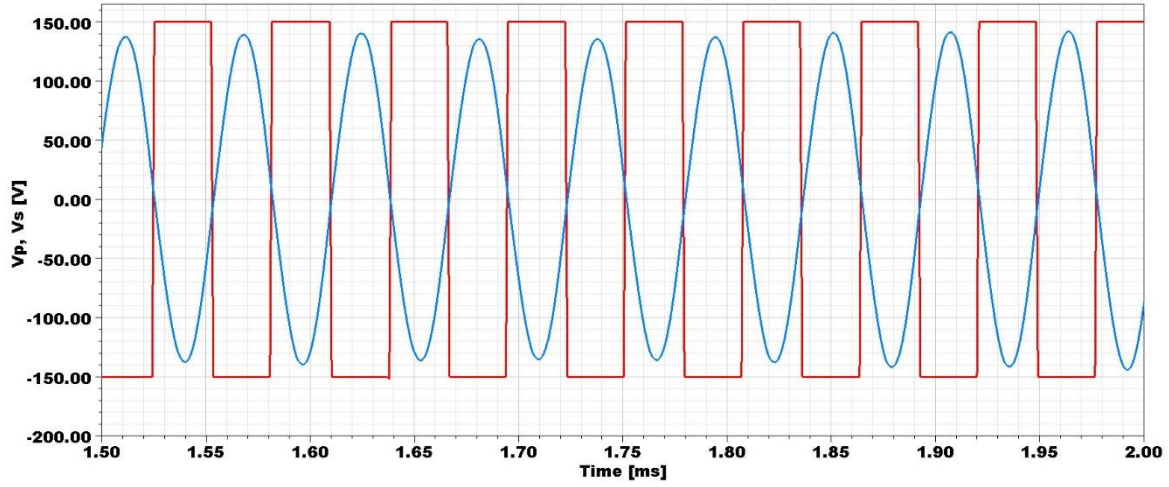
Şekil 6.13. 15 kW iki derece eğimli hizalama hatalı ICPT sistem

Şekil 6.14’de sekonder sargının 2 derece eğimli konumu için manyetik alan dağılımı görülmektedir. Primer sargı ile sekonder sargı arasındaki hava aralığının azaldığı kısımda manyetik akı yoğunluğu yaklaşık 0,1 mili-tesla bulunmuştur. Hava aralığının yükseldiği kısımda ise manyetik akı yoğunluğu 0,046 mili-tesla bulunmuştur.



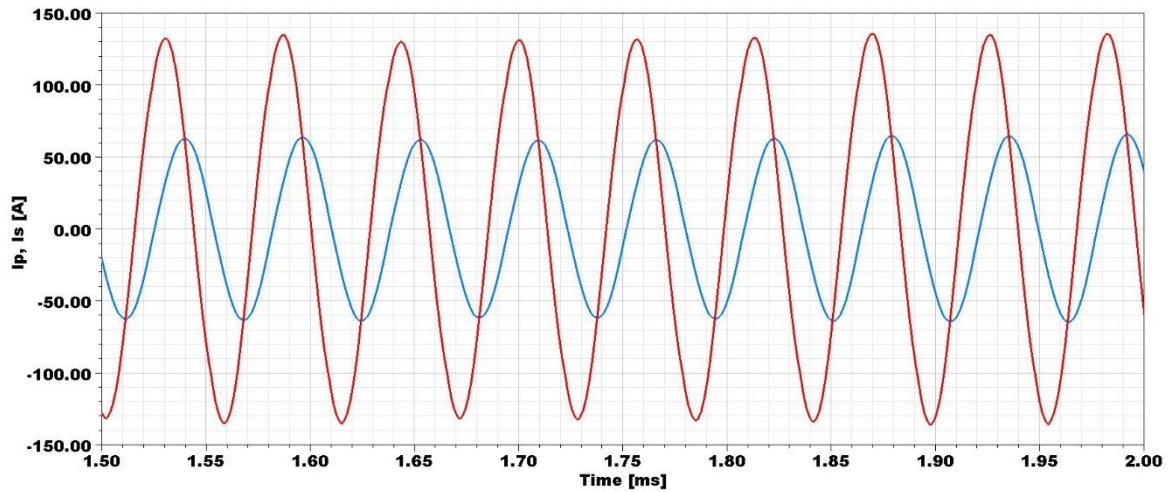
Şekil 6.14. 15 kW için tasarlanan sistemin 2 derece eğimli hizalama hatası durumunda manyetik akı yoğunluğu dağılımı

Şekil 6.15’de 15 kW gücündeki sistemde, homojen hava aralığını bozacak şekilde sekonder sargının iki derece eğimli konumlandırılması ile hizalama hatası yapıldığında eş zamanlı benzetim sonucunda rezonans frekansta elde edilen primer ve sekonder gerilimleri gösterilmiştir.



Şekil 6.15. İki derece eğimli sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder gerilimleri

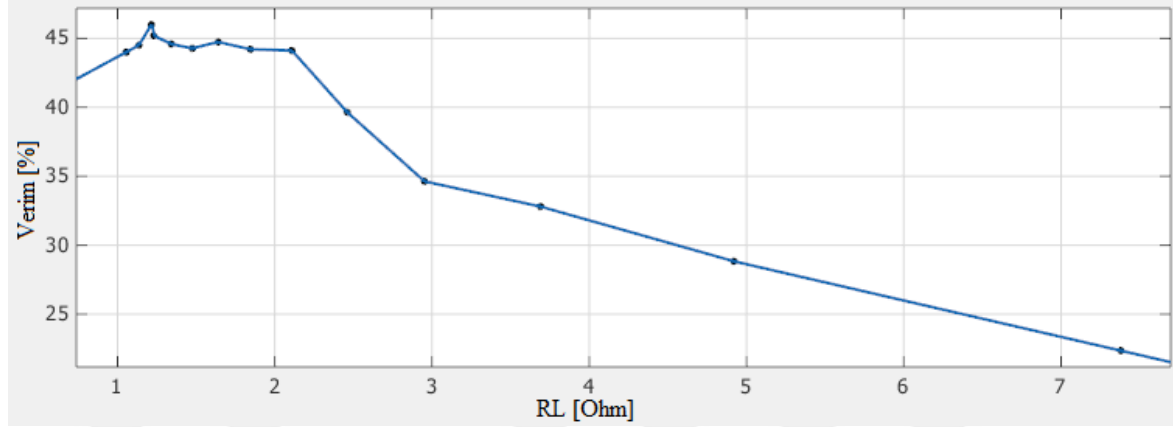
Şekil 6.16’da ise iki derece hizalama hatalı sistemin rezonans frekans durumunda elde edilen primer ve sekonder akımları gösterilmiştir.



Şekil 6.16. İki derece eğimli sistemin rezonans frekanstaki primer ve sekonder akımları

Şekil 6.17’de 15 kW güçteki sistemde 2 derece hizalama hatası oluşturularak yapılan sistemin verim karakteristiği görülmektedir. Batarya iç direnç değerindeki verim %46 olarak hesaplanmaktadır. İdeal durumda belirli ebatlar için belirlenen parametreler sabit olduğu için, olması gereken rezonans frekansı şartları gerçekleşmediğinden verim değeri de %46 gibi düşük bir değer çıkmaktadır. Aşırı yükleme durumunda ise verim daha da azalmaktadır. 15 kW güçteki sistem için ideal durumda en yüksek verim oluşmaktadır. Tüm hata

durumlarında ise sistem verimi sürekli azalmıştır. Sistem parametreleri değiştirilerek sistem verimi de artırılabilir. Ancak bu durum uygulamada pek mümkün olmayan bir durumdur.



Şekil 6.17. Eğim hatalı sistemi verim karakteristiği

Çizelge 6.4'de 15 kW gücündeki ICPT sistem için üç farklı benzetim analizindeki endüktans değerleri verilmiştir.

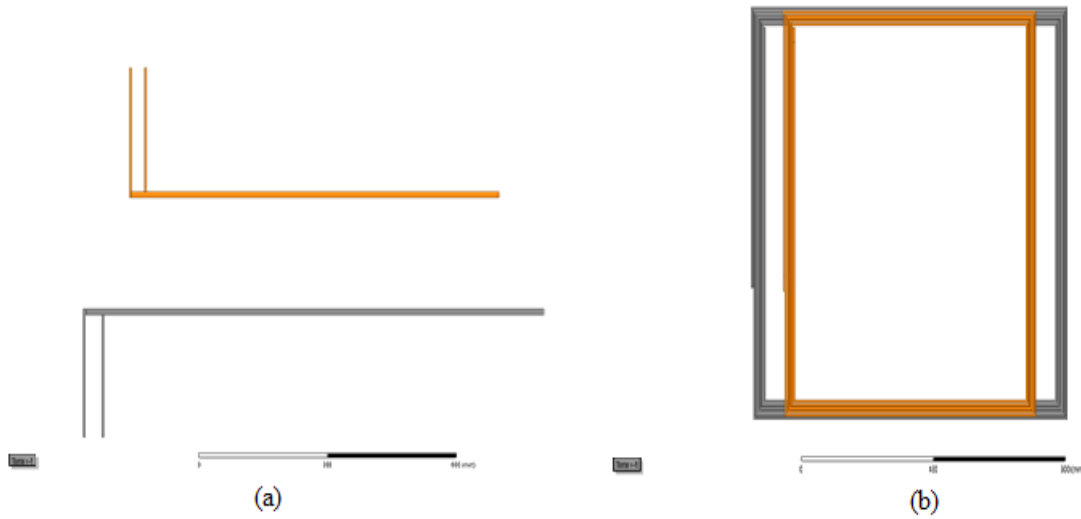
Çizelge 6.4. 15 kW gücündeki farklı sargı konumlu ICPT sistem endüktans değerleri

15 kW sistem bilgileri	Hizalama hatasız	Hizalama hatalı (c=10cm, e=15cm)	Hizalama hatalı (2° sekonder sargı eğimli)
L_1 (μH)	91,217	70,01	78,15
L_2 (μH)	67,103	49,65	54,6
M (μH)	12,175	9,15	10,72

Çizelge 6.4'de de görüldüğü gibi hizalama hatasız (ideal) durum baz alındığında sekonder sargıda hizalama hatası yapıldığında L_1 , L_2 ve M endüktans değerlerinin azaldığı görülmektedir. Aynı güçte fakat sekonder sargının 2 derece eğimli hizalama hatalı sistem benzetiminde de endüktans değerlerinin yükselmesine karşın sistem veriminin azaldığı görülmektedir. Kompanzasyon devresinde belirlenen kondansatör değerleri ideal durum için belirlenmiştir. İkinci sütunda verilen hizalama hatasız benzetime göre rezonans frekansı belirlendiğinden, hizalama hatalı benzetimlerde faz kayması gerçekleştiğinden VA oranı artarak sistemin verimini düşürmüştür. Matlab programında yapmış olduğumuz yazılımda,

hizalama hataları belirtilerek algoritmanın tekrarlanması durumunda sipir sayısı, sargı çapı, çalışma frekansı, kompanzasyon kondansatörleri gibi parametrelerin değiştirilmesiyle maksimum verim değeri elde edilebilirdi. Çünkü algoritma, bu durumda farklı ICPT sistem ebatları ve konumlanma durumuna göre maksimum verim parametrelerini hesaplayacaktır. Ancak bu durum elektrikli araç batarya şarj ilkesine uygun değildir. Şarj istasyonunun sabit ve aynı sistem olduğu, araç üzerindeki batarya şarj ünitesinin ise tek bir marka ve modele göre olduğu düşünülerek ICPT sistem benzetimleri geliştirilmiştir.

45 kW güçteki ICPT sistem için ANSYS-Maxwell görünümü Şekil 6.18’de verilmiştir. Sistemin yan ve üst konumlu görüntüsünden de anlaşılabileceği gibi sistemde hizalama hatası yapılmamış, sistemin ideal durum konumlanmasına göre eş zamanlı benzetim gerçekleştirilmiştir.

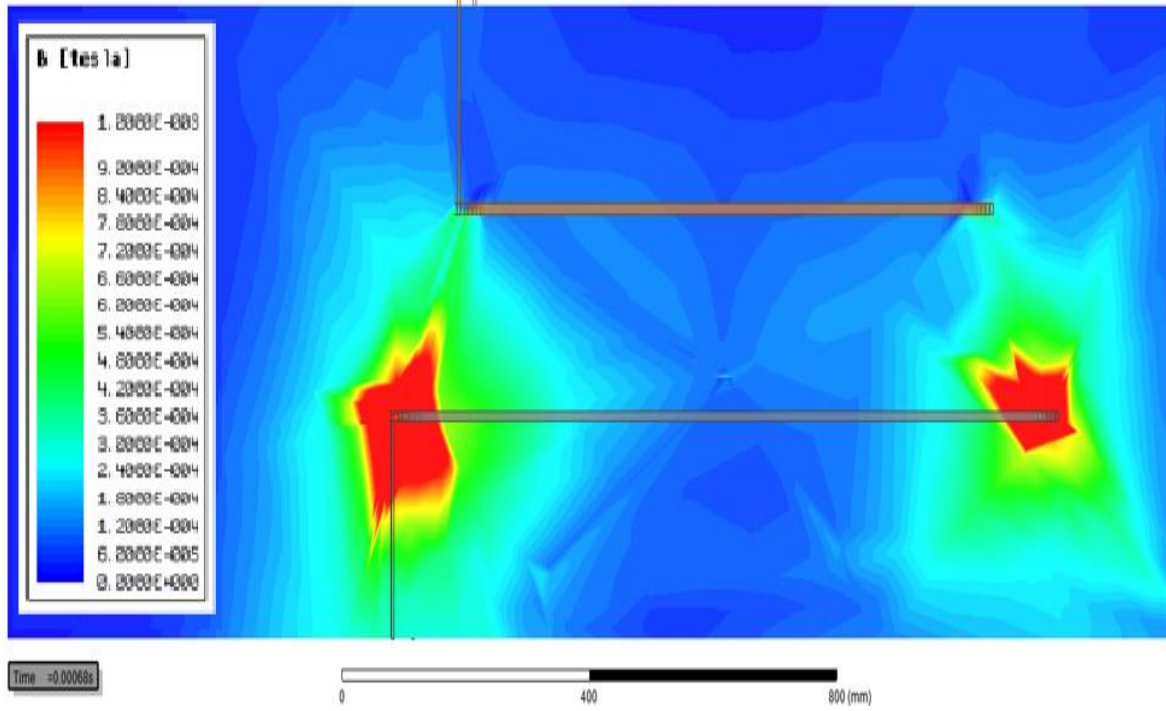


Şekil 6.18. 45 kW ICPT sistemi

Şekil 6.19’da tasarlanan 45 kW gücündeki ICPT sisteminin manyetik alan dağılımını göstermektedir. Sistemde sargılar üzerindeki manyetik akı yoğunluğu yaklaşık 0,42 mili-tesla olarak hesaplanmıştır. Hava aralığında ise manyetik akı yoğunluğu 0,3 mili-tesla olarak bulunmuştur.

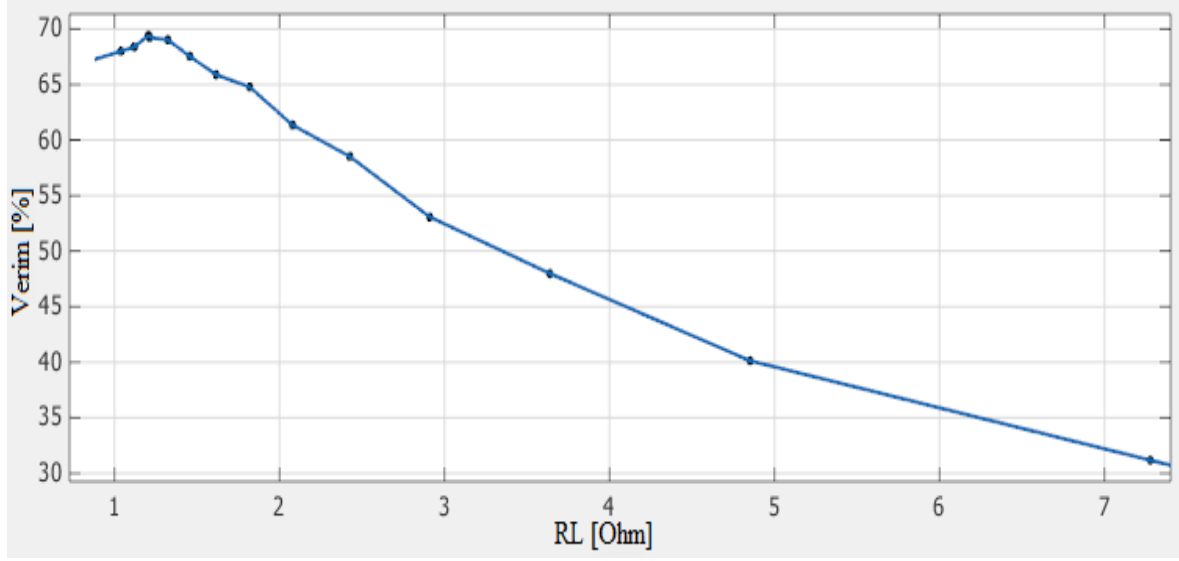
Şekil 6.20’de 45 kW ICPT sistem benzetimi için verim karakteristiği görülmektedir. Maksimum verim batarya iç direnç değerinde %69,43 olarak bulunmuştur. Çizelge 6.3’de verilen verim değerine göre düşük hesaplandığı görülmektedir. Algoritmada tüm veriler ideal şartlar altında değerlendirilmiş olup sistem kayıpları göz ardı edildiğinden çizelgede

verim değerleri de yüksek çıkmaktadır. Ancak ANSYS-Maxwell ve Simplorer yazılımında yapılan benzetim eş zamanlı olduğundan elde edilen verim değeri, daha gerçekçi bir değerdir. Sistemin %125 yük durumuna kadarki çalışması incelenmiş ve aşırı yükleme durumunda sistem veriminin düştüğü görülmüştür.



Şekil 6.19. 45 kW ICPT sistemi manyetik akı yoğunluğu dağılımı

15 kW ve 45 kW güçlerinde iki farklı ICPT sistem benzetimleri değişik konumlandırma şekillerine göre yapılmıştır. Primer sargı ve sekonder sargı arasındaki hava aralığı büyük olduğundan endüktif manyetik bağlantının düşük olduğu, buna bağlı olarak sistem veriminin olabilecek maksimum seviyede olması için sistemin rezonans frekansında çalışması gerektiği anlaşılmıştır. Ayrıca kompanzasyon topoloji kondansatörlerinin güç aktarım kabiliyetini artırdığı ve VA oranını minimum seviyeye getirmesiyle faz kaymasının engellendiği ve buna bağlı olarak sistem veriminin arttığı görülmüştür.



Şekil 6.20. 45 kW ICPT sistemi verim karakteristiği



7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada kablosuz güç aktarma işlemleri açıklanmıştır ve kablosuz güç aktarım sistemlerinin genel özellikleri ve sınıflandırılması yapılmıştır. Bunun yanında kablosuz güç aktarma sistemlerinden elektrikli araç şarj uygulamalarında kullanılan büyük hava aralıklı, yüksek güç aktarımlı ICPT sistem tasarımı üzerinde yoğunlaşmış ve düşük endüktif manyetik bağlantılı 15 kW ve 45 kW'lık güç aktarım sistemi tasarımları gerçekleştirilmiştir. ICPT sistem tasarımında önemli bir parametre olan kompanzasyon topolojisi kriterleri değerlendirilmiş ve tasarlanan sisteme en uygun topoloji belirlenmiştir. Belirlenen sargı ölçüleri ve topolojiye bağlı olarak MATLAB yazılımında bir algoritma oluşturulmuş ve sistem parametreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan parametrelere göre ANSYS-Maxwell yazılımında ICPT sistem modeli tasarlanmıştır. Sistem modeli ANSYS-Simplorer yazılımına aktararak güç elektroniği donanımları ile birlikte eş zamanlı benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında manyetik akı dağılımı ve sistem verimi incelenmiştir. İlaveten, 15 kW'lık güç aktarım sistemi için farklı nedenlerden dolayı oluşabilecek çeşitli hizalama hataları oluşması durumunda sistem performansı analiz edilmiştir. Yapılan çalışmada, ICPT sistem tasarımında sargıların ölçüleri ve sargılar arasındaki hava aralığı, manyetik bağlantı katsayısı ve kompanzasyon topolojisi gibi parametrelerin verim üzerindeki etkileri değerlendirilmiştir. Yüksek frekans gerektiren ICPT sistemlerinde rezonans kriterlerinin gerçekleştirilmesi ve sistem V/A oranının düşük olması gerekliliği sistem tasarımını zorlaştıran unsurlardır. 15 kW'lık güçte ideal durumda sistemin maksimum verimi büyük hava aralığına rağmen %75,38 olarak bulunmuştur. Bu sistemde sekonder sargı farklı konumlandırılarak primer sargıya göre hizalama hataları oluşturulmuştur. Bu durumda sistem verimi %33,35 olarak bulunmuş 2 derece eğimli hizalama hatasında ise verim %46 olarak bulunmuştur. 45 kW gücündeki ICPT sistemde ideal durum için sistem verimi %69,43 olarak bulunmuştur. MATLAB yazılımında oluşturulan algorithmada hesaplanan sistem verimi %95'in üzerinde çıkmasına rağmen eş zamanlı benzetim çalışmalarının sonucunda ideal durumlar için %75,38 ve %69,43 gibi değerler bulunmuştur. Algorithmada hesaplanan verim değerleri teorikte geçerli olup sistemde oluşabilecek anahtarlama ve manyetik akı kayıpları gibi sistem performansını düşürecek veriler gözardı edilmiştir. Benzetim çalışmalarında bulunan verim değerleri gerçeğe en yakın değerler olduğu için uygulamada da bu değerlere yakın değerler olacağı ön görülmektedir.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda bu çalışmadaki gibi örnek olarak belirlenecek bir sistem gücü için parametrik tasarım, ANSYS-Maxwell ve Simplorer yazılımları ile eş zamanlı benzetim çalışmaları ile birlikte tasarlanan sistemin gerçekleştirilerek deneysel çalışmaların yapılması ve elde edilen sonuçların karşılaştırılması ile tasarım başarımı daha net biçimde araştırılabilir. Ayrıca, kablosuz şarj sistemleri için yanlış park edilmesi nedeniyle oluşabilecek hizalama hatalarının ortadan kaldırılması için otomatik konumlandırma sistemlerinin tasarımı faydalı olacaktır.



KAYNAKLAR

1. Jiang, J., Bao, Y., and Wang, L. Y. (2014, July). Topology of a Bidirectional Converter for Energy Interaction between Electric Vehicles and the Grid. **Energies** 2014, 7, 4858-4894.
2. Chan, C. C. (2002, Feb.). *The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles*. **Proceedings of the IEEE**, 247-275.
3. Chan, C. C. (2007, April). *The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles*. **Proceedings of the IEEE**, 704-718.
4. Auvigne, C., Germano, P., Ladas, D., and Perriard, Y. (2012, Sept.). *A Dual-topology ICPT Applied to an Electric Vehicle Battery Charger*. Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on. 2287-2292.
5. Villa, J. L., Sallán, J., Llombart, A., and Sanz, J. F. (2008, May). Design of a High Frequency Inductively Coupled Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charge. **In Applied Energy** 2009, 86(3), 355-363.
6. Villa, J. L., Llombart, A., Sanz, J. F., and Sallán, J. (2007, June). *Practical Development of a 5 kW ICPT System SS Compensated with a Large Air Gap*. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007, 1219-1223).
7. Moradewicz, A. J., and Kazmierkowski, M. P. (2010, Sept.). Contactless Energy Transfer System with FPGA-Controlled Resonant Converter. In: **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 57(9), 3181-3190).
8. Kimura, M., Miyakoshi, N., and Daibou, M. (1991). A Miniature Opto-Electric Transformer. 1991 **Proceedings IEEE Micro Electro Mechanical Systems**, 227-232.
9. Ishiyama, T., Kanai, Y., Ohwaki, J., and Mino, M. (2003, Oct.). *Impact of a Wireless Power Transmission System Using an Ultrasonic Air Transducer for Low-Power Mobile Applications*. **IEEE Symposium on Ultrasonics**, 2003, Vol.2, 1368-1371.
10. Liu, C., and Hu, A. P. (2009, Sept.). *Steady State Analysis of a Capacitively Coupled Contactless Poer Transfer System*. 2009 **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, 3233-3238.
11. O'Brien, K., Scheible, G., and Gueldner, H.(2003, Nov.). *Analysis of Wireless Power Supplies for Industrial Automation Systems*. **Industrial Electronics Society, 2003. IECON'03**. The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol.1, 367-372.
12. Zheng, C. (2015). *Loosely Coupled Transformer and Tuning Network Design for High-Efficiency Inductive Power Transfer Systems*, Doctor Thesis, State University, Virginia Polytechnic Institute, Blackburg, Virginia, 23-24.

13. Wang, C., Stielau, O. H., and Covic, G. A. (2005, Oct.). Design Considerations for Contactless Electric Vehicle Battery Charger. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 52(5), 1308-1314.
14. Gazulla, J. L. V. (2009). *Sistemas de Transferencia de Energia para Vehiculos Electricos Mediante Acoplamiento Inductivo*, Doctoral Thesis, Universidad de Zaragoza Departamento de Ingenieria Electrica, Zaragoza, 2-69.
15. Sallán, J., Villa, J. L., Llombart, A., and Sanz, J. F. (2009, June). Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 56(6), 2140-2149.
16. Wang, C., Covic, G. A., and Stielau, O. H. (2004, Feb.). Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 51(1), 148-157.
17. Ho, T.C.Y., Gomersall, B., and Ran, L. (2011, Jan.). *Contactless Charging for Electric Vehicles with a Large Air Gap*. **Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**, 1-10.
18. Villa, J. L., Llombart, A., Sanz, J. F., and Sallán, J. (2007, June). *Practical Development of a 5 kW ICPT System SS Compensated with a Large Air Gap*. 2007 **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 1219-1223.
19. Covic, G. A., Boys, J. T., Kissin, M. L. G., and Lu, H. G. (2007, Dec.). A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 54(6), 3370-3378.
20. Kalwar, K. A., Aamir, M., and Mekhilef, S. (2015, July). Inductively Coupled Power Transfer (ICPT) for Electric Vehicle Charging – A review. ***In Renewable and Sustainable Energy Reviews***, 462-475.
21. Neves, A., Sousa, D. M., Roque, A., and Terras, J. M. (2011, Sept.). *Analysis of an Inductive Charging System for a Commercial Electric Vehicle*. Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 1-10.
22. Chopra, S., and Bauer, P. (2011, Oct.). *Analysis and Design Considerations for a Contactless Power Transfer System*. 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 1-6.
23. Cano, R. M. (2012). *Wireless Power Transfer*, Master Thesis, Chalmers University of Technology, Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Göteborg, Sweden, 35-38.
24. Budhia, M., Covic, G. A., and Boys, J. T. (2009, Sept.). *Design and Optimisation of Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems*. 2009 **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, 2081-2088.
25. Sullivan, C. R. (1999, March). Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 14(2), 283-291.

26. Ambatipudi, R. (2013). *High Frequency (MHz) Planar Transformers for Next Generation Switch Mode Power Supplies*, Thesis for the degree of Doctor of Technology, Mid Sweden University, Department of Electronics Design, Sundsvall, Sweden, 24-25.
27. Chopra, S. (2011). *Contactless Power Transfer for Electric Vehicle Charging Application*, Master of Science Thesis, Delft University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science Electrical Power Processing, Delft, 14-15.
28. Meyer, P. (2012). *Modeling of Inductive Contactless Energy Transfer Systems*, Doctoral Thesis, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, À la Faculté des Sciences et Techniques de L'Ingenieur, Suisse, 4-5.
29. Shin, J., Shin, S., Kim, Y., Ahn, S., Lee, S., Jung, G., Jeon, S., and Cho, D. (2013). 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.
30. Takanashi, H., Sato, Y., Kaneko, Y., Abe, S., and Yasuda, T. (2012, Sept.). *A Large Air Gap 3 kW Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles*. 2012 **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 269-274.
31. Fernandez, C., Garcia, O., Prieto, R., Cobos, J. A., Gabriels, S., and Borghet, V. D. (2002, Mar.). *Design Issues of a Core-less Transformer for a Contact-less Application*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. **APEC 2002**. Seventeenth Annual IEEE, Vol.1, 339-345
32. Hurley, W. G., and Duffy, M. C. (1995, July). Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures. **IEEE Transactions on Magnetics**, 31(4), 2416-2422.
33. Green, A. W., and Boys, J. T. (1994, Oct.). *10 kHz Inductively Coupled Power Transfer-Concept and Control*. Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, 694-699.
34. Song, B., Kratz, R., and Gurol, S. (2002, Oct.). *Contactless Inductive Power Pickup System for Maglev Applications*. Conference Record of the 2002 **IEEE Industry Applications Conference**. 37th IAS Annual Meeting, Vol.3, 1586-1591.
35. Elliott, G. A. J., Covic, G. A., Kacprzak, D., and Boys, J. T. (2006, Oct.). A New Concept: Asymmetrical Pick-Ups for Inductively Coupled Power Transfer Monorail Systems. **IEEE Transactions on Magnetics**, 42(10), 3389-3391.
36. Covic, G. A., Elliott, G., Stielau, O. H., Green, R. M., and Boys, J. T. (2000, Dec.). *The Design of a Contact-less Energy Transfer System for a People Mover System*. **PowerCon 2000**. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings, Vol.1, 79-84.

37. Chao, Y., Shieh, J., Pan, C., and Shen, W. (2007, June). *A Closed-form Oriented Compensator Analysis for Series-Parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems*. 2007 **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 1215-1220.
38. Jang, Y., and Jovanovic, M. M. (2003, June). A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 50(3), 520-527.
39. Kim, C., Seo, D., You, J., Park, J., and Cho, B. H. (2001, Dec.). Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 48(6), 1238-1247.
40. Tian, Y., Sun, Y., Su, Y., Dai, X., and Wang, Z. (2010, Nov.). *Study on the Electric Vehicle Wireless Power Supply Technology and System Based on ICPT*. EVS25 World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, **World Electric Vehicle Journal (WEVA)**, Vol.4, 710-718.
41. Stielau, O. H., and Covic, G. A. (2000, Dec.). *Design of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems*. **PowerCon 2000**. 2000 International Conference on Power System Technology, Proceedings, 1, 85-90.
42. Thrimawithana, D. J., Madawala, U. K., and Shi, Y. (2010, Dec.). *Design of a Bi-Directional Inverter for a Wireless V2G System*. 2010 **IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)**, 1-5.
43. Boeij, J., Lomonova, E., and Vandenput, A. (2006, July). *Contactless Energy Transfer to a Moving Load Part I: Topology Synthesis and FEM Simulation*. 2006 **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 2, 739-744.
44. Borage, M., Tiwari, S., and Kotaiah, S. (2005, Dec.). Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 52(6), 1547-1554.
45. Li, H., Kutkut, N. H., Divan, D., and Shenai, K. (1996, Jan.). Design Considerations of IGBT's in Resonant Converter Applications. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, 31(1), 97-105.
46. Jang, Y., and Jovanovic, M. M. (2000, Sept.). *A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Chargers*. Telecommunications Energy Conference, 2000. **INTELEC**. Twenty-second International, 726-732.
47. Boys, J. T., Covic, G. A., and Green, A. W. (2000, Jan.). Stability and Control of Inductively Coupled Power Transfer Systems. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, 147(1), 37-43.
48. Wang, C., Covic, G. A., and Stielau, O. H. (2001, Dec.). *General Stability Criteria for Zero Phase Angle Controlled Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems*. **Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01**. The 27th Annual Conference of the IEEE, Vol.2, 1049-1054.

49. Mishima, T., Masuda, S., and Nakaoka, M. (2015, July). Inductor-Link Open H-Bridge Topology-Based ZCS-PWM Bidirectional DC-DC Converter with Edge-Resonant Switching Cells. **Electronics Letters**, 51(15), 1191-1193.
50. Yilmaz, M., and Krein, P. T. (2012, Aug.). Review of Battery Charger Topologies Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 28(5), 2151-2169.
51. Khaligh, A., and Dusmez, S. (2012, Aug.). Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 61(8), 3475-3489.
52. Sivachidambaranathan, V., and Dash, S. S. (2012, April). ZVS-High Frequency Series Resonant Converter with High Performance Power Factor Correction. **IUP Journal of Electrical & Electornics Engineering**, 5(2), 30-41.
53. Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. (2003). *Güç Elektroniği* (çev. N. Tuncay, M. Gökaşan, S. Boğosyan). İstanbul: Literatür Yayınları No 100. (Eserin orijinali 1989'da yayımlandı), 272-273.
54. Zhao, L., Li, H., Liu, Y., and Li, Z. (2015, April). High Efficiency Variable-Frequency Full-Bridge Converter with a Load Adaptive Control Method Based on the Loss Model. **Energies**, 8(4), 2647-2673.
55. Zhang, S., Zhang, C., Xiong, R., and Zhou, W. (2014, Oct.). Study on the Optimal Charging Strategy for Lithium-Ion Batteries Used in Electric Vehicles. **Energies**, 7(10), 6783-6797.
56. Shiau, J., and Ma, C. (2013, Mar.). Li-Ion Battery Charging with a Buck-Boost Power Converter for a Solar Powered Battery Management System. **Energies**, 6(3), 1669-1699.
57. Abu-Qahouq, J. A., Al-Hoor, W., Mikhael, W., Huang, L., and Batarseh, I. (2009, Feb.). Analysis and Design of an Adaptive-Step-Size Digital Controller for Switching Frequency Autotuning. **IEEE Transactions on Circuits and System I: Regular Papers**, 56(12), 2749-2759.
58. Al-Hoor, W., Abu-Qahouq, J. A., Huang, L., Mikhael, W. B., and Batarseh, I. (2009, Sept.). Adaptive Digital Controller and Design Considerations for a Variable Switching Frequency Voltage Regulator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 24(11), 2589-2602.
59. Moiseev, S., Soshin, K., Sato, S., Gamage, L., and Nakaoka, M. (2004, May). Novel Soft-Commutation DC-DC Power Converter with High-Frequency Transformer Secondary Side Phase-Shifted PWM Active Rectifier. **IEEE Proceedings-Electric Power Applications**, 151(3), 260-267.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KUZHEY, Şakir
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 02.01.1985, Bursa
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (507) 2069222
 Faks : 0 (454) 3101664
 E-Posta : sakirkuzey@gmail.com



Eğitim

Derece	Okul/Program	Mezuniyet tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi /Elektrik Eğitimi	2017
Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Öğretmenliği	2008
Lise	Bursa Mimar Sinan Teknik Lisesi	2002

İş Deneyimi

Yıl	Çalıştığı Yer	Görev
2012-devam	Giresun Üniversitesi Şebinkarahisar MYO.	Öğretim Görevlisi
2008-2012	Demirer Hidrolik Ltd. Şti.	Bölüm Müdürü

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Kuzey, Ş., Balcı, S., and Altın, N., (2016, Ağust). *High Frequency Inductively Coupled Power Transfer System with Large Air Gap for Electrical Vehicles*. **IV. European Conference on Renewable Energy Systems, ECRES 2016**. 865-871

Hobiler

Kitap okumak, Spor yapmak, Seyahat etmek



GAZİ GELECEKTİR..