

**KARAMANOĞLU MEHMETBEY ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNİN
MODELLENMESİ, BENZETİMİ VE ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet ÇİÇEK

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

HAZİRAN 2022

**KARAMANOĞLU MEHMETBEY ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNİN
MODELLENMESİ, BENZETİMİ VE ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mehmet ÇİÇEK
190801090**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Selami BALCI
Eş Danışman: Doç. Dr. Kadir SABANCI**

HAZİRAN 2022

TEZ ONAYI

Mehmet ÇİÇEK tarafından hazırlanan Kablosuz Güç Transferinin Modellenmesi, Benzetimi ve Analizi adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman:
Doç. Dr. Selami BALCI

İkinci Danışman:
Doç. Dr. Kadir SABANCI

Jüri Üyeleri

İmza:

Unvanı, Adı ve Soyadı

Unvanı, Adı ve Soyadı

Unvanı, Adı ve Soyadı

Unvanı, Adı ve Soyadı

Unvanı, Adı ve Soyadı

Tez Savunma Tarihi:/...../.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Doç. Dr. Ahmet KAYABAŞI
Enstitü Müdürü



BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

.....

Mehmet ÇİÇEK







Eşime, oğluma, kızıma, aileme ve geleceğe,



ÖNSÖZ

Teşekkür ederek güzelleşecek bir dünya için...

Bu tezin hazırlanmasında ve her konuda desteğini her an hissettiğim, her sorunumu yeni ufuklar açarak çözmemi sağlayan danışman hocam Sayın Doç. Dr. Selami Balcı'ya, her anlattığımı sabırla dinleyen ve alternatif fikirlere dikkatimi çeken danışman hocam Sayın Doç. Dr. Kadir Sabancı'ya ve bugüne kadar bana yeni kapılar, yeni dünyalar açan ve onları anlamama yardımcı olan birbirinden değerli bütün hocalarıma teşekkürlerimi bir borç bilirim.

İleri bir yaşta tekrardan başladığım akademik hayatımda yanımda olmasa devam edemeyeceğim bir ömür ve sonrası arkadaşım, biricik eşim Ayşe Çiçek'e, iyi bir insan olarak kalmamı sağlayan, iyiliği, güzelliği ve saflığı kendilerine her baktığımda bana hatırlatan oğlum Furkan ve kızım Asiye'ye, beni bu kadar mutlu bir insan yaptıkları için sonsuz teşekkür ederim.

Aynı zamanda bu dünyada ayağa kalkabilmeyi ve devam etmeyi öğreten çalışkan babama, disiplin ile sevginin en güzel karşımı olan gül yüzlü anneme ve tüm kardeşlerime bana olan güvenlerinden ve sevgilerinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Hayatımda teşekkür edebileceğim bu kadar çok şey nasip edene sonsuz şükürlerimi sunarım.

Haziran 2022

Mehmet ÇİÇEK
Elektrik-Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	ix
İÇİNDEKİLER.....	xi
KISALTMALAR.....	xiii
SEMBOLLER.....	xv
ÇİZELGE LİSTESİ	xvii
ŞEKİL LİSTESİ	xix
ÖZET	xxiii
ABSTRACT	xxv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	2
1.2 Tezin Önemi.....	3
1.3 Literatür Araştırması	4
1.3.1 Kablosuz güç transferine giden yol	4
1.3.2 Uluslararası çalışmalar	6
1.3.3 Ulusal çalışmalar	11
2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNE GENEL BAKIŞ.....	15
2.1 Kablosuz Güç Transferi Nedir? Ne Değildir?.....	15
2.2 Kablosuz Güç Transferi Çeşitleri ve Yöntemleri	20
2.3 Bu Tezde Kullanılan KGT Sistemi	22
3. REZONANSLI ENDÜKTİF KUPLAJ VE KURAMSAL TEMELLER.....	23
3.1 Rezonans Nedir?	23
3.2 Elektromanyetik Rezonans	23
3.3 Rezonans Frekansının Hesaplanması	24
3.4 Kalite Faktörü (Q)	26
3.5 Endüktif Güç İletimi Temel Postulatlar.....	27
3.6 Karşılıklı veya Ortak (Mutual) Endüktans.....	28
3.7 Düz Sarmal (Flat) Bobinin Endüktansının Hesaplanması	30
3.8 Düz Sarmal (Flat) Bobinin Direncinin Hesaplanması.....	32
3.9 Kuplaj (Bağlantı) Katsayısı Ve Hesaplanması.....	33
3.10 Endüktif Kuplaj İle KGT (ICPT)	35
3.11 Rezonanslı Manyetik (Endüktif) Kuplaj İle KGT (RICPT)	36
3.12 RICPT Sistem Yaklaşımları Ve Devre Modelleri.....	38
3.12.1 RICPT sistem yaklaşımları	38
3.12.1.1 Tek giriş tek çıkışlı [single input - single output (SISO)] sistem yaklaşımı.....	38
3.12.1.2 Tek giriş çok çıkışlı [single input - multiple output (SIMO)] sistem yaklaşımı.....	39
3.12.1.3 Çok giriş tek çıkışlı [multiple input - single output (MISO)] sistem yaklaşımı.....	39

3.12.1.4 Çok giriş çok çıkışlı [multiple input - multiple output (MIMO)] sistem yaklaşımı	40
3.12.2 RICPT devre modelleri.....	41
3.12.2.1 Seri verici – seri alıcı (SS) devre modeli	41
3.12.2.2 Seri verici – paralel alıcı (SP) devre modeli	41
3.12.2.3 Paralel verici – seri alıcı (PS) devre modeli.....	42
3.12.2.4 Paralel verici – paralel alıcı (PP) devre modeli.....	42
3.12.2.5 Karma Devre Modelleri.....	42
3.13 Devre Modellerine Ait Değişkenler ve Hesaplamalar	43
3.14 Bu Tezde Kullanılan Sistemin İncelenmesi	48
4. PARAMETRİK HESAPLAMALAR VE BENZETİM ÇALIŞMALARI...	55
4.1 Bobin Tasarımı	55
4.1.1 Bobin tasarımı hesaplamaları.....	55
4.1.2 Bobin tasarımı ve benzetim çalışmaları	59
4.2 Güç Elektroniği Devre Tasarımı ve Benzetim Çalışmaları.....	64
4.2.1 Eşanlı olmayan benzetim çalışmaları	64
4.2.1.1 Yüksüz durumda eşanlı olmayan benzetim çalışmaları	65
4.2.1.2 Yüklü durumda eşanlı olmayan benzetim çalışmaları.....	66
4.3 Eşanlı Benzetim Çalışmaları	69
4.3.1 Hesaplanan değerler ile eşanlı benzetim çalışmaları.....	69
4.3.2 Parametrik değerler ile eşanlı benzetim çalışmaları.....	73
4.3.2.1 Kapasitörlerin parametrik değerler ile çalıştırılması	73
4.3.2.2 Frekansın parametrik değerler ile çalıştırılması	79
4.3.2.3 Bobinler arasındaki mesafenin parametrik değişimi	83
4.3.2.4 R_L yükünün parametrik değişimi	85
5. SONUÇ.....	89
KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ	107

KISALTMALAR

KGT	: Kablosuz Güç Transferi
ICPT	: Endüktif Kuplajlı Güç Transferi (Inductive Coupling Power Transfer)
RICPT	: Rezonanslı Endüktif Kuplajlı Güç Transferi (Resonant Inductive Coupling Power Transfer)
Tx	: Verici Devre
Rx	: Alıcı Devre
SISO	: Tek Giriş Tek Çıkışlı (Single Input - Single Output)
SIMO	: Tek Giriş Çok Çıkışlı (Single Input - Multiple Output)
MISO	: Çok Giriş Tek Çıkışlı (Multiple Input - Single Output)
MIMO	: Çok Giriş Çok Çıkışlı (Multiple Input - Multiple Output)
SS	: Seri Verici Seri Alıcı Devre Modeli
SP	: Seri Verici Paralel Alıcı Devre Modeli
PS	: Paralel Verici Seri Alıcı Devre Modeli
PP	: Paralel Verici Paralel Alıcı Devre Modeli
FEM	: Finite Element Method (Sonlu Elemanlar Yöntemi)
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
IGBT	: Insulated-gate bipolar transistor (İzole kapılı bipolar transistor)



SEMBOLLER

ω	: Açısal Frekans (rad/s)
Q	: Kalite Faktörü
ω_0	: Rezonans Frekansı (Hz)
E	: Depolanan Enerji (kWh)
P_{ort}	: Ortalama Güç (kW)
X_L	: Endüktif Reaktans (Ω)
X_C	: Kapasitif Reaktans (Ω)
$\vec{H}$	: Manyetik Alan (A/m)
$\vec{E}$	: Elektrik Alan (V/m^2)
$\vec{B}$	: Manyetik Akı Yoğunluğu ($Wb/m^2 = T$)
$\vec{\Phi}$	: Manyetik Akı (wb)
M	: Ortak (Mutual) Endüktans (H)
μ	: Manyetik Geçirgenlik (H/m)
μ_0	: Boş Uzayın Manyetik Geçirgenliği [$4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)]
η	: Verim
k	: Kuplaj Katsayısı veya Bağlantı Katsayısı
r_r	: Alıcı Bobin Yarıçapı (mm)
r_t	: Verici Bobin Yarıçapı (mm)
d	: Bobinler Arasındaki Mesafe (mm)
N	: Bobin Sarım Sayısı
f	: Frekans (Hz)
δ	: Deri Kalınlığı veya Nüfuz Derinliği (m)
σ	: Bir malzemenin elektriksel iletkenliği (S/m)
G_T	: Flat bobinin sarımları arasındaki boşluk (mm)
V_s	: Kaynak (V)
R_s	: Kaynağın iç direnci (Ω)
Z_I	: Toplam empedans(Ω)
C_t	: Verici devre rezonans kapasitörü (F)

L_t : Verici devre iletim bobini (H)
 R_t : İletim bobini iç direnci (Ω)
 L_r : Alıcı devre alıcı bobin (H)
 R_r : Alıcı bobin iç direnci (Ω)
 C_r : Alıcı devre rezonans kapasitörü (F)
 R_L : Yük (Ω)
 I_s : Kaynak akımı (A)
 I_{s0} : Yüksüz durumda kaynak akımı (A)
 V_s : Kaynak gerilimi (V)
 I_{Lt} : İletim bobini akımı (A)
 V_{Lt} : L_t üzerine düşen gerilim değeri (V)
 V_{Lto} : Yüksüz durumda L_t üzerine düşen gerilim değeri (V)
 I_{Ct} : Verici devre kapasitör akımı (A)
 V_{Ct} : C_t gerilim değeri (V)
 I_{Lr} : Alıcı bobin akımı (A)
 I_L : Yük üzerindeki çıkış akımı (A)
 I_{Cr} : Alıcı devre kapasitör akımı (A)
 V_{Cr} : C_r gerilim değeri (V)
 V_L : Yük üzerindeki gerilim (V)
 R_t : İletim bobini iç direnci (Ω)
 R_r : Alıcı bobin iç direnci (Ω)
 Q_{Tx} : Verici devre kalite faktörü
 Q_{Rx} : Alıcı devre kalite faktörü
 P_o : Sistemin R_L yükü üzerindeki çıkış gücü (W)
 P_i : Kaynaktan çekilen güç (W)
 R_{DC} : Bir iletkenin doğru akımda direnci (Ω)
 l_c : Bir iletkenin boyu (m)
 A_c : Bir iletkenin yüzey alanı (m^2)
 D_o : Flat bobinin dış çapı (mm)
 D_i : Flat bobinin iç çapı (mm)
 D_w : Flat bobinde kullanılan iletkenin çapı (mm)
 r_w : Flat bobinde kullanılan iletkenin yarıçapı (mm)
 l_w : Flat bobinde kullanılan iletkenin boyu (mm)
 A_w : Flat bobinde kullanılan iletkenin yüzey alanı (mm^2)
 z_space : Bobinler arasındaki mesafe (mm)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : KGT tekniklerinin karşılaştırılması(Chandrasekar Rao ve Geetha, 2016; Mahmud, 2016).	22
Çizelge 3.1 : Temel devre modelleri için toplam empedans denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).	44
Çizelge 3.2 : Temel akım ve gerilim denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).	45
Çizelge 3.3 : İletim devresi rezonans kapasitörü denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).	46
Çizelge 3.4 : Temel devre modellerine ait gerilim kazancı denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).	46
Çizelge 3.5 : Temel devre modellerine ait akım kazancı denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).	47
Çizelge 3.6 : Temel devre modellerine ait verim denklemleri (Chopra ve Bauer, 2011; Sallán ve diğerleri, 2009).	47
Çizelge 4.1 : Tasarıma ait bilinen başlangıç değerleri.	57
Çizelge 4.2 : Farklı sarım değerleri için fiziksel büyüklüklerin karşılaştırılması.	57
Çizelge 4.3 : Farklı sarım sayılarına göre endüktans ve ortak endüktansın değişimi.	58
Çizelge 4.4 : Farklı sarım sayısı ve endüktans değerlerine göre ve kapasitör değişimi.	58
Çizelge 4.5 : Farklı sarım sayılarına göre akımların ve verimin değişimi.	59
Çizelge 4.6 : Bobinler arası mesafeye bağlı olarak değişimler.	64
Çizelge 4.7 : Hesaplanan temel devre değişkenleri.	65
Çizelge 4.8 : Eşanlı olmayan çalışmada elde edilen değerler.	69
Çizelge 4.9 : Eşanlı sabit değerli benzetim çalışması sonuçları.	72
Çizelge 4.10 : Kapasitör Parametrik Değişim Aralıkları ve Sabit Değerler.	73
Çizelge 4.11 : Kapasitörlerin parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.	78
Çizelge 4.12 : Frekansın parametrik değişim aralıkları.	80
Çizelge 4.13 : Çalışma frekansının parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.	83
Çizelge 4.14 : Bobinler arasındaki mesafe [$z_{space}(mm)$] parametrik olarak değişim aralıkları.	84
Çizelge 4.15 : Bobinler arasındaki mesafenin parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.	85
Çizelge 4.16 : R_L yükünün parametrik olarak değişim aralıkları.	85
Çizelge 4.17 : R_L yükünün parametrik değiştirilmesi sonucu verim.	87
Çizelge 5.1 : Benzetim ve hesaplama sonucu bobin değerleri karşılaştırılması.	89
Çizelge 5.2 : Sabit kapasitör değerleri ile elde edilen değerlerin karşılaştırılması.	90
Çizelge 5.3 : En ideal kapasitör değerleri ile sinyaller.	90

Çizelge 5.4 : Hesaplanan ve parametrik olarak belirlenen devrelerin frekans cevapları.	91
Çizelge 5.5 : Yapılan çalışma sonucun elde edilen verim değerleri.	92



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Hertz'in deney düzeneği (https://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz , 2020).....	15
Şekil 2.2 : Wardencllyffe Kulesi (1904) (https://en.wikipedia.org/wiki/Wardencllyffe_Tower , 2022).	16
Şekil 2.3 : Wardencllyffe kulesinin yıkılmasına Temmuz 1917'de başlandı (https://en.wikipedia.org/wiki/Wardencllyffe_Tower , 2022).	17
Şekil 2.4 : Nikola Tesla'nın KGT tasarımı ve kendi çizimi(Özçira Özkılıç, 2017)...17	
Şekil 2.5 : William C. Brown KGT sunumunu yaparken(Donchev ve diğerleri, 2014).	19
Şekil 2.6 : SBSP blok diyagramı(https://www.nanalyze.com/2020/04/space-based-solar-power-energy-transmission/?amp=1 , 2022).	19
Şekil 2.7 : Taşıyıcı alana göre KGT'nin sınıflandırılması.	21
Şekil 2.8 : Transfer mesafesine göre KGT'nin sınıflandırılması.	21
Şekil 3.1 : Seri rezonans devresi.	24
Şekil 3.2 : Paralel rezonans devresi.	24
Şekil 3.3 : Seri tank devresi.	25
Şekil 3.4 : Paralel tank devresi.	25
Şekil 3.5 : Φ 12 Ortak akı ile manyetik olarak bağlanmış iki bobin(Sjostrand ve Nisshagen, 2017).	28
Şekil 3.6 : Düz sarmal bobin: (a) Gösterimi. (b)Değişkenleri(Ağçal, 2017; Namadmalan ve diğerleri, 2020; Sjostrand ve Nisshagen, 2017; Wheeler, 1928).	31
Şekil 3.7 : Ortak akı ve devrelere ait manyetik akılar.	33
Şekil 3.8 : Temel endüktif kuplaj ile KGT devresi (Lu ve diğerleri, 2016).	35
Şekil 3.9 : Temel rezonanslı endüktif kuplaj ile KGT devresi (Lu ve diğerleri, 2016).	36
Şekil 3.10 : Tek Giriş Tek Çıkışlı (SISO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).	39
Şekil 3.11 : Tek Giriş Çok Çıkışlı (SIMO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).	39
Şekil 3.12 : Çok Giriş Tek Çıkışlı (MISO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).	40
Şekil 3.13: Çok Giriş Çok Çıkışlı (MIMO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).	40
Şekil 3.14 : SS temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).	41
Şekil 3.15 : SP temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).	42
Şekil 3.16 : PS temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).	42
Şekil 3.17 : PP temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).	42

Şekil 3.18 : SS devre modeli çıkış sinyali(Rakhymbay ve diğerleri 2017).....	48
Şekil 3.19 : SP devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).....	48
Şekil 3.20 : PS devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).....	49
Şekil 3.21 : PP devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).....	49
Şekil 3.22 : Hatalı hizalanma durumunda temel devre modelleri için M'nin değişimi (Villa ve diğerleri, 2012).	50
Şekil 3.23 : SS devre modelinin analizi (Kuzey, 2017).	50
Şekil 3.24 : SS devre modeli eşdeğer devresi (Chopra ve Bauer, 2011).	50
Şekil 3.25 : SS devrenin tam rezonans eşdeğer devre modeli(Sjostrand ve Nisshagen, 2017).....	53
Şekil 4.1 : Bobin tasarımı akış diyagramı.	56
Şekil 4.2 : Verici (Tx) bobini.....	60
Şekil 4.3 : Alıcı (Rx) bobini.	60
Şekil 4.4 : Tx ve Rx bobinleri.....	60
Şekil 4.5 : Bobinler arasındaki mesafenin Tx endüktansı üstündeki değişim etkisi. .	61
Şekil 4.6 : Bobinler arasındaki mesafenin Rx endüktansı üstündeki değişim etkisi. .	61
Şekil 4.7 : Bobinler arasındaki mesafenin ortak endüktans M üstündeki değişim etkisi.	62
Şekil 4.8 : Bobinler arasındaki mesafenin kuplaj katsayısı k üstündeki değişim etkisi.	62
Şekil 4.9 : Bobinlere ait manyetik akı dağılımı.	63
Şekil 4.10 : Bobinlere ait manyetik akı dağılımı vektörel gösterimi.	63
Şekil 4.11 : Yüksüz durumda temel güç elektroniği devre şeması.	65
Şekil 4.12 : Eşanlı olmayan yüksüz I_{s0} akımı.	66
Şekil 4.13 : Eşanlı olmayan yüksüz V_{i0} gerilimi.	66
Şekil 4.14 : Yük altında temel güç elektroniği devre şeması (Kuzey ve diğerleri, 2017).	66
Şekil 4.15 : Eşanlı olmayan yüklü I_s akımı.	67
Şekil 4.16 : Eşanlı olmayan yüklü V_i gerilimi.	67
Şekil 4.17 : Eşanlı olmayan yüklü I_L akımı.	67
Şekil 4.18 : Eşanlı olmayan yüklü V_L gerilimi.	68
Şekil 4.19 : Eşanlı olmayan yüklü giriş gücü (P_i).....	68
Şekil 4.20 : Eşanlı olmayan yüklü R_L üzerindeki çıkış gücü (P_o).	68
Şekil 4.21 : Yük altında eşanlı çalışan güç elektroniği devre şeması (Ustun ve diğerleri, 2020).....	70
Şekil 4.22 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile I_s akımı.....	70
Şekil 4.23 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile V_i gerilimi.	71
Şekil 4.24 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile P_i gücü.	71
Şekil 4.25 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile I_L akımı.	71
Şekil 4.26 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile V_L gerilimi.	72
Şekil 4.27 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile P_o değeri.....	72
Şekil 4.28 : Kapasitörlerin parametrik değişiminin giriş akımı I_s 'ye etkisi.	74
Şekil 4.29 : Kapasitörlerin parametrik değişiminin çıkış akımı I_L 'ye etkisi.	74
Şekil 4.30 : C_t değişiminin I_s üzerindeki etkisi.	74
Şekil 4.31 : C_t değişiminin I_L üzerindeki etkisi.	75
Şekil 4.32 : C_t değişiminin V_L üzerindeki etkisi.	75
Şekil 4.33 : C_r değişiminin I_s üzerindeki etkisi.....	75
Şekil 4.34 : C_r değişiminin I_L üzerindeki etkisi.	76
Şekil 4.35 : C_r değişiminin V_L üzerindeki etkisi.....	76
Şekil 4.36 : C_t ve C_r değişiminin I_s üzerine etkisi.	76

Şekil 4.37 : C_t ve C_r değişiminin I_L üzerine etkisi.....	77
Şekil 4.38 : Parametrik kapasitör değerleri-verim karakteristiği.	77
Şekil 4.39 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için I_s sinyali.....	78
Şekil 4.40 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için I_L sinyali.	79
Şekil 4.41 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için V_L sinyali.....	79
Şekil 4.42 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için P_o sinyali.....	79
Şekil 4.43 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_i değeri.	80
Şekil 4.44 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında I_L değeri.	81
Şekil 4.45 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_o değeri.	81
Şekil 4.46 : Hesaplanan C değerleri ile f frekansın parametrik çalışmasında P_o değer dağılımı.	81
Şekil 4.47 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_i değeri.	82
Şekil 4.48 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında I_L değeri.	82
Şekil 4.49 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_o değeri.	82
Şekil 4.50 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_o değer dağılımı.	83
Şekil 4.51 : z_{space} değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_i değeri.	84
Şekil 4.52 : z_{space} değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_o değeri.	84
Şekil 4.53 : z_{space} - verim karakteristiği.	85
Şekil 4.54 : R_L değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_i değerleri.	86
Şekil 4.55 : R_L değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_o değerleri.	86
Şekil 4.56 : R_L Yüğü - Verim Karakteristiği.	87



ÖZET

Yüksek Lisans

KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNİN MODELLENMESİ, BENZETİMİ VE ANALİZİ

Mehmet ÇİÇEK

Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Selami BALCI
İkinci Danışman: Doç. Dr. Kadir SABANCI

Haziran, 2022, 135 sayfa

Son yıllarda bilim insanlarının ilgisini çeken Kablosuz Güç Sistemi (KGT), kablosuz batarya şarjından çok daha büyük potansiyelleri içinde barındırmaktadır. Bilim dünyasında yeniden bir araştırma alanına dönüşen KGT sistemleri, aynı zamanda endüstrinin gelişimi ile birlikte yaygınlaşmaya başlayan insansız fabrikalarda çalışan otonom araçların batarya değişimi ve şarj süresi gibi sorunlarının da ortadan kalkmasına imkân verebilecektir. Bu tezde tartışılan tasarım yöntemi ile daha verimli KGT sistemleri üretilenilecektir. Tasarımın hesaplama aşamasından benzetim çalışmalarının sonuna kadar farklı parametrik değerler kullanılarak verimi artırmak amaçlanmıştır. KGT sistemi için Ansys Electronics/Maxwell yazılımı kullanılarak Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) tabanlı üç boyutlu (3B) bobin tasarımı ve farklı mesafe aralıkları ile parametrik analizler yapılmıştır. Daha sonra tasarlanan bobin Ansys Electronics/Simplorer yazılımı ile bağ kurularak eşanlı olarak parametrik değerler ile analiz edilmiştir. Böylece, parametrik benzetim çalışmalarının sonucunda bir KGT sistemi tasarımının istenilen çalışma frekansı değeri için fiziksel olarak uygulanabilecek tasarım ve normalize edilmiş güç elektroniği elemanları ile en verimli hali önerilmektedir. Benzetim çalışmalarının sonucunda bobinler arasındaki mesafe 200 mm iken yaklaşık %74,31'lik bir verimle güç aktarımı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, güç elektroniği devre parametreleri ve elektromanyetik modelleme parametreleri değiştirilerek yapılan eşanlı benzetim çalışmaları sayesinde KGT tasarımları için son derecede yararlı bilgiler sunulmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz güç transferi, KGT, SEY, parametrik analiz, eşanlı benzetim.



ABSTRACT

MsThesis

MODELING, SIMULATION AND ANALYSIS OF WIRELESS POWER TRANSFER

Mehmet ÇİÇEK

**Karamanoğlu Mehmetbey University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical-Electronics Engineering**

**Supervisor: Assoc. Prof. Dr Selami BALCI
Co-Supervisor: Assoc. Prof. Dr Kadir SABANCI**

June, 2022, 135 pages

The Wireless Power System (WPT), which has recently attracted scientists' interest, has much greater potential than wireless battery charging. WPT systems, which have resurfaced as a research field in the scientific world, would also eliminate issues like battery replacement and charging time for autonomous vehicles working in unmanned factories, which have become common with the development of the industry. More efficient WPT systems can be produced by using the design method discussed in this thesis. It aims to improve efficiency by utilising various parametric values from the design computation stage through the conclusion of simulation studies. Finite Element Method (FEM) based Ansys Electronics/Maxwell software is used for the WPT system to create a three-dimensional (3D) coil design and parametric analysis with different distance values. Then, the designed coil is bound with Ansys Electronics/Simplorer software and analyzed simultaneously with parametric values. Thus, as a result of parametric simulation studies, the most efficient version of a WPT system structure is proposed with the design and normalized power electronics elements that can be physically applied for the chosen operating frequency value. As a result of the simulation studies, power transmission is realized with an efficiency of approximately 74.31% while the distance between the coils was 200 mm. Furthermore, extremely useful information for WPT designs is provided thanks to co-simulation studies by changing power electronics circuit parameters and electromagnetic modelling parameters.

Keywords: Wireless power transfer, WPT, FEM, parametric analysis, co-simulation.



1. GİRİŞ

İnsanlığın varoluş süreci enerji arayışı ve bu enerjiyi verimli ve konforlu kullanabilme mücadelesi olarak özetlenebilir. İlk insanların medeniyetlerini akarsu kenarlarına kurmaları ve temel ihtiyaçları dışında, zamanla akarsuları, malzeme ve insan taşınmasında kullanmaları en ilkel enerji arayışı olarak görülebilir. Zamanla teknolojinin etkisi ile farklı türdeki enerji çeşitleri ile karşılaşan insanoğlu, bunu verimli ve konforlu bir şekilde kullanmanın çabası içine girmiştir. Bu enerji çeşitleri içerisinde elektrik enerjisi her alanda kendine yer edinmiş ve insanlığın en elzem ihtiyaçları arasına girmiştir. Bilim insanları ve mucitlerin sayesinde zamanla elektriğin üretiminde çok farklı kaynaklar ortaya çıkmıştır. Ancak, enerjinin üretimi ile birlikte tüketim noktasına aktarılması gibi sorunlar da beraberinde gelmiştir. Günümüzde dünyanın herhangi bir yerinde üretilen enerjinin ihtiyaç olan bölgelere aktarılması için iletim aracı olarak kablolu sistemler kullanılmaktadır.

19. yüzyılın sonlarına doğru kendi zamanına ve günümüze teknoloji alanında damgasını vuran Nikola Tesla, Alternatif Akım (AC) akımın işlevselliğini, üretiminin ve iletiminin kolaylığını savunurken; aynı zamanda geleneksel enerji transferinin alternatiflerinin arayışı içine girmiştir. Bu arayış kablolu güç transferi yerine kablosuz yani fiziksel olarak temassız bir sistemi icat etmesine ve geliştirmesine neden olmuştur. Böylece, bilim sahnesinde, Kablosuz Güç Transferi (KGT) büyük bir araştırma ve tartışma alanı olarak ortaya çıkmıştır.

Kablosuz Güç Transferi, üretilen gücün kabloyla taşınmasına alternatif olarak ortaya atılmış çok ilerici bir fikirdir. Her ne kadar kendi zamanında heyecan uyandırmış olsa da bu teknoloji kendi zamanının fiziksel ve bilimsel sınırlarından dolayı yeterince kavranamamış ve ilerleyememiştir. Ancak, zamanla farklı teknolojilerin hayatımıza girmesi ve kaynaktan bağımsız teknoloji kullanabilme isteği KGT'nin tekrar rağbet gören bir araştırma konusu olmasını sağlamıştır.

Böylece, yaklaşık 100 yıl gibi bir aradan sonra KGT birçok teknolojik gelişmenin ve alternatif güç aktarma sistemlerinin eşği olarak görülmeye başlanmıştır. Bu eşik

aşılabilirse arkasından gelecek olan teknolojik gelişim, ancak yaşanınca kavranabilecek kadar olağanüstü bir dönem olacaktır.

1.1 Tezin Amacı

Enerji ihtiyacının giderilmesinde kaynak çeşitliliğinin önemi yadsınamaz bir gerçektir. Günümüz dünyası elektrik üretiminde farklı, ancak genel olarak zamanla tükenen kaynaklar (petrol, doğalgaz, nükleer enerji vs.) kullanmaktadır. Hali hazırda ulaşım araçlarının tamamına yakını petrol ve petrol ürünleri kullanmaktadır. Bu konuyla ilgili artan bir çevre bilincinin oluşmasına rağmen ulaşım araçlarının alternatifsiz durumda olması bir kabullenmeyi beraberinde getiriyor.

Son zamanlarda yarı iletken teknolojisindeki gelişim yenilenebilir enerji kaynaklarını çok daha verimli kullanabilmeyi sağlamıştır. Ancak, enerjinin tüketim noktalarına ve son kullanıcıya ulaştırılması ile ilgili sorun hala ortada durmaktadır. Kablosuz güç transferi (KGT), bu anlamda, (Nikola Tesla'nın sunumları ve araştırmaları göz önünde bulundurulduğunda) küresel bir enerji ağının oluşmasını sağlayabilecek bir potansiyele sahiptir.

Enerjinin verimli ve konforlu bir şekilde kullanılmasının temel bakış açısı olduğu günümüzde, teknolojinin kaynaktan bağımsız, taşınabilir ve mobilize olması belirleyici bir tercih sebebidir. Endüstri 4.0 bu fikir etrafında şekillenmektedir. Otonom kullanılan cihazlar ve araçlar, kaynaktan bağımsız ve temassız enerji ile maksimum verimi yakalayabilecektir.

Günümüzde kaynaktan bağımsızlık denilince ilk akla gelen çözüm batarya teknolojileridir. KGT, aynı zamanda batarya teknolojisine de farklı bakış açıları getirmektedir. Örneğin bir depo içerisinde çalışan otonom cihaz ve elektrikli araçlarda, belirli bir güzergâhta hareket eden taşıtlarda, belirli derinliklerde arama ve kazı yapan cihaz ve taşıtlarda, bir ofis içerisindeki bütün elektrikle çalışan cihazlarda ve en yaygın araştırma konusu olan elektrikli taşıt şarj sistemlerinde kaynaktan ve bataryadan bağımsız çalışma sağlanabilecektir.

Tüm bunların yanında savunma ve silah sanayisinde giderek artan bir güç haline gelen drone, İHA (İnsansız Hava Aracı) ve SİHA (Silahlı İnsansız Hava Aracı) gibi araçların

havada kalabilme süreleri, KGT teknolojisi ile teoride sınırsız bir duruma gelebilecektir.

KGT, enerjinin uzayda üretilmesinden son kullanıcıya (cep telefonu, otonom cihazlar, elektrikli taşıtlar, İHA, SİHA vs.) kadar her alanda kullanılabilecek ve alternatif üretebilecek bir teknolojidir.

Bu tezde, tartışılan ve araştırılan temel yaklaşım yakın alan orta mesafe KGT sistemlerine uzaklık parametresinin etkileri ve parametrik yaklaşım ile verimin artırılmasıdır. Hedeflenen nihai sonuç minimum kayıp ve maksimum hava aralığıdır. Genel olarak bir KGT sistemi için gerekli olan kısımlar irdelenmiş ve optimum verimle 500 W güç transferinin yakın alanda modellenmesi, benzetimi ve parametrik analizi yapılmıştır.

1.2 Tezin Önemi

Günümüz teknolojisinin büyük bir kısmı temel olarak KGT'nin farklı varyasyonları ile veri, ses ve güç aktarma işlemleri yapmaktadır. Bu alanda yapılacak araştırmalar aynı zamanda veri ve ses aktarım hızının ve kalitesinin artmasına yardımcı olacaktır.

Kablosuz güç transferi, genel olarak devre yapıları ve araştırma alanlarının benzer gibi görünmesine rağmen küçük adımlarla büyük bir teknolojinin oluşmasını sağlamaktadır. Bir alanda yapılan bir çalışma çok farklı yan araştırma dallarının gelişmesini ve bilim kurgu filmlerinde olan teknolojilerin tartışılmasını sağlayacaktır.

Ancak, gerçekçi bakıldığında günümüz dünyasının temel ihtiyacı enerjisi bitmeyen cep telefonudur. KGT bu alanda çok önemli gelişmeleri tetikleyen bir araştırma alanı olmuştur. Samsung gibi büyük telefon ve teknoloji firmaları bu alanda araştırmalar yapmakta ve ortaya yeni şarj sistemleri ile birlikte yeni teknolojiler çıkarmaktadır (Kablosuz Hızlı Şarj Standı, Kablosuz Kulaklık vb.). Vestel gibi birçok alanda araştırma yapan firmalarımız kablosuz elektrikli diş fırçasından kablosuz elektrikli taşıt şarj istasyonu gibi birçok alanda araştırma ve geliştirme yapmaktadır.

Genel olarak KGT alanında yapılan araştırma, geliştirme ve tüm teknolojiler ileri teknoloji ürünü olarak değerlendirilebilir.

1.3 Literatür Araştırması

Literatür araştırması yapılırken kablosuz güç transferi fikrinin ortaya çıkmasını sağlayan temel postulatlar ve bu postulatlar çerçevesinde günümüze kadar yapılan ulusal ve uluslararası çalışmalar incelenmiştir.

1.3.1 Kablosuz güç transferine giden yol

Kablosuz güç transferi (KGT) yeni bir teknoloji değildir. Nikola Tesla ilk olarak 19. yüzyıl sonlarında temel kablosuz güç aktarımı fikrini tanıtmıştır. Ancak bu teknoloji belirli bir tarih sürecinde çok farklı bilim insanlarının çeşitli katkıları ile ortaya çıkmıştır. Temel olarak kablosuz güç transferine giden yoldaki yapı taşları şöyle sıralanabilir (Fawwaz T. Ulaby, 2015):

- 1819 **Hans Christian Ørsted**; Elektrik İle Manyetizma Arasındaki İlişkinin Keşfi (Tricker ve Foland, 1966)
- 1826 **André-Marie Ampere**; Amper Yasası (Tricker ve Foland, 1966)
- 1831 **Michael Faraday**; Elektrik Ve Manyetizma İlişkisi (Faraday Yasası) (Tricker ve Foland, 1966)
- 1834 **Heinrich Friedrich Emil Lenz**; Lenz Yasası (https://en.wikipedia.org/wiki/Emil_Lenz, 2020)
- 1862 **James Clerk Maxwell**; Elektromanyetik Dalga Denklemleri (Cheng, 1983; Edminister, 1993)
- 1884 **John Henry Poynting**; Poynting vektörü ve Poynting teoremi (Cheng, 1983)
- 1887 **Nikola Tesla**; Alternatif Akım Generatörü (Tesla, 1887)
- 1888 **Heinrich Rudolf Hertz**; Radyo dalgalarının keşfi ve Maxwell Denklemlerinin İspatı (https://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz, 2020)
- 1891 **Nikola Tesla**; Tesla Bobininin geliştirilmesi (Tesla, 1894)
- 1892 **Guglielmo Marconi**; Sinyalleri Birkaç Km Uzağa Ulaştırması - Telsiz Telgraf (Marconi, 1897)

- 1894 **Maurice Hutin & Maurice Leblanc**; “Elektrikli Demiryolları Trafo Sistemi” (Transformer System For Electric Railways - No. 527,857, Patented Oct. 23, 1894.) (Hutin ve Le-Blanc, 1894)
- 1895 **Nikola Tesla**; Alternatif Akım Üreten İlk Generatörün Niagara Şelalesi Üzerine Kurulması (https://en.wikipedia.org/wiki/Nikola_Tesla, 2020)
- 1898 **Nikola Tesla**; “Elektrik Enerjisinin İletimi İçin Bir Sistem Ve Bir Cihaz” (Method Of And Apparatus For Controlling Mechanism Of Moving Vessels or Vehicles - No. 68,809 Patented Nov. 8, 1898) (Tesla, 1898)
- 1901 **Guglielmo Marconi**; Kıtalar Arası Sinyal Aktarımının Başarılması (Cornwall /İngiltere ile Newfoundland St. John’s/Kanada arasında Atlantik ötesi yayın gerçekleştirilmiştir.) (Marconi, 1904)
- 1905 **Nikola Tesla**; “Elektrik Enerjisini Doğal Ortamlarla İletme Sanatı” (Art Of Transmitting Electrical Energy Through The Natural Mediums - No. 78742. Patented April 18, 1905.)(Tesla, 1905)
- 1960 **Arthur L. Schawlow, Madison, N.J., and Charles H. Townes**; “Masers Ve Maser İletişim Sistemleri” (Masers And Maser Communications System- No. 2,929,922. Patented March 22, 1960) (Schawlow, Townes ve N.J., 1960)
- 1969 **William C. Brown**; 50 ft (15.24 m) kadar yükselen, bir prototip helikoptere benzeyen, hava aracına montajı yapılan alıcı anten ile 270 W’lık KGT başarmıştır. (Brown, 1965)
- 1973 **Peter E. Glaser**; “Güneş Radyasyonunu Elektrik Gücüne Dönüştürmek İçin Yöntem ve Cihazı” (Method And Apparatus For Converting Solar Radiation To Electrical Power – No. 3,781,647. Patented Dec. 25, 1973.) (Glaser, 1973)
- 1976 **William C. Brown**; “Uzay Odaklı Mikrodalga Gücü İletim Sistemi” (Space Oriented Microwave Power Transmission System - No. 3,989,994. Patented Nov. 2, 1976) (Brown, 1976)
- 2007 **André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic**; “Manyetik Rezonans ile Kablosuz Güç Transferi” (Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, SCIENCE

Vo 317 6 JULY 2007) (Karalis, Joannopoulos ve Soljačić, 2008; Kurs ve diğerleri, 2007)

1.3.2 Uluslararası çalışmalar

KGT günümüzde hala ilgi çeken ve birçok potansiyeli içinde barındıran bir çalışma alanı olarak araştırmacıların dikkatini çekmektedir. KGT alanında son 20 yılda yapılan çalışmalar genel olarak incelenmiş ve aşağıda belirtilmiştir.

Wang ve diğerleri (2004), belli bir rezonans frekansında tasarladıkları çalışmaları ile rezonanslı endüktif KGT kullanarak elektrik taşıt şarjını gerçekleştirmişlerdir.

Rezonanslı KGT teorisi, 2007 yılında MIT (Massachusetts Institute of Technology - Massachusetts Teknoloji Enstitüsü)’de yapılan çalışmalar ile ortaya çıkmıştır. Karalis ve diğerleri KGT teknolojisine yeni bir bakış açısı getiren ve bu teknolojinin yeniden bir çalışma alanına dönüşmesini sağlayan çalışmalarını Witricity olarak adlandırdılar. Tasarladıkları KGT sistemi ile 2 metreden daha fazla bobinler arası mesafe bulunduğu halde 60 W bir lamba yakabilmişlerdir. Bu çalışmalarında daha önceden bu kadar uzak mesafeden elde edilmemiş bir şekilde %40 verim elde etmişlerdir. Böylece KGT sistemleri için uzaklık parametresi yakın alandan, orta mesafe güç transferine geçişin kapısı açılmıştır. Witricity, bu çalışmada da ele alınan, rezonanslı KGT ile güç transferi yapmaktadır. Rezonans frekansının doğru değerde ayarlanması ile güç, rezonansa giren elemanlar arasında daha verimli bir şekilde aktırılacaktır. Ancak aynı zamanda çok zayıf bir bağlantı katsayısı ile de olsa rezonansa girmeyen elemanlar arasında paylaşılabilmektedir (Hamam ve diğerleri, 2009).

Karalis ve diğerleri (2008), daha sonra Witricity üzerinde devam ettikleri çalışmalarında tasarımları olan rezonanslı KGT sistemi veriminin bobinler arasındaki mesafeye göre matematiksel denklemlerini çıkarmış ve hesaplamalarda elde ettikleri verim değerleri ile deneysel sonuçları karşılaştırmışlardır.

Cannon ve diğerleri (2009), tek verici bobin ile birden fazla alıcı bobine rezonanslı KGT ile güç transferi gerçekleştirmişlerdir. Çalışmalarında kalite faktörünü bir parametre olarak kullanmış; rezonanslı ve rezonansa girmemiş alıcı bobinler arasında karşılaştırmalar yapmışlardır. Kablosuz güç transferinde verici bobin akımının kontrolünün yüke aktarılan güç üzerine etkileri de araştırılmıştır. Araştırmacılar

alışmalarında, 20kHz'lik bir anahtarlama frekansı ile 150 W güç aktarmış ve deney sonuçlarını benzetim çalışması sonuçları ile karşılaştırmışlardır (Thrimawithana ve Madawala, 2010).

Low ve diğerkleri (2010) alışmalarında, geliştirdikleri algoritma ile birden çok alıcıyla bile daha verimli bir rezonanslı KGT tasarımı yapmışlardır. alışmalarında verici taraf devresini mikro kontrolör ile kontrol ederek alıcının olmaması durumunda çıkışı minimuma düşüren, alıcının ektiğı ge göre verici elemanlarını sıralı bir şekilde devreye alan, alıcı – verici bobinler arasına veya manyetik alan içerisine bir metal girmesi durumunda hata kodları üreten bir tasarım önermiş ve farklı durumlar için sonuçları incelemişlerdir.

Kablosuz güç transferi ile elektrikli taşıt şarj istasyonu gerçekleştirilmiş, Fiat Seicento Elettra model elektrikli taşıtın bataryaları, rezonanslı KGT teorisine dayanan tasarım ile şarj edilmiştir(Neves ve diğerkleri, 2011).

Sample ve diğerkleri (2011), yardımcı bobinler kullanarak verimi artırmak için çalışmalar yapmışlardır. alışmalarında sürücü bobini ve alıcının bağılı olduğı bobini tek turluk tasarlamış ve bu ikisi arasına uçları açık çok turlu alıcı- verici bobinleri yerleştirmişleridir. Böylece mesafenin 0-70 cm aralığında değışimi yapılırken verimin en az %70 değırine düştüğünü belirlenmişlerdir.

Imura ve Hori (2011), rezonanslı KGT sistemi için ve Neumann formülünü kullanmıştır. Tasarımlarında bobinler arasındaki mesafe ile verim değışimini incelemişlerdir. Neumann formülü ile elde ettikleri denklemlerin farklı parametre değışimleri ile deneysel çalışmalarında elde ettikleri sonuçlar ile karşılaştırmışlardır. Bu parametrelerin verim üzerine etkilerini incelemişlerdir.

Koma ve diğerkleri (2011), rezonanslı KGT kullanarak alıcı-verici bobinler arasına bir aktarıcı röle bobini eklemiş böylece daha geniş bir alanda daha verimli bir güç aktarım sistemi tasarlamışlardır. Ayrıca çalışmalarında bir algoritma ile birden fazla verici kullanarak alıcının hatalı bobin hizalanması durumunda bile en yakın verici bobinler tarafından en verimli bir şekilde beslenmesini sağılamışlardır.

Cheon ve diğerkleri (2011), Sample ve diğerklerinin çalışmalarını esas alarak sürücü bobin ile yk bobini arasında bulunan yardımcı alıcı verici bobinlerinin açık olan uçlarına rezonans devresi tasarlamış böylece orta mesafe KGT sistemlerinde birkaç

metrenin üzerine çıkabilmişlerdir. Çalışmalarına ait transfer denklemlerini çıkarmış ve bu denklemler ile deneysel sonuçları karşılaştırmışlardır.

Ho ve diğerleri, (2011), rezonanslı ve rezonansız KGT sistemlerinin karşılaştırmasını yapmışlardır. 2 - 5 cm bobinler arası mesafe ile yaptıkları çalışmalarında rezonanslı KGT sistemlerinin geleneksel manyetik kuplajlı KGT sistemlerinden çok daha başarılı olduğunu belirlemişlerdir. Sahai, canlılar üzerine çok zararlı olabilecek ışınlar yaymasından dolayı daha çok uzak alan KGT sistemlerinde kullanılan lazerle güç transferi üzerine inceleme yapmışlardır. Bu çalışmalarında insan sağlığına zarar vermeyen bir ışımada değerinde çalıştıkları için çok küçük değerlerde bir güç transferi gerçekleştirmişlerdir. Ancak alıcı anten tarafına bir doğrultucu ve yük olarak bir cep telefonunu bağlayarak yaklaşık 4 m den telefonu şarj edebilmişlerdir.

Zhao ve diğerleri (2012), farklı devre modelleri için giriş çıkış transfer denklemlerini incelemişlerdir. Aynı zamanda alıcı ve verici tarafta yüke göre bobinlere paralel anahtarlama elemanları ekleyerek dinamik bir tünelleme ile anahtarlama yapmış ve verim üzerine etkilerini incelemişlerdir.

Kusaka ve Itoh (2012), bir elektrikli taşıt için şarj istasyonu tasarlamışlardır. Çalışmalarında 13,56 MHz te tetiklenen evirici devresi ile verici bobin rezonans devresi arasındaki karakteristik empedansı eşitleyecek bir dönüştürücü tasarlamışlardır. Böylece kaynak ve alıcı arasındaki doğrultucu-evirici-rezonans devresi-doğrultucu sistemini en verimli çalışma durumunda sabitlemişlerdir.

Nam ve diğerleri (2012), rezonanslı KGT sistemi için bir LCLC tank devresi tasarlamışlardır. Bu sayede yükteki değişimlere ve bağlantı katsayısının değişimini daha dayanıklı ve daha verimli bir model önermişlerdir. Önerdikleri model ile taşınabilir elektronik cihazlarının şarj süresinin kısaldığını ve daha verimli bir şekilde şarj olduğunu belirlemişlerdir.

Zhao ve diğerleri (2012), rezonans frekansının belirlenmesinde bobinde kullanılan kablonun kesit alanının etkisini incelemişlerdir. Daha sonra rezonanslı KGT ile rezonanssız KGT için en uygun kesit frekansı bulmak için analizler yapmışlardır. Tasarladıkları deney düzeneği ile bu iki yaklaşımı karşılaştırmış ve rezonanslı KGT sistemlerinin çok daha verimli olduğunu belirlemişlerdir. Phokhaphan ve diğerleri

(2013), PCB baskı ile elde ettikleri alıcı-verici antenler ile 2,08 MHz bobinler arası mesafe 80 mm olarak ayarlandığında %56,7 verim elde etmişlerdir.

Christ ve diğerleri (2013) çalışmalarında, rezonanslı KGT sistemlerini, insan elektromanyetik maruz kalma sınırları çerçevesinde incelemişlerdir. Çalışmalarında verici bobin akımı $0,5 A_{rms} - 1,2 A_{rms}$ arasındaki iken anahtarlama frekansının 8 MHz seçilmesi durumunda 10 mm uzaklıkta bulunan insanın, bütün bedeninde biriken manyetik enerjinin, dayanım sınırlarını aştığını belirlemişlerdir.

Gao ve diğerleri (2013), rezonanslı KGT sisteminde bobin sarım sayılarının verim üzerindeki etkisini incelemişlerdir. Benzetim çalışmalarında sarım sayısı 6,10 ve 25 olarak değiştirmişlerdir. Yaptıkları çalışma sonucu sarım sayısının 6 dan 25 e çıkması durumunda ancak % 0,7'lik bir verim artışı olduğunu belirlemişlerdir.

Ahn ve Hong (2014), 4 bobin ve rezonans devresinden oluşan tasarımlarını geliştirerek analizini yapmışlardır. Çalışmalarında yapılan hesaplama sonuçlarını, 2 bobin ve rezonans devresinden oluşan sistem ile 4 bobin ve rezonans devresinden oluşan sistem arasında verim karşılaştırması yapmışlardır. Önerilen bu tasarımın bobinler arasındaki mesafenin artırması durumunda çok daha verimli olduğunu belirlemişlerdir.

MIT bilim insanları, kablosuz bir cihazı 30 cm'ye kadar şarj edebilen MagMIMO adlı yeni bir kablosuz şarj teknolojisini duyurdular. MagMIMO'nun, telefon cebe konulduğunda bile bir enerji konisini algılayabildiği ve telefona doğru gönderebildiği araştırmacılar tarafından duyurulmuştur(Jadidian ve Katabi, 2014).

B. H. Choi ve diğerleri (2015), KGT sistemi üzerine çalışmalarında 13 cm hava aralığı %80,2 verimle enerji transferi gerçekleştirmişlerdir.

Deng ve diğerleri (2016), iki adet 50cm × 50cm kare bobin ile bir KGT sistemi tasarlayıp gerçekleştirdiler. Öngörülen en verimli frekansta, KGT sistemi ile 100 cm mesafede %75'lik bir verim elde edilmiştir. Ek olarak, önerilen WPT sistemi için geniş bir frekans bandında, yani 100-400 kHz'de %70'in üzerinde dc–dc verimleri elde etmişlerdir.Schrafel ve diğerleri (2016), KGT teknolojisinin sağlık üzerine etkilerini incelemişlerdir. Bu incelemede mevcut standartların, bilinen değerler (her ne kadar araştırmalar devam etse de) ile yeterli olduğunu ifade etmişlerdir.Rakhymbay ve diğerleri (2017), rezonans devresinin farklı devre modelleri için çıkış sinyallerini incelemiş ve yaptıkları çalışma için en verimli devre modelini belirlemişlerdir.

Sjostrand ve Nisshagen (2017) çalışmalarında, alıcı ve verici bobinler arasına bir çift bobin daha ekleyerek 4 bobinli bir sistem tasarlamışlardır. Bu tasarım sonucu bobinler arası mesafe 1 m iken %72,17'lik bir verim elde etmişlerdir. Liu ve diğerleri (2018), düz spiral bobin tasarımının KGT sistemlerindeki etkilerini incelemişlerdir.

Baroi ve diğerleri (2018), KGT sistemini bir elektrikli taşıt şarj istasyonu olarak tasarlamış; tasarımlarında kuplaj katsayısının hesaplanmasında bir yaklaşım ortaya koymuşlar ve benzetim çalışmalarını yapmışlardır.

Kim ve diğerleri (2018), farklı devre modellerini birleştirerek karmaşık bir KGT sistemi tasarlamışlardır. Bu tasarımlarının verimini temel devre modelleri ile karşılaştırmışlardır.

Baikova ve diğerleri (2018), KGT sistemlerinin insan sağlığı ve diğer elektrikli cihazlar üzerine etkilerini incelemişlerdir. Çalışmalarında biriken bir manyetik alanın insan sağlığına direk bir etkisi olmadığını ancak insan bedenindeki alt işlev mekanizmalarına zararlarının incelenmesi gerektiğini belirtmişlerdir.

Zhang ve diğerleri (2018), 350 mm gibi büyük hatalı hizalanma ve 200 mm bobinler arasındaki mesafe olduğu halde bir KGT sistemi tasarımı önermişlerdir. Çalışmalarında 3 kW giriş gücü ile yaklaşık 1650 W çıkış gücü elde etmişlerdir.

Lee, Yi ve Kim (2019), 6,78 MHz te 60 cm bobinler arası mesafe ile 50 W güç için %77 verim elde etmişlerdir. Aynı zamanda 80 cm aralıkta ise DC verimin %57'den %39'a düştüğünü belirlemişlerdir.

Lima ve Godoy (2019), 16 cm bobinler arası mesafe ile elektrikli taşıtlar için dinamik bir KGT sistemi tasarlamışlardır. Çalışmalarında % 80'in üzerinde verim elde etmişlerdir.

Iruretagoyena ve diğerleri (2020), 3 fazlı bir dinamik KGT sistemi tasarlamış ve analizlerini yapmışlardır. Çalışmalarında 100 kHz frekansta 9 kW çıkış gücü elde etmişlerdir.

Kim ve diğerleri (2020), KGT kullanarak canlı dokulara aktif fotonik güç aktarımı gerçekleştirmişlerdir. Böylece, canlı doku içerisindeki implant elektronik cihazların güç ihtiyacının karşılanmasını incelemişlerdir.

1.3.3 Ulusal çalışmalar

Kablosuz güç transferi bütün dünyada olduğu gibi ülkemizde de popüler bir araştırma konusu haline gelmiştir. Aşağıda ülkemizde bu alandaki araştırmalar özetlenmiştir.

Ülkemizde yapılan çalışmalar incelendiğinde özgün bir çalışma olarak, bobinler arası mesafe 10 mm iken KGT ile alıcı tarafta bulunan DC motora 0,5 W ile 3 W arasında %60 verimle bir güç ve motorun hangi yöne döneceğine daire yön bilgisi iletilmiştir(Karakaya, 2007).

Gündoğdu (2011), çalışmasında kablosuz enerji transfer sistemi üzerine laboratuvar ortamında deneysel çalışmalar yapılmıştır. Çalışmasında yük ile verici taraftaki empedansın verim üzerinde etkisini incelemiştir. Daha uzak mesafeye transfer yapmak için iki bobin arasına başka bir bobin daha konulabileceği görülmüştür. Birden fazla gönderici varken alıcının tüm göndericilerden enerjiyi tamamen alması sebebiyle her zaman aynı şekilde hizalanamayan gönderici ve alıcının bu tür tasarımıyla daha iyi transfere olanak sağlayabileceği görülmüştür.

Ağçal (2014) tez çalışmasında, rezonans devresinin ve bobinler arasındaki mesafenin KGT sisteminin verimi üzerine etkilerini incelemiş ve anahtarlama frekansı olarak MHz seviyelerinde analizler gerçekleştirmiştir. Tasarımında PSIM benzetim yazılımını kullanarak analiz yapmıştır. Bobin tasarımını Ansys Electronics/Maxwell yazılımında gerçekleştirmiş ancak herhangi bir güç elektroniği devresi ile eşanlı benzetim çalışmaları yapmamıştır. Sadece, sinüzoidal güç kaynakları ile değişik değerlerdeki MHz frekans seviyelerinde farklı yük ve bobinler arasındaki mesafeyi inceleyerek verimin düşmesi durumunda frekans ve kalite faktörünü ayarlayarak verimin dengelenebileceğini belirtmiştir.

Fincan (2015), çalışmasında bir elektrikli taşıt şarj istasyonu için KGT sistemi tasarlamış ve bu sistem için yarıçapı 35 cm ve yüksekliği 3,5 cm olan solenoid bir bobin tasarlayarak benzetim çalışmaları ile incelemiştir. Ayrıca, gömülü sistem kullanarak alıcı taraf bilgisinin verici tarafta işlenmesini sağlamıştır. Bu sayede, maksimum şarj gibi durumlarda veya verimin belirlenen bir sınırın altına indiği durumlarda güç transferi durdurularak, enerji tasarrufu da sağlamıştır. Bobinler arası mesafe 4 cm iken verimi %30 olarak belirlemiştir.

Agcal ve diğerleri (2016), manyetik kuplaj ile KGT sistemi tasarlamış ve benzetim çalışmaları ile analizini yapmışlardır. Böylece, sayısal analiz yöntemi ile giriş çıkış sinyallerini incelemişlerdir.

Özdemir (2017), maksimum güç transferi için ideal frekansı belirleyen ve kaynak frekansını sürekli güncelleyen adaptif frekans takip algoritması önermiştir. Benzetim çalışması ile algoritmali ve algoritmasız maksimum güç transferini 5 cm, 10 cm ve 15 cm değişken bobin mesafelerinde test etmiştir. Benzetim sonuçları karşılaştırıldığında geliştirilen frekans takip algoritmasının maksimum güç transferini başarılı bir şekilde gerçekleştirdiğini belirtmiştir.

Kuzey (2017), yüksek lisans tez çalışmasında, elektrikli taşıtlar için KGT sistemine dayalı bir şarj istasyonu tasarlamıştır. Çalışmasında bobinler arası mesafe 20 cm ve 30 cm iken çıkış gücü 15 kW ve 30 kW olan iki tasarımı karşılaştırmıştır. Bu tasarımın hem bobinlerin tam hizalanması hem de hatalı hizalanma durumu için analiz etmiştir. Farklı hizalanma hataları ile her iki tasarımın da tam hizalanma durumunda 15 kW için %75,38; 45 kW için %69,43 verim elde etmiştir.

Kuzey ve diğerleri (2017) çalışmalarında, elektrikli araç akü şarj sistemleri için yüksek frekanslı ve büyük hava boşluğuna sahip 15 kW kablosuz bir güç aktarım sistemi tasarlamış ve Ansys Electronics /Maxwell ve Simplerer yazılımları ile ortak benzetimler yapmışlardır. Birincil ve ikincil sargılar arasındaki hava boşluğu, 15 kW kablosuz güç transfer sistemi için 20 cm olarak belirlenmiştir. Tasarlanan sistemin, tamamen hizalanmış sargılar (ideal durum) ve kullanıcı hatası veya başka bir nedenden dolayı oluşabilecek hizalama hataları olan sargılar gibi farklı çalışma koşulları için çalışması analiz etmişlerdir. 60x60 cm sekonder sargısı ve 60x100 cm primer sargısı olan tasarlamışlardır. Sistemin rezonans frekansı 17,702 kHz iken sistemin maksimum verimliliği tamamen hizalanmış sargılar için % 75,38 olarak belirlemişlerdir.

Ağcal (2017) çalışmasında, magnetik rezonanslı kuplaj yöntemi kullanılarak 10 cm hava aralığında çalışabilen kablosuz enerji aktarım sistemi geliştirmiştir. Şebeke gerilimi doğrultulup filtrelendikten sonra yüksek frekanslı rezonans evirici ile enerji aktarımı sağlanmıştır. Rezonans sayesinde sıfır geçişlerde anahtarlama yapılarak yüksek frekansta oluşan anahtarlama kayıpları azaltılmış böylece evirici verimi arttırılmıştır. Society of Automative Engineers (SAE) tarafından 17 Mayıs 2016

tarihinde tanımlanmış olan J2954 standardına göre elektrikli araçların kablosuz olarak şarj edilmesi için frekans değeri aralığı 81,39 kHz-90 kHz olarak belirlenmiştir. Çalışmada; bu bant aralığının içinde kalan 83 kHz rezonans frekansı için öncelikle boşta çalışmada güç aktarım devresinin kapasitör ve endüktans değerleri belirlenmiştir. Sistem yüklendiğinde rezonans frekansı değişeceğinden ve maksimum gücün aktarılmasını sağlayan yeni rezonans frekansının tespit edilmesi gerektiğinden hava aralığı, yük değişimi ve devre parametrelerinin değişmesi gibi durumlarda maksimum gücün çekilmesini sağlayan frekans, geliştirilen algoritma ile otomatik olarak tespit edilmektedir. Maksimum gücün aktarıldığı çalışma noktası aynı zamanda sistemin en yüksek veriminin olduğu noktaya karşılık gelmektedir. Geliştirilen kablosuz enerji aktarım sisteminde, yaklaşık 10 cm hava aralığında, girişten çekilen 1,02 kW güç %89,12 verim ile çıkışa 0,909 kW güç olarak aktarılmıştır.

Özsoy (2018) çalışmasında, bir KGT tasarımı yaparak analizlerini yapmıştır. Tasarımında hava nüveli bobin yerine ferit nüveli bir bobin tasarımı yapmıştır. Tasarlanan KGT sistemini farklı yüklerde analiz etmiş ve 10 kHz anahtarlama frekansında bobinler arası mesafe 50 mm iken % 97 verim elde etmiştir.

Aydin ve diğerleri (2018), 2,2 kW bir KGT sistemi tasarlamışlardır. Tasarımlarında kare ve altıgen bobin modelleri karşılaştırması yaparak hatalı sıralanma durumunda altıgen bobin yapısının daha kararlı ve verimli olduğunu belirtmişlerdir.

Sis, (2018) çalışmasında, KGT sistemlerinde bobinlerin endüktanslarının çıkarımını araştırmış, endüktans çıkarımında bir yaklaşım belirlemiştir.

Doğan ve diğerleri (2019) çalışmalarında, KGT sistemleri için yeni bir nüve tasarımı yapmışlardır. Çalışmalarında tasarladıkları nüve ile 5 cm bobinler arası mesafe ile %97 verim değerinde güç transferi gerçekleştirmişlerdir.

Ustun ve diğerleri (2020), elektrikli araçlar için KGT sisteminin parametrik benzetimi ve yapay arı kolonisi algoritması ile modelleme yaparak en verimli çalışma parametrelerinin bulunmasında yeni bir yaklaşım sunmuşlardır.

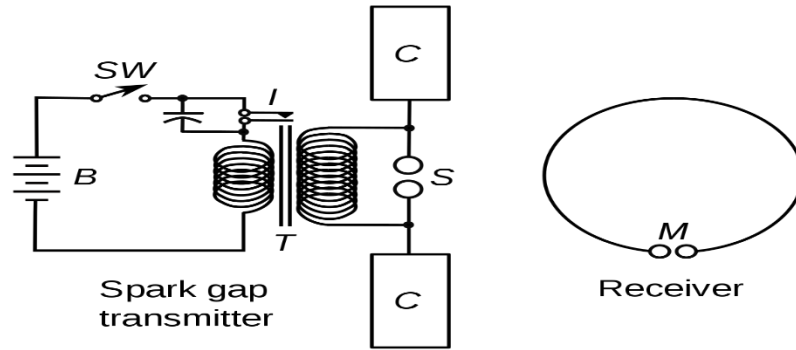


2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİNE GENEL BAKIŞ

Kablosuz güç transferinin günümüze kadar gelişiminde birçok araştırmacının çok farklı alanlarda katkıları olmuştur. Bu bölümde, KGT sisteminin tarihsel gelişimi ve teorisi verilmiştir.

2.1 Kablosuz Güç Transferi Nedir? Ne Değildir?

Heinrich Hertz, 1887 de, bir “Kıvılcım Aralığı Vericisi” icat etmiş ve bu çalışabilir ilk örnek sayesinde 1888’de, radyo dalgalarını keşfetmiştir (https://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz, 2020). Şekil 2.1, Hertz'in fotoelektrik etkinin yanı sıra elektromanyetik dalgaların üretimi ve alımı hakkında gözlemler yaptığı deney düzeneğini göstermektedir. Alıcı, elektromanyetik dalgalar algılandığında bir kıvılcımın görülebileceği kıvılcım aralığı olan bir bobinden oluşuyordu.



Şekil 2.1 : Hertz'in deney düzeneği (https://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz, 2020)

Bu gelişmeden sonra kablosuz güç transferi üzerine araştırmalar başlamış oldu. Erken dönem KGT diyebileceğimiz bu uygulamalar daha çok ses iletimi üzerine yoğunlaşmaktadır. Ancak Nikola Tesla ile bu düşünce değişmeye ve çok daha farklı araştırma alanlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur.

Kablosuz güç transferinin öncüsü kabul edilen Nikola Tesla bu teknolojiyi anlatırken ve Wardencllyfe Kulesi için finansal destekleyici ararken temel fikrinin dünyanın her yerinden “ücretsiz olarak” enerji ihtiyacının karşılanabilmesi olarak özetliyordu.

Wardencllyfe Kulesi 1901 yılının Eylül ayında montaja başlandı. 1905 yılında tamamlanmıştır. Verici kule ve laboratuvarın tamamlanmış hali Şekil 2.2’de görülmektedir(https://en.wikipedia.org/wiki/Wardencllyffe_Tower, 2022).

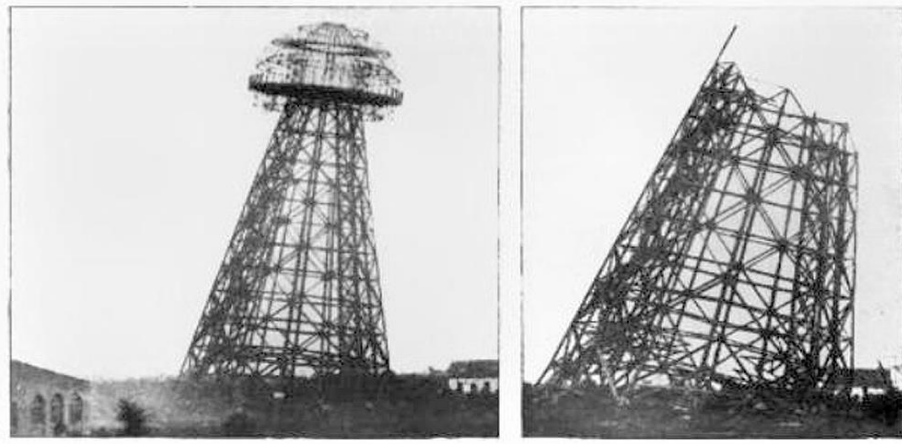


Şekil 2.2 :Wardencllyffe Kulesi (1904)
(https://en.wikipedia.org/wiki/Wardencllyffe_Tower, 2022).

Her ne kadar bu fikir insanlık adına çok büyük umut vadetse de yatırımcı ve destekleyiciler için aynı anlama gelmemektedir. Bunun sonucunda Tesla’nın büyük umut ve vaatlerle kurduğu Wardencllyfe Kulesi finansal destekleyicilerin çekilmesinden dolayı yıkılmaktan kurtulamamıştır.

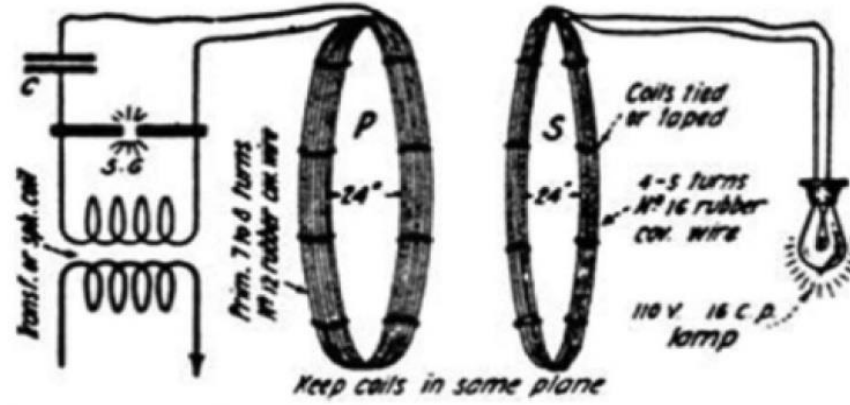
Bu fikrin önündeki engel sadece mali konular değildir. Enerjinin iletimindeki fiziksel sınırlar ve verim kaybı daha büyük bir engel olarak, günümüzde dahi devam etmektedir. Ancak, Tesla’nın bu girişiminde öğrendiği ve patentini aldığı onlarca fikir ve teknolojiler zaman içerisinde farklı transfer tekniklerinin ortaya çıkmasını sağlamıştır.

Temel olarak kablosuz güç transferi, elektrik enerjisinin elektromanyetik endüksiyon sayesinde iletilmesi prensibine dayanmaktadır. Geçmiş literatürdeki çalışmaların hemen hemen hepsi endüktif manyetik kuplaj mantığını kullanmaktadırlar. Rezonans fikri yine bu prensibin temel dayanaklarından biridir.



Şekil 2.3 : Wardencliff kulesinin yıkılmasına Temmuz 1917'de başlandı (https://en.wikipedia.org/wiki/Wardencliff_Tower, 2022).

Endüktif manyetik kuplaj fikri Tesla'nın ortaya attığı ve KGT'nin ilk ve hala devam eden araştırma alanıdır.



Şekil 2.4 : Nikola Tesla'nın KGT tasarımı ve kendi çizimi(Özçira Özkılıç, 2017).

Tesla, Şekil 2.5'te gösterilen endüktif manyetik kuplaj fikrini temel alan KGT sistemini tasarlamış ve 10 kHz ile 20 kHz arasında bir frekansla incelemiştir. Tesla bu çalışmaları sonucunda manyetik kuplajlı ve verimli bir KGT sistemi tasarımının rezonans kullanılarak geliştirilebileceğini belirlemiştir(Özçira Özkılıç, 2017). Bu çalışmaları sonucunda Tesla 20 Mart 1900 tarihinde kablosuz güç transferi ile ilgili patentini almıştır (Tesla, 1900). Ancak, Tesla hayattayken yaşanan 1. ve 2. Dünya savaşları ve yaşanan ekonomik krizler bu teknolojinin araştırılmasını ve incelenmesini çok olumsuz etkilemiştir.

Tesla'nın ölümünden sonra güç elektroniği elemanlarının icadı ve ilerlemesi sonucunda KGT tekrar konuşulmaya ve araştırılmaya başlanmıştır. Ancak bu yeni araştırma alanları KGT için manyetik kuplaj yerine alternatif transfer yöntemlerinin ortaya çıkmasını ve çok farklı ufukların açılmasını sağlamıştır.

Bu gelişmelerden ilki Charles H. Townes, James Gordon ve Herbert Zeiger tarafından 1954 yılında geliştirilen ilk MASER (Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation - Uyarılmış Radyasyon Emisyonu ile Mikrodalga Amplifikasyonu) (rezonatörü) osilatörüdür (Schawlow ve diğerleri, 1960).

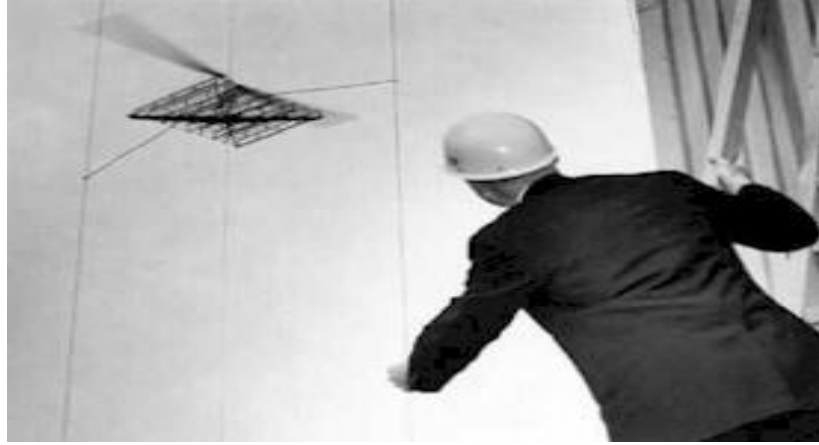
Bu buluş daha sonra LAZER 'in (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) 1960 yılında keşfine yol açacaktır. MASER ve LAZER, günümüze kadar önemini korumaya devam etmiştir(<https://en.wikipedia.org/wiki/Laser>, 2020).

Aynı zaman diliminde ve aslında MASER'lerin gelişmesine de yol açan ana çalışma alanı, yine ses iletimine ve iletişimi geliştirmek adına yapılan mikrodalga çalışmalarıdır (van de Roer, 1994). Bu çalışmaların KGT sistemi olarak tasarlanması ve uygulanması ise 1969 yılında William C. Brown tarafından gerçekleştirilmiştir.

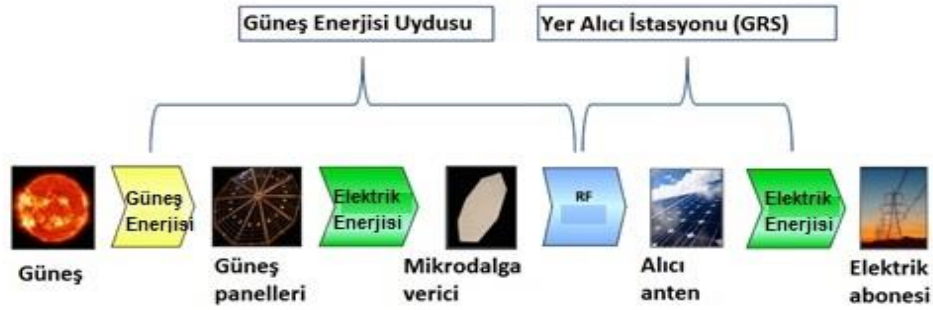
Mikrodalgalar ile KGT fikri ilk olarak 1961'de William C. Brown tarafından öne sürülmüştür. Brown bu fikrini 1963'te uygulamış %13 verim ile gerçekleştirmiştir. Aynı zamanda 1964'te rectenna (rectifying antenna – doğrultucu anten) olarak adlandırılan ve mikrodalgaların yönlendirilmesinde kullanılan bir anteni kendi tasarımı olan basit bir drone denebilecek bir model helikoptere monte etmiştir. Bu drone için ihtiyaç duyulan enerji KGT ile mikrodalga ışıktan sağlanıyordu. Şekil 2.5'te görülen çalışmasında, William C. Brown, 50 ft (15.24 m) yüksekliğe 270 Watt güç aktarımı gerçekleştirmiştir (Brown, 1965, 1969; Uzun, 2012).

Mikrodalga ile KGT sisteminin başarılı bir şekilde denenmesinden sonra uzak mesafelere kablosuz enerji transferinin mümkün olduğu anlaşılmış ve bu konudaki araştırmalar yoğunlaştırılmıştır.

1973'te Peter E. Glaser KGT sistemlerinin uygulanabileceği ve kaynak çeşitliliğinin sağlanarak, ileride çok farklı araştırma ve inceleme alanlarının çıkmasını sağlayacak olan Şekil 2.6'da görülen, SPS (Solar Power Satellites – Güneş Enerji Uyduları) veya SBSP (Space Based Solar Power – Uzay Temelli Güneş Enerjisi) fikrini ortaya atmıştır(Çiçek ve diğerleri, 2021; Glaser, 1973).



Şekil 2.5 : William C. Brown KGT sunumunu yaparken(Donchev ve diğerleri, 2014).



Şekil 2.6 : SBSP blok diyagramı(<https://www.nanalyze.com/2020/04/space-based-solar-power-energy-transmission/?amp=1>, 2022).

Bu fikir aynı zamanda uzayda seyahat için gereken enerji ihtiyacı içinde araştırmacılar için yeni ufuklar açmıştır. Peter Glaser 'in bu fikri başta NASA (National Aeronautics and Space Administration - Ulusal Havacılık ve Uzay Dairesi) olmak üzere birçok ülke tarafından araştırma geliştirme konusu olmuştur (https://en.wikipedia.org/wiki/Space-based_solar_power, 2022).

Yıllar içinde çok farklı araştırmacılar KGT üzerinde çalışmalarına devam etmişler ve günümüzde sunduğu potansiyel çözümlerden dolayı bu konudaki araştırmalar giderek artan bir yoğunlukta devam etmektedir. Kablosuz güç transferinin en büyük dezavantajı düşük verimliliğidir. Bu nedenle, araştırmacılar çeşitli teknikler kullanarak verimliliği artırmaya çalışmaktadırlar. Kablosuz güç transfer teknolojisi, tüm şarj sorununu ortadan kaldırabilir. Günlük hayatımızı sorunsuz ve konforlu hale getirebilir. Kablolu ve kablosuz güç aktarımı arasındaki temel fark kablodur. Geleneksel kablolu güç aktarımının güç kaybı, hasar veren tel, elektrik kıvılcımı gibi sorunları

bulunmaktadır(Ağçal, 2014; Uzun, 2012). Bu arada, bazı özel durumlarda elektrik iletmek için kablo kullanmak güçleşmektedir. Bu durumda kablosuz güç aktarım teknolojisi bir çözümdür. KGT sistemleri hemen hemen her yerde bulunabilen elektrik ve elektronik elemanların kullanımı ile gerçekleştirilebilen bir teknolojidir. Bu nedenle dünyanın her tarafında çok farklı bilim insanları bu konuda araştırma ve geliştirmeler yapabilmek için basit ve ucuz sistemler kurabilmektedir.

İnsan sağlığı ve çevre algısının çok geliştiği günümüzde bu teknoloji ile ilgili olarak akla gelen ilk sorulardan biri de KGT insan ve çevre sağlığı üzerine etkileridir. Bu konuda yapılan araştırmalar, her ne kadar hala devam ediyor olsa da, KGT sistemlerindeki manyetik alanın insan sağlığı için belirlenen uluslararası sınırların içinde olduğunu göstermektedir (Baikova ve diğerleri, 2018; Kuzey ve diğerleri, 2017; Schrafel ve diğerleri, 2016).

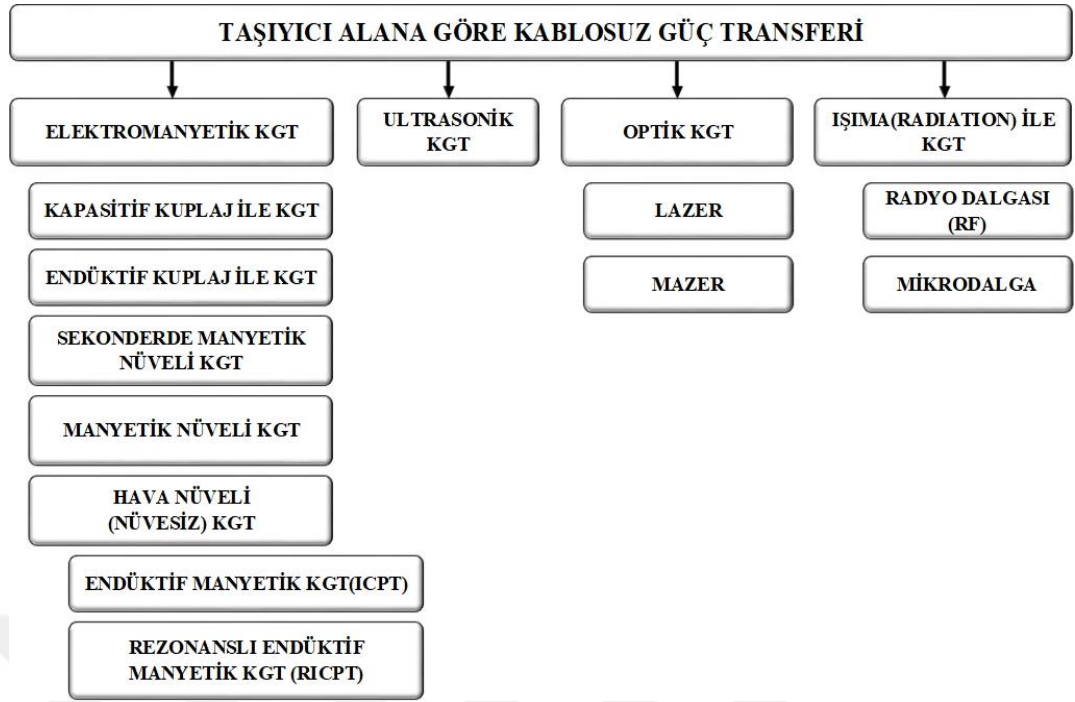
Her ne kadar çok büyük potansiyeller barındırsa da KGT, kesintisiz, sonsuz veya en önemlisi **“ücretsiz”** bir enerji değildir. KGT, enerjinin kablo ile iletimine alternatif konforlu ve ilerici bir enerji transfer yöntemidir.

2.2 Kablosuz Güç Transferi Çeşitleri ve Yöntemleri

Tesla'nın bu ilerici fikri zamanla çok farklı araştırmalara ve geliştirmelere konu olmaya devam etmektedir. Ancak araştırmacılar bu araştırma alanını sınıflandırma ve gelişen teknoloji ile birlikte farklı araştırma kollarına ayırma gereği duymuşlardır.

KGT sistemlerinde **“ortam”** ya da **“taşıyıcı alan”** olarak adlandırabileceğimiz ve gücün iletebilmesi için dönüştürüldüğü enerji biçimi olarak tanımlayabileceğimiz bir kavram bulunmaktadır. Erken dönem çalışmalarda, bu taşıyıcı alan, mikrodalga ve lazer; endüktif, rezonanslı endüktif veya kapasitif güç aktarımında görülen manyetik, elektrik veya elektromanyetik alan iken; yakın dönem çalışmalarda, güç elektroniğinin gelişmesiyle, ışık (optik) (Kimura ve diğerleri, 1991) ve ultrasonik (Ishiyama ve diğerleri, 2003) taşıyıcı alanlarda araştırmacılar tarafından kullanılmıştır.

Yapılan araştırmalar göz önünde tutularak kullanılan taşıyıcı alana göre KGT sistemleri Şekil 2.7’de gösterilen araştırma alanlarına ayrılabilir (Chandrasekar Rao ve Geetha, 2016; Kuzey, 2017; Moradewicz ve Kazmierkowski, 2009).



Şekil 2.7 : Taşıyıcı alana göre KGT'nin sınıflandırılması.

Bu sınıflandırmayla birlikte aynı zamanda enerjinin transfer edildiği mesafe de belirleyici bir sınıflandırma parametresidir. Bu nedenle enerjinin transfer mesafesi elektromanyetik dalgalar ve antenlerde de belirlenen iki kısma ayrılmış durumdadır; **Near-Field** yani **Yakın Alan** ve **Far-Field** yani **Uzak Alan** iletim teknikleridir (Cheng, 1983; Fawwaz T. Ulaby, 2015; Kuzey, 2017; Zheng, 2015). Bu teknikler göz önünde bulundurularak KGT transfer mesafesine göre Şekil 2.8'de gösterilen çalışma alanlarına ayrılabilir (Khayrudinov, 2015; Kuzey, 2017; Zheng, 2015).



Şekil 2.8 : Transfer mesafesine göre KGT'nin sınıflandırılması.

Bu üç teknik ile sunulan yaklaşımın üstünlükleri ve zayıf yönleri Çizelge 2.1’de verilmiştir (Chandrasekar Rao ve Geetha, 2016; Mahmud, 2016).

Çizelge 2.1 : KGT tekniklerinin karşılaştırılması(Chandrasekar Rao ve Geetha, 2016; Mahmud, 2016).

KGT Nitelikleri	Kablosuz Güç Transfer Tekniği		
	Endüktif Manyetik Kuplaj İle KGT	Rezonanslı Endüktif Manyetik Kuplaj İle KGT	Mikrodalga İle KGT
Taşıyıcı Alan (Ortam)	Elektromanyetik İndüksiyon	Rezonanslı Elektromanyetik İndüksiyon	Mikrodalga Lazer Radyo dalga
Verici	Belirli Tur Sayıda İletken (Bakır) Bobin	Alıcı İle Rezonansa Girebilecek Lc Yapısı İle Tasarlanmış Bobin	Dalga Kılavuzu İle Anten İletimi
Alıcı	Belirli Tur Sayıda İletken (Bakır) Bobin	Verici İle Rezonansa Girebilecek Lc Yapısı İle Tasarlanmış Bobin	Rektenna
Verim	Düşük	Yüksek	Yüksek
Frekans Aralığı	10-150 kHz	Güç Aktarımı İçin 15 kHz - 7 MHz Kontrol Sinyalleri İçin 2,4 GHz	300 MHz – 300 GHz
Güvenlik	Zararsız	Milyon Volt Seviyesinde Olası Kıvılcım Tehlikesi	Alıcı Verici Arası Çok Tehlikeli
İletim Mesafesi	5-20 Mm MESAFE	Maksimum 1 Km Mesafeye Ulaşıldı (Ancak Tesla'nın Kendisi 42 Km'ye Kadar Ulaştı)	>1 Km
Çoklu Alıcı Opsiyonu	Tek Alıcı Opsiyonu	Çoklu Alıcıya Uyarlanabilir	Tek Alıcı
İletim Anındaki Kayıp	Yüksek	Orta	Düşük
Güç Akış Yönü	Aynı Eksende Emi (Maks.% 25 Yanlış Hizalama)	Çok Yönlü Güç Aktarımı	Tek Yön (İletim İçin Görüş Hattı Gerekir)
Tasarım Karmaşıklığı	Düşük	Orta	Yüksek
Radyasyon Işınması	Yoktur	Yoktur	Işıma İle İletim
İletim Dalga Biçimi	Sürekli	Rezonanslı Güç Sinyali (Anahtarlanmış Darbeli Sinyal)	Sürekli

2.3 Bu Tezde Kullanılan KGT Sistemi

Bu tez, Tesla tarafından yorumlanan ve endüktif manyetik kuplaj altında yer alan nüvesiz tasarım mantığı ile geliştirilen Rezonanslı Endüktif Kuplaj ile KGT (RICPT) temeline dayanmaktadır.

3. REZONANSLI ENDÜKTİF KUPLAJ VE KURAMSAL TEMELLER

Rezonanslı endüktif kuplaj temelli kablosuz güç transferi sistemleri son dönemlerde yapılan çalışmalar arasında ayrı bir öneme sahip olmuştur. Bu yaklaşım modeli ile KGT sistemleri, yakın alan güç iletiminden, orta mesafe güç iletimi teknolojisine geçiş yapmıştır. Bu bölümde, Rezonanslı endüktif kuplaj temelli KGT sisteminin tanıtımı yapılmış, teorisi ve matematiksel denklemleri verilmiştir. Ayrıca bu tezde kullanılacak olan KGT sisteminin matematiksel analizi yapılmıştır.

3.1 Rezonans Nedir?

Rezonans (Tınlama), bir sisteme periyodik olarak etki eden bir kuvvetin frekansı, etki ettiği sistemin doğal frekansına eşit veya ona yakın olduğunda ortaya çıkan ve artan genlik olayını tanımlar(<https://en.wikipedia.org/wiki/Resonance>, 2021).

Rezonans, doğada çok farklı biçimlerde ve sistemlerde görülebilmektedir. Herhangi bir sistemin rezonans frekansında bir periyodik kuvvet uygulandığında, sisteme ait olmayan diğer frekanslarda uygulanan kuvvete göre daha büyük bir genlikte tepkisel salınım verecektir. Bu salınım sistemin çok büyük enerjileri depolayabilmesini sağlayacaktır. Etki edilen sistemin tepkisel yanıt genliğinin daha büyük olduğu frekanslara, sisteme ait **rezonans frekansı** veya **rezonans frekansları** denir. Bir sisteme ait rezonans frekansında veya yakın frekanslarda olan periyodik kuvvetler, küçük genlikte olsa bile titreşim enerjisinin tüm sistemde tepki görmesi ve depolanabilmesinden dolayı sistemde daha büyük genlikli tepkisel salınımlar üretme kabiliyetine sahiptir.

3.2 Elektromanyetik Rezonans

Elektrik ve elektronik sistemlerinde rezonans, bir RLC (direnç-indüktör-kapasitör) devresinde, L ve C empedanslarının birbirini karşılıklı olarak sönmlediği ve devrenin

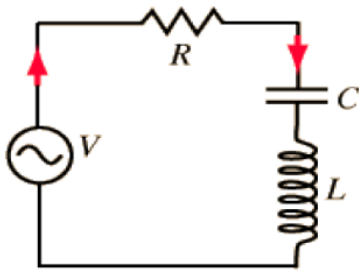
tam rezistif olduğu frekans değerinde meydana gelir. Bu frekans değerinde tam rezistif davranıştan dolayı devreden akan elektrik akımı en yüksek değerinde olacaktır. Bir RLC devresinde enerji L de manyetik enerji olarak C de elektrik enerjisi olarak depolanır ve dönüşür. L ve C ye ait akımlar zıt yönlü oldukları için birbirini sönümler. Bu dönüşümün periyodu; L ve C değerleri ile belirlenir.

Diğer bir tanımla elektrik sistemlerinde rezonans C ve L gibi devre elemanları kullanılarak yük üzerine en büyük genliklerde enerji transferinin yapılabildiği durumdur.

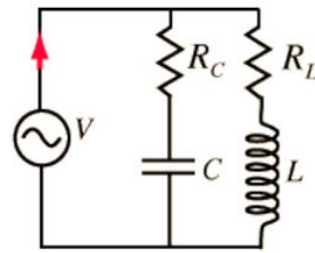
Bir AC devresinde L ve C reaktif, R ise rezistif elemanlardır. Frekansa bağlı olarak L ve C'nin davranışı enerji transferinin sınırlarını belirler. Frekansın, çok düşük olduğu durumlarda L kısa devre gibi, C açık devre gibi davranır; çok yüksek olduğu durumlarda ise L açık devre, C kısa devre gibi davranır. Seri bir devrede frekansın çok yüksek veya çok düşük olduğu durumlarda enerji transferi sağlanamaz. Ancak kapasitif (X_C) ve endüktif (X_L) reaktansın birbirini sönümlendirdiği en uygun bir frekans değeri vardır. Rezonans devresinde belirtilen bu frekansa **rezonans frekansı** denir.

3.3 Rezonans Frekansının Hesaplanması

Rezonans devresi L ile C'nin seri ya da paralel bağlanması ile gerçekleştirilebilir. Şekil 3.1'de seri rezonans Şekil 3.2'de paralel rezonans devresinin bağlantı şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.1 : Seri rezonans devresi.

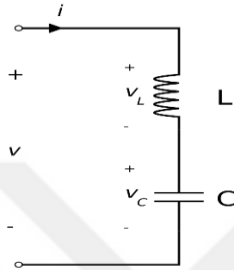


Şekil 3.2 : Paralel rezonans devresi.

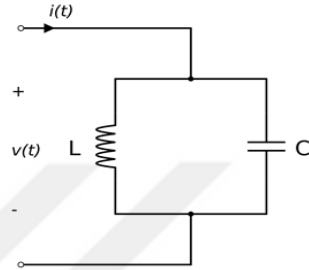
Rezonans devresi olarak tanımlanan devrenin elemanları olan RLC'nin farklı kombinasyonlarının ve değerlerinin kullanılarak çok farklı tipte devreler elde edilebilmektedir. En başta filtreler (bant geçiren, bant durduran, alçak geçiren ve

yüksek geçiren vs.) olmak üzere, osilatörler, voltaj çoklayıcılarda, amplifikatörlerde kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, elektromanyetik rezonans devresini (RLC devresi) temel alan ve idealde sonsuz salınım ile çok çok büyük enerjileri depolayabilen “**Tank Devresi**” rezonansın sağlanmasında kullanılmıştır. Ancak mutlak var olan direnç ve fiziksel sınırlamalardan dolayı rezonans frekansı belirli bir değerde hesaplanmaktadır. Şekil 3.3’te seri tank devre şeması, Şekil 3.4’te ise paralel tank devre şeması verilmiştir.



Şekil 3.3 : Seri tank devresi.



Şekil 3.4 : Paralel tank devresi.

Rezonans anında maksimum akım geçmesi için endüktif reaktans (X_L) ile kapasitif reaktans (X_C) birbirine eşit olur. Bu durumda rezonans frekansı (ω_0);

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.1)$$

$$X_L = j2\pi fL = j\omega_0 L \quad (3.2)$$

$$X_C = \frac{1}{j2\pi fC} = \frac{1}{j\omega_0 C} \quad (3.3)$$

Rezonansta;

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

3.4 Kalite Faktörü (Q)

Rezonatörlerde **kalite faktörü** dediğimiz bir parametre daha vardır. Bu parametre **Q** harfi ile sembolize edilir. Devrede depolanan en yüksek enerjinin (**E**), rezonansta (ω_0 **anında**), radyan başına harcanan ortalama enerjiye (ortalama güce) (**P_{ort}**) bölünmesi olarak tanımlanır (Deng ve diğerleri, 2016). Düşük Q değerli devreler kayıplıdır ve daha kısa sürede sönümlenirler. Yüksek Q devrelerinin sönümlenmeleri daha uzun sürer. Aynı zamanda Q, bant genişliği (**B_f**) ile ilgilidir; düşük Q devreleri geniş bantlı ve yüksek Q devreleri dar bantlıdır. Aslında, Q, kesirli bant genişliğinin tersidir.

$$Q = \omega_0 \frac{\text{DepolananEnerji}(E)}{\text{OrtalamaEnerji}(P_{ort})} \quad (3.6)$$

$$E = \frac{1}{2} C V_{pk}^2 = \frac{1}{2} L I_{pk}^2 \quad (3.7)$$

$$P_{ort} = \frac{1}{2} I_{pk}^2 R = \frac{V_{pk}^2}{2R} \quad (3.8)$$

$$Q = \omega_0 \frac{(L I_{pk}^2) / 2}{(I_{pk}^2 R) / 2} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3.9)$$

Eğer Denklem 3.10'da Denklem 3.5'i yerleştirirsek, Q;

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.10)$$

Denklem 3.10'da gösterildiği üzere eğer toplam sistemin R değeri azaltılır ise devrenin kalite faktörü yükselir; devre hem daha verimli hem de daha yüksek frekanslara çıkarak daha büyük güçleri aktarabilir.

Denklem 3.10'da verilen Q faktörü devre modelinden yani paralel veya seri oluşundan bağımsız olarak belirlenen bir değerdir.

Kablosuz güç transferinde Q değerinin yükselmesi ile daha dar bir bantta çalışma yapılmış olur. Bunu sağlamanın yolu ise kullanılan malzemelerin kayıplarını minimuma indirmektir. Kalite faktörünün yüksek değerde ayarlanabilmesi ile daha dar bantta ve daha yüksek verimde yapılan KGT sistemi çevresel faktörlerden daha az etkilenecektir (Agcal ve diğerleri, 2016).

3.5 Endüktif Güç İletimi Temel Postulatlar

Gücün endüktif olarak nasıl iletildiğini matematiksel olarak tanımlamak için esas olarak iki temel yasa kullanılır; Amper'in devre yasası (1826) ve Faraday'ın indüksiyon yasasıdır (1831) (Tricker ve Foland, 1966).

Amper'in devre yasası, L uzunluğundaki kapalı bir döngü etrafında değişen bir manyetik alan yoğunluğunun, döngü tarafından sınırlanan yüzeyden geçen elektrik akımına eşit olduğunu açıklar. Denklem 3.11 Maxwell - Amper devre yasası diferansiyel ve integral biçimlerinde göstermektedir (Cheng, 1983). Denklem 3.11'de $\vec{J}$ (A/m²) akım yoğunluğunu, I (A) devredeki akımı, $\vec{H}$ (A/m) manyetik alanı temsil etmektedir.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \Leftrightarrow \int_L \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = I \quad (3.11)$$

Faraday'ın indüksiyon yasası ise değişken bir elektrik alan içerisinde kalan iletkende indüklenen gerilimin hesaplanmasında kullanılır. Yani kapalı bir çevrim tarafından belirlenen bir alandan geçen ve zamanla değişen manyetik akı bir elektrik alanının indüklenmesini sağlar. Denklem 3.12'de Maxwell – Faraday yasasının diferansiyel ve integral biçimleri gösterilmektedir (Cheng, 1983). Denklem 3.12'de $\vec{E}$ (V/m²) elektrik alanı, $\vec{B}$ (T) manyetik akı yoğunluğunu, S (m²) ise çevrim tarafından belirlenen kapalı alanı ifade etmektedir.

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t} \Leftrightarrow \int_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dx} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (3.12)$$

Bir S yüzeyinden geçen manyetik akı yoğunluğu ile manyetik akı arasındaki ilişki, Denklem 3.13'de verilmiştir (Cheng, 1983). Denklem 3.13'de $\vec{\Phi}$ (Wb) manyetik akıyı, $\vec{B}$ (Wb/m² = T) manyetik akı yoğunluğunu ifade eder.

$$\vec{\Phi} = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (3.13)$$

Eğer, Denklem 3.12'de Denklem 3.13 yerine yazılırsa Faraday'ın indüksiyon yasası, zamanla değişen bir manyetik alanın bir **elektromotor kuvveti (emf)** ortaya

çıkardığını belirtir. Denklem 3.14 bir kapalı durağan devredeki elektromotor kuvvetin, devreden geçen manyetik akının artış hızının negatifine eşit olduğunu belirtir. Bu aynı zamanda Faraday indüklenme prensibinin en temel postulatıdır.

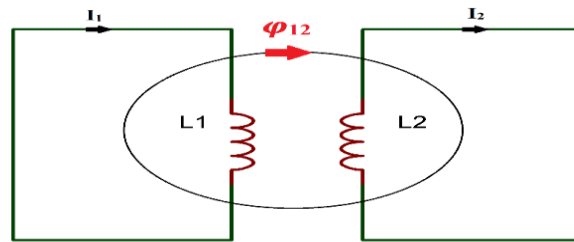
$$\mathcal{E} = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.14)$$

Denklem 3.14'te $\mathcal{E}$ (V) elektromotor kuvveti temsil etmektedir. Aynı zamanda denklemdeki eksi işaret ise kapalı döngüden geçen manyetik akının değişimine direnen bir akımın oluşacağını ifade etmektedir. Bu gerçek Lenz Yasası olarak bilinir(Cheng, 1983).

3.6 Karşılıklı veya Ortak (Mutual) Endüktans

Manyetik olarak bağlanmış iki bobin ve oluşturdıkları toplam sistem Şekil 3.15'te görülmektedir. İçerisinden I_1 akımı geçirilen bir L_1 endüktansının Maxwell-Faraday yasası gereği etrafında B_1 manyetik alanının oluşacağı Denklem 3.12'de belirtilmiştir. Eğer bu B_1 manyetik alanı içerisine bir L_2 endüktansı yerleştirilirse B_1 'den kaynaklanan manyetik akının bir kısmı L_2 tarafından Maxwell-Amper Yasası gereği indüklenerek I_2 akımının akmasını sağlayacaktır. Bu manyetik ortak akıya Φ_{12} dersek Denklem 3.13, Denklem 3.15 şeklinde yeniden düzenlenebilir.

$$\vec{\Phi}_{12} = \int_{S_2} \vec{B}_1 \cdot d\vec{s}_2 \quad (3.15)$$



Şekil 3.5 : Φ_{12} Ortak akı ile manyetik olarak bağlanmış iki bobin(Sjostrand ve Nisshagen, 2017).

Bu sistemin temel özelliklerinden birisi de kapalı birer döngü oluşturmalarıdır. Kapalı bir devredeki akımdan manyetik akı yoğunluğunu bulmak için Denklem 3.16'da

gösterilen Biot-Savart Yasası kullanılır (Cheng, 1983; Fawwaz T. Ulaby, 2015). Denklem 3.16 bir C' kapalı döngüsündeki I akımından kaynaklanan B manyetik akısının belirlenmesi için bir formüldür ve B'nin ıraksama postulatından elde edilmiştir (Cheng, 1983).

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{d\vec{l} \times \vec{a}_R}{R^2} \quad (3.16)$$

Eğer, Denklem 3.16 incelenirse B manyetik akısının I akımı ile doğru orantılı olduğu görülebilir. Bu durumda Denklem 3.15'te belirlenen manyetik ortak akı Φ_{12} de I_1 akımı ile doğru orantılı olur. Bu durum temel bir matematiksel orantı denklemi gibi yazılması durumunda ise Denklem 3.17 elde edilir.

$$\Phi_{12} = M \cdot I_1 \quad (3.17)$$

Denklem 3.17'da belirlenen orantı sabiti M, L_1 ve L_2 arasındaki **Ortak Endüktans (Mutual Inductance)** olarak kabul edilir (Cheng, 1983). SI birim sisteminde birimi henry (H)'dir.

KGT ile ilgili çalışmalar yaklaşık olarak iki asırdır farklı bilim insanlarının katkılarıyla devam etmektedir. Bu alanda yapılan sistem yaklaşımı ve devre modellerinin yanı sıra farklı geometrik şekillerinde en verimli şekilde kullanımı için hesaplamalar ve analizler yapılmıştır (Rosa ve Grover, 1912). Ancak genel olarak M ve L hesaplamaları Denklem 3.18 verilen Neumann formülü ile belirlenmiştir (Duarte ve Felic, 2014; Imura ve Hori, 2011; Neumann, 1847; Sallán, Villa, Llombart ve Sanz, 2009). N_1 ve N_2 bobin sarım sayısını, C_1 ve C_2 kapalı çevrimleri $d\ell_1$ ve $d\ell_2$ çevrimler üzerinde diferansiyel uzunlukları, μ_0 boş uzayın manyetik geçirgenliği [$4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)] göstermek üzere ortak endüktans;

$$M = \frac{\mu_0 N_1 N_2}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\ell_1 \cdot d\ell_2}{r} \quad (3.18)$$

KGT üzerinde yapılan çalışmalar ile kullanılan geometriye bağlı ortak endüktansın hesaplanmasında pratik yollar geliştirilmiştir. Denklem 3.19 tek sarımlı iki tel için eliptik integraller kullanılarak ortak endüktansın hesaplanmasının denklemini

göstermektedir(Duarte ve Felic, 2014; Fincan, 2015; Liu ve diğerleri, 2018; Oraz, 2018; Rosa ve Grover, 1912; Sjostrand ve Nisshagen, 2017; Uzun, 2012).

$$M_0 = \mu_0 \frac{\sqrt{ab}}{\sqrt{c}} [(2-c)K(c) - 2E(c)] \quad (3.19)$$

Denklem 3.19’da M_0 (μH) ortak endüktansı; $K(c)$, c parametresine bağlı, birinci dereceden ve $E(c)$, c parametresine bağlı, ikinci dereceden eliptik integralleri göstermektedir. a (m) verici bobin yarıçapı ve b (m) alıcı bobin yarıçapıdır. Buradaki c parametresi Denklem 3.20 ye göre hesaplanır. Denklem 3.20 de d (m) ile belirtilen, alıcı ve verici bobin arasındaki mesafedir.

$$c = \frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2} \quad (3.20)$$

c parametresine göre birinci tam eliptik integral Denklem 3.21’de gösterilmiştir.

$$K(\varphi, c) = \int_0^\varphi \frac{d\varphi}{\sqrt{1-c^2 \cdot \sin^2 \varphi}} \quad (3.21)$$

c parametresine göre ikinci dereceden tam eliptik integral ise Denklem 3.22’de gösterilmiştir.

$$E(\varphi, c) = \int_0^\varphi \sqrt{1-c^2 \cdot \sin^2 \varphi} \cdot d\varphi \quad (3.22)$$

Denklem 3.19 ile ortak endüktansın birer sarımdan oluşan iki bobinli bir sisteme göre hesaplanması gösterilmektedir. Eğer bobinler farklı sarım sayılarından oluşacak olursa toplam ortak endüktans Denklem 3.23’deki gibi düzenlenir. Denklem 3.22’de M (μH) toplam ortak endüktansı, N_1 ve N_2 bobin sarım sayılarını göstermektedir.

$$M = M_0 N_1 N_2 \quad (3.23)$$

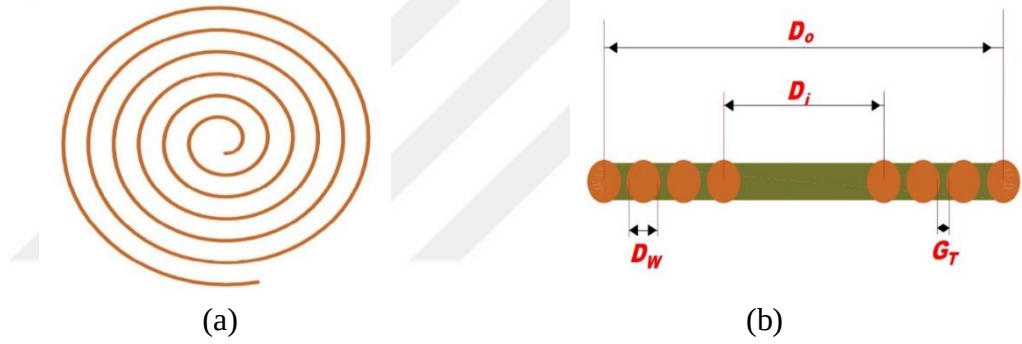
3.7 Düz Sarmal (Flat) Bobinin Endüktansının Hesaplanması

N_1 ve N_2 sarımlı iki bobinden oluşan bir sisteme ait ortak endüktans (M) Denklem 3.18’de verilmiştir. Eğer bu denklem sadece bir bobinden oluşan bir sisteme indirgenirse, o bobine ait bobinin kendi birim akımından kaynaklanan endüktans

bulunmuş olur. Bulunan bu endüktansa **öz endüktans** denir ve L ile gösterilir. Denklem 3.18'den faydalanarak öz endüktans Denklem 3.24'te görüldüğü gibi yazılabilir (Cheng, 1983; Fawwaz T. Ulaby, 2015).

$$L_{11} = \frac{N_1}{I_1} \int_{s_1} B_1 \cdot ds_1 \Rightarrow L_{11} = \frac{N_1 \Phi}{I_1} \quad (3.24)$$

Eğer, bu öz endüktans bir düz sarmal bobinde araştırılacak olursa bobinin analizi için Şekil 3.6 kullanılabilir. Şekil 3.6 (a) bu çalışmada kullanılacak olan düz sarmal bobini; Şekil 3.6 (b) değişkenlerini göstermektedir. D_o bobinin dış çapını, D_i bobinin iç çapını, D_w bobinde kullanılan telin çapını ve G_T bobinin telleri arasındaki boşluğu belirtmektedir. Buna göre L, Denklem 3.25 ile hesaplanabilir (Ağçal, 2017; Namadmalan ve diğerleri, 2020; Sjostrand ve Nisshagen, 2017; Wheeler, 1928).



Şekil 3.6 : Düz sarmal bobin: (a) Gösterimi. (b)Değişkenleri(Ağçal, 2017; Namadmalan ve diğerleri, 2020; Sjostrand ve Nisshagen, 2017; Wheeler, 1928).

$$L = \frac{N^2 \cdot A^2}{30 \cdot A - 11 \cdot D_i} \quad (3.25)$$

$$A = \frac{D_i + N(D_w + G_T) - G_T}{2}$$

Olmak üzere;

$$L = \frac{N^2 \left[\frac{D_i + N(D_w + G_T) - G_T}{2} \right]^2}{15 \left[D_i + N(D_w + G_T) - G_T \right] - 11D_i} (\mu H) \quad (3.26)$$

3.8 Düz Sarmal (Flat) Bobinin Direncinin Hesaplanması

Bir iletkenin DC direnci, telin uzunluğuna, telin alanına ve malzemenin elektriksel iletkenliğine bağlıdır. Bu durum Denklem 3.27’te görülmektedir (Cheng, 1983; Fawwaz T. Ulaby, 2015). R_{DC} (Ω) bir iletkenin doğru akımda direncini göstermek üzere l_c (m) boyunu, σ (S/m) kullanılan malzemenin elektriksel iletkenliğini, A_c (m^2) kullanılan telin alanını göstermektedir.

$$R_{DC} = \frac{l_c}{\sigma \cdot A_c} \quad (3.27)$$

Bobinlerde düşük direnç elde etmek için malzemenin elektrik iletkenliğinin (σ) yüksek olması gerekir. Yüksek frekanslı AC uygulamalarında ana direnç, akımı daha küçük bir etkili alan oluşturan iletkenin kenarlarına doğru bastıran deri etkisinden kaynaklanır.

Bir ilerleyen dalganın genliğinin e^{-1} veya 0,368 çarpanı ile azaldığı δ mesafesine **deri kalınlığı** veya **nüfuz derinliği** adı verilir. Deri kalınlığı Denklem 3.28 ile bulunur.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3.28)$$

Denklem 3.28’de μ (H/m), kullanılan malzemenin manyetik geçirgenliği; f (Hz) akımın frekansını göstermektedir. Bu çalışmada kullanılan bakır tel için oda sıcaklığındaki düşük frekans ortalama (Cheng, 1983): μ (H/m) değeri, 0,99999; σ (S/m) değeri ise $5,80 \times 10^7$ olarak alınmıştır.

Denklem 3.23’te görüldüğü gibi çalışma frekansı artıkça deri kalınlığı azalır. Bunu aşmanın en yaygın yolu, çok sayıda ince telden oluşan bir Litz teli kullanmaktır. Tel sayısı ve her bir telin kalınlığı, sistemin ne kadar akım ve hangi frekans için tasarlandığına bağlıdır (Cheng, 1983). Deri kalınlığı etkisi ile frekansı da ekleyerek bobinin toplam direnci, r_w (m) kullanılan iletkenin yarıçapını, l_w (m) boyunu, σ (S/m) kullanılan malzemenin elektriksel iletkenliğini, A_w (m^2) kullanılan telin alanını göstermek üzere, Denklem 3.29’teki görüldüğü gibi hesaplanabilir (Sjostrand ve Nisshagen, 2017):

$$R_w = \frac{l_w}{\sigma A_w} \left(\frac{1}{4} + \frac{r_w}{2\delta} \right) \quad (3.29)$$

Direnç miktarına doğrudan etkisi olan Litz telinin boyu, demetleme işlemi nedeniyle uzar. Telin boyunun (l_w) hesaplanması için Denklem 3.30 kullanılır. Burada büküm faktörünü dikkate almak için, yaklaşık 1,02 olarak kabul edilen β katsayısı kabul edilir (Namadmalan ve diğerleri, 2020).

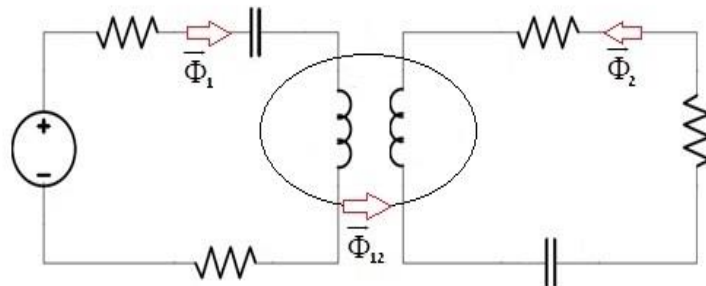
$$l_w = \beta \frac{\pi}{2} N(D_i + D_o) \quad (3.30)$$

Şekil 3.6 (b) incelenirse D_o Denklem 3.31 gibi yazılabilir (Namadmalan ve diğerleri, 2020).

$$D_o = [D_i + 2N(D_w + G_T) - 2G_T] \quad (3.31)$$

3.9 Kuplaj (Bağlantı) Katsayısı Ve Hesaplanması

KGT sistemleri temelde nüvesiz veya hava nüveli bir transformatör gibi modellenebilmektedir. Bir transformatörde bulunan ve sıkı bağlantılı nüveden dolayı herhangi bir kaçak akı ($\overline{\Phi}$) olsa dahi bu ihmal edilebilir seviyededir. Ancak KGT sistemlerinde bu kaçak akı ihmal edilemeyecek bir seviyededir. Bu nedenle iletilen gücün yani akının ne kadarının alıcıya ulaştığını belirtmek amacıyla bobinler arasındaki manyetik bağlantının etkinliğini ifade eden bir sabit hesaplanmaktadır. Bu sabite **kuplaj katsayısı** veya **bağlantı katsayısı** denilmektedir. Bu sabit “**k**” harfi ile gösterilmektedir (Coca, 2016).



Şekil 3.7 : Ortak akı ve devrelere ait manyetik akılar.

Şekil 3.7 temel bir KGT sistemini, alıcı – verici devrelere ait manyetik akılar ile ortak akıyı göstermektedir. Böyle bir kayıplı sistemde kaçak akı çok büyük olabilir ve ihmal edilemez. Alıcı bobine bağlanan verici bobinin akısının ortak akıya oranına **birincil bağlantı katsayısı** denir. Bu katsayı “ k_1 ” gösterilir. Denklem 3.32 bu oranı göstermektedir(Coca, 2016).

$$k_1 = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_1} \quad (3.32)$$

Aynı şekilde **ikincil bağlantı katsayısı** ise “ k_2 ” ile gösterilir. Denklem 3.33 bu oranı göstermektedir(Coca, 2016).

$$k_2 = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_{12}} \quad (3.33)$$

Bu iki sabit bütün sistemin bağlantı katsayısını oluşturmaktadır. Denklem 3.34 bağlantı katsayısının denklemini vermektedir(Coca, 2016).

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (3.34)$$

Ortak ve devrelere ait manyetik akılar bağlantı sabiti (k) ve ortak endüktans ile iletim ve alıcı bobin arasında bir eşitliğin yapılabilmesini sağlamaktadır. Bu durum Denklem 3.35 gösterilmektedir (Coca, 2016; Kuzey, 2017; Mahmud, 2016).

$$M = k\sqrt{L_t L_r} \quad (3.35)$$

Bağlantı sabiti k’nın verici ve alıcı bobinin yapısı ile bobinler arasındaki mesafeyle de ilişkisi vardır. Bobinler arasındaki mesafe d, alıcı ve verici bobinin yarıçapları sırasıyla r_r ve r_t olmak üzere; k bağlantı sabiti ile bu değişkenler arasındaki ilişki Denklem 3.36’te gösterilmiştir (Baroi ve diğerleri, 2018).

$$k = \frac{1}{\left[1 + 2^{2/3} \left(\frac{d}{\sqrt{r_t r_r}}\right)^2\right]^{3/2}} \quad (3.36)$$

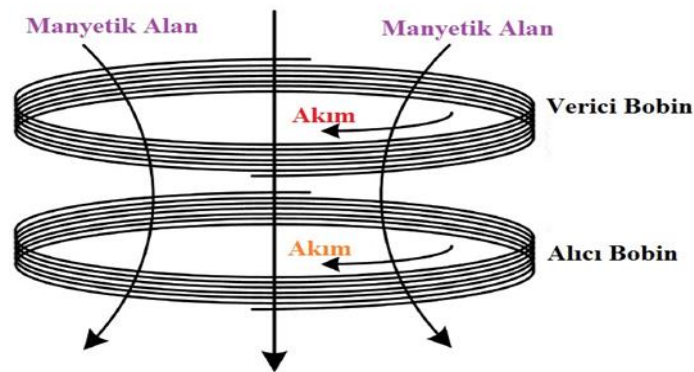
Manyetik bağlı sistemler için; $k = 1$ ise bobinler mükemmel bir şekilde bağlanmıştır, k , 0,5’ten büyükse bobinler sıkı bağlanmış ve k 0,5’ten küçükse bobinler gevşek

bağlanmış olarak belirtilir(Baroi ve diğerleri, 2018; Jiwariyavej ve diğerleri, 2015; Sjostrand ve Nisshagen, 2017).

3.10 Endüktif Kuplaj İle KGT (ICPT)

Rezonanslı endüktif kuplaj fikrinin temelini oluşturan endüktif kuplaj, iki bobin arasında elektrik enerjisinin aktarımını sağlayan manyetik alan indüksiyonuna dayanır. Şekil 3.8, temel referans modelini göstermektedir. Endüktif kuplajlı güç aktarımı (ICPT), bir verici bobinin alıcı bobin boyunca değişen manyetik alan ürettiğinde gerçekleşir (Wang ve diğerleri, 2014). Bu manyetik alan genellikle bir dalga boyundan daha az, değişken bir manyetik alandır. Yakın alanda oluşan manyetik güç daha sonra alan içindeki enerji alıcısı bobinde voltaj/akım yani güç indükler. Bu voltaj, kablosuz bir cihazı veya depolama sistemini şarj etmek için kullanılabilir (Lu ve diğerleri, 2016).

Endüktif kuplajın çalışma frekansı genel olarak kHz aralığındadır. Şarj verimliliğini artırmak için alıcı bobin de çalışma frekansında ayarlanmalıdır (Wei ve diğerleri, 2014). Kalite faktörü genellikle küçük değerlerde mesela 10'un altında tasarlanır (Wang ve diğerleri, 2004), çünkü daha büyük kalite değerleri için aktarılan güç hızla azalır (Pantic ve Lukic, 2012). Yüksek kalite faktörlerinin telafisinin olmaması nedeniyle, etkili şarj mesafesi genellikle 20 cm'dir (Kuzey ve diğerleri, 2017; Lu ve diğerleri, 2016; Wei ve diğerleri, 2014).



Şekil 3.8 : Temel endüktif kuplaj ile KGT devresi (Lu ve diğerleri, 2016).

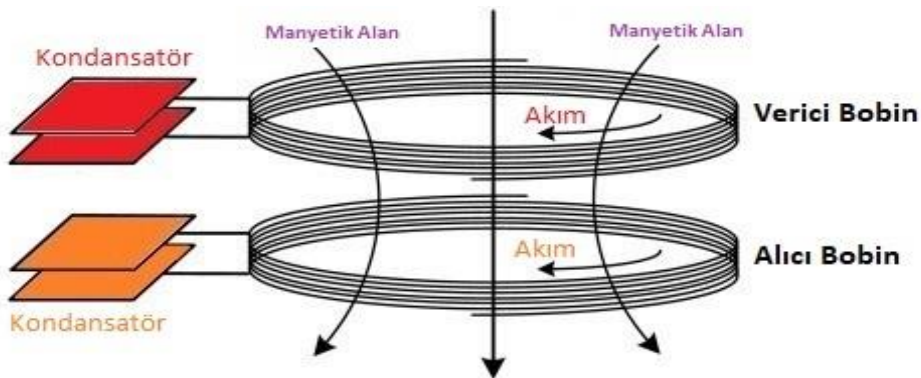
Manyetik endüktif kuplajın avantajları arasında uygulama kolaylığı, rahat çalışma, yakın mesafede yüksek verimlilik (tipik olarak bir bobin çapından daha az) ve güvenlik sayılabilir. Bu nedenle, mobil cihazlar için uygulanabilir ve popülerdir.

Bu teknolojiyi kullanarak gücü uzun mesafelere aktarmak mümkündür. Ayrıca, endüktif kuplajda bir verici ve birden fazla alıcı bulunabilir. Dolayısıyla endüktif kuplajın bu avantajı, birden fazla cihazın aynı anda şarj edilmesini sağlar.

3.11 Rezonanslı Manyetik (Endüktif) Kuplaj İle KGT (RICPT)

Rezonanslı elektromanyetik kuplaj, aslında bir elektrodinamik kuplaj uygulamasıdır. Bu tasarımda güç, biri verici tarafında diğeri alıcı tarafında olmak üzere iki ayarlanmış, başka bir deyişle rezonansa girmiş, devre arasında aktarılır. Bir rezonanslı kuplaj devresinin temel zorunluluğu, her ikisinin de aynı rezonans frekansında ayarlanması gerektiğidir. Nicola Tesla, kablosuz güç aktarımı üzerine deney yaparken ilk olarak rezonans kuplajını icat etmiştir (Tesla, 1900). Şekil 3.9, tipik rezonanslı endüktif kuplaj devresi bağlantı blok şemasını göstermektedir (Lu ve diğerleri, 2016; Mahmud, 2016).

Rezonanslı manyetik kuplaj, değişen veya salınan manyetik alanlar yoluyla iki rezonans RLC (Direnç-Bobin-Kapasitör) devresi arasında elektrik enerjisini ileten ve alan bobinler üzerinde sönümlenen dalga kuplajına dayanmaktadır (Karalis ve diğerleri, 2008; Kurs ve diğerleri, 2007; Lu ve diğerleri, 2016).



Şekil 3.9 : Temel rezonanslı endüktif kuplaj ile KGT devresi (Lu ve diğerleri, 2016).

Aynı rezonans frekansında çalışan iki rezonans bobini güçlü bir bağ ile birleştiğinden, rezonans olmayan durumlara göre daha yüksek enerji transfer verimliliği elde

edilebilmektedir (Kurs ve diğerleri, 2007; Li ve diğerleri, 2015). Rezonans özelliğinden dolayı, rezonanslı manyetik kuplaj, taşıyıcı alana karşı dayanıklılık ve ultrasonik, ısıma ve optik KGT sistemlerinin ihtiyacı olan karşılıklı görüş gereksinimi olmaması avantajına da sahiptir. Manyetik olarak birleştirilmiş rezonatörler, endüktif kuplajdan daha uzun mesafelerde güç aktarma kabiliyetini göstermiştir (Hamam ve diğerleri, 2009; Karalis ve diğerleri, 2008; Kurs ve diğerleri, 2007). Ek olarak, bir verici rezonatör ve birçok alıcı rezonatör arasında manyetik rezonans kuplajı uygulanabilir. Bu nedenle, birden fazla cihazın aynı anda şarj edilmesini sağlar. Bununla birlikte, alıcı bobinlerin karşılıklı bağlanması parazite neden olabilir ve bu nedenle uygun ayar gereklidir (Kim ve diğerleri, 2014; Lu ve diğerleri, 2016).

Rezonanslı manyetik kuplaj tipik olarak megahertz frekans aralığında çalıştığından, kalite faktörleri normalde yüksektir (Deng ve diğerleri, 2016). Şarj mesafesinin artmasıyla, yüksek kalite faktörü, bağlantı katsayısındaki keskin düşüşü ve dolayısıyla şarj verimliliğini sabit tutmaya yardımcı olur. Sonuç olarak, etkin güç aktarım mesafesini belirli bir aralıkta genişletmek mümkün olur.

Her ne kadar rezonanslı endüktif kuplaj yakın alanlar için tasarlanmış olsa da MIT'den Marin Soljacic ve ekibi tarafından 2007'de rezonans kuplajının iletim aralığını artırabileceği keşfedilmiştir (Kurs ve diğerleri, 2007). Böylece, güçlü bir bağ ile eşleşmiş manyetik rezonansa dayanan Witricity gibi yüksek verimli bir orta menzilli kablolu güç aktarım teknolojisi önerilmiştir. Kablolu güç iletiminin, iletim verimliliği yaklaşık %40 ile 60W'lık bir ampulü iki metreden daha fazla mesafede yakabileceği belirtilmiştir. Diğer taraftan, iletim mesafesi bir metre olduğunda verim değerinin %90'a kadar arttığı gözlemlenmiştir (Kurs ve diğerleri, 2007). Bununla birlikte, önerilen sistemin çalışması için dağıtılmış bir kapasitif bobin gerektirdiğinden bir Witricity alıcısının boyutunu küçültmek güçleşmektedir. Bu sorun, Witricity teknolojisinin taşınabilir cihazlarda uygulanmasında önemli bir sınırlama olarak ortaya çıkmaktadır (Lu ve diğerleri, 2016).

Bu tezde, tasarımı yapılan RICPT sistemi için, geçmiş literatürde yapılan bazı çalışmalarda verim değerinin artırılabilmesi için birden fazla alıcı ve verici güç aktarım sarımlarının kullanıldığı belirlenmiştir (Agbinya, 2016; Tran, Vu, Pham ve Choi, 2014). Bununla beraber alıcı ve verici devre tasarımlarının tamamen farklı yapılarda olduğu çalışmalar da bulunmaktadır (Agbinya, 2016; Auvigne, Germano,

Civet ve Perriard, 2014; Sun, Ma ve Tang, 2018). Bu bağlamda, RICPT sistemlerinin yakın-orta mesafe güç iletiminden; orta-uzak mesafe güç iletimine doğru evrilmesinin yolu açılmıştır.

3.12 RICPT Sistem Yaklaşımları Ve Devre Modelleri

Kablosuz güç transferinde sistemin verimini artırmak için devre elemanları farklı kombinasyonlarda denenerek farklı devre modelleri geliştirilmiştir. Aynı zamanda devrenin giriş çıkış sayısına bağlı olarak farklı sistem yaklaşımları da belirlenmiştir.

3.12.1 RICPT sistem yaklaşımları

Araştırmacılar RICPT’de kullanılmak üzere farklı devre modelleri tasarlamış ve önermişlerdir. Bu modeller alıcı ve verici sayısına dayanan en genel sınıflandırma olarak kabul edilebilir. Bu yaklaşımlar temel olarak dört grupta incelenmiştir(Lu ve diğerleri, 2016).

Tx verici devreyi, Rx alıcı devreyi belirtmek üzere sistem yaklaşımlarında kullanılan temel devre elemanları aşağıdaki gibi sembolize edilmiştir:

V_S : Kaynak (V)

R_s : Kaynağın iç direnci (Ω)

C_t : Verici devre rezonans kapasitörü (F)

L_t : Verici devre iletim bobini (H)

R_t : İletim bobini iç direnci (Ω)

L_r : Alıcı devre alıcı bobin (H)

R_r : Alıcı bobin iç direnci (Ω)

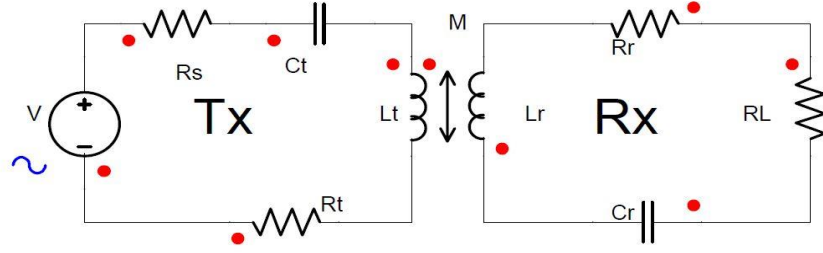
C_r : Alıcı devre rezonans kapasitörü (F)

R_L : Yük (Ω)

M : Ortak endüktans (H)

3.12.1.1 Tek giriş tek çıkışlı [single input - single output (SISO)] sistem yaklaşımı

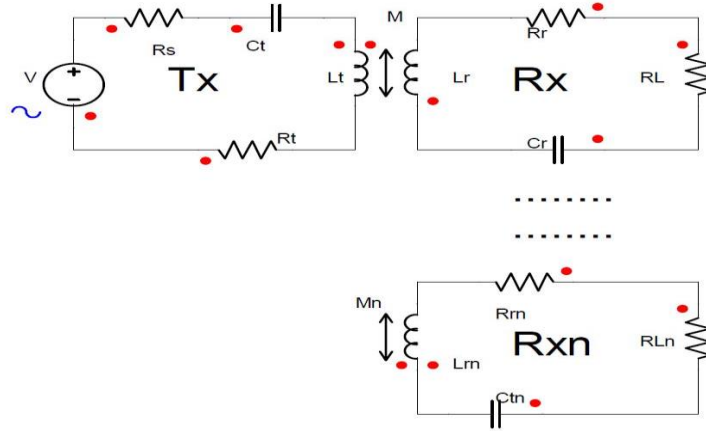
Kablosuz güç transferi sistemlerinin temel olarak bilinen alıcı-verici devre modelidir. Şekil 3.10’da temel single input - single output (SISO) devre modeli görülmektedir.



Şekil 3.10 : Tek Giriş Tek Çıkışlı (SISO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).

3.12.1.2 Tek giriş çok çıkışlı [single input - multiple output (SIMO)] sistem yaklaşımı

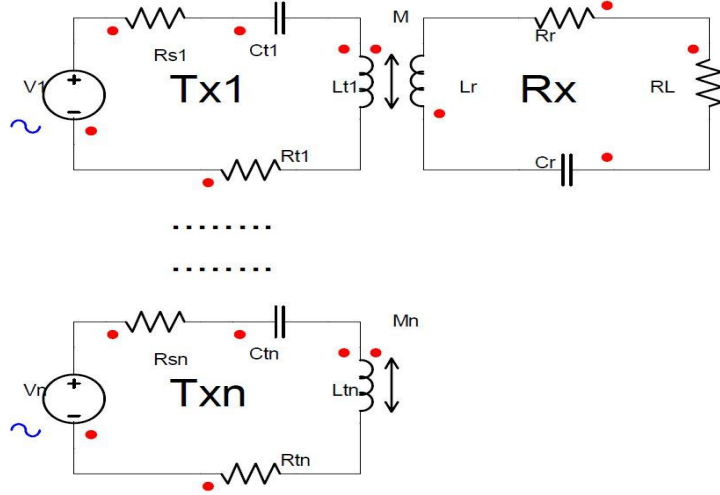
Bir verici devreden birden çok alıcıya enerji iletilmesi fikri ile geliştirilmiş bir yaklaşımdır. Küçük güçlü birçok alıcının tek vericiden beslenmesi gibi uygulamalar için tasarlanmıştır. Ofis içi uygulamalarda araştırma alanı olarak değerlendirilmektedir. Şekil 3.11’de temel single input - multiple output (SIMO) devre modeli görülmektedir.



Şekil 3.11 : Tek Giriş Çok Çıkışlı (SIMO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).

3.12.1.3 Çok giriş tek çıkışlı [multiple input - single output (MISO)] sistem yaklaşımı

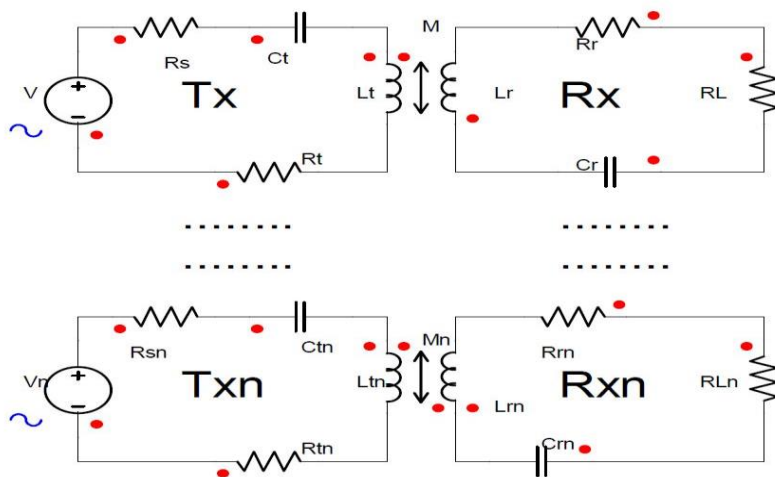
Büyük güç tüketimi olan bir alıcının enerji ihtiyacını küçük ve daha ekonomik, dağıtılmış verici devreler ile karşılanması fikrinden geliştirilmiş modellerdir. Şekil 3.12’de temel multiple input - single output (MISO) devre modeli görülmektedir.



Şekil 3.12 : Çok Giriş Tek Çıkışlı (MISO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).

3.12.1.4 Çok giriş çok çıkışlı [multiple input - multiple output (MIMO)] sistem yaklaşımı

Aynı alanda bulunan farklı alıcıların farklı vericilerden paralel olarak beslenmesi fikri ile geliştirilmiş bir modeldir. Daha çok Endüstri 4.0 ve sonrası için otonom araçların kapalı alanlarda çalışmasını sürekli hale getirmek amacıyla kullanılabilecek çalışma alanıdır. Ayrıca, elektrikli taşıtlar için multiple input - multiple output (MIMO) dinamik şarj sistemlerinde de kullanılabilir. MagMIMO gibi haberleşme alanında da çalışmalar yapılmaktadır. Şekil 3.13'te temel MISO devre modeli görülmektedir.



Şekil 3.13: Çok Giriş Çok Çıkışlı (MIMO) Sistem Temel Devre Modeli(Lu ve diğerleri, 2016).

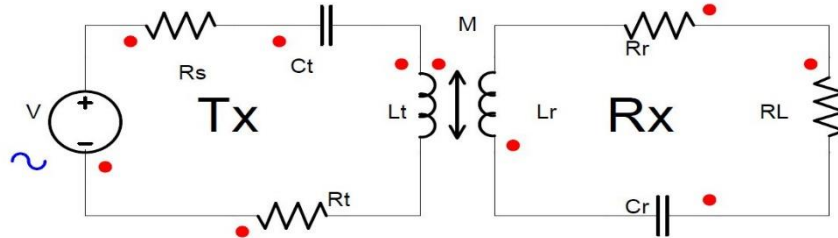
3.12.2 RICPT devre modelleri

Rezonansın sağlanabilmesi için RICPT devrelerinde, idealde, kapasitör (C) ve bobinler (L) kullanılır. Devre modellerinin oluşturulmasında alıcı ve verici devrelerde bulunan L, C ve muhtemel iç direnç gösterilerek bağlantı şekilleri oluşturulur. Bu bağlantı şekilleri farklı uygulamalarda, avantajlı yanları ve dezavantajlı yanlarına göre tercih edilmektedir. Bu seçim; yük ve yükün şekli, devre modelinin verimi, mesafe ve maliyet gibi farklı değişkenlerin hesaplanması ile yapılabilmektedir.

Devre modelleri temel olarak dört başlıkta toplanabilir. Bunlar, Seri Verici – Seri Alıcı (SS), Seri Verici – Paralel Alıcı (SP), Paralel Verici – Seri Alıcı (PS) ve Paralel Verici – Paralel Alıcı (PP) kompanzasyonlu devre modelleridir (Kuzey ve diğerleri, 2017; Wang ve diğerleri, 2004).

3.12.2.1 Seri verici – seri alıcı (SS) devre modeli

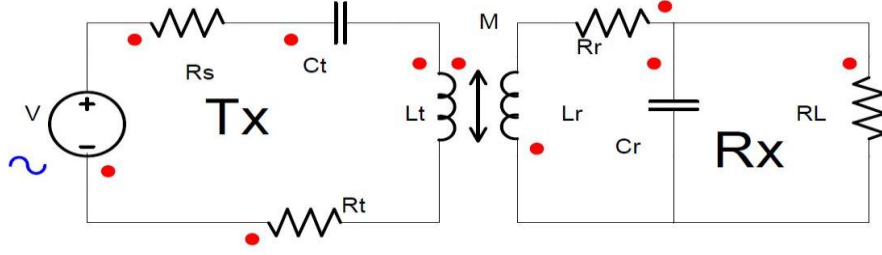
Genel olarak devre modelleri içerisinde hesaplaması ve uygulaması en sade olan devre modelidir. Geliştirilen ilk modeller ve yapılan çalışmaların büyük bir kısmı SS devre modeli ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.14, SS devre modelinin temel bağlantı şemasını göstermektedir.



Şekil 3.14 : SS temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).

3.12.2.2 Seri verici – paralel alıcı (SP) devre modeli

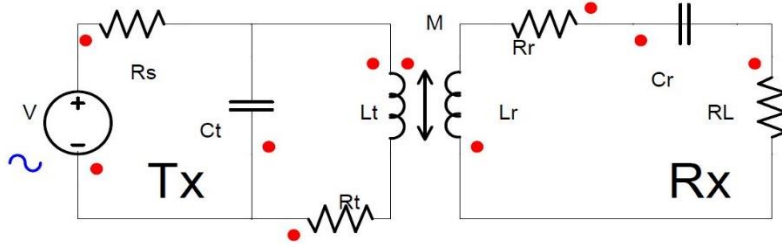
Şekil 3.15 genel olarak bir SP devre modelini göstermektedir. Verici kısım (Tx) seri bir yapıdan oluşturulmuş ve alıcı kısım (Rx) paralel yapıda modellenmiştir. Çıkış (V_o), R_L yüküne C_r üzerinden paralel olarak aktarılmaktadır.



Şekil 3.15 : SP temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).

3.12.2.3 Paralel verici – seri alıcı (PS) devre modeli

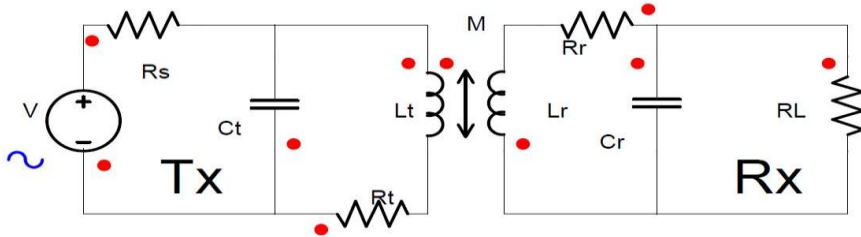
Şekil 3.16 genel olarak bir PP devre modelini göstermektedir. Verici kısım (Tx) paralel bir yapıdan oluşturulmuş ve alıcı kısım (Rx) seri yapıda modellenmiştir. V_o , R_L yüküne C_r ve L_r üzerinden paralel olarak aktarılmaktadır.



Şekil 3.16 : PS temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).

3.12.2.4 Paralel verici – paralel alıcı (PP) devre modeli

Şekil 3.17 genel olarak bir PP devre modelini göstermektedir. Tx ve Rx paralel yapıda modellenmiştir. V_o , R_L yüküne C_r ve L_r üzerinden paralel olarak aktarılmaktadır.



Şekil 3.17 : PP temel devre modeli(Wang ve diğerleri, 2004).

3.12.2.5 Karma Devre Modelleri

Yukarıda anılan dört devre modeli temel alınarak geliştirilen karma devre modelleri de mevcuttur. Verimi artırmaya veya maliyeti düşürmeye dönük böyle çalışmalar Tx

ve Rx üzerinde farklı düzenlemeler ile gerçekleştirilmektedir (Lima ve Godoy, 2019; J. Wang, 2019; Wenqi ve Hao, 2007).

3.13 Devre Modellerine Ait Değişkenler ve Hesaplamalar

Farklı devre modelleri ile ilgili yapılan çalışmalarda, bu çalışmanın temel postulatlar kısmında anılan formüller ve daha önce yapılan hesaplamalar esas alınarak, genel denklemler çıkarılmış durumdadır (Chopra ve Bauer, 2011; Joy ve diğerleri, 2015; Kuzey, 2017; Mude ve Aditya, 2019; Özdemir, 2017; Sallán ve diğerleri, 2009; C. Sen Wang ve diğerleri, 2004; Wenqi ve Hao, 2007; Mude ve Aditya, 2019). Bu denklemler farklı devre modelleri ve yaklaşımlar için farklı geometrik yapıları da içermektedir.

Genel olarak bu çalışmalardan elde edilen ve devrelerin oluşturulmasında yardımcı olabilecek denklemler Çizelge 3.1-3.6'da verilmiştir. Tx verici devreyi, Rx alıcı devreyi belirtmek üzere denklemlerde kullanılan değişkenler aşağıdaki gibi sembolize edilmiştir:

- I_S : Kaynak akımı (A)
- V_S : Kaynak gerilimi (V)
- I_{Lt} : İletim bobini akımı (A)
- I_{Ct} : Verici devre kapasitör akımı (A)
- V_{Ct} : C_t gerilim değeri (V)
- I_{Lr} : Alıcı bobin akımı (A)
- I_L : Yük üzerindeki çıkış akımı (A)
- I_{Cr} : Alıcı devre kapasitör akımı (A)
- V_{Cr} : C_r gerilim değeri (V)
- V_L : Yük üzerindeki gerilim (V)
- R_t : İletim bobini iç direnci (Ω)
- R_r : Alıcı bobin iç direnci (Ω)
- Q_{Tx} : Verici devre kalite faktörü
- Q_{Rx} : Alıcı devre kalite faktörü

Geliştirilen denklemler belirli bir fiziksel parametre seti ve çalışma frekansı için kompanze edilmiş sistemler için uygulanabilir ve geliştirilebilir durumdadır.

Çizelge 3.1’de bulunan denklemler temel devre modellerinde Z_i toplam empedansı göstermek üzere empedansın hesaplanmasında kullanılabilir (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

Çizelge 3.1 : Temel devre modelleri için toplam empedans denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

	Z_i
SS	$\left(R_t + j \left(L_t \omega - \frac{1}{C_t \omega} \right) \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_r + R_L + j \left(L_r \omega - \frac{1}{C_r \omega} \right) \right)}$
SP	$\left(R_t + j \left(L_t \omega - \frac{1}{C_t \omega} \right) \right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_r + j L_r \omega + \frac{R_L}{1 + j R_L C_r \omega} \right)}$
PS	$\frac{1}{(R_t + j L_t \omega) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(R_r + R_L + j \left(L_r \omega - \frac{1}{C_r \omega} \right) \right)} + j C_t \omega}$
PP	$\frac{1}{\frac{1}{(R_t + j L_t \omega) + \frac{\omega^2 M^2 (1 + j R_L C_r \omega)}{(R_L + (R_r + j L_r \omega)(1 + j R_L C_r \omega))} + j C_t \omega}}$

Temel devre modelleri ve sistem yaklaşımları göz önünde bulundurularak Çizelge 3.2’de temel akım denklemleri, gerilim denklemleri ve kalite faktörü denklemleri verilmiştir (Kuzey, 2017; Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

Çizelge 3.2 : Temel akım ve gerilim denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

	SS	SP	PS	PP
I_{Lt}	I_S	I_S	$I_S - j\omega C_t V_S$	$I_S - j\omega C_t V_S$
I_{Ct}	I_S	I_S	$jV_S \omega C_t$	$jV_S \omega C_t$
V_{Ct}	$\frac{I_S}{jC_r \omega}$	$\frac{I_S}{jC_r \omega}$	V_S	V_S
I_{Lr}	$\frac{j\omega M I_{Lt}}{\left[R_r + R_L + j \left(L_r \omega - \frac{1}{C_r \omega} \right) \right]}$	$\frac{j\omega M (1 + jR_L C_r \omega) I_{Lt}}{R_L + (R_r + jL_r \omega)(1 + jR_L C_r \omega)}$	$I_{Lr} \text{ (SS)}$	$I_{Lr} \text{ (SP)}$
I_L	I_{Lr}	$\frac{1}{(1 + jR_L C_r \omega)} I_{Lr}$	I_{Lr}	$\frac{1}{1 + jR_L C_r \omega} I_{Lr}$
I_{Cr}	I_{Lr}	$jR_L C_2 \omega I_{Lr}$	I_{Lr}	$jR_L C_2 \omega I_{Lr}$
V_{Cr}	$\frac{I_{Lt}}{jC_t \omega}$	$\frac{I_{Ct}}{jC_t \omega}$	$\frac{I_{Lt}}{jC_t \omega}$	$\frac{I_{Ct}}{jC_t \omega}$
V_L	$R_L I_{Lr}$	V_{C2}	$R_L I_{Lr}$	V_{C2}
Q_{Tx}	$\frac{L_t R_L}{\omega M^2}$	$\frac{\omega L_t L_r^2}{R_L M^2}$	$\frac{L_t R_L}{\omega M^2}$	$\frac{\omega L_t L_r^2}{R_L M^2}$
Q_{Rx}	$\frac{\omega L_r}{R_L M^2}$	$\frac{R_L}{\omega L_r}$	$\frac{\omega L_r}{R_L M^2}$	$\frac{R_L}{\omega L_r}$

Çizelge 3.3’te temel devre modellerine göre iletim devresi rezonans kapasitörüne ait denklemleri göstermektedir (Wang ve diğerleri, 2004).

Bu devre modellerinin gerilim kazançları Çizelge 3.4’teki; akım kazançları ise Çizelge 3.5’teki denklemler ile hesaplanabilmektedir (Wenqi ve Hao, 2007).

Çizelge 3.3 : İletim devresi rezonans kapasitörü denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

	C_t
SS	$\frac{1}{\omega_0 L_t}$
SP	$\frac{1}{\omega_0^2 (L_t - M^2 / L_r)}$
PS	$\frac{L_t}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \right)^2 + \omega_0^2 L_t^2}$
PP	$\frac{L_t - M^2 / L_r}{\left(\frac{M^2 R_L}{L_r^2} \right) + \omega_0^2 (L_t - M^2 / L_r)^2}$

Çizelge 3.4 : Temel devre modellerine ait gerilim kazancı denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

	ω_0	η_V
SS	$\sqrt{L_{rs} C_r}$	$\left\{ \frac{1}{k^2} + \omega_n^2 Q_n^2 (1-k)^2 \left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}$
SP	$\sqrt{L_{rs} C_r}$	$\left[\omega_n^2 Q_n^2 \left(\frac{1}{k} - k \right)^2 + \left(\frac{1}{k} - \frac{1+k}{k} \omega_n^2 \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$
PS	$\sqrt{L_{ts} C_t}$	$\left\{ \left[1 + \frac{1-k}{k} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right]^2 + \omega_n^2 Q_n^2 \left[1 - k + \frac{1-k}{k} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}$
PP	$\sqrt{L_{ts} C_t}$	$\left[\frac{1}{k^2} + \omega_n^2 Q_n^2 (1-k)^2 \left(\frac{1}{k} - k \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$

Çizelge 3.5 : Temel devre modellerine ait akım kazancı denklemleri (Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).

	ω_0	η_I
SS	$\sqrt{L_{rs}C_r}$	$k \left\{ \left[k + (1-k) \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right]^2 + \frac{1}{\omega_n^2 Q_n^2} \right\}^{-\frac{1}{2}}$
SP	$\sqrt{L_{rs}C_r}$	$k \left[1 + \frac{1}{\omega_n^2 Q_n^2} \left(1 - \frac{\omega_n^2}{1-k} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$
PS	$\sqrt{L_{ts}C_t}$	$k \left(1 + \frac{1}{\omega_n^2 Q_n^2} \right)^{-\frac{1}{2}}$
PP	$\sqrt{L_{ts}C_t}$	$k \left\{ \frac{1}{\omega_n^2 Q_n^2} \left(1 - \frac{\omega_n^2}{1-k} \right)^2 + \left[1 - \omega_n^2 (1+k) \right]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}$

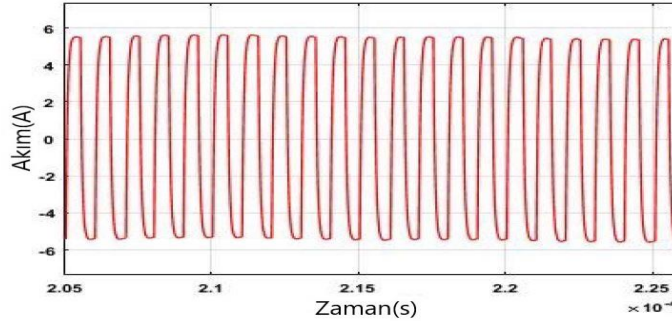
Temel devre modellerine ait verim (η) denklemleri Çizelge 3.6’da verilmiştir(Chopra ve Bauer, 2011; Sallán ve diğerleri, 2009).

Çizelge 3.6 : Temel devre modellerine ait verim denklemleri (Chopra ve Bauer, 2011; Sallán ve diğerleri, 2009).

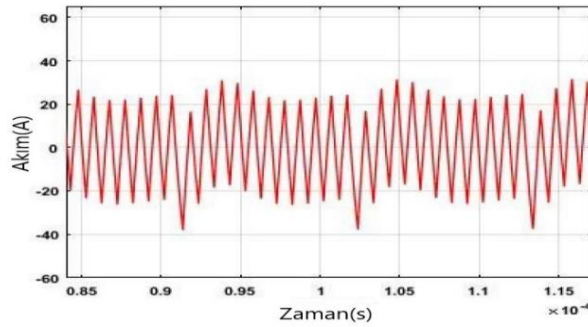
	η
SS ve PS	$\frac{R_L}{(R_L + R_r) \left[1 + R_t \frac{(R_r + R_L)}{\omega_0^2 M^2} \right]}$
SP ve PP	$\frac{R_L}{R_L + R_r + 1 + \frac{R_r R_L^2}{\omega_0^2 L_r^2} + \frac{R_t R_r^2}{\omega_0^2 M^2} + \frac{R_t L_2^2}{M^2}}$

3.14 Bu Tezde Kullanılan Sistemin İncelenmesi

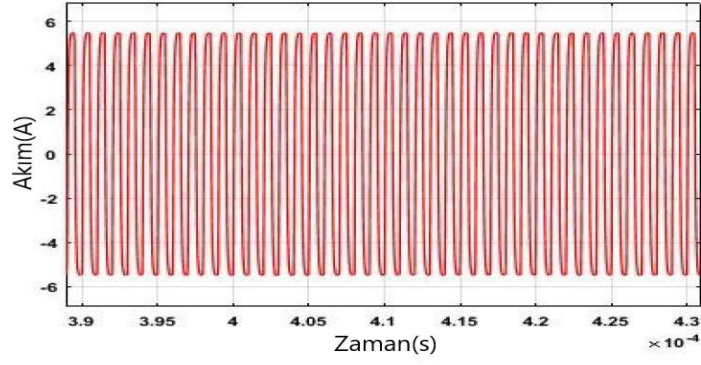
Bu tez çalışmasında, sistem yaklaşımı olarak SISO ile tasarlanmış bir SS devre modeli üzerinde modelleme ve benzetimler yapılmıştır. Bu sistemin ve devre modelinin seçilmesinde başlıca etken geçmiş literatürde yapılan çalışmaların sonuçlarıdır. Bu bağlamda, farklı devre modellerinin verim, uygulama ve hesaplamalar açısından değerlendirilmesine imkân vermektedir ve SS devre modelinin birçok yönden daha verimli olduğu görülmektedir (Mude ve Aditya, 2019; Chopra ve Bauer, 2011; Jamal ve diğerleri 2013; Kuzey ve diğerleri, 2017; Qiang ve diğerleri 2012; Rehman ve diğerleri 2019; Villa ve diğerleri 2007). Ayrıca, SS devre modelinin değişkenlerinin hesaplanması diğer devre modellerine göre daha kolaydır. SS devre modelinde, Çizelge 3.3'te görülebileceği gibi, iletim devresi kapasitörü (C_t), bağlantı kat sayısı (k) ve ortak endüktanstan (M) bağımsızdır (Wang ve diğerleri, 2004). Çıkış sinyalleri açısından incelendiğinde SS devre modelinin, uygulama ve çıkış karakteristiği açısından daha verimli olduğu görülmektedir. Şekil 3.18 ve Şekil 3. 21'de dört temel devre modeline göre elde edilen benzetim sonuçları gösterilmektedir (Rakhymbay ve diğerleri 2017).



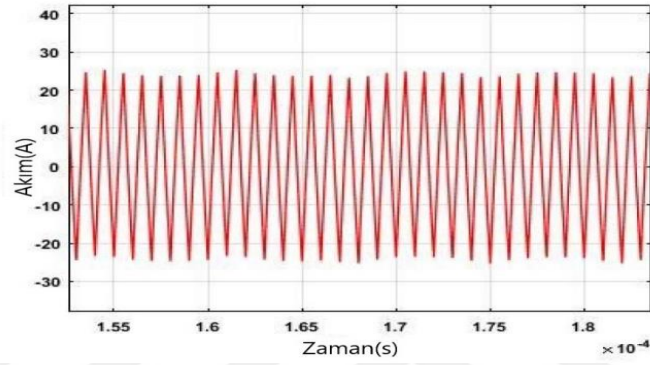
Şekil 3.18 : SS devre modeli çıkış sinyali(Rakhymbay ve diğerleri 2017).



Şekil 3.19 : SP devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).



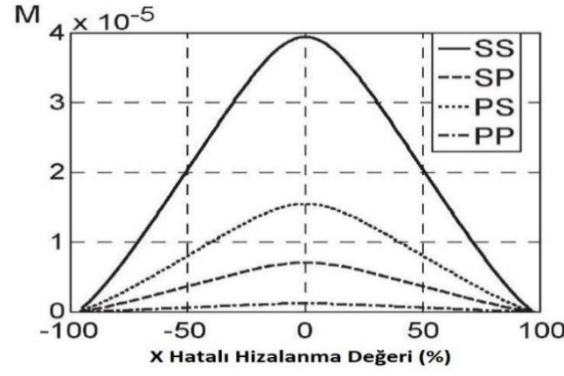
Şekil 3.20 : PS devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).



Şekil 3.21 : PP devre modeli çıkış sinyali (Rakhymbay ve diğerleri 2017).

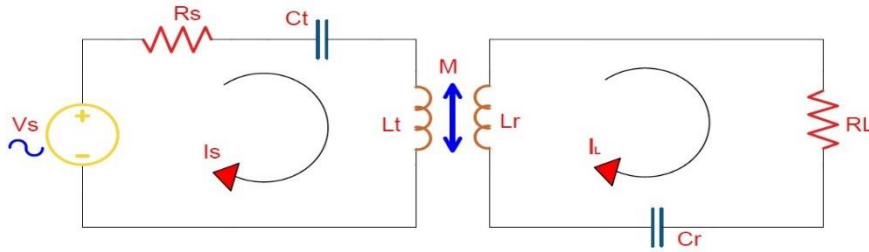
Benzetim sonuçlarından elde edilen çıkış akımı grafiklerinden de görüleceği üzere her ne kadar SS ve PS devre modelleri aynı çıkışları vermiş olsa da; SS devre modelinin uygulanması daha pratik olmaktadır. Böylece, bu pratik kullanım verimi artırmakta aynı zamanda da maliyetleri düşürmektedir(Kuzey ve diğerleri, 2017; Rakhymbay ve diğerleri, 2017; Wang ve diğerleri, 2004, 2014).

SS devre modeli aynı zamanda bobinlerin yanlış hizalanması durumunda da daha verimlidir. Şekil 3.22, yanlış hizalanma durumunda ortak endüktansın (M) değişimini göstermektedir(Villa ve diğerleri, 2012). Çizelge 3.1’de, M ’nin artması doğru orantılı olarak alıcı bobin akımını (I_{Lr}) artırmaktadır. Bu durumun sistemi besleyen güç kaynağı için oluşturacağı yan etkiler göz önünde bulundurulmalıdır. Ancak, I_{Lr} akımının artması aynı zamanda R_L yüküne aktarılan gücü de artıracaktır. Böylece, bu güç artışı SS devre modelinin daha verimli olduğunu göstermektedir.



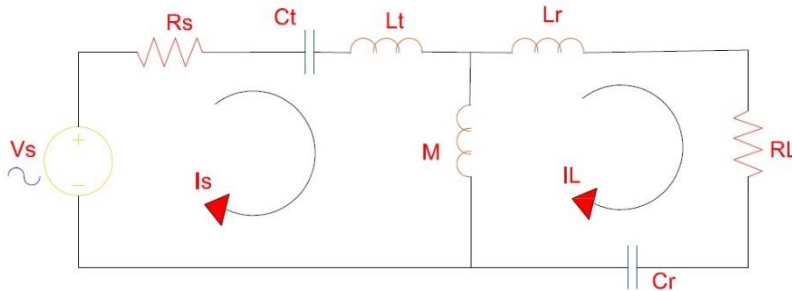
Şekil 3.22 : Hatalı hizalanma durumunda temel devre modelleri için M 'nin değişimi (Villa ve diğerleri, 2012).

Şekil 3.23, bu tez çalışmasında kullanılan temel SS devre modelini göstermektedir.



Şekil 3.23 : SS devre modelinin analizi (Kuzey, 2017).

Diğer taraftan, Şekil 3.24'te görülen sistem endüktif olarak birbirine bağlı bir sistemdir. Bu nedenle bu sistemi eşlenik devre üzerinden analiz etmek daha kolay olabilmektedir. Bu bağlamda, Şekil 3.24, kullanılan SS devre modeline ait eşdeğer devre modelini göstermektedir (Chopra ve Bauer, 2011; Kuzey ve diğerleri, 2017; Sallán ve diğerleri, 2009; Wang ve diğerleri, 2004).



Şekil 3.24 : SS devre modeli eşdeğer devresi (Chopra ve Bauer, 2011).

Bir devrenin modellenmesinin ve benzetiminin yapılabilmesi için matematiksel analizi gerekmektedir. Bu nedenle tasarlanan sistemin elektriksel büyüklükleri temel devre

analiz yöntemleri kullanılarak elde edilebilir. Verici kısım olan Tx'te kaynak olarak Vs bulunmaktadır. Rx kısmında herhangi bir güç kaynağı bulunmamaktadır. Denklem 3.2 ve Denklem 3.3'te endüktif ve kapasitif reaktanslar tanımlanmıştır. Denklem 3.37, Şekil 3.24'te verilen devrenin elektriksel büyüklüklerinin hesaplanması için kullanılmaktadır (Agcal ve diğerleri, 2016; Gazulla, 2009; Kuzey ve diğerleri, 2017; Rakhymbay ve diğerleri, 2017; Sallán ve diğerleri, 2009).

$$\begin{pmatrix} V_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + j\left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t}\right) & -j\omega M \\ -j\omega M & R_L + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_s \\ I_L \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

Denklem 3.33'ten Rx kısmında Is ve IL arasında bir eşitliğin olduğu görülmektedir. Buna göre sistem matematiksel olarak analiz edilirse Denklem 3.38-3.41 yazılabilir:

$$V_s = I_L \cdot (-j\omega M) + I_s \cdot \left[R_s + j\left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t}\right) \right] \quad (3.38)$$

$$0 = I_s \cdot (-j\omega M) + I_L \cdot \left[R_L + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) \right] \quad (3.39)$$

$$I_s \cdot (j\omega M) = I_L \cdot \left[R_L + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) \right] \quad (3.40)$$

$$I_L = I_s \cdot \left[\frac{(j\omega M)}{R_L + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)} \right] \quad (3.41)$$

Eğer, Denklem 3.36'ya göre Denklem 3.33 yeniden yazılırsa Denklem 3.42 - 3.45 elde edilebilir:

$$V_S = I_S \cdot \left[\frac{(j\omega M) \cdot (-j\omega M)}{R_L + j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)} \right] + I_S \cdot \left[R_S + j \left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} \right) \right] \quad (3.42)$$

$$V_S = I_S \cdot \left\{ R_S + j \left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} \right) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_L + j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)} \right] \right\} \quad (3.43)$$

$$V = I \cdot R \Rightarrow V_S = I_S \cdot Z_I \quad (3.44)$$

$$Z_I = R_S + j \left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t} \right) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_L + j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)} \right] \quad (3.45)$$

Sistemin giriş çıkış denklemlerine ait toplam empedans (Z_I), giriş akımı (I_S), çıkış akımı (I_L) ve giriş gerilim değeri (V_S) bilindiğine göre toplam sistemin verimi hesaplanabilir. P_O (W) sistemin R_L (Ω) yükü üzerindeki gücü, P_I (W) kaynaktan çekilen gücü ve η sistemin verimi için Denklem 3.46 yazılabilir:

$$\eta = \frac{P_O}{P_I} = \frac{I_L^2 R_L}{I_S^2 Z_I} = \left(\frac{I_L}{I_S} \right)^2 \cdot \frac{R_L}{Z_I} \quad (3.46)$$

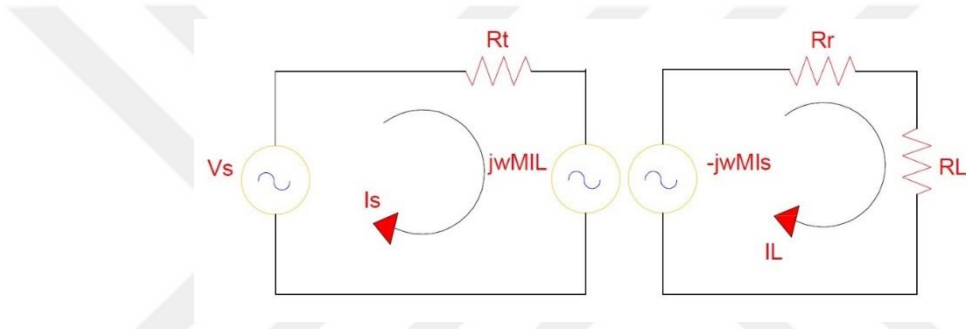
Denklem 3.36 akımlar arasındaki oranı vermektedir. Buna göre Denklem 3.46 elde edilebilir:

$$\frac{I_L}{I_S} = \left[\frac{(j\omega M)}{R_L + j \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)} \right] \quad (3.47)$$

Denklem 3.42 ve 3.40'a göre Denklem 3.41 tekrar düzenlenirse, verim için Denklem 3.48 yazılabilir:

$$\eta = \left[\frac{(j\omega M)}{R_L + j\left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t}\right)} \right]^2 \cdot \frac{R_L}{\left\{ R_s + j\left(\omega L_t - \frac{1}{\omega C_t}\right) + \left[\frac{\omega^2 M^2}{R_L + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)} \right] \right\}} \quad (3.48)$$

Böylece, temel olarak analizi yapılan devrenin rezonans anında davranışının incelenmesi ve değişkenlerinin çıkarılması gerekmektedir. Buna göre tam rezonans anında devre Şekil 3.25'te gösterilen eşdeğer devre modeline dönüşür (Kuzey, 2017; Sjostrand ve Nisshagen, 2017; Wang ve diğerleri, 2004).



Şekil 3.25 : SS devrenin tam rezonans eşdeğer devre modeli(Sjostrand ve Nisshagen, 2017).

Tam rezonanstaki bobinlerin endüktif, kapasitörlerin kapasitif etkisi görülmeyecektir. Ancak, bobinlerin sarımlarından kaynaklanan iç direnç değerleri sistemde görülecektir.

Şekil 3.26'ya göre I_s ve I_L tekrar yazıldığında Denklem 3.49 - Denklem 3.51 elde edilir.

$$I_s = \frac{V_s \cdot (R_L + R_r)}{R_t \cdot (R_L + R_r) + \omega^2 M^2} \quad (3.49)$$

$$I_L = -\frac{j\omega M V_s}{R_t \cdot (R_L + R_r) + \omega^2 M^2} \quad (3.50)$$

$$Z_I = R_t + \frac{\omega^2 M^2}{(R_L + R_r)} \quad (3.51)$$

Buna göre verim yeniden yazılırsa Denklem 3.52 elde edilmektedir:

$$\eta = \left(\frac{I_L}{I_S} \right)^2 \cdot \frac{(R_L + R_r)}{Z_I} = \frac{\omega^2 M^2}{R_t \cdot (R_L + R_r) + \omega^2 M^2} \quad (3.52)$$

Böylece, teknik özellikleri ve üstünlükleri ayrıntılı olarak açıklanan, teorik analizi yapılan SS devre modeli ile sistemin elektriksel değişkenleri belirlendikten sonra devrenin tasarımına ve benzetim çalışmalarına geçilmiştir. Bu bağlamda, devre tasarımında parametrik yaklaşım ve eşanlı benzetim yöntemi kullanılmıştır. Böylece, yüksek verimli olarak tasarlanabilen bir KGT sistemi benzetimi ve analizi gerçekleştirilmiştir.

4. PARAMETRİK HESAPLAMALAR VE BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu tezde kullanılan temel benzetim çalışması SEY tabanlı Ansys Electronics R19.3 akademik sürüm yazılımıdır. Kablosuz güç transferinin elektromanyetik modellemesi ve güç elektroniği devre kurulumu Ansys Electronics yazılımı içerisindeki iki farklı modül ile gerçekleştirilmiştir. Daha sonra bu tasarımlar eşanlı (eş zamanlı- co-simulation) olarak çalıştırılmış ve en verimli çalışma aralıkları saptanmıştır.

4.1 Bobin Tasarımı

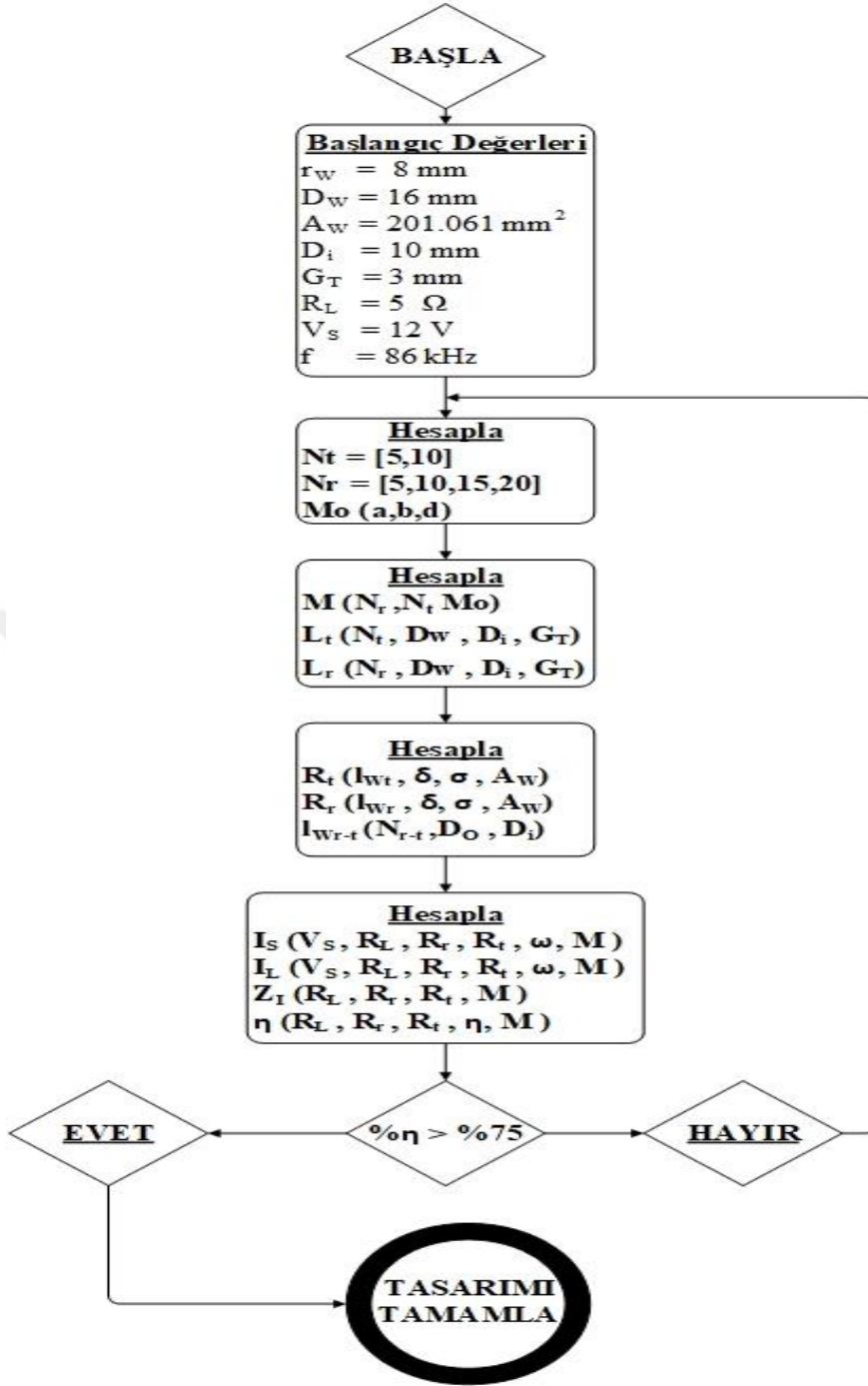
Alıcı (Rx) ve verici (Tx) bobinlerin tasarımı için Ansys Electronics/Maxwell kullanılmış ve geometrik şekil olarak düz spiral bobin tercih edilmiştir.

4.1.1 Bobin tasarımı hesaplamaları

Tasarım hesaplamalarında Matlab yazılımı için Şekil 4.1’de gösterilen kullanılmıştır.

Kalite faktörünün (Q) yüksek tutulması ve böylece dar bantta çalışılması iletim verimliliği açısından önemlidir. Denklem 3.10’da gösterildiği üzere Q değerinin yüksek tutulması ancak bobinin endüktansının yükseltilmesi ile mümkündür. Bu çalışmada bobinler arasındaki uzaklık parametrik olarak analiz edilmiştir.

Bobinin endüktansının; sarım sayısına, telin kesitine ve geometrisine bağlı olduğu Denklem 3.26’de gösterilmiştir. Buna göre sabit tel kesit alanına sahip, sabit sarım sayısına sahip bir bobin tasarımı yapılmıştır. Alıcı ve verici bobinlerin sarım sayıları en yüksek verimi elde etmek için parametrik analiz ile belirlenmiştir. Bu hesaplamadan sonra verimin değişiminde, mesafenin etkisi daha rahat incelenebilecektir. Bobinlerin tasarımında Şekil 4.1’de verilen başlangıç değerleri ve değer aralıkları kullanılmıştır.



Şekil 4.1 : Bobin tasarımı akış diyagramı.

Başlangıç değerleri ile hesaplanan sabit parametreler Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : Tasarıma ait bilinen başlangıç değerleri.

Bilinen Parametreler		Değer
Tanımı	Sembolü	
Çalışma Frekansı	f	86 kHz
Çalışma Frekansındaki Deri Kalınlığı	δ	$2,2535 \cdot 10^{-4}$ m
Kullanılan İletkenin Yarıçapı	r_w	8 mm
Kullanılan İletkenin Çapı	D_w	16 mm
İletkenin Yüzey Alanı	A_w	$2,0106 \cdot 10^{-4}$ m ²
Açısal Frekans	ω	$5,4035 \cdot 10^5$ rad/s
Kaynak Gerilimi	V_s	12 V
Yük	R_L	5 Ω
Bakırın İletkenlik Katsayısı	σ_{Cu}	$5,8 \cdot 10^7$ S/m
Bakırın Manyetik Geçirgenlik Katsayısı	μ_{Cu}	0,99999 H/m
Bobin Sarımları Arasındaki Boşluk	G_t	3 mm
Bobinlerin Sarım Olmayan İç Çapları	D_i	10 mm

Çizelge 4.1'deki değerler kullanılarak farklı sarım değerleri için bobinlerin çapları, kullanılan iletkenin uzunluğu ve dirençleri Matlab yazılımında hesaplanmıştır. Bu veriler Çizelge 4.2'de görülmektedir. $Do_{t,r}$ (m), alıcı ve verici bobinlerin çapı; $lw_{t,r}$ (m) bobinlerde kullanılan iletkenin uzunluğu; $R_{t,r}$ (Ω) bobinlerin iç dirençlerini göstermektedir. Bu hesaplamalar için bu çalışmanın Kısım 3.7 ve Kısım 3.8'de incelenen denklemler kullanılmıştır.

Çizelge 4.2 : Farklı sarım değerleri için fiziksel büyüklüklerin karşılaştırılması.

$N_{t,r}$	$Do_{t,r}$ (m)	$lw_{t,r}$ (m)	$R_{t,r}$ (Ω)
5	0,1940	1,6343	0,0025
10	0,3840	6,3127	0,0097
15	0,5740	14,0354	0,0217
20	0,7640	24,8022	0,0383

Çizelge 4.3'te sarım sayısına (N_t ve N_r) bağlı olarak L_t ve L_r 'nin değişimi Denklem 3.26 ile hesaplanmış ve incelenmiştir. Aynı zamanda, sarım sayılarındaki değişimin

ortak endüktans (M) üzerindeki etkisi Denklem 3.20 ve Denklem 3.24 kullanılarak hesaplanmıştır. Böylece, kuplaj katsayısı Denklem 3.36 ile belirlenmiştir.

Çizelge 4.3 : Farklı sarım sayılarına göre endüktans ve ortak endüktansın değişimi.

N_t	N_r	$L_t(\mu H)$	$L_r(\mu H)$	$M_o(\mu H)$	$M(\mu H)$	Kuplaj Katsayısı(k)
5	5	1,8028	1,8028	$0,017 \cdot 10^{-2}$	0,004	0,0024
5	10	1,8028	13,4263	$0,064 \cdot 10^{-2}$	0,032	0,0065
5	15	1,8028	44,2208	$0,1343 \cdot 10^{-2}$	0,101	0,0113
5	20	1,8028	103,5367	$0,2187 \cdot 10^{-2}$	0,219	0,0160
10	5	13,4263	1,8028	$0,064 \cdot 10^{-2}$	0,032	0,0065
10	10	13,4263	13,4263	$0,2416 \cdot 10^{-2}$	0,242	0,0180
10	15	13,4263	44,2208	$0,5085 \cdot 10^{-2}$	0,076	0,0313
10	20	13,4263	103,5367	$0,8315 \cdot 10^{-2}$	1,663	0,0446

Hesaplanan L_t ve L_r 'nin değişimi aynı zamanda rezonans frekansı olan 86 kHz te çalışmayı sağlayabilmek için seçilecek olan kapasitör değerini de doğrudan etkilemektedir. Sarım sayısının artması doğrusal olarak bobin endüktansını artırmaktadır. Bu değişim ile kullanılacak kapasitör değeri de değişmektedir. Kapasitör değeri Denklem 3.5 ile hesaplanmış ve incelenmiştir. Sabit bir frekans ile doğrusal bir denklemde bobin endüktansının artması lineer olarak kapasitör değerini düşürmektedir. Bu durum Çizelge 4.4'te gösterilmektedir.

Çizelge 4.4 : Farklı sarım sayısı ve endüktans değerlerine göre ve kapasitör değişimi.

N	$L(\mu H)$	$C(\mu F)$
5	1,8028	1,8997
10	13,4263	0,255
15	44,2208	0,0774
20	103,5367	0,033

Alıcı ve verici bobinlere ait teknik özelliklerinin belirlendikten sonra kaynak akımı, $I_s(A)$ ve yüke aktarılan akım, $I_L(A)$ için gerekli olan değerler belirli aralıklarda

parametrik olarak hesaplanmıştır. I_s ve I_L akımlarının hesaplanmasında Denklem 3.44 ve Denklem 3.45 kullanılmıştır. Aynı zamanda, ortak endüktans M , kullanılan bobinlere ait tellerin dirençleri ve yük ile beraber Denklem 3.47 kullanılarak verim hesaplanmıştır. Yapılan bu hesaplamalara ait sonuçlar Çizelge 4.5'te görülmektedir. Çizelge 4.5 incelendiğinde kaynak akımının, hesaplamalarda esas olarak alınan tam rezonans halindeki devrenin bir sonucu olarak teoride kA seviyelerine çıktığı görülmektedir. Ancak, bu akım seviyelerinin pratik olarak elde edilmesi çok zordur. Parametrik çalışma sayesinde hem alıcı hem verici devre tasarımı normalize edilebilmektedir.

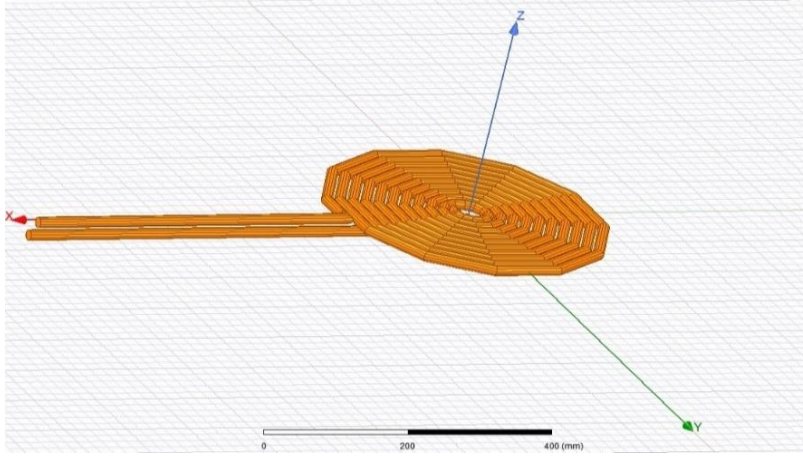
Çizelge 4.5 : Farklı sarım sayılarına göre akımların ve verimin değişimi.

N_t	N_r	I_s (A)	I_L (A)	V_L (V)	P_i (W)	P_o (W)	η (%)
5	5	4755,1	2,18	10,91	57062	24	0,04
5	10	4647,1	16,06	80,32	55766	1291	2,31
5	15	3855,9	41,91	209,55	46270	8782	18,9
5	20	2266,9	53,34	266,71	27203	14228	52,3
10	5	1224	4,22	21,12	14688	89	0,60
10	10	912,8	23,78	118,94	10953	2830	25,83
10	15	275,4	22,61	113,08	3305	2557	77,38
10	20	70,6	12,59	62,96	847	793	93,61

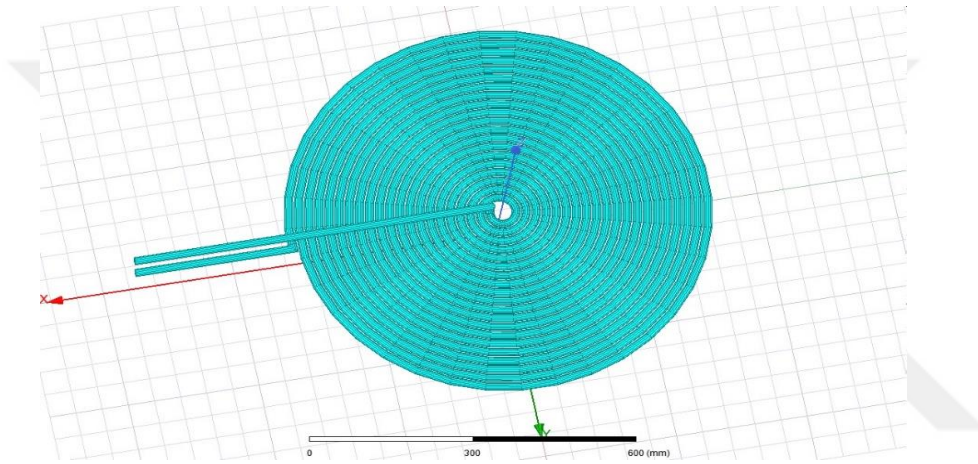
Yapılan hesaplamalardan sonra en verimli sarım sayısının $N_r = 20$ ve $N_t = 10$ iken sağlandığı belirlenmiştir. Belirlenen bu değerlerle Ansys Electronics/Maxwell içerisinde belirlenen modelde tasarım 3B olarak yapılmıştır.

4.1.2 Bobin tasarımı ve benzetim çalışmaları

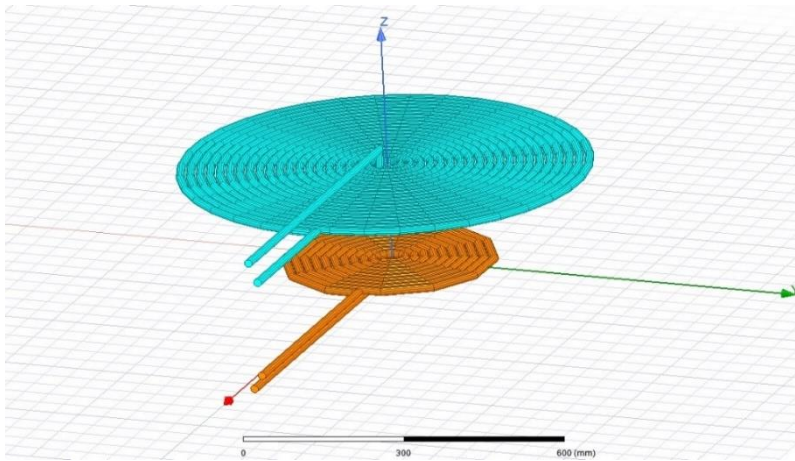
Modelleme ve benzetim çalışmalarında, öncelikle verici ve alıcı bobin, Tx ve Rx, tasarımı gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.2 Tx bobinini; Şekil 4.3 Rx bobinini; Şekil 4.3 toplam alıcı ve verici bobinleri göstermektedir. Yapılan tasarımlarda Çizelge 4.1'de verilen sabit değerler kullanılmıştır. Bobin tasarımında kullanılacak malzeme olarak ise Çizelge 4.1'de belirtilen manyetik geçirgenlik ve iletkenlik katsayısını sahip bakır tel kullanılmıştır. Bobinler düz sarmal geometrik yapıda ve sağ el dönüş yönünde sarılmıştır. Bobinler arasındaki mesafe parametrik bir değişken olarak tanımlanmıştır.



Şekil 4.2 : Verici (Tx) bobini.



Şekil 4.3 : Alıcı (Rx) bobini.

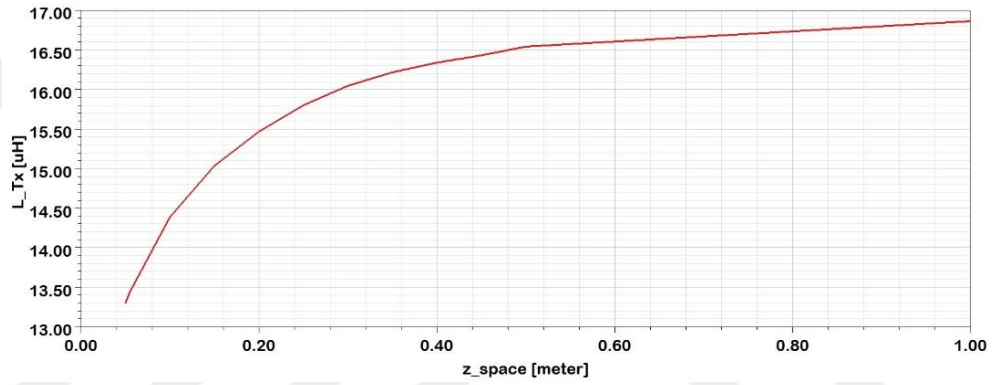


Şekil 4.4 : Tx ve Rx bobinleri.

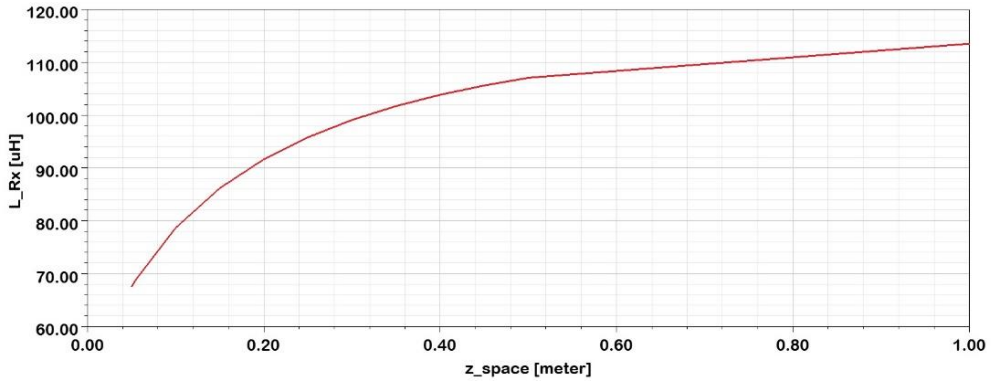
Daha sonra tasarlanan bu bobinlerin Maxwell yazılımında analizi yapılmış ve her iki bobin için endüktans değerleri hesaplanmıştır. Endüktans değerlerinin hesaplanması

işleminde bobinler arasındaki mesafe (z_space (mm)) parametrik olarak değiştirilmiştir. Bu mesafe 50 mm ile 500 mm arasında 50 mm'lik doğrusal adımlar ile gerçekleştirilmiştir.

Parametrik olarak analizi yapılan bobinlerden Şekil 4.5 Tx endüktans değeri değişimini; Şekil 4.6 Rx endüktans değeri değişimini göstermektedir. Benzetim çalışmasında tasarlanan bobinler ve içerisinde bulundukları hava ortamı tam bir sistem olarak tasarlanmıştır. Bobinler arasındaki mesafenin endüktans üzerine etkisi aralarında bulunan hava ortamı ile gerçekleşmektedir. Bu sayede tasarlanan sistemin gerçekleştirilmesi durumunda bobin endüktans değerlerinin, benzetim çalışmasında elde edilen endüktans değerlerine yakın olacağı beklenmektedir.



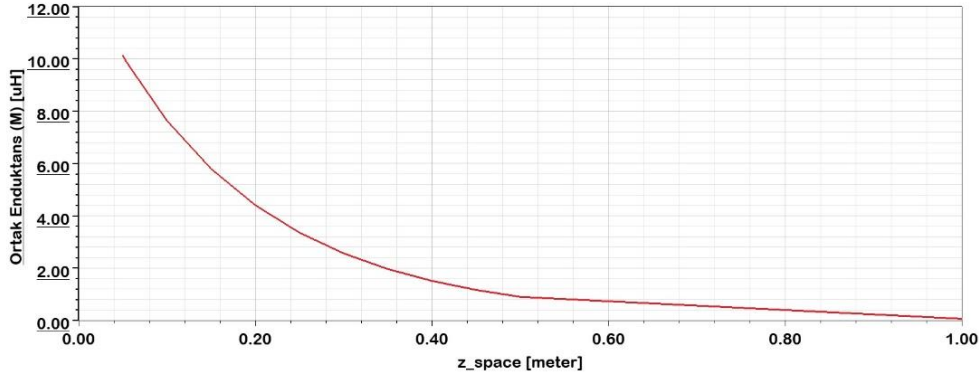
Şekil 4.5 : Bobinler arasındaki mesafenin Tx endüktansı üstündeki değişim etkisi.



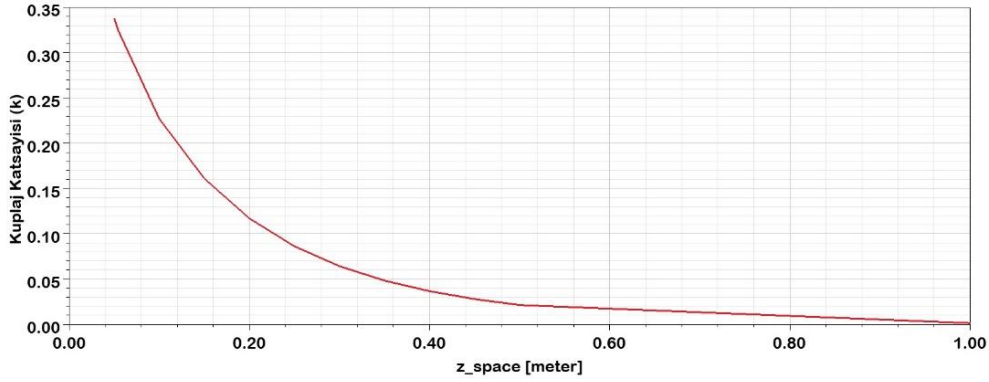
Şekil 4.6 : Bobinler arasındaki mesafenin Rx endüktansı üstündeki değişim etkisi.

Yapılan çalışmada Maxwell de ortak endüktans ve kuplaj katsayısı değişimi de incelenmiştir. Şekil 4.7 mesafenin ortak endüktans üzerindeki etkisini; Şekil 4.8 mesafenin kuplaj katsayısı üzerindeki etkisini göstermektedir. Beklendiği üzere bobinler arasındaki mesafenin artması ile ortak endüktans (M) ve kuplaj katsayısı (k)

değerleri düşmektedir. KGT sistemlerinde bobinler arasındaki mesafenin artması ile sistem veriminin düştüğü bilinmektedir.

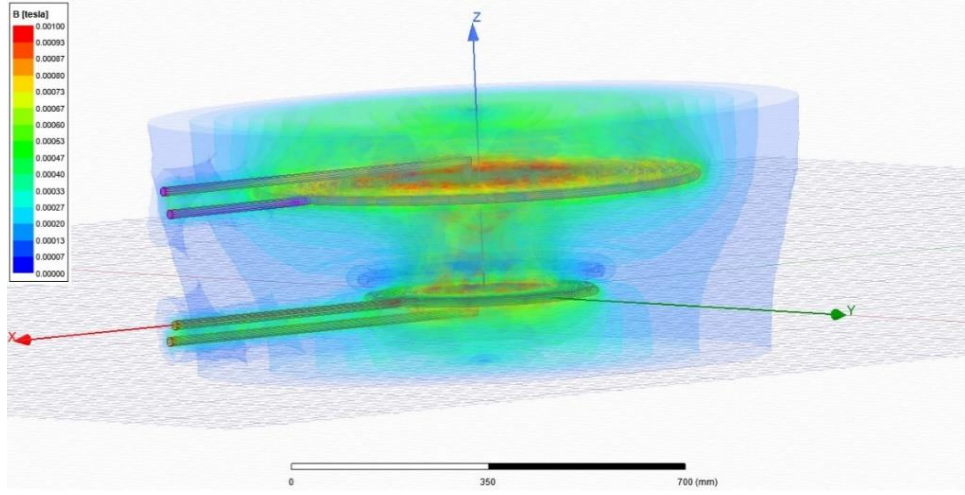


Şekil 4.7 : Bobinler arasındaki mesafenin ortak endüktans M üstündeki değişim etkisi.

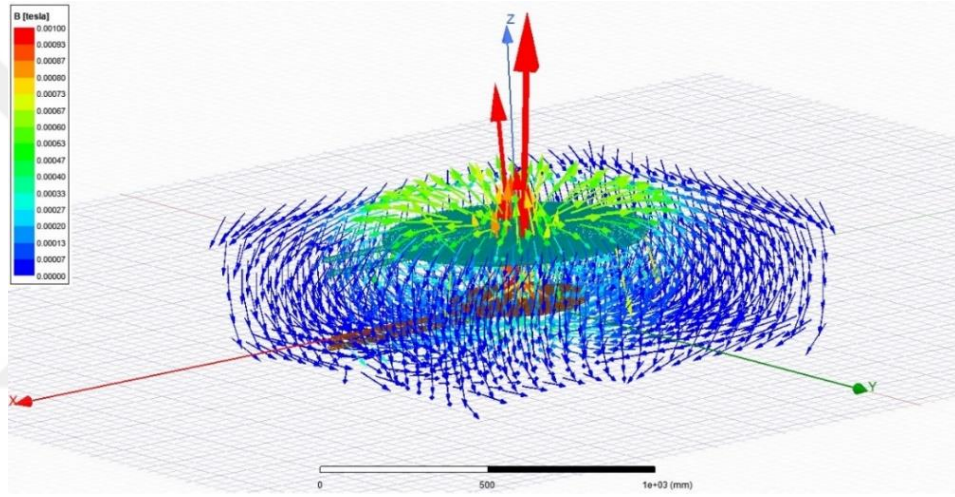


Şekil 4.8 : Bobinler arasındaki mesafenin kuplaj katsayısı k üstündeki değişim etkisi.

Tasarlanan bobinlerin manyetik alan ve akı dağılımları da incelenmiştir. Bu manyetik alanlarla ilgili olarak manyetik akı dağılımı Şekil 4.9; manyetik akı dağılımı vektörel gösterimi Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Temel olarak bobinler arasındaki manyetik bağlaşımı benzetim çalışmalarında daha detaylı incelenebilmektedir. Bu sayede manyetik alan içerisine girebilecek olan maddelerin KGT sistem verimine etkileri daha kolay incelenebilmektedir. Aynı zamanda yapılacak olan modellemelerle herhangi bir canlıya zarar verilmeden manyetik alanın canlılar üzerine etkileri de rahatlıkla incelenebilmektedir. Parametrik yaklaşım ile farklı mesafeler için en verimli ve en zararsız tasarımlar yapmak daha kolaydır.



Şekil 4.9 : Bobinlere ait manyetik akı dağılımı.



Şekil 4.10 : Bobinlere ait manyetik akı dağılımı vektörel gösterimi.

Bobinler arasındaki mesafenin endüktans değerleri ve kuplaj katsayısı üzerine etkileri Çizelge 4.6’da verilmiştir.

Endüktans değerlerinin ve kuplaj katsayısının mesafeye bağlı olarak değişiminin daha net görülmesi için bobinler arasındaki mesafe belirlenen 500 mm sınırından daha ileriye götürülmüştür. Bobinler arasındaki mesafe 1000 mm’ye çıkarıldığında bobin endüktansları çok fazla değişmemesine rağmen ortak endüktans ve kuplaj katsayısı çok küçük değerler almaktadır.

Çizelge 4.6 : Bobinler arası mesafeye bağlı olarak değişimler.

Bobinler Arası Mesafe z_space (mm)	Tx Endüktans Değişimi L _t (uH)	Rx Endüktans Değişimi L _r (uH)	Ortak Endüktans Değişimi M(uH)	Kuplaj Katsayısı Değişimi k
50	13,30	67,54	10,12	0,337
100	14,38	78,68	7,64	0,227
150	15,03	86,17	5,80	0,161
200	15,46	91,63	4,41	0,117
250	15,79	95,79	3,36	0,086
300	16,04	99,07	2,57	0,064
350	16,21	101,69	1,97	0,048
400	16,33	103,83	1,52	0,037
450	16,42	105,58	1,18	0,028
500	16,53	107,03	0,917	0,021
1000	16,86	113,48	0,081	0,001860

4.2 Güç Elektroniği Devre Tasarımı ve Benzetim Çalışmaları

Tasarlanan ve benzetim çalışmaları yapılan bobinlerin gerçek zamanlı çalışmasını sağlamak amacıyla Ansys Electronic/Simplorer yazılımında temel devre yaklaşımları kullanılarak güç elektroniği devresi tasarlanmıştır.

4.2.1 Eşanlı olmayan benzetim çalışmaları

Eşanlı olmayan benzetim çalışmaları esnasında fiziksel olarak gerçekleştirilmesi çok zor, ancak hesaplamalarda elde edilen tam değerler ile ideal şartlar ortaya konulmaya çalışılmıştır. Bu sayede tasarlanan bobinler ile Ansys Electronics yazılımı içerisinde gömülü bulunan ideal elemanlar arasındaki çıkış farklılıkları incelenmiştir.

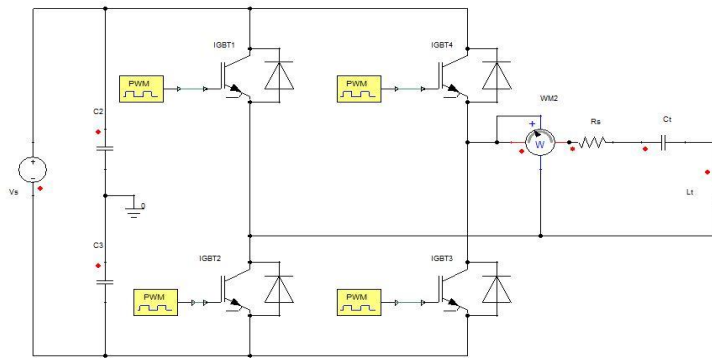
Eşanlı olmayan benzetim çalışmasında kullanılacak değişkenlerin değerleri Çizelge 4.7’de verilmiştir.

Çizelge 4.7 : Hesaplanan temel devre değişkenleri.

Değişken	Değer	Birim
L_t	13,4263	μH
C_t	255,086	nF
R_s	9,7	$\text{m}\Omega$
L_r	103,536	μH
C_r	33,078	nF
R_r	38,3	$\text{m}\Omega$
R_L	5	Ω
f	86	kHz
PWM	$1/f$	μs
V_s	12	V_{rms}
k	0,0954	

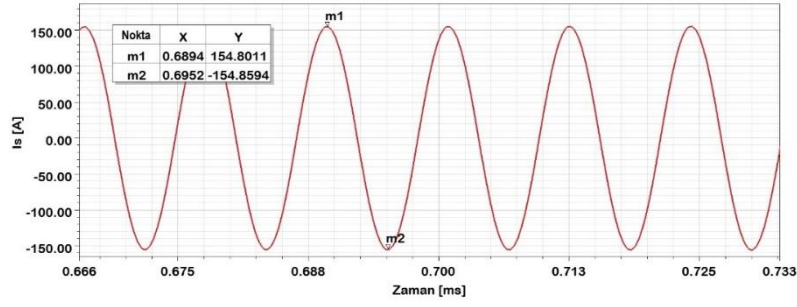
4.2.1.1 Yüksüz durumda eşanlı olmayan benzetim çalışmaları

İdeal durumda yüksüz (alıcı taraf olmadan) devre modelinde giriş değerleri incelenmiştir. Bu çalışma için Şekil 4.11’de bulunan devre şeması kullanılmıştır. Kaynak frekansını istediğimiz çalışma frekansı olan 86 kHz’e ayarlamak için IGBT (Insulated-gate bipolar transistor: İzole kapılı bipolar transistor) ile tek fazlı iki seviyeli tam dalga köprü evirici devre modeli kullanılmıştır.

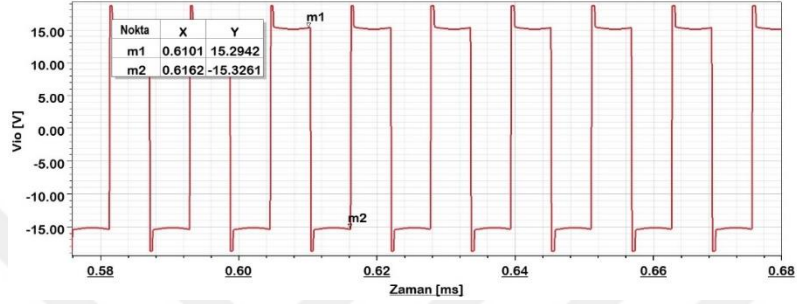


Şekil 4.11 : Yüksüz durumda temel güç elektroniği devre şeması.

Yüksüz durumda elde edilen giriş akım $I_{so}(A)$ ve gerilim sinyalleri $V_{io}(V)$ Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’te belirtilmiştir.



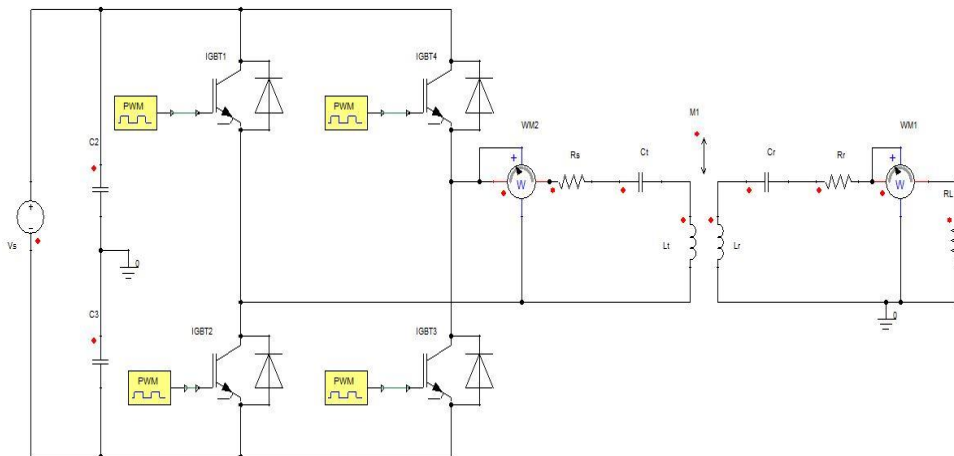
Şekil 4.12 : Eşanlı olmayan yüksüz I_{so} akımı.



Şekil 4.13 : Eşanlı olmayan yüksüz V_{io} gerilimi.

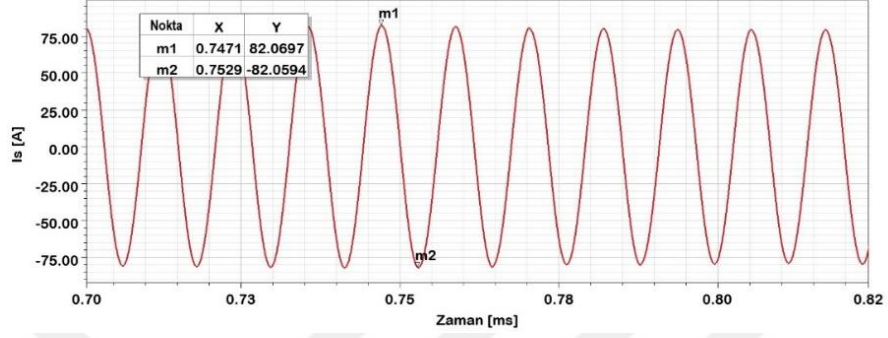
4.2.1.2 Yüklü durumda eşanlı olmayan benzetim çalışmaları

Şekil 4.14, yük altında bulunan temel güç elektroniği devre modelini göstermektedir. Bobinler arasındaki ortak endüktans, Simplerer yazılımı içerisinde ayrı bir eleman olarak tanımlanmış olan “M: Mutual Inductance” modülü ile belirtilmiştir. Giriş ve çıkış güçlerinin izlenebilmesi için köprü evirici çıkışına ve R_L yükü üzerine wattmetre yerleştirilmiştir.

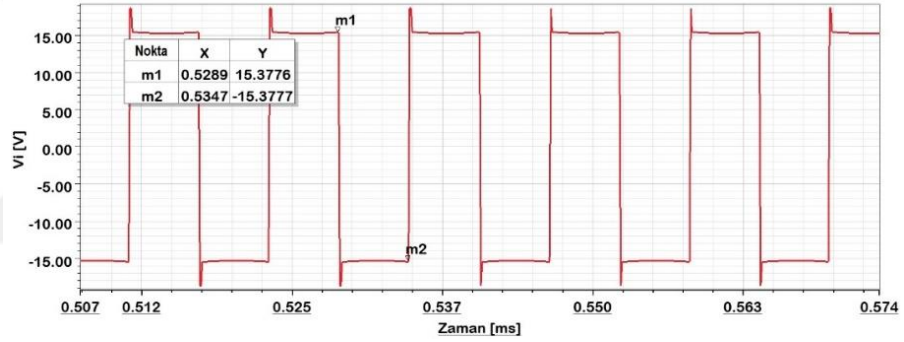


Şekil 4.14 : Yük altında temel güç elektroniği devre şeması (Kuzey ve diğerleri, 2017).

Yapılan çalışma ile giriş ve çıkış sinyalleri incelenmiştir. Yük altında verici akım ve gerilimleri Şekil 4.15'te $I_s(A)$ akımı ve Şekil 4.16'de $V_i(V)$ gerilimi verilmiştir. Yüksüz durumda olan çalışmaya göre, alıcı devrenin, verici devreden güç çekmesi ile giriş akımı I_s akımı yaklaşık olarak %50 düşmüştür. Bu durum yük altında çalışma sonucunda beklenen bir durumdur.

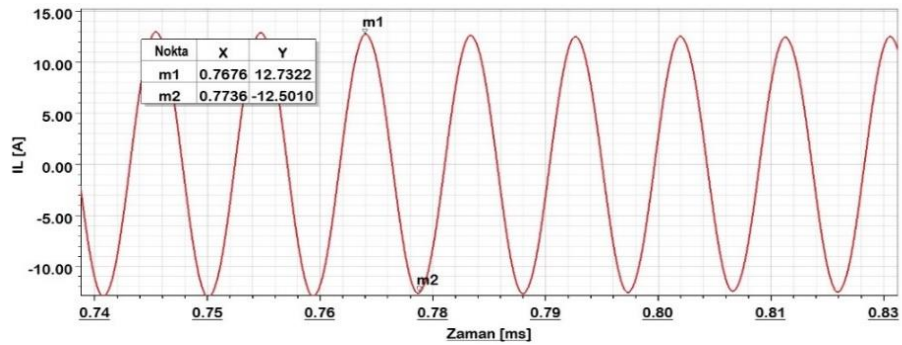


Şekil 4.15 : Eşanlı olmayan yüklü I_s akımı.

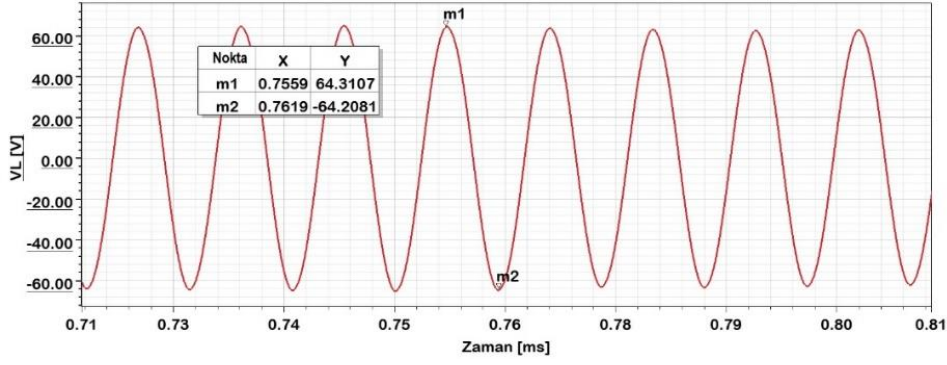


Şekil 4.16 : Eşanlı olmayan yüklü V_i gerilimi.

Şekil 4.17, R_L yükü üzerindeki akımı (I_L) ; Şekil 4.18 R_L yükü üzerindeki gerilimi (V_L) göstermektedir. Yüke aktarılan güç, yükten geçen akımla doğru orantılıdır. Yükün sabit bir değer olarak kabul edilmesi ile bu etki daha rahat izlenebilmiştir.

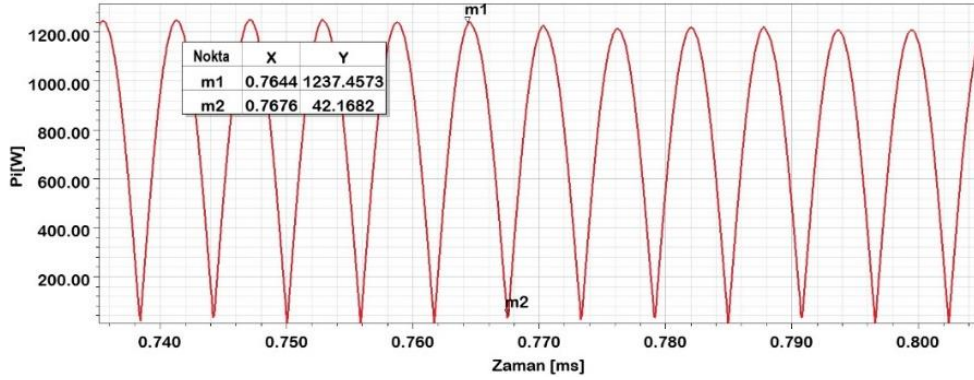


Şekil 4.17 : Eşanlı olmayan yüklü I_L akımı.

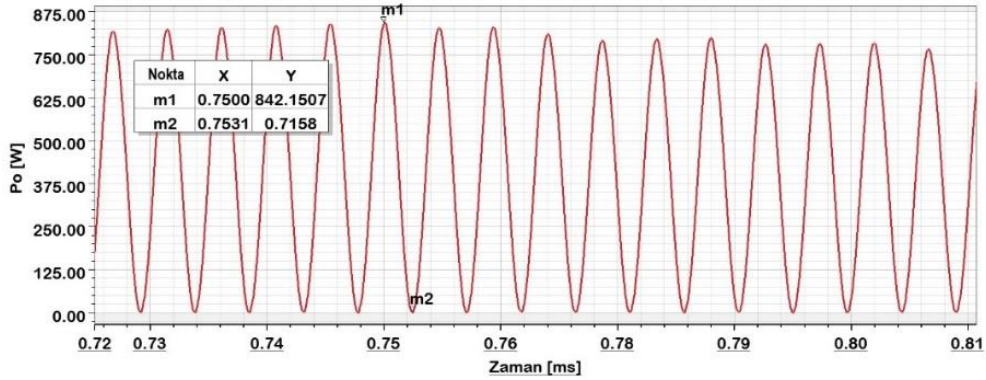


Şekil 4.18 : Eşanlı olmayan yüklü V_L gerilimi.

Güç elektroniği devre tasarımında yerleştirilen wattmetreler ile giriş-çıkış güçleri de incelenmiştir. Buna göre evirici çıkışından ölçülen giriş gücü (P_i) Şekil 4.19’da; R_L üzerindeki çıkış gücü (P_o) Şekil 4.20’de gösterilmiştir. Giriş ve çıkış güçlerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesi ile tasarlanan sistemin verimi çok daha rahat gözlenmiştir. Giriş gücünün tamamı, kuplaj katsayısı ve ortak endüktansın düşük olması sebebiyle çıkışa aktarılamamıştır. Bu durum nüvesiz KGT sistemleri için belirgin ve beklenen bir zayıflıktır.



Şekil 4.19 : Eşanlı olmayan yüklü giriş gücü (P_i).



Şekil 4.20 : Eşanlı olmayan yüklü R_L üzerindeki çıkış gücü (P_o).

Hesaplanan değerler ile ideal şartlarda kurulan devrelerde yüksüz ve yüklü devre akım ve gerilimleri Çizelge 4.8’de verilmiştir.

Çizelge 4.8 : Eşanlı olmayan çalışmada elde edilen değerler.

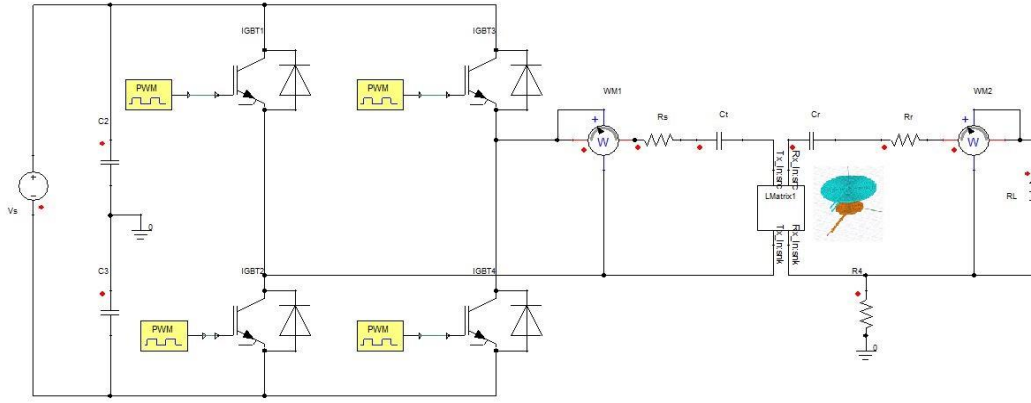
Değişken Adı	Yüksüz Durum	Yüklü Durum	Birim
I_s	154	82	A_{p-p}
V_i	15	15	V_{p-p}
I_L	-	12,5	A_{p-p}
V_L	-	64	V_{p-p}
P_i	-	1200	W_p
P_o	-	840	W_p
η (%)	-	70,39	

4.3 Eşanlı Benzetim Çalışmaları

Ansys Electronics/Maxwell yazılımında tasarlanan ve parametrik olarak aralarındaki mesafeyi değiştirilerek incelenen bobinler Ansys Electronics/Simplorer yazılımında gerçek zamanlı olarak incelenebilmektedir. Bu amaçla, Maxwell yazılımında tasarlanan KGT bobinleri Simplorer yazılımı içerisinde eşdeğer devre elemanı olarak tanıtılmış, her iki yazılım arasında tanımlanan bağ ile temel ve parametrik analizler yapılmıştır.

4.3.1 Hesaplanan değerler ile eşanlı benzetim çalışmaları

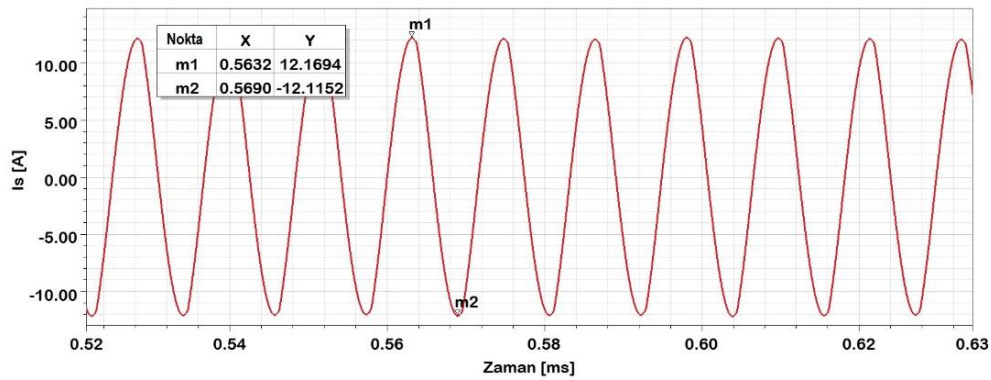
Şekil 4.21, benzetim çalışmasında kullanılan devrenin tamamını göstermektedir. Simplorer yazılımında kurulan güç elektroniği devresindeki bobinler çıkarılarak Maxwell yazılımında tasarlanan bobinler buraya yerleştirilmiştir.



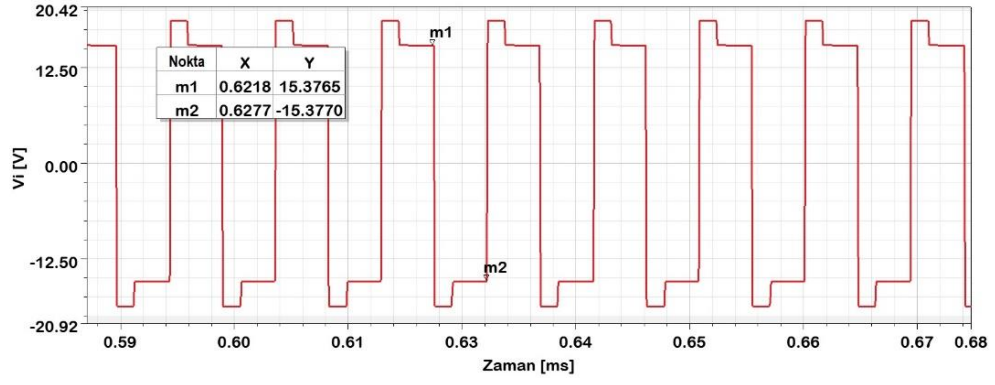
Şekil 4.21 : Yük altında eşanlı çalışan güç elektroniği devre şeması (Ustun ve diğerleri, 2020).

Çizelge 4.7’de hesaplanan temel devre değişkenleri verilmiştir. Bu değişkenler ile yük altında eşanlı benzetim çalışması yapılmıştır. Böylece, bobinler arasındaki mesafe 200 mm iken temel çıkış sinyalleri incelenmiştir.

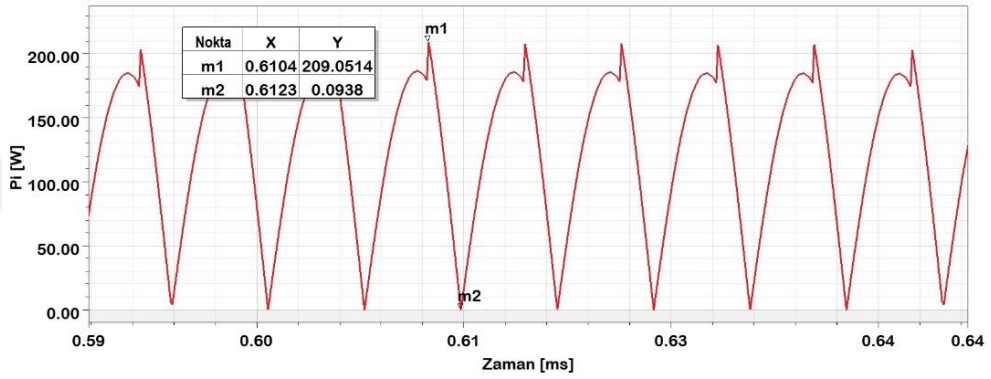
Şekil 4.22’de hesaplanan sabit değerler ile benzetim çalışması yapılan giriş akımı (I_s) sinyali; Şekil 4.23’te köprü evirici devresi tarafından 86 kHz olarak tetiklenen giriş gerilim V_i sinyali verilmiştir. Şekil 4.24’te ise giriş gücü P_i sinyali gösterilmiştir. Tasarlanan bobinlerin devreye yerleştirilmesi ile verici devrenin akımında, dolayısıyla verici gücünde belirgin bir şekilde düşüş olduğu görülmüştür. Bu değerlerin bu kadar düşmesinin en büyük sebebi hesaplamalarda net olarak belirlenmiş olsa da gerçek zamanlı çalışmada kapasitör ve bobinlerin davranışlarının değişmesidir. Omik bir devre oluşturabilmek için bobin ve kapasitörün rezonansa girmesi sağlanmalıdır.



Şekil 4.22 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile I_s akımı.

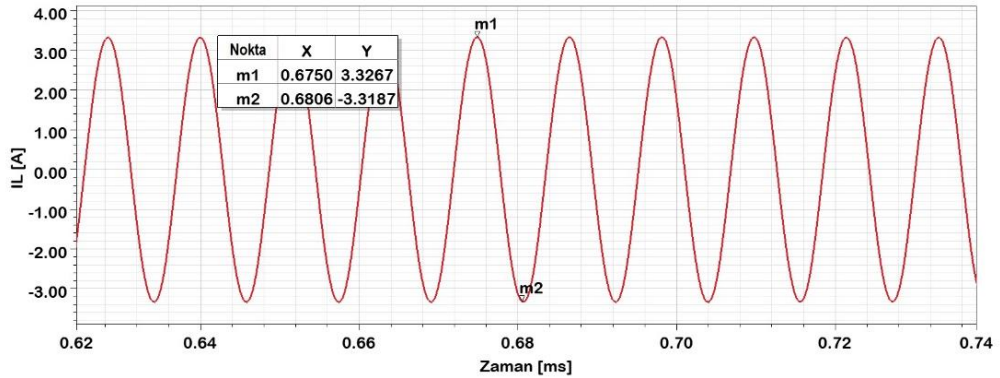


Şekil 4.23 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile V_i gerilimi.

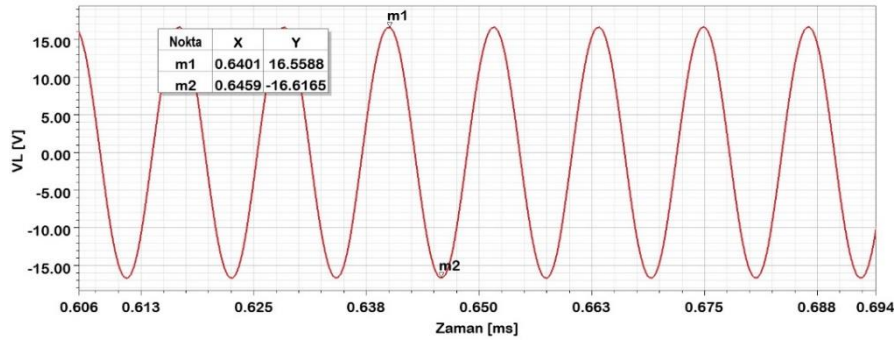


Şekil 4.24 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile P_i gücü.

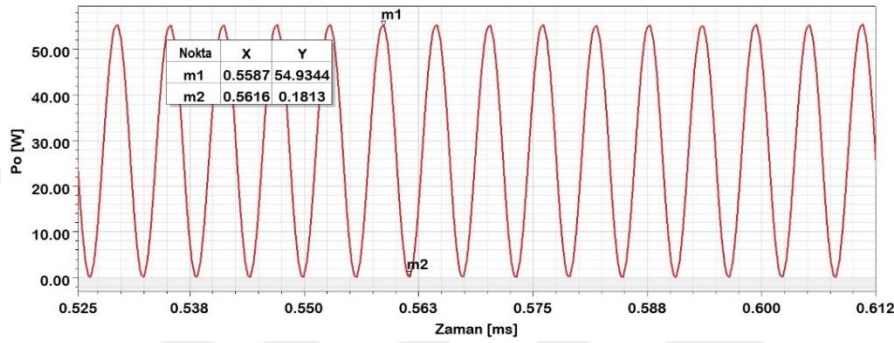
Şekil 4.25'te sabit değerli eşanlı olarak R_L yükü üzerindeki I_L akımını; Şekil 4.26 ise R_L yükü üzerine düşen V_L gerilimini göstermektedir. Şekil 4.27'de ise çıkış gücü P_o sinyali gösterilmiştir. Vericinin rezonansa girmediği gerçeğinden dolayı verici akımı düşmüş, doğrudan bir sonuç olarak aktarılan çıkış gücü de düşmüştür. I_L akımının, eşanlı olmayan çalışmaya göre, yaklaşık %70 düşmesine karşılık, çıkış gücü yaklaşık %94 düşmüştür. Rezonans devresi elemanlarının doğru belirlenmemesi sonucunda, tasarlanan devre çok verimsiz bir devreye dönüşmüştür.



Şekil 4.25 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile I_L akımı.



Şekil 4.26 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile V_L gerilimi.



Şekil 4.27 : Eşanlı sabit değerli elemanlar ile P_o değeri.

Hesaplanan değerler ile kurulan güç elektroniği devresinin tasarlanan bobinler ile eşanlı çalıştırılması sonucunda elde edilen akım ve gerilimler Çizelge 4.9’da verilmiştir. Yapılan bu çalışma ile parametrik bir çalışmanın, tasarlanan bir devre için doğru değerlerin bulunmasında ne kadar önemli olduğu belirlenmiştir. Hesaplanan değerler ile tasarlanan sistemin gerçek zamanlı olarak çalıştırılması ile verim yaklaşık %27 seviyelerine düşmüştür.

Çizelge 4.9 : Eşanlı sabit değerli benzetim çalışması sonuçları.

Değişken Adı	Yüklü Durum	Birim
I_s	12,16	A_{p-p}
V_i	17	V_{p-p}
I_L	3,3	A_{p-p}
V_L	16,6	V_{p-p}
P_i	200	W_p
P_o	55	W_p
η (%)	27,5	
f	86	kHz

4.3.2 Parametrik değerler ile eşanlı benzetim çalışmaları

Çalışmanın nihai amacı olarak ortaya konulmak istenen en verimli çalışma noktasını bulmak amacıyla güç elektroniği devresinde bulunan elemanlara ait değerler parametrik olarak değiştirilmiştir. Böylece tasarlanan bobinler için en ideal çalışma noktası yakalanmıştır.

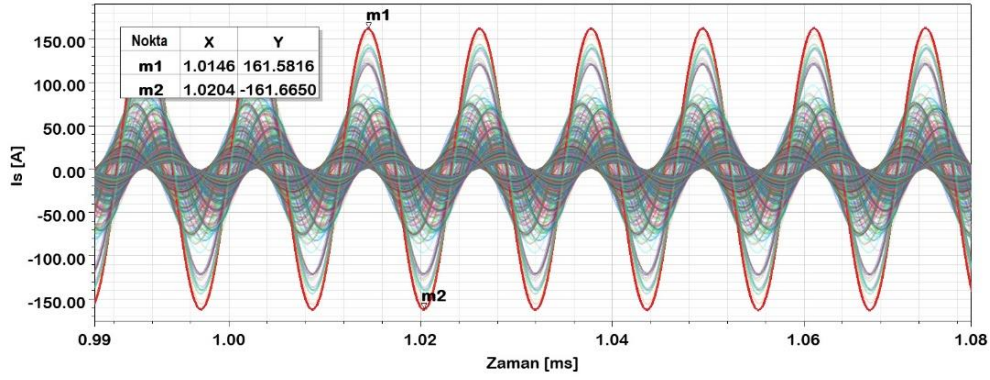
4.3.2.1 Kapasitörlerin parametrik değerler ile çalıştırılması

Şekil 4.21 verilen devre şeması üzerinde öncelikle alıcı ve verici taraf kapasitör (C_t , C_r) değerleri parametrik olarak değiştirilmiştir. Bu değişimler esnasında, toplamda 837 farklı değer için, devre üzerindeki akım ve gerilim değerleri incelenmiştir. Bobinler arasındaki mesafe 200 mm tutularak Çizelge 4.6’da parametrik benzetim çalışması sonucu elde edilen bobin değerleri kullanılmıştır. Çizelge 4.10’da kapasitörler için parametrik değişim değer aralıkları ve kullanılan bobinler arasındaki mesafede, etkin bobin değerleri belirtilmiştir. Belirlenen değer aralıkları hesaplama sonucunda elde edilen kapasitör değerlerinin oluşturduğu bilgi ile belirlenmiş ve olabildiğince en verimli aralık seçilmeye çalışılmıştır.

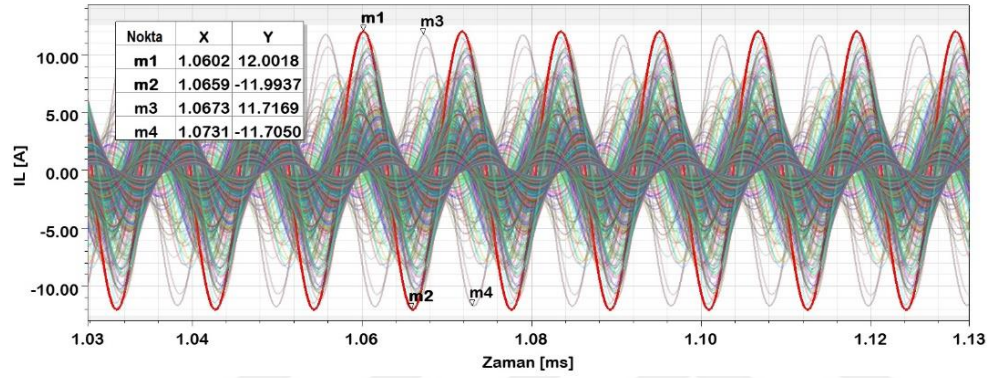
Çizelge 4.10 : Kapasitör Parametrik Değişim Aralıkları ve Sabit Değerler.

Değişken Adı	Hesaplanan Değer	Birim	Parametrik Aralık	Doğrusal Adım
z_space	200	mm	-	-
L_t	105	μH	-	-
L_r	17	μH	-	-
C_t	255	nF	175 - 325	5
C_r	33	nF	20 - 150	5

Benzetim çalışması sonucunda kapasitör değişimlerinin giriş akımı $I_s(A)$ üzerine etkileri Şekil 4.28’de; çıkış akımı $I_L(A)$ üzerine etkileri Şekil 4.29’da verilmiştir. Alıcı ve verici devrelerde bulunan kapasitörler karşılıklı olarak parametrik olarak değiştirilmiş ve en büyük değerleri seçilmeye çalışılmıştır.

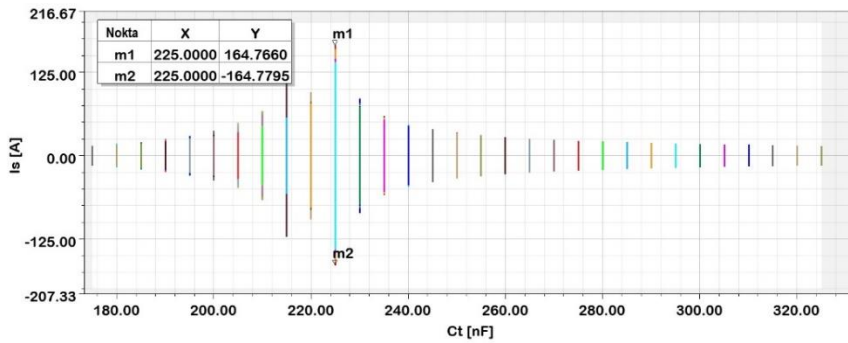


Şekil 4.28 : Kapasitörlerin parametrik değişiminin giriş akımı I_s 'ye etkisi.

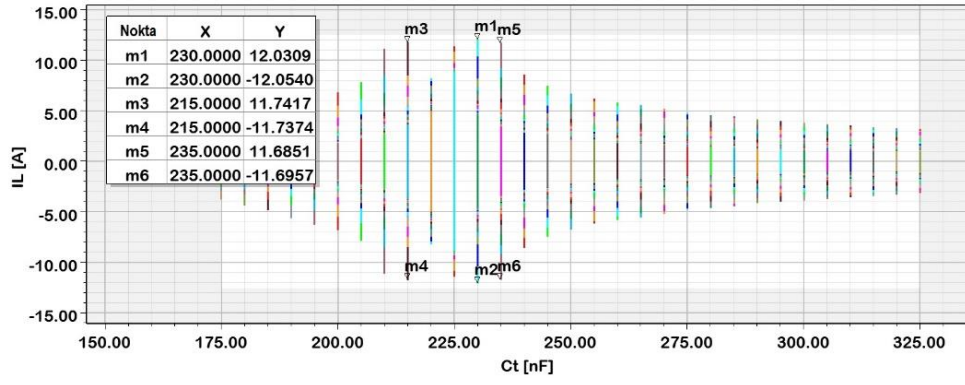


Şekil 4.29 : Kapasitörlerin parametrik değişiminin çıkış akımı I_L 'ye etkisi.

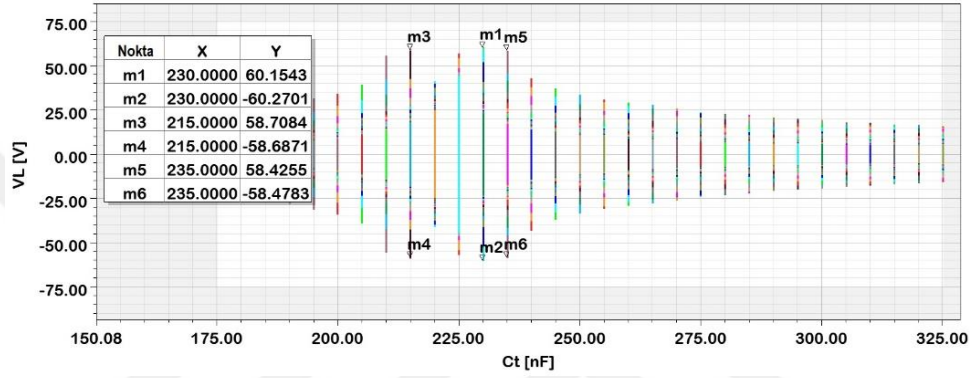
Kapasitör değerlerinin parametrik olarak değiştirilmesi sonucunda verici devre C_t kapasitörünün giriş akımı $I_s(A)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.30'da, çıkış akımı $I_L(A)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.31'de, yük üzerine düşen gerilim $V_L(V)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.32'de verilmiştir. Parametrik analiz sayesinde parametrik değer verilen her elemanın devreye etkisi incelenebilmektedir. C_t 'nin farklı değerleri için çıkış akımının üzerine etkileri incelenerek çıkış gücü artırılabilir ya da giriş akımı üzerine etkileri incelenerek kaynaktan istenilen değerin altında akım çekmesi sağlanabilir.



Şekil 4.30 : C_t değişiminin I_s üzerindeki etkisi.

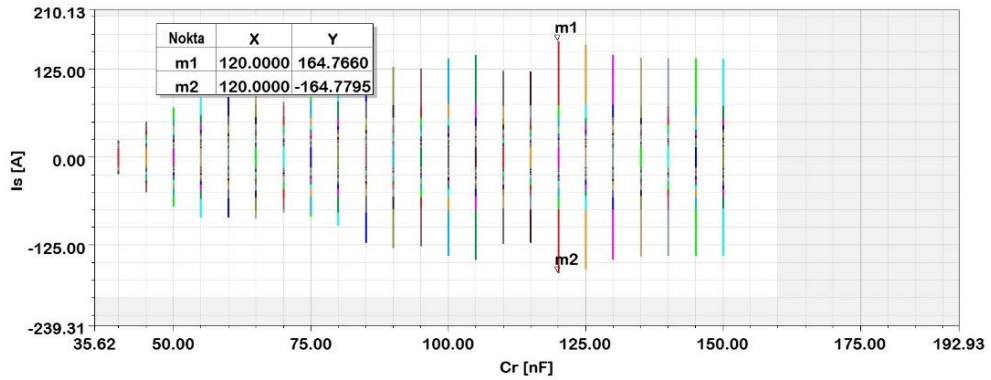


Şekil 4.31 : C_t değişiminin I_L üzerindeki etkisi.

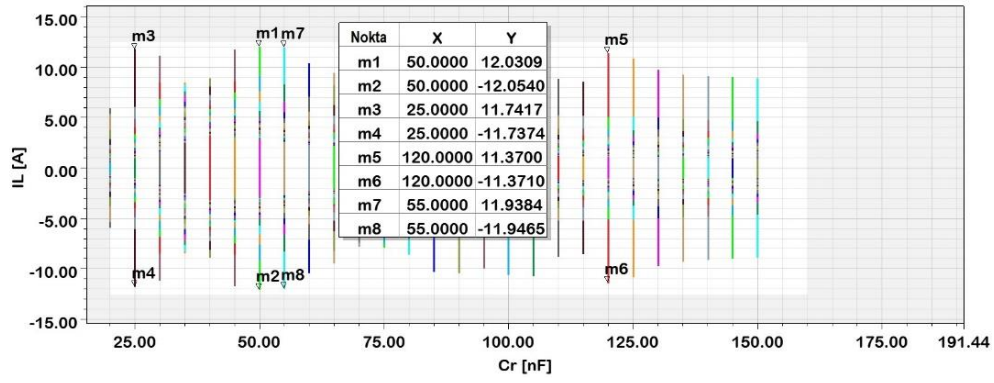


Şekil 4.32 : C_t değişiminin V_L üzerindeki etkisi.

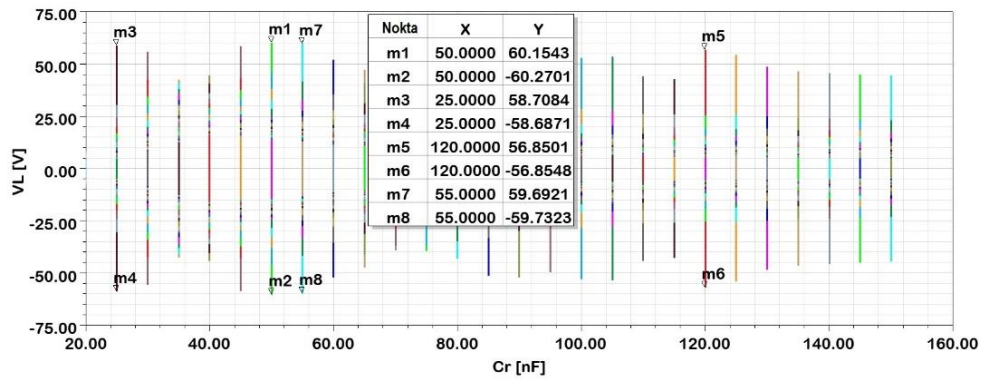
Aynı şekilde C_r kapasitörünün değişiminin giriş akımı $I_s(A)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.33'te, çıkış akımı $I_L(A)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.34'te, yük üzerine düşen gerilim $V_L(V)$ üzerindeki etkisi Şekil 4.35'de verilmiştir. C_t 'nin seçiminde kullanılabilecek farklı kısıtlamaların veya istenilen değerin ayarlanmasında olduğu gibi C_r 'nin sistemin tamamı üzerindeki etkisi incelenerek istenilen değerde C_r ayarlanabilir.



Şekil 4.33 : C_r değişiminin I_s üzerindeki etkisi.

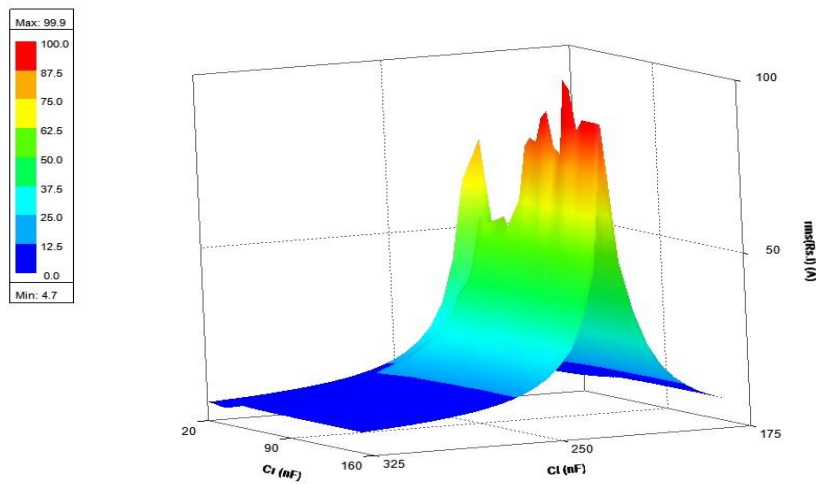


Şekil 4.34 : C_r değişiminin I_L üzerindeki etkisi.

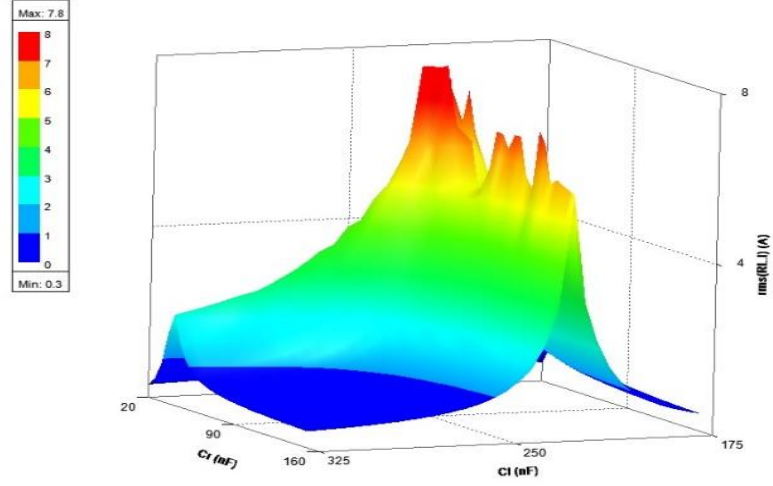


Şekil 4.35 : C_r değişiminin V_L üzerindeki etkisi.

C_t ve C_r kapasitör değerlerinin değişiminin I_s üzerindeki etkisi Şekil 4.36'da; I_L üzerindeki etkisi Şekil 4.37'de verilmiştir.

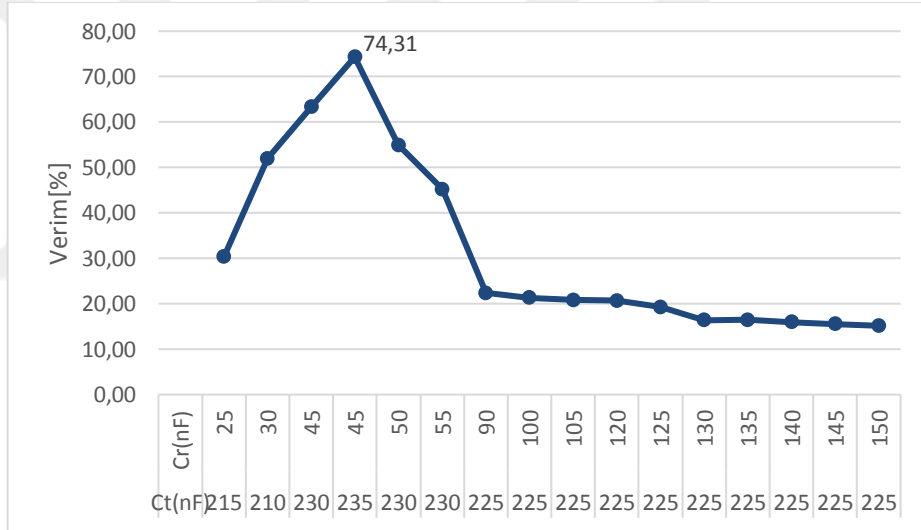


Şekil 4.36 : C_t ve C_r değişiminin I_s üzerine etkisi.



Şekil 4.37 : C_t ve C_r değişiminin I_L üzerine etkisi.

Şekil 4.38’de parametrik kapasitör değerleri için verim karakteristiği verilmiştir.



Şekil 4.38 : Parametrik kapasitör değerleri-verim karakteristiği.

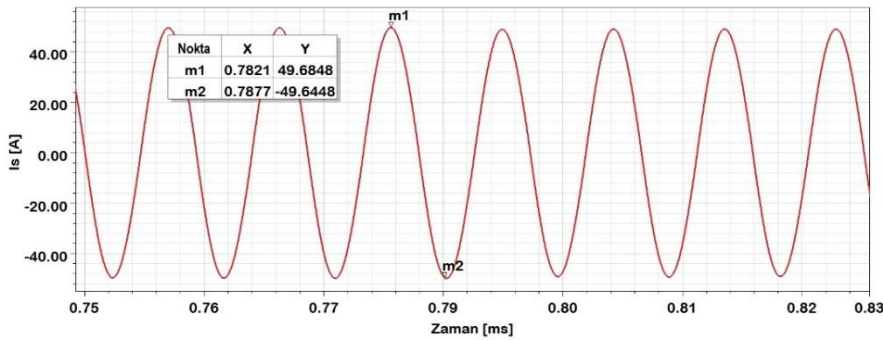
Bu değişimler esnasında elde edilen en yüksek 14 adet I_s (A) ve I_L (A) akımları, V_L (V) gerilimi, giriş gücü P_i (W), çıkış gücü P_o (W) etkin değerleri ile devrenin verimi Çizelge 4.11’de verilmiştir. Çizelge 4.11 incelendiğinde en yüksek verimin 4 numaralı satırdaki kapasitör değerleri ile elde edildiği görülmektedir.

Çizelge 4.11 : Kapasitörlerin parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.

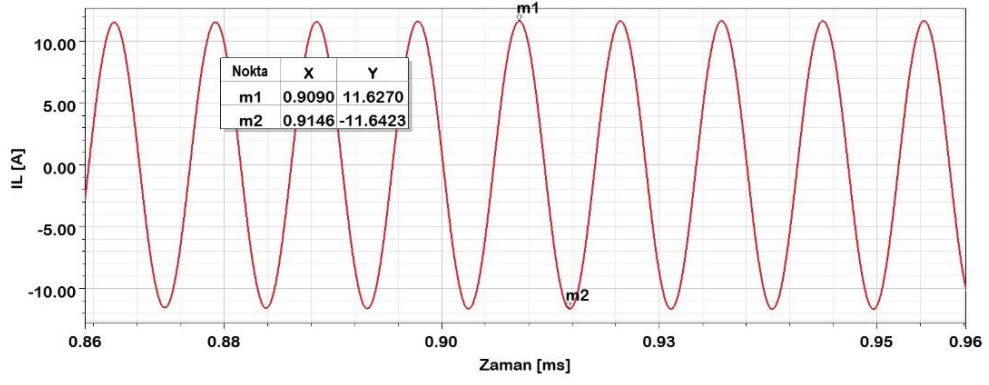
S.N.	C_t [nF]	C_r [nF]	$I_s(A_{rms})$	$I_L(A_{rms})$	$V_L(V_{rms})$	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$	η (%)
1	215	25	76,38	7,35	36,77	1172,36	356,05	30,37
2	210	30	38,67	6,97	34,87	597,79	310,81	51,99
3	230	45	29,80	6,86	34,32	465,11	294,52	63,32
4	235	45	33,59	7,82	39,12	519,29	385,89	74,31
5	230	50	45,24	7,76	38,79	697,55	383,03	54,91
6	230	55	55,67	7,81	39,03	858,44	388,08	45,21
7	225	90	81,25	6,55	32,74	1250,66	280,09	22,40
8	225	120	87,63	6,61	33,07	1348,72	287,07	21,28
9	225	125	90,06	6,62	33,09	1385,46	288,15	20,80
10	225	130	99,92	6,89	34,43	1528,52	315,64	20,65
11	225	135	97,54	6,61	33,03	1492,88	288,25	19,31
12	225	140	86,07	5,74	28,68	1320,69	216,33	16,38
13	225	150	89,55	5,88	29,41	1374,13	226,26	16,47
14	230	150	89,41	5,80	28,98	1372,61	219,28	15,98

Parametrik çalışma sonucunda elde edilen en verimli kapasitör değerleri tek değer olarak devreye girildiğinde ölçülen değerlerde 1-2 birimlik farklar olmaktadır. Sinyal üzerinden okumanın zorluğundan dolayı ölçülen büyüklüklerin etkin değerleri Simplorer yazılımı içerisinde çizelge olarak alınarak belirtilmiştir.

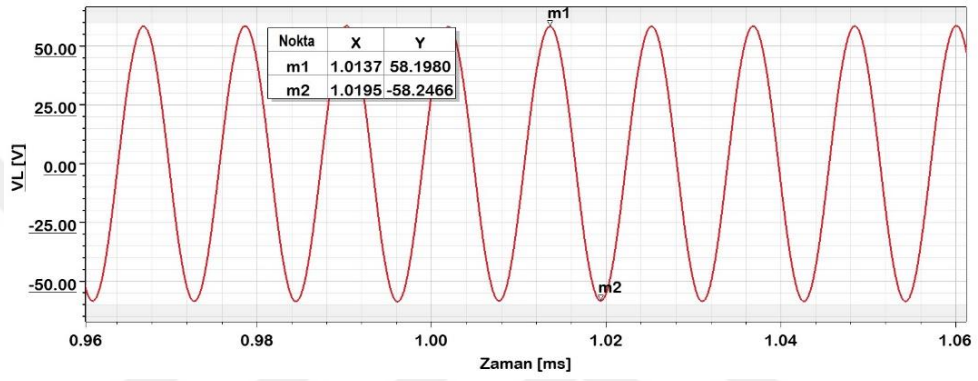
C_t değeri 235 nF ve C_r değeri 45 nF iken devrenin giriş ve çıkış akımları ile R_L üzerine düşen gerilim V_L incelenmiştir. Şekil 4.39 giriş akımı I_s sinyalini; Şekil 4.40 çıkış akımı I_L sinyalini; Şekil 4.41 ise V_L sinyalini göstermektedir.



Şekil 4.39 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için I_s sinyali.

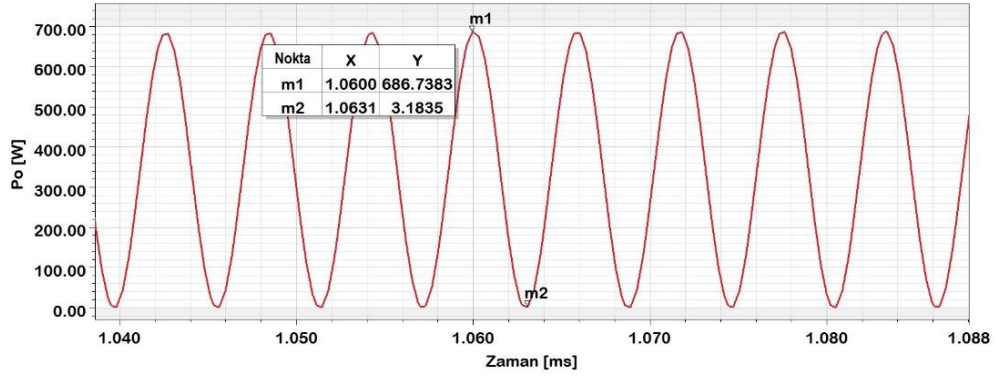


Şekil 4.40 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için I_L sinyali.



Şekil 4.41 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için V_L sinyali.

Belirlenen kapasitör değerleri ile çıkış gücü P_o sinyali Şekil 4.42 de verilmiştir.



Şekil 4.42 : Parametrik C değerleri için en verimli durum için P_o sinyali.

4.3.2.2 Frekansın parametrik değerler ile çalıştırılması

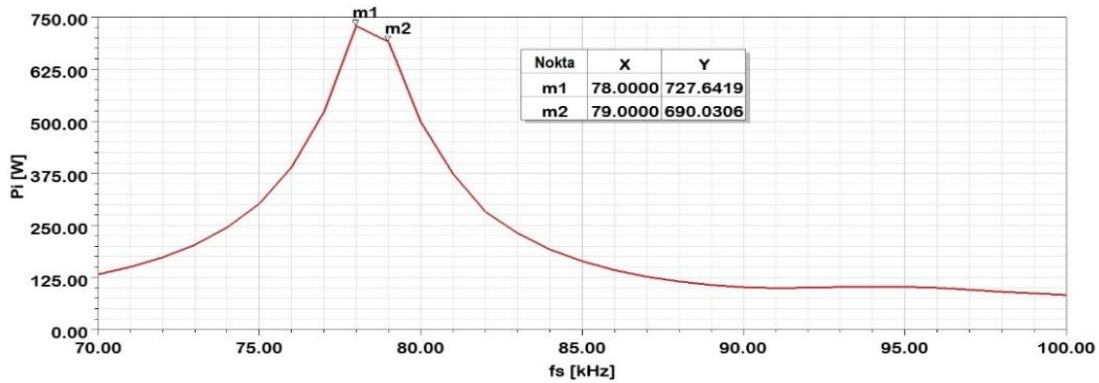
Kapasitörlerin parametrik çalıştırılması sonucu elde edilen en verimli değerler için devreye ait diğer değişkenlerden olan anahtarlama frekansı, f , parametrik olarak değiştirilerek devrenin çalışması incelenmiştir. Çizelge 4.12 de çalışma frekansı parametrik değişim aralığı verilmiştir.

Çizelge 4.12 : Frekansın parametrik değişim aralıkları.

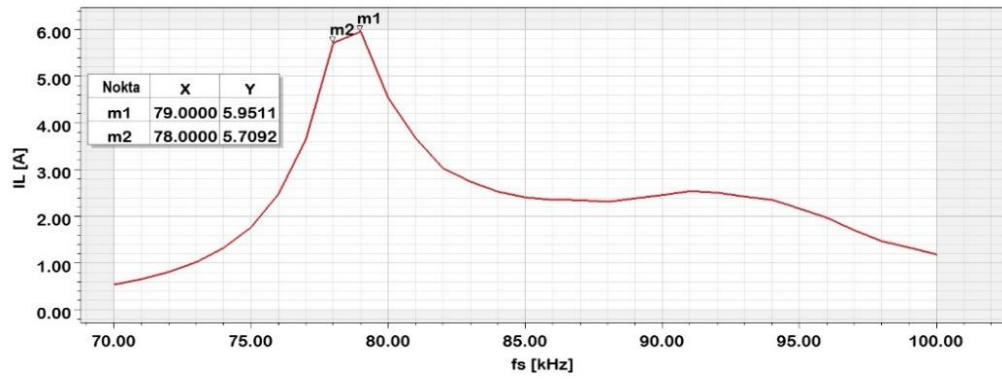
Değişken Adı	Hesaplanan Değer	Birim	Parametrik Aralık	Doğrusal Adım Değeri
f	86	kHz	70-100	1

Frekans değerinin parametrik değiştirilmesi çalışmasında iki durum incelenmiştir. Birinci durum, hesaplanan değerlerin frekans değişimine karşı cevabı; ikinci durum, kapasitörlerin parametrik çalıştırılması sonucunda elde edilen ideal değerler için devrenin frekans değişimine cevabı. Böylece, yapılan parametrik çalışmanın fiziksel çalışma ortamına aktarılması durumunda muhtemel frekans kaymalarının sonucu, aktarılan güç ve verim üzerine etkisi incelenebilmiştir.

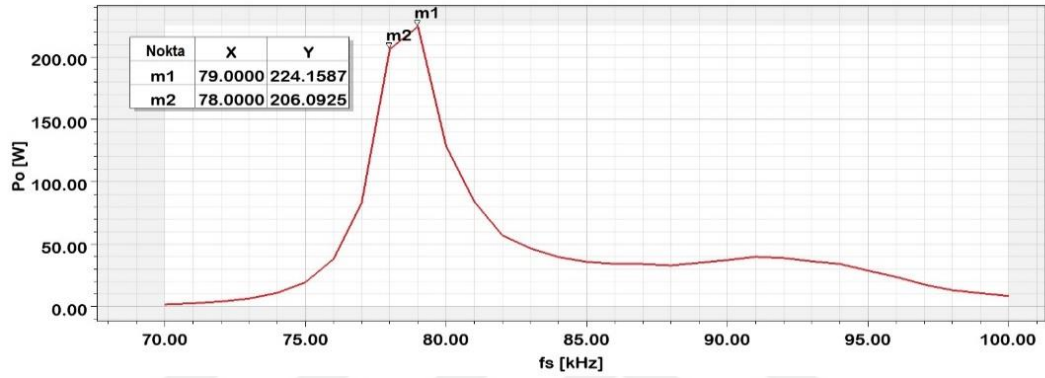
Çizelge 4.7’de belirtilen hesaplanan kapasitör değerleri için çalışması frekansı parametrik olarak değiştirilmiştir. Şekil 4.43’te hesaplanan kapasitör değerleri için giriş gücü $P_i(W)$; Şekil 4.44’de yük akımı $I_L(A)$; Şekil 4.45’te çıkış gücü $P_o(W)$; Şekil 4.46’da çıkış gücü $P_o(W)$ dağılımı verilmiştir. Hesaplanan kapasitör değerleri ile devre eşanlı çalıştırıldığında tasarımın en verimli olduğu frekansta belirlenmiştir. Belirlenen bu frekans devrenin çalışması istenen 86 kHz değildir. Devrenin iki frekansta rezonansa girdiği belirlenmiştir. Bu frekanslar 78 ve 79 kHz tir.



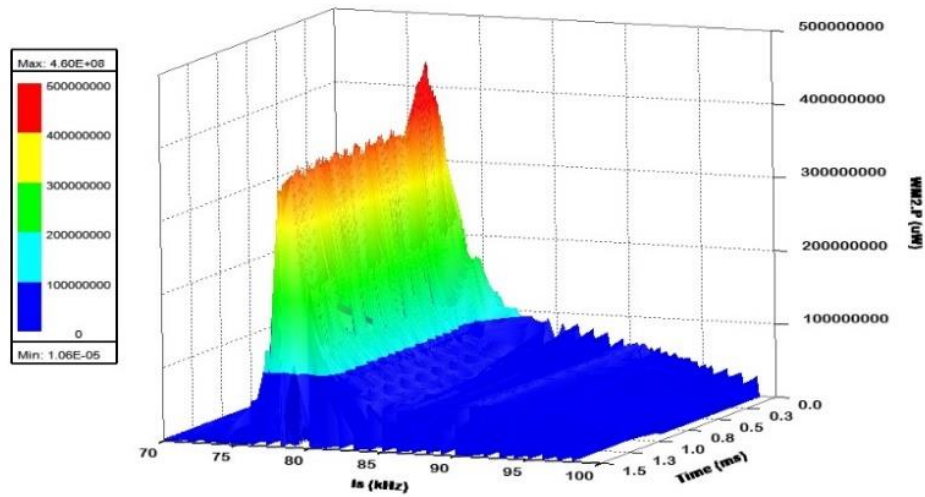
Şekil 4.43 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_i değeri.



Şekil 4.44 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında I_L değeri.



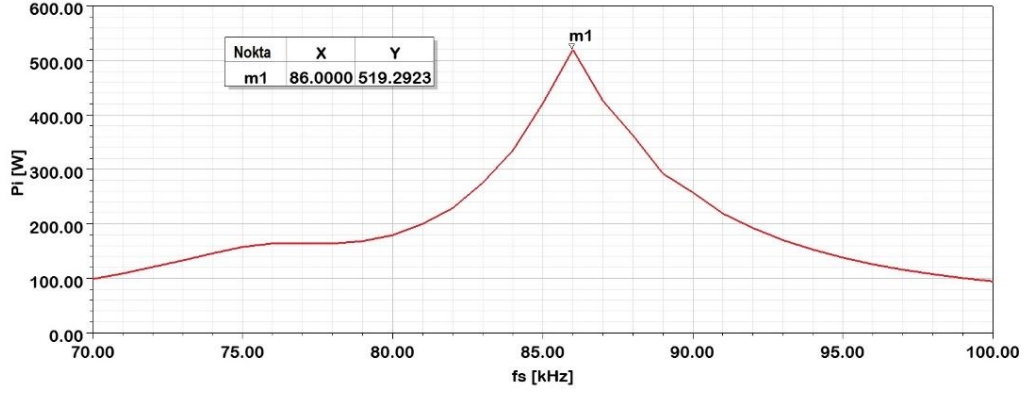
Şekil 4.45 : Hesaplanan C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_o değeri.



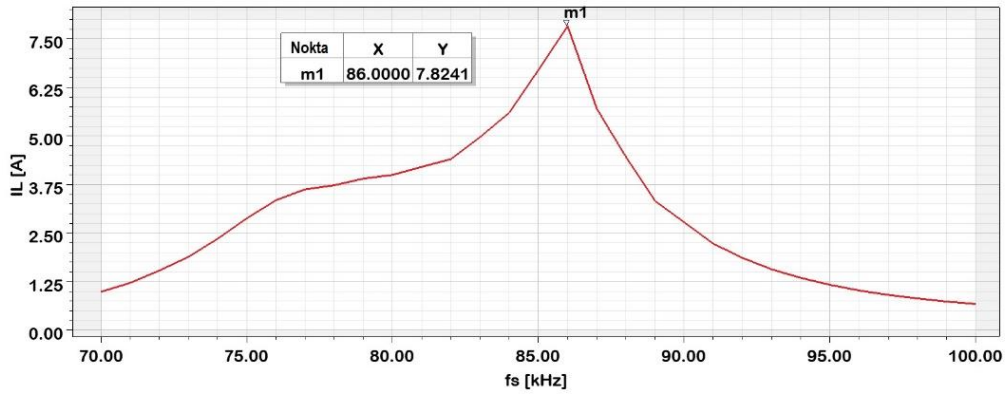
Şekil 4.46 : Hesaplanan C değerleri ile f frekansın parametrik çalışmasında P_o değer dağılımı.

Şekil 4.47’de parametrik olarak belirlenen ideal kapasitör değerleri C_t değeri 235 nF ve C_r değeri 45 nF iken giriş gücü $P_i(W)$; Şekil 4.48’de yük akımı $I_L(A)$; Şekil 4.49’de çıkış gücü $P_o(W)$; Şekil 4.50’de çıkış gücü $P_o(W)$ dağılımı verilmiştir. Tasarımın

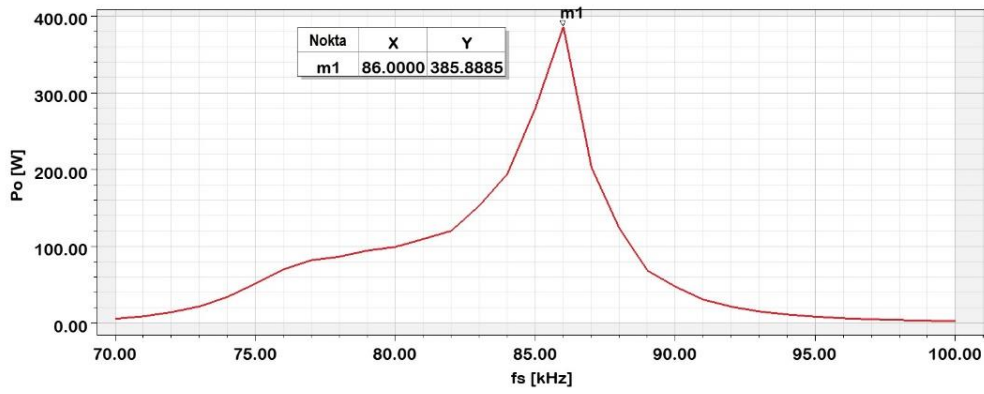
parametrik çalışma sonucunda daha kesin bir frekansta ve daha verimli çalıştığı belirlenmiştir.



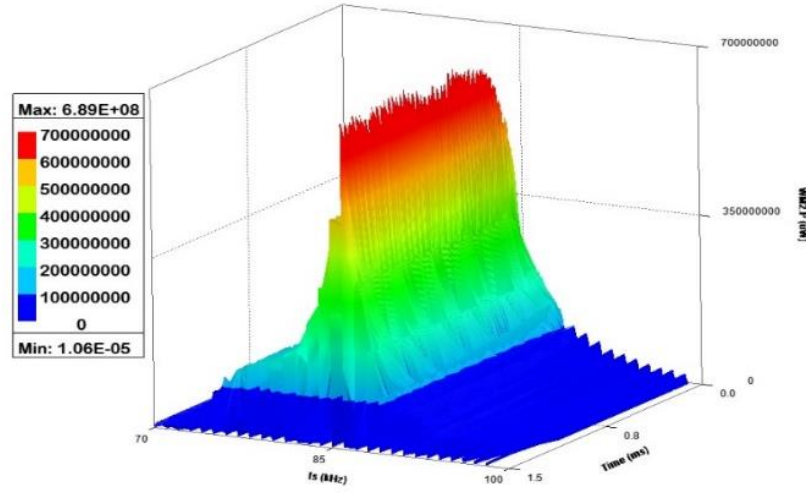
Şekil 4.47 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_i değeri.



Şekil 4.48 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında I_L değeri.



Şekil 4.49 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_o değeri.



Şekil 4.50 : İdeal C değerleri ile frekansın parametrik çalışmasında P_0 değer dağılımı.

Frekans değerinin parametrik olarak değiştirilmesi sonucunda elde edilen giriş ve çıkış güçleri ile verim Çizelge 4.13'te verilmiştir.

Çizelge 4.13 : Çalışma frekansının parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.

	C_t [nF]	C_r [nF]	En Verimli f (kHz)	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$	$\eta(\%)$
Hesaplanan Değerler	255,086	33,078	79	689,77	224,21	32,50
İdeal Değerler	235	45	86	519,29	385,88	74,31

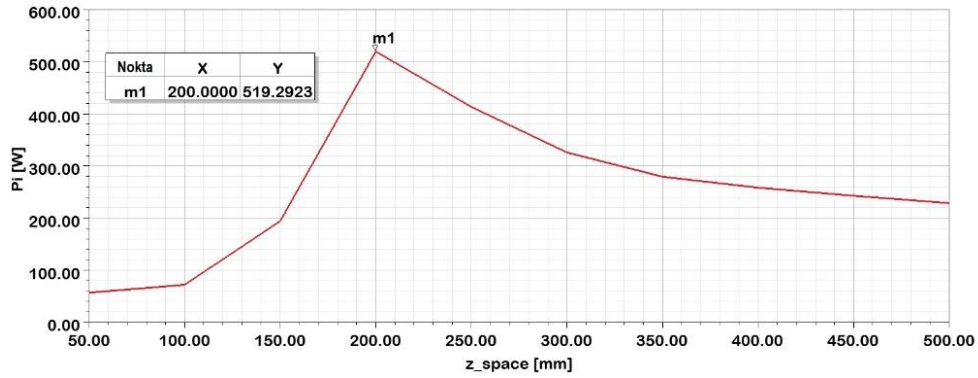
4.3.2.3 Bobinler arasındaki mesafenin parametrik değişimi

Çalışma frekansı ve kapasitör değerleri en ideal değerlerde belirlenmiştir. Çizelge 4.13'te belirtilen ideal değerler sabit tutularak, tasarlanan bobinler arasındaki mesafe [$z_space(mm)$] parametrik olarak değiştirilerek incelenmiştir. Çizelge 4.14'te mesafenin parametrik adım aralığı belirtilmiştir.

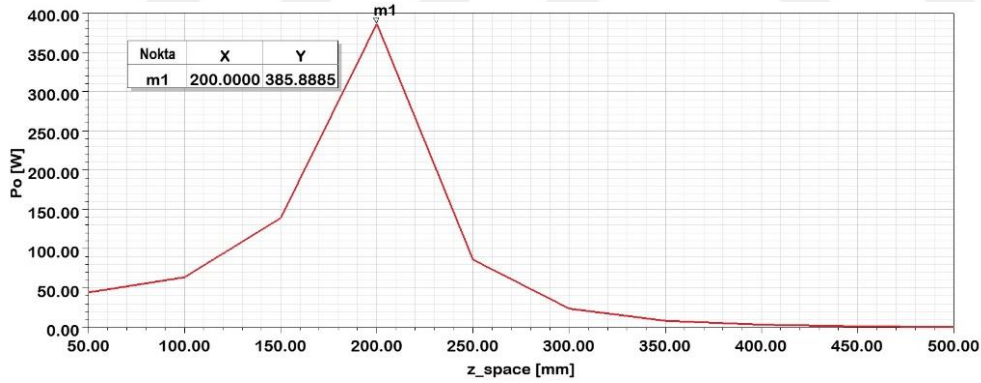
Çizelge 4.14 : Bobinler arasındaki mesafe [z_space(mm)] parametrik olarak değişim aralıkları.

Değişken Adı	Birim	Parametrik Aralık	Doğrusal Adım Değeri
z_space	mm	50 - 500	50

Şekil 4.51’de bobinler arası mesafenin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen giriş gücü P_i ; Şekil 4.52’de çıkış gücü P_o sinyalleri verilmiştir. En verimli bobinler arası mesafe 200 mm iken elde edildiği görülmüştür. Mesafe 300 mm ve üzerine çıktığında çıkış gücü 50 W’ın altına düşmektedir.



Şekil 4.51 : z_space değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_i değeri.



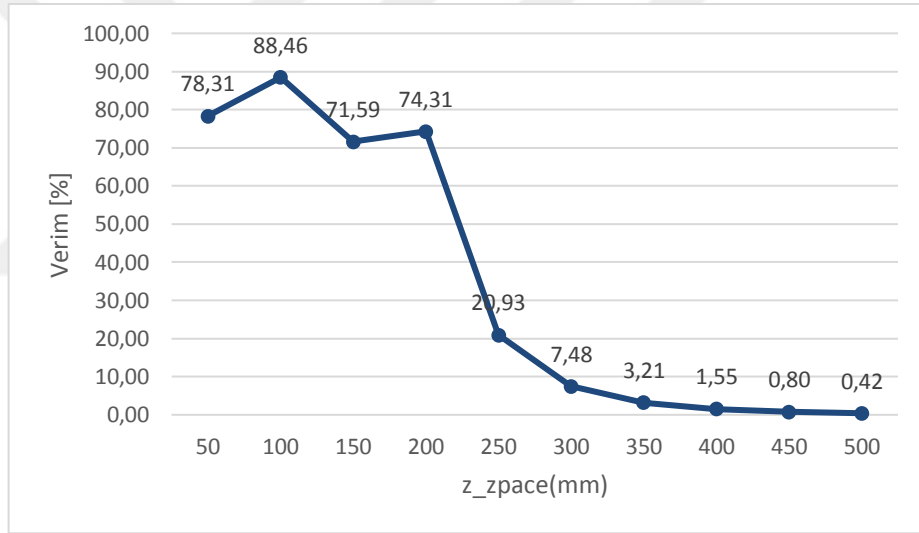
Şekil 4.52 : z_space değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_o değeri.

Bobinler arasındaki mesafenin parametrik olarak değiştirilmesi sonucunda elde edilen giriş ve çıkış güçleri ile verim Çizelge 4.15’te verilmiştir. En verimli bobinler arası mesafe değeri 100 mm olmasına rağmen çıkış gücü istenilen değerin çok altındadır.

Çizelge 4.15 : Bobinler arasındaki mesafenin parametrik çalışması sonucu elde edilen verim değerleri.

z_space (mm)	I_s (A _{rms})	I_L (A _{rms})	V_L (V _{rms})	P_i (W _{rms})	P_o (W _{rms})	η (%)
50	3,62	2,71	13,56	57,37	44,93	78,31
100	4,63	3,23	16,13	72,56	64,19	88,46
150	12,20	4,75	23,76	194,48	139,22	71,59
200	33,59	7,82	39,12	519,29	385,89	74,31
250	25,40	3,73	18,64	413,15	86,47	20,93
300	19,71	1,97	9,86	325,82	24,38	7,48
350	16,81	1,18	5,92	279,47	8,97	3,21
400	15,48	0,79	3,95	258,49	4,02	1,55
450	14,54	0,55	2,73	242,96	1,94	0,80
500	13,68	0,38	1,91	228,83	0,95	0,42

Şekil 4.53'te parametrik kapasitör değerleri için verim karakteristiği verilmiştir.



Şekil 4.53 : z_space - verim karakteristiği.

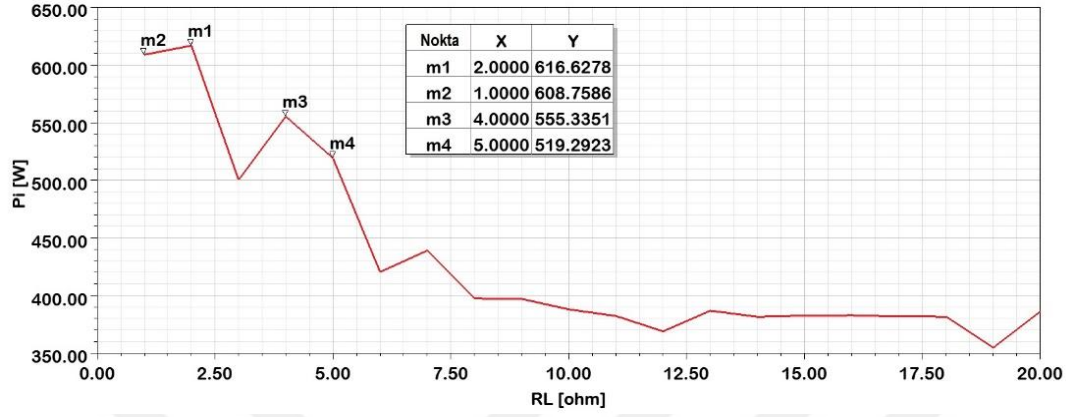
4.3.2.4 R_L yükünün parametrik değişimi

Yapılan parametrik çalışmalar sonucunda en ideal çalışma değerleri belirlenmiştir. Ancak, R_L yükünün verime etkisinin de incelenmesi gerekmektedir. Bu nedenle Çizelge 4.16'da parametrik değerler ile R_L yükünün verime etkisi incelenmiştir.

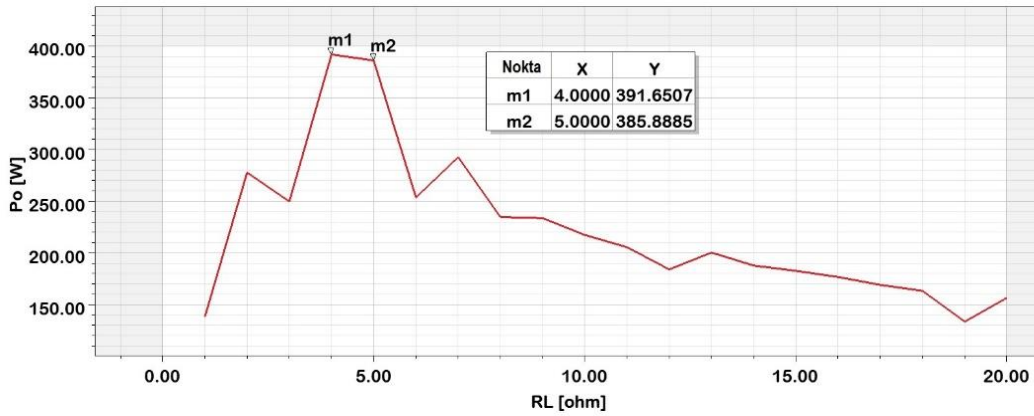
Çizelge 4.16 : R_L yükünün parametrik olarak değişim aralıkları.

Değişken Adı	Birim	Parametrik Aralık	Doğrusal Adım Değeri
R_L	Ω	1 - 20	1

Şekil 4.54’de R_L yükünün parametrik çalıştırılması sonucu elde edilen giriş gücü P_i ; Şekil 4.55’de çıkış gücü P_o sinyalleri verilmiştir. R_L yükü artırıldıkça beklendiği gibi evirici çıkışındaki güç düşmüştür. Ancak çıkış gücünde beklenen doğrusallık gözlemlenememiştir. R_L yükü, 4 Ω iken en büyük çıkış gücüne ulaşılmıştır.



Şekil 4.54 : R_L değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_i değerleri.



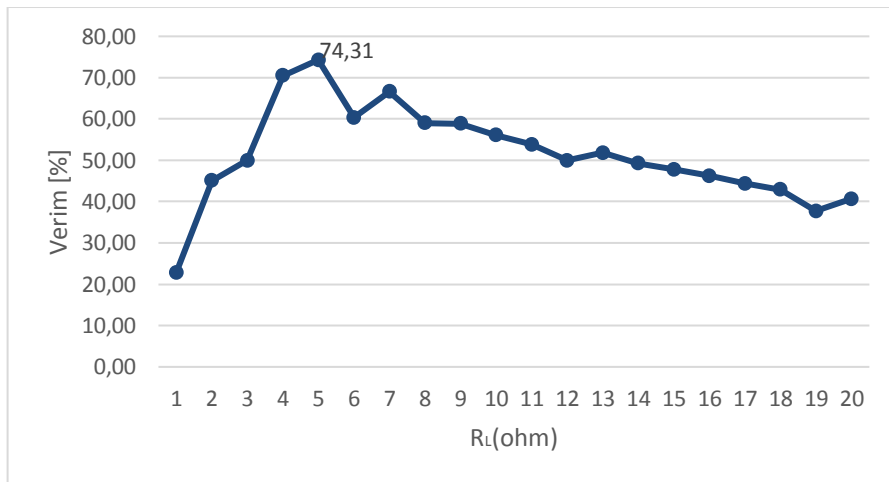
Şekil 4.55 : R_L değerinin parametrik değiştirilmesi sonucu elde edilen P_o değerleri.

Çizelge 4.17’de R_L yükünün parametrik olarak değiştirilmesi sonucunda elde edilen giriş ve çıkış güçleri ile verim verilmiştir. R_L yükü, 4 Ω iken en büyük çıkış gücüne ulaşılmasına rağmen en verimli durum, R_L yükü, 5 Ω iken gözlenmiştir.

Çizelge 4.17 : R_L yükünün parametrik değiştirilmesi sonucu verim.

$R_L (\Omega)$	$I_s (A_{rms})$	$I_L (A_{rms})$	$V_L (V_{rms})$	$P_i (W_{rms})$	$P_o (W_{rms})$	$\eta (\%)$
1	38,91	10,49	10,49	608,76	138,75	22,79
2	39,57	10,45	20,89	616,63	277,89	45,07
3	32,42	8,15	24,44	500,33	249,87	49,94
4	35,96	8,81	35,23	555,34	391,65	70,53
5	33,59	7,82	39,12	519,29	385,89	74,31
6	27,00	5,83	34,96	420,70	253,79	60,33
7	28,07	5,78	40,48	439,21	292,68	66,64
8	25,36	4,86	38,86	397,82	234,91	59,05
9	25,22	4,57	41,13	397,39	233,89	58,86
10	24,55	4,18	41,84	388,31	217,63	56,05
11	24,12	3,88	42,69	382,54	205,86	53,81
12	23,24	3,51	42,16	369,29	184,40	49,93
13	24,29	3,52	45,82	387,14	200,68	51,84
14	23,92	3,29	46,05	381,87	188,15	49,27
15	23,94	3,13	47,00	382,89	182,99	47,79
16	23,92	2,98	47,74	383,18	177,11	46,22
17	23,79	2,83	48,12	382,15	169,48	44,35
18	23,78	2,71	48,69	381,99	163,74	42,87
19	22,14	2,38	45,17	355,17	134,02	37,74
20	23,99	2,51	50,26	386,59	157,08	40,63

Şekil 4.56’da parametrik R_L yükü değerleri için verim karakteristiği verilmiştir.



Şekil 4.56 : R_L Yükü - Verim Karakteristiği.



5. SONUÇ

Bu çalışmada, temel bir kablosuz güç transferi modeli tanımlanmış, tasarlanmış ve parametrik analizleri yapılmıştır. Besleme kaynağı olarak giriş gerilimi bir kuru tip bakımsız akü düşünülerek 12 V_{rms} seçilmiştir.

Sistem tasarımı için gerekli hesaplamalar farklı sarım sayıları kullanılarak parametrik olarak Matlab yazılımı ile yapılmıştır. En verimli sarım sayılarının verici bobin 10, alıcı bobin 20 sarımlı olduğu hali belirlenmiştir. Yapılan hesaplamalardan elde edilen sonuçlar ile Ansys Electronics/Maxwell yazılımında alıcı ve verici bobinlerin tasarımı yapılmıştır. Böylece, yapılan tasarım ile hesaplamalardan elde edilen sonuçlar Çizelge 5.1’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir (z_{space} = 400 mm).

Çizelge 5.1 : Benzetim ve hesaplama sonucu bobin değerleri karşılaştırılması.

	L_t(μH)	L_r(μH)	M(μH)	Kuplaj Katsayısı (k)
Benzetim Sonucu	16,33	103,83	1,52	0,037
Hesaplama Sonucu	13,4263	103,53	1,663	0,0446

Çizelge 5.1’de görüldüğü gibi hesaplama sonucu, benzetim çalışması ile elde edilmiştir. Buna göre hesaplamalara esas olarak kullanılan Denklem 3.20, Denklem 3.24, Denklem 3.27 ve Denklem 3.36, KGT sistemleri için düz spiral bobin tasarımında kullanılabilir olduğu belirlenmiştir.

Tasarımı gerçekleştirilen bobinlerin hesaplama sonuçları ve kapasitör değerleri (C_t=255,086 nF; C_r=33,078 nF) ile Ansys Electronics/Simplorer yazılımı içerisinde gerçek zamanlı olarak benzetim çalışması yapılmıştır. Böylece, hesaplanarak belirlenen değerlerin, benzetim programı içerisindeki elemanlar ile davranışı incelenmiştir. Daha sonra sabit değerli kapasitörler ile tasarlanan bobinlerin eşanlı

olarak benzetim çalışması yapılmıştır. Çizelge 5.2’de bu hesaplama ve benzetim sonuçlarında elde edilen giriş – çıkış akımları, gerilimleri ve güçleri verilmiştir.

Çizelge 5.2 : Sabit kapasitör değerleri ile elde edilen değerlerin karşılaştırılması.

	I_s	I_L	V_L	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$
Hesaplama Sonucu	70,6	12,59	62,96	847	793
Eşanlı olmayan benzetim	57,98	8,83	45,25	848,52	594
Eşanlı olan benzetim	8,59	2,33	11,73	141,42	38,89

Çizelge 5.2 incelendiğinde, benzetim çalışmaları sonucunda hesaplanan değerler ile yapılan ve yazılım içerisinde bulunan elemanların kullanılması sonucu elde edilen sonuçların, hesaplamalara yakın olsa da doğru ve istenilen sonuçları vermediği gözlenmiştir. Hesaplamalara göre tasarlanan bobinlerin ve hesaplanan kapasitörlerin kullanılması ile tasarımın bu haliyle en verimsiz durumda olduğu belirlenmiştir.

Yapılan tasarımının parametrik bir analiz ile en verimli haline gelebilmesi adına kapasitör değerleri parametrik olarak belirlenmiştir. Buna göre devrenin en verimli hali için ideal kapasitör değerleri ve benzetim sonuçlarında elde edilen giriş – çıkış akımları, gerilimleri ve güçleri Çizelge 5.3’te verilmiştir.

Çizelge 5.3 : En ideal kapasitör değerleri ile sinyaller.

$C_t[nF]$	$C_r[nF]$	$I_s(A_{rms})$	$I_L(A_{rms})$	$V_L(V_{rms})$	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$
235	45	33,59	7,82	39,12	519,29	385,89

Belirlenen ideal kapasitör değerleri ve yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen kapasitör değeri tasarlanan devreler parametrik olarak çalışma frekansının değiştirilmesi ile benzetim çalışmaları tekrarlanmıştır. Böylece, hesaplanan ve parametrik olarak belirlenen değerlerin frekans değişimine karşı tepkileri gözlemlenmiştir. Bu karşılaştırma Çizelge 5.4’te verilmiştir.

Çizelge 5.4 : Hesaplanan ve parametrik olarak belirlenen devrelerin frekans cevapları.

	C_t [nF]	C_r [nF]	En Verimli f (kHz)	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$
Hesaplanan Değerler	255,086	33,078	79	603,86	325,26
İdeal Değerler	235	45	86	519,29	385,88

Çizelge 5.4 incelendiğinde hesaplanan değerler ile eşanlı olarak yapılan benzetim çalışmasının en verimli çalışma frekansının 79 kHz olduğu gözlemlenmiştir. Parametrik olarak gerçekleştirilen benzetim çalışmasında ise en verimli çalışma frekansı değerinin 86 kHz olduğu belirlenmiştir.

Böylece, dar bir bant ve istenilen frekansta çalışma yapılması istenen durumlarda parametrik bir analizin çok daha verimli devre modellerini ortaya çıkaracağı gözlemlenmiştir.

Tasarlanan ve parametrik olarak analizi yapılan devrenin bobinler arasındaki mesafeye [$z_space(mm)$] bağlı olarak parametrik analizi yapılmıştır. Bu analizde 86 kHz anahtarlama frekansı, ideal kapasitör değerleri ve tasarlanan sistem için en verimli aralık $z_space = 100$ mm iken olduğu belirlenmiştir. Ancak, Simplorer yazılımı içerisinde gerçek zamanlı olarak yapılan çalışmada bu mesafe için, tasarlanan sistemle, istenilen çıkış gücüne ulaşamadığı belirlenmiştir. Bu nedenle, çıkış gücü açısından en uygun mesafenin $z_space = 200$ mm iken olduğu gözlemlenmiştir.

Ayrıca, en ideal devre parametreleri için yükün verime etkisi de incelenmiştir. Bu benzetim çalışmasında iki durum gözlemlenmiştir. Birinci durum beklendiği üzere R_L yükünün artışına paralel olarak veriminin düşmesidir. İkinci durum ise çalışmanın başından itibaren belirlenen ve sabit olarak kabul edilen $R_L = 5 \Omega$ değeri kendisinden daha küçük yüklerden daha verimli olmasıdır. Buradan anlaşılabileceği üzere parametrik çalışmalarda, yük değerinin kesin olarak belirli olmaması tüm tasarımı etkilemektedir.

Yapılan çalışmalarda elde edilen tüm verim değerleri Çizelge 5.5’te verilmiştir.

Çizelge 5.5 : Yapılan çalışma sonucun elde edilen verim değerleri.

Yapılan Çalışmalar	$P_i(W_{rms})$	$P_o(W_{rms})$	η (%)
Hesaplamalara Göre	847	793	93,61
Eşanlı Olmayan Sabit Değerlerle	848,52	594	70,39
Eşanlı Olan Sabit Değerlerle	141,42	38,89	27,5
Parametrik Çalışma Sonucu	519,29	385,88	74,31

Çizelge 5.5 incelendiğinde hesaplanan verim değerinin %93,61 olduğu görülmektedir. Ancak ideal şartlarda yapılan teorik hesaplamaların, fiziksel engellerden dolayı, uygulamada aynı verimi vermeyeceği tecrübe ile bilinmektedir. Bu nedenle teorik hesaplamalar ile elde edilen güç elektroniği elemanlarına ait değerler benzetim çalışmasında incelendiğinde verimin %27,5'e düştüğü görülmektedir. Aynı zamanda hesaplanan değerlerin herhangi bir bobin tasarımı yapılmadan benzetim yazılımı içerisindeki gömülü elemanlar kullanılarak incelenmesi durumunda ise verimin %70,46 olduğu görülmektedir. Bu durumda, herhangi bir bobin tasarımı ve benzetim çalışması yapılmadan, teorik hesaplama ve yazılımlar içerisine gömülü elemanlar ile elde edilen verilerle gerçekleştirilmesi durumunda, çok fazla zaman ve enerji gideceği, gerçekleştirilen devrenin istenilen çalışmayı yapmayacağı düşünülmektedir.

Bu çalışmada, ele alınan ve tasarımı yapılarak benzetim çalışmaları incelenen yaklaşım ile verim %74,31 olarak belirlenmiştir. Bu değer yazılım içerisine gömülü elemanların kullanılmasından daha verimli bir değerdir. Aynı zamanda normalize edilen güç elektroniği elemanlarının fiziksel ortamda elde edilmesi daha uygulanabilir bir hale gelmiştir.

Bu tez çalışmasında, aynı zamanda temel bir yaklaşım olan verici taraf akımının yükseltilecek alıcı tarafta elde edilecek gücün artacağı ön kabullenmesinin dışında sonuçlara ulaşılmıştır. Çizelge 4.11 incelendiğinde giriş akımlarının çok daha yüksek olduğu değerlerde verimin daha düşük olduğu görülmektedir. Parametrik analiz ile doğru bir şekilde belirlenen güç elektroniği devre elemanlarının kaynaktan daha az akım çekeceği belirlenmiştir.

Tasarımda belirlenen verim değerleri gerçek zamanlı benzetim yazılımında bulunan anahtarlama kayıplarını esas alarak çalışmaktadır. Aynı zamanda, tasarlanan bobine

ait ısı, manyetik akı, fiziksel etkenlerden oluşan kayıplar gibi değişik parametrelerin tasarlanan sistemin gerçekleştirilmesi durumunda verimini etkileyeceği ön görülmektedir. Ancak, yapılan çalışmanın parametrik olarak analizinin yapılmış olmasından dolayı, tasarımın gerçekleştirilmesi durumunda, belirlenen güç ve verim değerlerine yakın olacağı beklenmektedir.

Bu çalışmada, esas olarak belirlenen yaklaşım, tüm parametrelerin tek bir benzetim çalışması ile incelenmesidir. Ancak mevcut bilgisayar donanımının böyle bir hesaplamayı (yaklaşık olarak 5.189.400 farklı ihtimal) yapması ve Ansys Electronics/Simplorer yazılımının aynı anda sadece 32000 ihtimali hesaplamaya izin vermesinden dolayı, analizin bu şartlarda yapılmasının mümkün olmadığı anlaşılmıştır. Bundan dolayı parametrik çalışma kısımlara ayrılarak incelenmiştir. Daha donanımlı bilgisayar ortamında farklı ve belki daha iyi verim değerlerinin çok daha rahat parametrik olarak belirlenebileceği düşünülmektedir.

İleride yapılacak benzer çalışmalara esas olmak üzere, hesaplanan değerler ile kullanılacak yazılım içerisinde bulunan elemanların kullanılması sonucunda oluşturulan tasarımların istenilen sonucu vermeyeceği görülmüştür. Buna göre, hesaplanan sonuçlardan sonra kullanılacak bobinin tasarlanarak eşanlı çalışma yapılması ve güç elektroniği elemanlarının parametrik bir analizle belirlenmesi gerektiği belirlenmiştir.

Benzer alanlarda yapılacak parametrik çalışmalar için yükün sabit olarak kabul edilmesinin tüm devre parametrelerini bir değere göre ayarlayacağı veya normalize edeceği gözden kaçırılmamalıdır. Bu bağlamda, elektrikli taşıt şarj istasyonlarında yük değişkenlik göstereceğinden kurulması planlanan kablosuz enerji transferi sisteminin tasarımında dikkate alınmalıdır.



KAYNAKLAR

- Agbinya, J. I. (2016). *Wireless power transfer, 2nd Edition. Wireless Power Transfer, 2nd Edition.*
- Ağçal, A. (2014). *Kablosuz Enerji Transferinde Farklı Hava Aralıkları Ve Karakteristik Empedanslara Göre Verim Analizi.* Yıldız Teknik Üniversitesi.
- Ağçal, A. (2017). *Yeni Bir Kapalı Çevrim Algoritmali Yüksek Verimli Kablosuz Enerji Transferi Sistemi Tasarımı Ve Uygulaması.* Yıldız Teknik Üniversitesi.
- Agcal, A., Ozcira, S. ve Bekiroglu, N. (2016). Wireless Power Transfer by Using Magnetically Coupled Resonators. *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies* içinde (C. Chapter 3, s. 46). doi:10.5772/64031
- Ahn, D. ve Hong, S. (2014). A transmitter or a receiver consisting of two strongly coupled resonators for enhanced resonant coupling in wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1193–1203. doi:10.1109/TIE.2013.2257151
- Auvigne, C., Germano, P., Civet, Y. ve Perriard, Y. (2014). Design considerations for a contactless battery charger. *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2014*, 52(5), 1308–1314. doi:10.1109/EPE.2014.6910704
- Aydin, E., Kosesoy, Y., Yildiriz, E. ve Timur Aydemir, M. (2018). Comparison of Hexagonal and Square Coils for Use in Wireless Charging of Electric Vehicle Battery. *2018 13th International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC 2018 - Conference Proceedings*, 2(1), 1–4. doi:10.1109/ISETC.2018.8583925
- Baikova, E., Romba, L., Valtchev, S., Melicio, R. ve Pires, V. F. (2018). Electromagnetic Influence of WPT on Human's Health, (January), 141–161.

doi:10.4018/978-1-5225-5870-5.ch006

Baroi, S., Shahidul Islam, M. ve Baroi, S. (2018). Design and Simulation of a Wireless Charging System for Electric Vehicles. *2nd International Conference on Electrical and Electronic Engineering, ICEEE 2017*, (December), 1–4. doi:10.1109/CEEE.2017.8412915

Brown, W. C. (1965). Experimental Airborne Microwave Supported Platform.

Brown, W. C. (1969). Microwave To DC Converter. doi:10.1017/CBO9781107415324.004

Brown, W. C. (1976). Space Oriented Microwave Power Transmission System, (19).

Cannon, B. L., Hoburg, J. F., Goldstein, S. C. ve Stancil, D. D. (2009). Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7), 1819–1825. doi:10.1109/TPEL.2009.2017195

Chandrasekar Rao, T. S. ve Geetha, K. (2016). Categories, standards and recent trends in wireless power transfer: A survey. *Indian Journal of Science and Technology*, 9(20). doi:10.17485/ijst/2016/v9i20/91041

Cheng, D. K. (1983). Field and Wave Electromagnetics.

Cheon, S., Kim, Y. H., Kang, S. Y., Lee, M. L., Lee, J. M. ve Zyung, T. (2011). Circuit-model-based analysis of a wireless energy-transfer system via coupled magnetic resonances. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(7), 2906–2914. doi:10.1109/TIE.2010.2072893

Choi, B. H., Lee, E. S., Huh, J. ve Rim, C. T. (2015). Robust Coupled Magnetic Resonance Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11), 6046–6056.

Chopra, S. ve Bauer, P. (2011). Analysis and design considerations for a contactless power transfer system. *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, 1–6. doi:10.1109/INTLEC.2011.6099774

Christ, A., Douglas, M. G., Roman, J. M., Cooper, E. B., Sample, A. P., Waters, B. H., ... Kuster, N. (2013). Evaluation of wireless resonant power transfer systems with

- human electromagnetic exposure limits. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 55(2), 265–274. doi:10.1109/TEMPC.2012.2219870
- Çiçek, M., Gençtürk, M., Balcı, S. ve Sabancı, K. (2021). The Modelling, Simulation, and Implementation of Wireless Power Transfer for an Electric Vehicle Charging Station. *Turkish Journal of Engineering*, 6(3), 223–229. doi:10.31127/tuje.930933
- Coca, E. (2016). *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*. *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*. doi:10.5772/61488
- De Freitas Lima, G. ve Godoy, R. B. (2019). Modeling and prototype of a dynamic wireless charging system using LSPS compensation topology. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(1), 786–793. doi:10.1109/TIA.2018.2871035
- Deng, Q., Liu, J., Czarkowski, D., Kazimierczuk, M. K., Bojarski, M., Zhou, H. ve Hu, W. (2016). Frequency-Dependent Resistance of Litz-Wire Square Solenoid Coils and Quality Factor Optimization for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 2825–2837. doi:10.1109/TIE.2016.2518126
- Doğan, Z., Özsoy, M. ve İskender, İ. (2019). Manyetik Rezonansa Dayalı Kablosuz Enerji Transferi İçin Yeni Bir Nüve Geometrisi. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 7(4), 1012–1024. doi:10.29109/gujsc.598300
- Donchev, E., Pang, J. S., Gammon, P. M., Centeno, A., Xie, F., Petrov, P. K., ... McN, N. (2014). The rectenna device: From theory to practice (a review). *MRS Energy & Sustainability*, 1(1). doi:10.1557/mre.2014.6
- Duarte, R. M. ve Felic, G. K. (2014). Analysis of the coupling coefficient in inductive energy transfer systems. *Active and Passive Electronic Components*, 2014. doi:10.1155/2014/951624
- Edminister, J. A. (1993). Theory and Problems of Electromagnetics. *Theory and Problems of Electromagnetics* içinde (ss. 205–2016). <http://www.google.com/patents?hl=en&lr=&vid=USPAT5334836&id=sxIfAAAAEBAJ&oi=fnd&dq=schaum+outline+electromagnetics&printsec=abstract%5>

Cnpapers3://publication/uuid/210171B8-B22A-4AA4-B90B-7D7C51BD522D
adresinden erişildi.

Fawwaz T. Ulaby, U. R. (2015). *Fundamentals of applied electrostatics*.

Fincan, B. (2015). *Elektrikli Araçlar İçin Kablosuz Şarj Cihazı Tasarımı*. İstanbul Teknik Üniversitesi.

Gao, L., Hu, W., Xie, X., Deng, Q., Wu, Z., Zhou, H. ve Jiang, Y. (2013). Optimum design of coil for wireless energy transmission system based on resonant coupling. *IEEE International Conference on Control and Automation, ICCA*, 0(3), 190–195. doi:10.1109/ICCA.2013.6565157

Gazulla, J. L. V. (2009). *Sistemas de Transferencia de Energía para Vehículos Eléctricos mediante Acoplamiento Inductivo. Potencia*. UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA.

Glaser, P. (1973). Method and Apparatus for converting solar Radiation to electrical Power, 1–4.

Gündoğdu, A. E. (2011). *Kablosuz Enerji Transferi Verimliliğinin Artırılması*. Gazi Üniversitesi.

Hamam, R. E., Karalis, A., Joannopoulos, J. D. ve Soljačić, M. (2009). Efficient weakly-radiative wireless energy transfer: An EIT-like approach. *Annals of Physics*, 324(8), 1783–1795. doi:10.1016/j.aop.2009.05.005

Ho, S. L., Wang, J., Fu, W. N. ve Sun, M. (2011). A comparative study between novel witrlicity and traditional inductive magnetic coupling in wireless charging. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(5), 1522–1525. doi:10.1109/TMAG.2010.2091495

https://en.wikipedia.org/wiki/Biot%E2%80%93Savart_law. (2021). Biot-Savart.

https://en.wikipedia.org/wiki/Emil_Lenz. (2020). Lenz.
https://en.wikipedia.org/wiki/Emil_Lenz adresinden erişildi.

https://en.wikipedia.org/wiki/Heinrich_Hertz. (2020). Hertz.

https://en.wikipedia.org/wiki/John_Henry_Poynting. (2020). poynting.
https://en.wikipedia.org/wiki/John_Henry_Poynting adresinden erişildi.

- <https://en.wikipedia.org/wiki/Laser>. (2020). LAZER.
- <https://en.wikipedia.org/wiki/Maser>. (2020). MASER.
- https://en.wikipedia.org/wiki/Nikola_Tesla. (2020). tesla.
- <https://en.wikipedia.org/wiki/Resonance>. (2021). Rezonans.
- https://en.wikipedia.org/wiki/Space-based_solar_power. (2022). SBSP.
- https://en.wikipedia.org/wiki/Wardenclyffe_Tower. (2022). Wardenclyffe.
- <https://www.nanalyze.com/2020/04/space-based-solar-power-energy-transmission/?amp=1>. (2022). SBSP.
- Hutin, M. ve Le-Blanc, M. (1894). Transformer System For Electric Railways. <https://patents.google.com/patent/US527857A/en> adresinden erişildi.
- Imura, T. ve Hori, Y. (2011). Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(10), 4746–4752. doi:10.1109/TIE.2011.2112317
- Iruretagoyena, U., Garcia-Bediaga, A., Mir, L., Camblong, H. ve Villar, I. (2020). Bifurcation limits and non-idealities effects in a three-phase dynamic IPT system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1), 208–219. doi:10.1109/TPEL.2019.2915834
- Ishiyama, T., Kanai, Y., Ohwaki, J. ve Mino, M. (2003). Impact of a wireless power transmission system using an ultrasonic air transducer for low-power mobile applications. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 2(c), 1368–1371. doi:10.1109/ultsym.2003.1293157
- Jadidian, J. ve Katabi, D. (2014). Magnetic MIMO, 495–506. doi:10.1145/2639108.2639130
- Jamal, N., Saat, S. ve Shukor, A. Z. (2013). A study on performances of different compensation topologies for loosely coupled inductive power transfer system. *Proceedings - 2013 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, ICCSCE 2013*, 2(1), 173–178. doi:10.1109/ICCSCE.2013.6719954

- Jiwariyavej, V., Imura, T. ve Hori, Y. (2015). Coupling coefficients estimation of wireless power transfer system via magnetic resonance coupling using information from either side of the system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1), 191–200. doi:10.1109/JESTPE.2014.2332056
- Joy, E. R., Kushwaha, B. K., Rituraj, G. ve Kumar, P. (2015). Analysis and comparison of four compensation topologies of contactless power transfer system. *2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, EPECS 2015*, 1–6. doi:10.1109/EPECS.2015.7368544
- Karakaya, U. (2007). *Motor Control Via Wireless Energy And Information Transfer*. İstanbul Teknik Üniversitesi.
- Karalis, A., Joannopoulos, J. D. ve Soljačić, M. (2008). Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Annals of Physics*, 323(1), 34–48. doi:10.1016/j.aop.2007.04.017
- Khayrudinov, V. (2015). Wireless Power Transfer system: Development and Implementation. *ResearchGate*, (March). doi:10.13140/RG.2.1.2469.0646
- Kim, J. G., Wei, G., Kim, M. H., Jong, J. Y. ve Zhu, C. (2018). A Comprehensive Study on Composite Resonant Circuit-Based Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 4670–4680. doi:10.1109/TIE.2017.2772207
- Kim, J., Seo, J., Jung, D., Lee, T., Ju, H., Han, J., ... Lee, J. (2020). Active photonic wireless power transfer into live tissues. *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, 117(29), 16856–16863. doi:10.1073/pnas.2002201117
- Kim, Y. G., Lim, Y., Yun, S. ve Nam, S. (2014). Mutual coupling analysis of antennas in layered media through equivalent sources for wireless power transfer. *2014 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), USNC-URSI 2014 - Proceedings*, (1), 115. doi:10.1109/USNC-URSI.2014.6955497
- Kimura, M., Miyakoshi, N. ve Dibou, M. (1991). A Miniature Opto- Electric Transformer.

- Koma, R., Nakamura, S., Ajisaka, S. ve Hashimoto, H. (2011). Basic analysis of the circuit model using relay antenna in magnetic resonance coupling position sensing system. *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM*, 25–30. doi:10.1109/AIM.2011.6027119
- Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P. ve Soljačić, M. (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317(5834), 83–86. doi:10.1126/science.1143254
- Kusaka, K. ve Itoh, J. I. (2012). Input impedance matched AC-DC converter in wireless power transfer for EV charger. *ICEMS 2012 - Proceedings: 15th International Conference on Electrical Machines and Systems*, 1–6.
- Kuzey, S. (2017). *Elektrikli Araç İçin Endüktif Manyetik Bağlı Güç Aktarım Sistemi Tasarımı*. Gazi Üniversitesi.
- Kuzey, S., Balci, S. ve Altin, N. (2017). Design and analysis of a wireless power transfer system with alignment errors for electrical vehicle applications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(28), 17928–17939. doi:10.1016/j.ijhydene.2017.03.160
- Lee, S. H., Yi, K. P. ve Kim, M. Y. (2019). 6.78-MHz, 50-W wireless power supply over a 60-cm distance using a GaN-based full-bridge inverter. *Energies*, 12(3). doi:10.3390/en12030371
- Li, X., Tsui, C. Y. ve Ki, W. H. (2015). A 13.56 MHz Wireless Power Transfer System With Reconfigurable Resonant Regulating Rectifier and Wireless Power Control for Implantable Medical Devices. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 50(4), 978–989. doi:10.1109/JSSC.2014.2387832
- Liu, X., Xia, C. ve Yuan, X. (2018). Study of the circular flat spiral coil structure effect on wireless power transfer system performance. *Energies*, 11(11), 1–21. doi:10.3390/en11112875
- Low, Z. N., Casanova, J. J., Maier, P. H., Taylor, J. A., Chinga, R. A. ve Lin, J. (2010). Method of load/fault detection for loosely coupled planar wireless power transfer system with power delivery tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(4), 1478–1486. doi:10.1109/TIE.2009.2030821

- Lu, X., Wang, P., Niyato, D., Kim, D. I. ve Han, Z. (2016). Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 18(2), 1413–1452. doi:10.1109/COMST.2015.2499783
- Mahmud, M. H. (2016). *Efficient Wireless Power Charging of Electric Vehicle by Modifying the Magnetic Characteristics of the Medium*.
- Marconi, G. (1897). Transmitting Electrical Signals.
- Marconi, G. (1904). Apparatus for Wireless Telegraphy. *United States Patent Office*. <https://patentimages.storage.googleapis.com/b0/45/f0/10428a39110336/US763772.pdf> adresinden erişildi.
- Moradewicz, A. J. ve Kazmierkowski, M. P. (2009). High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 57(4), 375–381. doi:10.2478/v10175-010-0141-0
- Mude, K. N. ve Aditya, K. (2019). Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 5(2), 14–31. doi:10.23919/CJEE.2019.000008
- Nam, I., Dougal, R. ve Santi, E. (2012). Novel control approach to achieving efficient wireless battery charging for portable electronic devices. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012*, 2482–2491. doi:10.1109/ECCE.2012.6342402
- Namadmalan, A., Jaafari, B., Iqbal, A. ve Al-Hitmi, M. (2020). Design Optimization of Inductive Power Transfer Systems Considering Bifurcation and Equivalent AC Resistance for Spiral Coils. *IEEE Access*, 8, 141584–141593. doi:10.1109/ACCESS.2020.3013120
- Neumann, F. E. (1847). Allgemeine Gesetze der indercirten elektrischen Ströme, 31–44.
- Neves, A., Sousa, D. M., Roque, A. ve Terras, J. M. (2011). Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle. *Proceedings of the 2011 14th*

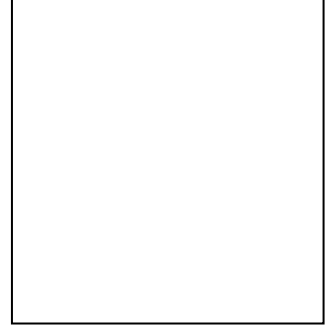
- European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2011*, 1–10.
- Oraz, A. A. (2018). *Elektrikli araçlar için endüktif kuplaj yöntemi yle kablosuz güç aktariminin gerçekleşmesi yüksek lisans tezi*. Mersin Üniversitesi.
- Özçira Özkılıç, S. (2017). *Kablosuz Enerji Transferi Teori ve Teknikleri*.
- Özdemir, C. (2017). *Kablosuz güç aktarım sistemlerinde maksimum güç aktarımı için bir adaptif frekans kontrol sistemi tasarlanması ve gerçekleşmesi yüksek lisans tezi*. Mersin Üniversitesi.
- Özsoy, M. (2018). *Kablosuz Enerji Transferi Sisteminin Modellenmesi*. Tokat GaziOsmanpaşa Üniversitesi.
- Phokhaphan, N., Choeisai, K., Noguchi, K., Araki, T., Kusaka, K., Orikawa, K. ve Itoh, L. I. (2013). Wireless power transfer based on MHz inverter through PCB antenna. *1st International Future Energy Electronics Conference, IFEEC 2013*, 126–130. doi:10.1109/ifeec.2013.6687491
- Qiang, H., Huang, X., Tan, L., Ji, Q. ve Zhao, J. (2012). Achieving maximum power transfer of inductively coupled wireless power transfer system based on dynamic tuning control. *Science China Technological Sciences*, 55(7), 1886–1893. doi:10.1007/s11431-012-4847-0
- Rakhymbay, A., Bagheri, M. ve Lu, M. (2017). A simulation study on four different compensation topologies in EV wireless charging. *Proceeding - ICSEEA 2017 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application: "Continuous Improvement of Sustainable Energy for Eco-Mobility";, 2018-Janua*, 66–73. doi:10.1109/ICSEEA.2017.8267689
- Rehman, M., Nallagownden, P. ve Baharudin, Z. (2019). Efficiency investigation of SS and SP compensation topologies for wireless power transfer. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 10(4), 2157–2164. doi:10.11591/ijpeds.v10.i4.2157-2164
- Rosa, E. B. ve Grover, F. W. (1912). Formulas and tables for the calculation of mutual and self-inductance (Revised). *Bulletin of the Bureau of Standards*, 8(1), 1. doi:10.6028/bulletin.185
- Sallán, J., Villa, J. L., Llombart, A. ve Sanz, J. F. (2009). Optimal design of ICPT

- systems applied to electric vehicle battery charge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 2140–2149. doi:10.1109/TIE.2009.2015359
- Sample, A. P., Meyer, D. A. ve Smith, J. R. (2011). Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2), 544–554. doi:10.1109/TIE.2010.2046002
- Schawlow, A. L., Townes, C. H. ve N.J., M. (1960). Masers And Maser Communications System. doi:10.1145/178951.178972
- Schrafel, P. C., Long, B. R., Miller, J. M. ve Daga, A. (2016). The reality of safety concerns relative to WPT systems for automotive applications. *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, WoW 2016*, 152–157. doi:10.1109/WoW.2016.7772083
- SİS, S. A. (2018). Kablosuz güç transferinde manyetik bağlaşımdaki çevrimlerin endüktanslarının çıkarımı. *Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 20(2), 89–97. doi:10.25092/baunfbed.476614
- Sjostrand, E. ve Nisshagen, M. (2017). Wireless power transfer using resonant inductive coupling Design and implementation of an IPT system with one meter air gap in the region between near-range and mid-range.
- Sun, L., Ma, D. ve Tang, H. (2018). A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91(March), 490–503. doi:10.1016/j.rser.2018.04.016
- Tesla, N. (1887). Dynamo Electric Machine.
- Tesla, N. (1894). Coil for Electro Magnets. *US Patent 512340*, (512), 2–5. <https://patents.google.com/patent/US512340A/en> adresinden erişildi.
- Tesla, N. (1898). Method of and Apparatus for Controlling Mechanism of Moving Wessels.
- Tesla, N. (1900). N. Tesla. System of Transmission of Electrical Energy, 1–6. <https://patentimages.storage.googleapis.com/62/90/92/45a5932052a940/US645576.pdf> adresinden erişildi.

- Tesla, N. (1905). Art Of Transmitting Electrical Energy Through The Natural Medium. doi:10.1016/j.cej.2014.01.042
- Thrimawithana, D. J. ve Madawala, U. K. (2010). A primary side controller for inductive power transfer systems. *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 661–666. doi:10.1109/ICIT.2010.5472724
- Tran, D.-H., Vu, V.-B., Pham, V. – L. ve Choi, W. (2014). Wireless power transfer system for electric vehicle. *Journal of Japan Institute of Electronics Packaging*, 17(7), 501–505. doi:10.5104/jiep.17.501
- Tricker, R. A. R. ve Foland, W. D. (1966). *Early Electrodynamics—The First Law of Circulation*. *American Journal of Physics* (C. 34). doi:10.1119/1.1972730
- Ustun, D., Balci, S. ve Sabanci, K. (2020). A parametric simulation of the wireless power transfer with inductive coupling for electric vehicles, and modelling with artificial bee colony algorithm. *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, 150, 107082. doi:10.1016/j.measurement.2019.107082
- Uzun, G. (2012). *Kablosuz Enerji İletimi*. Ondokuz Mayıs Üniversitesi.
- van de Roer, T. G. (1994). *Microwave Electronic Devices*. *Microwave Electronic Devices*. doi:10.1007/978-1-4615-2500-4
- Villa, J. L., Llombart, A., Sanz, J. F. ve Sallán, J. (2007). Practical development of a 5 kW ICPT system SS compensated with a large air gap. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 1219–1223. doi:10.1109/ISIE.2007.4374772
- Villa, Juan L., Sallán, J., Sanz Osorio, J. F. ve Llombart, A. (2012). High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2), 945–951. doi:10.1109/TIE.2011.2161055
- Wang, J., Leach, M., Lim, E. G., Wang, Z. ve Huang, Y. (2019). Investigation of magnetic resonance coupling circuit topologies for wireless power transmission. *Microwave and Optical Technology Letters*, 61(7), 1755–1763. doi:10.1002/mop.31803
- Wang, C. Sen, Covic, G. A. ve Stielau, O. H. (2004). Power Transfer Capability and

- Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(1), 148–157. doi:10.1109/TIE.2003.822038
- Wang, C. Sen, Stielau, O. H. ve Covic, G. A. (2014). Design considerations for a contactless battery charger. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 52, NO. 5, OCTOBER 2005, 52(5), 1308–1314. doi:10.1109/EPE.2014.6910704
- Wenqi, Z. ve Hao, M. (2007). Design considerations of compensation topologies in ICPT system. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 985–990. doi:10.1109/APEX.2007.357634
- Wheeler, H. A. (1928). Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(10), 1398–1400. doi:10.1109/JRPROC.1928.221309
- Zhang, Z., Krein, P. T., Ma, H., Tang, Y., Zhou, J. ve Xu, D. (2018). An Inductive Power Transfer System Design with Large Misalignment Tolerance for EV Charging. *Journal of Chemical Information and Modeling*, 53(9), 1689–1699. doi:10.1017/CBO9781107415324.004
- Zhao, J., Xu, G., Zhang, C., Zhang, W. ve Li, X. (2012). A contrastive studies between magnetic coupling resonance and electromagnetic induction in wireless energy transmission. *2012 6th International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications, ICEF'2012*, (11), 0–3. doi:10.1109/ICEF.2012.6310324
- Zheng, C. (2015). *Loosely Coupled Transformer and Tuning Network Design for High-Efficiency Inductive Power Transfer Systems*.

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyadı : Mehmet ÇİÇEK

Doğum Tarihi ve Yeri:

E-posta :

Öğrenim Durumu:

Lise :

Lisans :

Yüksek lisans :

Yabancı Dil ve Düzeyi:

Mesleki Deneyim ve Ödüller: