

T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DERİN BEYİN STİMÜLASYONU İÇİN VERİMLİ BİR
KABLOSUZ GÜÇ TRANSFER SİSTEMİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KEMAL ŞAHİN

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2024

T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI



DERİN BEYİN STİMÜLASYONU İÇİN VERİMLİ BİR
KABLOSUZ GÜÇ TRANSFER SİSTEMİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KEMAL ŞAHİN

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2024

**Bu tez alışması Pamukkale Üniversitesi tarafından 2022FEBE051
numaralı proje ile desteklenmiştir.**

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

Kemal ŞAHİN

ÖZET

DERİN BEYİN STİMÜLASYONU İÇİN VERİMLİ BİR KABLOSUZ GÜÇ TRANSFER SİSTEMİ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KEMAL ŞAHİN

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
BİYOMEDİKAL MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. SEVİLAY ÇETİN)

DENİZLİ, AĞUSTOS - 2024

İmplant edilebilir aktif tıbbi cihazlara güvenilir enerji sağlanması, Derin Beyin Stimülasyonu (DBS) sistemleri gibi biyomedikal uygulamalarda önemlidir. Geleneksel DBS cihazları, sıklıkla cerrahi müdahaleler gerektiren pillerle çalışmakta, bu durum enfeksiyon riski, hasta rahatsızlığı gibi sorunları beraberinde getirmektedir. Tez kapsamında, bu sorunların önüne geçmek amacıyla DBS cihazlarına kablosuz güç aktarım (KGT) sisteminin doğrudan kranial implantasyonu önerilmiştir. Bu yaklaşım sayesinde boyundan geçen kablolarla gerek duyulmaz ve daha küçük piller kullanılabilir. Bu sayede hasta konforu artırılarak farklı enfeksiyon riskleri minimize edilebilir. Ayrıca, ameliyathane yoğunluklarının azaltılmasıyla ülke ekonomisi açısından uzun vadeli ekonomik faydalar da sağlanabilir.

Tezde, doğrudan kranial implantasyon için tasarlanan son yıllarda literatürde çalışılan yeni bir DBS cihazı ve bu cihaza uygun hibrit topolojiye sahip bir KGT sistemi geliştirilerek analitik analizi sunulmuştur. Çalışma, geleneksel iki bobinli LCC-C ve dört bobinli LCC-C-C-C topolojisine odaklanmıştır. Bu kapsamda ANSYS ortamında 3D sonlu elemanlar yöntemi ile spiral bobinler modellenmiş, LCC-C ve LCC-C-C-C devre tasarımları analiz edilmiştir.

Doku ortamında elde edilen deneysel güç aktarım verimliliği sonuçlarına göre, FR4 üzerine tasarlanan iki bobinli sistem 5mm mesafede %6,8 verimlilik sunarken, dört bobinli sistem %25 verimlilik elde etmiştir. Ayrıca 5mm dikey mesafede 5mm yatay kayma durumunda, iki bobinli sistemin verimliliği %4,41'e düşerken, dört bobinli sistem %16,9'da kalmıştır.

Alıcı taraftan elde edilen AC gerilim DC'ye dönüştürülerek 1S LiPo pil, CC-CV modunda şarj edilmiştir. Temel dalga şekillerini üreten DBS prototipi tasarlanmış ve stimülasyon sinyallerinin parametrelerini kontrol etmek için bir mobil uygulama geliştirilmiştir. Bluetooth, kontrol ve stimülasyon devresi aktif durumdayken batarya üzerinden ~7 mA akım çekilmiştir. Klinik uygulanabilirlik açısından yapılan SAR analizi, 0,415 W/kg seviyesinde güvenli sonuçlar göstermiştir.

ANAHTAR KELİMELER: Derin Beyin Stimülasyonu (DBS), Kablosuz Güç Transferi (KGT), Güç Aktarım Verimliliği

ABSTRACT

DESIGN OF AN EFFICIENT WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM FOR DEEP BRAIN STIMULATION

MSC THESIS

KEMAL ŞAHİN

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. SEVİLAY ÇETİN)

DENİZLİ, AUGUST 2024

Reliable power supply to implantable active medical devices is important in biomedical applications such as Deep Brain Stimulation (DBS) systems. Conventional DBS devices are powered by batteries that often require surgical interventions, which brings problems such as infection risk and patient discomfort. In this thesis, direct cranial implantation of a wireless power transfer (WPT) system to DBS devices is proposed to avoid these problems. This approach eliminates the need for cables passing through the neck and smaller batteries can be used. In this way, patient comfort can be increased and different infection risks can be minimized. In addition, long-term economic benefits for the national economy can be achieved by reducing operating room crowding.

In this thesis, a new DBS device designed for direct cranial implantation, which has been studied in the literature in recent years, and a KGT system with a hybrid topology suitable for this device are developed and analytically analyzed. The study focuses on conventional two-coil LCC-C and four-coil LCC-C-C-C topology. In this context, spiral coils are modeled with 3D finite element method in ANSYS environment and LCC-C and LCC-C-C-C circuit designs are analyzed.

According to the experimental power transfer efficiency results obtained in the tissue environment, the two-coil system designed on FR4 offers 6.8% efficiency at 5mm distance, while the four-coil system achieved 25% efficiency. Also, in the case of a horizontal shift of 5mm at a vertical distance of 5mm, the efficiency of the two-coil system decreased to 4.41%, while the four-coil system remained at 16.9%.

The AC voltage obtained at the receiver side was converted to DC and the 1S LiPo battery was charged in CC-CV mode. A DBS prototype was designed to generate the fundamental waveforms and a mobile application was developed to control the parameters of the stimulation signals. A current of ~ 7 mA was drawn from the battery when the Bluetooth, control and stimulation circuitry was active. SAR analysis for clinical applicability showed safe results at 0.415 W/kg.

KEYWORDS: Deep Brain Stimulation (DBS), Wireless Power Transfer (WPT), Power Transfer Efficiency (PTE)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	7
1.3 Tezin Katkısı ve Önemi.....	8
1.4 Tezin Ana Hattı	8
1.5 Derin Beyin Stimülasyonu Temel Prensipleri.....	9
2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİ.....	12
2.1 Kablosuz Güç Transferi Temel Prensipleri	14
2.2 Güç amplifikatörü.....	15
2.3 Kompanzasyon Topolojileri	18
2.3.1 Temel Kompanzasyon Topolojileri	19
2.3.1.1 Seri Seri Kompanzasyon Topolojisi.....	20
2.3.1.2 Seri Paralel Kompanzasyon Topolojisi.....	21
2.3.1.3 Paralel Seri Kompanzasyon Topolojisi.....	23
2.3.1.4 Paralel Paralel Kompanzasyon Topolojisi	24
2.3.2 Hibrit Kompanzasyon Topolojileri.....	25
2.3.2.1 LC-C Kompanzasyon Topolojisi	26
2.3.2.2 LCC-C Kompanzasyon Topolojisi.....	28
2.3.3 KGT Kompanzasyon Topolojilerinde Çoklu Bobinli Yapıların Avantajı.....	30
2.4 Doğrultucu Yapısı	31
3. DÖRT BOBİNLİ LCC-C-C-C KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ TEMEL PRENSİPLERİ	33
3.1 Önerilen Hibrit Dört Bobinli LCC-C-C-C Topolojisinin Analizi	35
3.2 LCC-C Devre Tasarımları	40
3.3 Kuplajlı Bobin Tasarımları.....	41
4. SİMÜLASYON VE MODELLEME UYGULAMALARI	46
4.1 Kuplajlı Bobinlerin Analizi ve 3D Modellenmesi	46
4.2 Manyetik ve Elektrik Ortak Simülasyon	47
5. PROTOTİP OLUŞTURMA VE DENEYSEL ÖLÇÜMLER	50
5.1 Kuplajlı Bobin Prototip Tasarımlarının Oluşturulması	50
5.2 Güç Amplifikatörü Prototipinin Oluşturulması.....	52
5.3 Yüksek Güç Yoğunluklu DBS Tasarımı	53
5.3.1 Temel DBS Yapısının Tasarımı.....	56
5.3.2 DBS Tasarımının Blok Gösterimi DBS Prototip Sisteminde Şarj Kontrol Devresinin Tasarımı ve Uygulanması	57
5.3.3 DBS Prototip Sisteminde Stimülasyon Kontrol Devresinin Tasarımı	58

5.3.4	Gömülü Sistem ve Uygulama Algoritmasının Tasarımı.....	59
5.3.5	Temel DBS Tasarımının Prototipinin Oluşturulması	61
5.3.6	DBS Prototipinin Doğrulanması ve Stimülasyon Sinyallerinin Ölçülmesi	63
5.4	KGT Sistemi Doğrulama Ölçüm Sonuçlarının Alınması.....	64
5.4.1	İki ve Dört Bobinli KGT Kompanzasyon Devresi Prototipleri ...	64
5.4.2	Hava Ortamında Ölçüm Sonuçlarının Alınması	69
5.4.3	Domuz Dokusu Üzerinde Ölçümlerin Alınması.....	71
5.4.4	KGT Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması	73
6.	KLİNİK UYGULAMALAR İÇİN GÜVENİLİRLİK ANALİZİ	75
6.1	SAR Analizi	75
7.	SONUÇLAR VE İYİLEŞTİRME TAVSİYELERİ	77
8.	KAYNAKLAR.....	79
9.	EKLER.....	89
	EK A 89	
10.	ÖZGEÇMİŞ.....	90

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: a) Geleneksel DBS cihazı b) DBS cihazının iç tasarımı.....	10
Şekil 2. 1: KGT sistemlerinin genel sınıflandırılması.....	12
Şekil 2. 2: KGT'nin genel blok diyagramı.....	14
Şekil 2. 3: E sınıfı güç amplifikatörü devre şeması.	17
Şekil 2. 4: MRC KGT Topolojileri.	19
Şekil 2. 5: a) T ve b) M modeli gösterimi.	19
Şekil 2. 6: M modeli gösterimi ile SS kompanzasyon topolojisi.	20
Şekil 2.7: M modeli gösterimi ile SP kompanzasyon topolojisi.	22
Şekil 2. 8: M modeli gösterimi ile PS kompanzasyon topolojisi.	23
Şekil 2. 9: M modeli gösterimi ile PP kompanzasyon topolojisi.	24
Şekil 2. 10: M modeli gösterimi ile LC-C kompanzasyon topolojisi.	27
Şekil 2. 11: M modeli gösterimi ile LCC-C kompanzasyon topolojisi.....	28
Şekil 2. 12: Gerilim Katlayıcı Doğrultucu Devre Yapısı.....	32
Şekil 3. 1: KGT sisteminde (a) DBS için önerilen KGT sisteminin tasarım, yerleşim konfigürasyonu ve (b) LCC-C-C-C topolojisi.....	33
Şekil 3. 2: M modeli gösterimi ile LCC-C-C-C kompanzasyon topolojisi.....	36
Şekil 3. 3: ANSYS yazılımı üzerinde modellenen dokuların kesit görünümü.	43
Şekil 3. 4: Bobinlerin ölçeklendirme parametreleri.	43
Şekil 3. 5: Verici ve alıcı bobinler arası kuplaj katsayısının, dikey eksen ile yatay yanlış hizalama durumunda mesafeye göre değişim eğrileri.	45
Şekil 4. 1: Geleneksel iki bobinli yapının tasarımı.	46
Şekil 4. 2: Önerilen dört bobinli yapının tasarımı.....	47
Şekil 4. 3: İki bobinli devre yapısının şematik tasarımı.	48
Şekil 4. 4: Simülasyon ortamında iki bobinli devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.	48
Şekil 4. 5: Dört bobinli devre yapısının şematik tasarımı.....	49
Şekil 4. 6: Dört bobinli FR4 devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.....	49
Şekil 4. 7: Dört bobinli Flex devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.	49
Şekil 5. 1: İki bobinli yapıda alıcı bobinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.....	50
Şekil 5. 2: İki bobinli yapıda verici bobinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.....	51
Şekil 5. 3: Dört bobinli yapıda kaynak bobinin a) spiral tasarımı, b) spiral sarım olarak üretilmiş hali, c) ara rezonans bobini ile birleştirilmiş prototipi.	51
Şekil 5. 4: Dört bobinli yapıda alıcı rezonans ve yük bobinlerinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) flex PCB olarak üretilmiş hali, d) bobinlerin kalınlık ve çap ölçüleri.	52

Şekil 5. 5: Class E güç amplifikatörü devresinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB üzerine üretilmiş prototipi.	52
Şekil 5. 6: Farklı elektrik stimülasyon tedavilerinin dalga formlarını ve parametreleri gösterilmiştir.	53
Şekil 5. 7: Yaygın uyarım dalga şekilleri, b) Uyarıcı dalga formlarının karşılaştırılması, etkinlik ve güvenlik açısından değerlendirilmesi.	54
Şekil 5. 8: a) Farklı profillere sahip stimülasyon akımı darbeleri b) Akım tabanlı bifazik dalga şekli.....	55
Şekil 5. 9: Bifazik sinyallerin üretiminde kullanılan farklı devre yapıları.....	55
Şekil 5. 10: Kranial implantasyon için sunulan DBS'in gömülü sistem genel şematik tasarımı.....	56
Şekil 5. 11: DBS Prototipi için tasarlanan güç ve kontrol devresi şematiği.	57
Şekil 5. 12: DBS prototipi için stimülasyon ve kontrol devresinin gömülü sistem tasarımı	58
Şekil 5. 13: DBS prototipi gömülü sistem algoritma şeması.	59
Şekil 5. 14: Mobil uygulama algoritma şeması.....	60
Şekil 5. 15: a) Geliştirilen mobil uygulamanın kontrol arayüzü, b) Prototip DBS üzerinde Kontrol Edilebilir Uyarım Parametreleri.....	61
Şekil 5. 16: a) DBS Prototipinin PCB tasarımı ve b) 3d modellemesi.	62
Şekil 5. 17: DBS test prototipi	62
Şekil 5. 18: BLE destekli DBS mobil uygulaması sunulmuştur.	63
Şekil 5. 19: DBS deneysel prototipine ait uyarım parametrelerinin osiloskop görüntüleri: a) Frekans, b) Görev Döngüsü (Duty Cycle), c) Ölü Zaman (Dead Time), d) Genlik (Amplitude).	64
Şekil 5. 20: LCC Devresinin a) PCB tasarımı, b) Render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.....	64
Şekil 5. 21: a) Dikeyde mesafe değişimini, b) yatayda mesafe değişimini göstermektedir.....	65
Şekil 5. 22: Dikey ve yatay mesafe sabitleyicilerinin üretilmiş prototipleri.....	65
Şekil 5. 23: KGT test sisteminin modüler bobin ve güç amplifikatörü sabitleyicisinin a) CAD tasarımı, b) üretilmiş prototipi.	66
Şekil 5. 24: Genel KGT ölçüm prototipi.....	66
Şekil 5. 25: İki bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.	67
Şekil 5. 26: Dört bobinli flex bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.	67
Şekil 5. 27: Dört bobinli FR4 bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.	68
Şekil 5. 28: Dört bobinli KGT ve doğrultma devresinin şematik tasarımı.	68
Şekil 5. 29: Dört bobinli KGT ve doğrultma devresinin deneysel ölçüm sonuçları.	69
Şekil 5. 30: Hava ortamında dikey mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.	69
Şekil 5. 31: Hava ortamında yatay mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.	70
Şekil 5. 32: Doku ortamı ölçüm prototipi.	71
Şekil 5. 33: Doku ortamında dikey mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.	72
Şekil 5. 34: Doku ortamında yatay mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.	73

Şekil 5. 35: Dört bobinli devre yapısı üzerinde çıkış yüküne bağlı olarak verim değişimi.	74
--	----



TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 3. 1: İki bobinli tasarımın simülasyon parametreleri.	40
Tablo 3. 2: İki bobinli tasarımda hesaplanan devre parametreleri.	40
Tablo 3. 3: Dört bobinli tasarımın simülasyon parametreleri.	41
Tablo 3. 4: Dört bobinli tasarımda hesaplanan devre parametreleri.	41
Tablo 3. 5: İki bobinli KGT bobinlerinin simülasyon, tasarım parametreleri. .	44
Tablo 3. 6: Dört bobinli KGT bobinlerinin simülasyon, tasarım parametreleri.	44
Tablo 4. 1: Dokuların elektromanyetik özellikleri.....	47



SEMBOL LİSTESİ

KGT	:	Kablosuz Güç Transferi
DBS	:	Derin Beyin Stimülasyonu
SS	:	Seri Seri
SP	:	Seri Paralel
SN	:	Seri Hiçbiri
PS	:	Paralel Seri
PP	:	Paralel Paralel
CV	:	Sabit Gerilim
CC	:	Sabit Akım
DC	:	Doğru Akım
AC	:	Alternatif Akım
RMS	:	Karesinin Ortalamasının Karekökü
PWM	:	Darbe Genişlik Modülasyonu
ISM	:	Endüstriyel, Bilimsel ve Medikal
DBS	:	Derin Beyin Stimülasyonu
PTE	:	Güç Transfer Verimliliği
Q	:	Kalite Faktörü
k	:	Kuplaj Katsayısı
M	:	Ortak Endüktans
BLE	:	Bluetooth Düşük Enerji
IPT	:	İnduktif Kuplajlı Transfer
MRC	:	Manyetik Rezonans Kuplajlı
MICS	:	Tıbbi İmplant İletişim Hizmeti
CMOS	:	Bütünleyici Metal Oksit Yarı İletken
SAR	:	Özgül Soğurma Oranı
LDMOS	:	Yanal Olarak Dağınık Metal-Oksit-Yarı iletken
IPG	:	implante Edilebilir Pulse Üretici
MCU	:	Mikrodenetleyici Ünitesi
MLCC	:	Çok Katmanlı Seramik Kapasitör
RF	:	Radyofrekans

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında bana rehberlik eden ve desteğini esirgemeyen danışmanım Prof. Dr. Sevilay Çetin’e teşekkür ederim. Ayrıca, bu süreç boyunca yanımda olan ve her zaman destek veren aileme ve arkadaşlarıma da teşekkürlerimi sunarım.



1. GİRİŞ

Kablosuz Güç Transferi (KGT), enerjinin bir güç kaynağından bir hava boşluğu boyunca bir elektrik yüküne aktarılmasını içerir. Bu teknoloji, kaynak ile alıcı arasındaki mesafeyi kapatmak için elektromanyetik alanları kullanarak fiziksel konektörlere ihtiyaç duymadan güç aktarımını mümkün kılar. Bu kapsamda KGT, enerji gerektiren implante edilebilir biyomedikal cihazlar için önemli bir kullanım alanına sahiptir. KGT teknolojisi alanında önemli gelişmeler yaşanmakta ve çeşitli uygulamaları nedeniyle genel bir ilgi görmektedir. Bu teknoloji özetle implante edilebilir sistemler gibi düşük güç gerektiren uygulamalardan elektrikli araçların yüksek güçlerde şarjına kadar çok geniş bir yelpazede kullanılmaktadır. Özellikle geleneksel güç aktarım yöntemlerinin, sınırlamalar getirdiği ıslak ve nemli ortamın olduğu, biyoyumlu özellik gerektiren invaziv biyomedikal implant uygulamaları gibi alanlarda önemli ilerlemeler kaydedilmiştir. Literatür araştırmasında farklı KGT topolojileri, çoklu bobin sistemleri, yanlış hizalama durumları gibi farklı noktalar incelenmiştir. DBS için doğrudan baş bölgesine yerleştirilme yapılmış benzer çalışmalar incelenmiştir. Geleneksel DBS cihazlarının dezavantajlı yönlerini elimine etme amacıyla DBS için yüksek verimli dört bobinli bir KGT sistemi tasarlanıp geleneksel iki bobinli yapılarla çalışması karşılaştırılmıştır. Literatür çalışmaları da incelenerek, bu tez çalışmasının katkılarını vurgulamak için doğrudan perietal kemik üzerine implante edilebilir DBS cihazı, geleneksel göğüs implantlı DBS cihazlarıyla karşılaştırılmıştır. Son olarak düşük güç tüketen işlevsel bir DBS prototipi, ayrıık bileşenler kullanılarak küçük bir şekilde tasarlanış ve uyartım sinyalleri üretilmiştir. Tasarlanan DBS prototip için yeterli enerjiyi IEEE C95.1 SAR standartları içerisinde aktarabilen dört bobinli LCC-C-C-C topolojisi ilerleyen bölümlerde incelenmiştir.

1.1 Literatür Özeti

KGT fikri ilk olarak 20. yüzyılda Nikola Tesla tarafından ortaya atılmıştır (Tesla 1914). 1960'lara gelindiğinde ilk olarak endüktif kuplaj (IPT) kullanan KGT sistemi rapor edilmiştir, gücü yapay bir kalbe aktarmak için IPT kullanılmıştır.

1970'lerde IPT diğer biyomedikal uygulamalarda kullanıldı (Shadid and Noghanian 2018).

Yarı iletken teknolojisi ve komponentler üzerindeki gelişmeler sayesinde daha yüksek frekanslarda iki bobin arasında belirli mesafede verimliliği arttırmak için manyetik rezonans kuplajlı (MRC) KGT teknikleri ve data aktarımı kullanılmaya başlandı. (Seo ve diğ. 2016) yaptıkları çalışmada KGT için rezonans bobini ve fizyolojik sinyal aktarımı için implante edilebilir antenin entegrasyonunu önermişlerdir. Rezonans bobinleri KGT için 13.56 MHz frekansında rezonansa girerken, implante edilebilir anten kablosuz iletişim için 402-405 MHz tıbbi implant iletişim hizmeti (MICS) bandında çalıştırılmıştır. Güç aktarım verimliliği (PTE) 15 mm'lik bir mesafede yaklaşık %20 olarak elde edilmiş ve kabaca -40 dBi'lik bir anten kazancı elde edilmiştir.

MRC KGT tekniğini ilk olarak (Kurs ve diğ. 2007) yakın tarihte yaptıkları bir çalışmada, birleştirilmiş kendinden rezonanslı bobinler kullanarak, yaklaşık %40 verimlilikle ve iki metreyi aşan mesafelerde 60 watt'lık etkili ışınsız güç aktarımını gerçekleştirdiler. Deneysel sonuçları %5 doğrulukla eşleştiren nicel bir model sundular. Massachusetts Teknoloji Enstitüsü'nde gerçekleştirilen bu çalışma, rezonans manyetik bağlantı kullanarak verimli orta menzilli KGT potansiyelini ortaya koymuş ve bu alanda daha fazla yenilik için zemin hazırlamıştır.

KGT rezonans kuplajının yeniliğinden önce, endüktif kuplaj gibi teknolojiler çeşitli uygulamalarda kullanılmıştır. Benzer teknikler, transformatörlerde görüldüğü gibi bobinler arasındaki güç faktörünü düzeltmek için indüktörler ve kapasitörlerle rezonansın kullanılmasını içeriyordu. Bobinlerde kapasitörler olmadan, reaktif güç ve güç kaybı artacak ve bu kayıpları azaltmak için ek kapasitans gerektirecektir. Bununla birlikte, rezonans kuplajlı KGT'de, yüksek verimliliği korurken bobinler arasındaki mesafeyi artırmak için yüksek kalite (Q) faktörüne sahip rezonans bobinleri kullanılır. Bu gelişme, rezonans kuplajlı KGT'yi kapasitörlü geleneksel endüktif kuplaj yöntemlerinden ayırmakta ve daha etkili bir KGT çözümü olduğunu (Shinohara 2021) çalışmasında vurgulamıştır.

Vücuda yerleştirilebilir aktif tıbbi cihazlar için MRC yoluyla güç aktarımı ilkesi yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yaklaşım özellikle tıbbi implantlarda KGT

uygulamaları için tercih edilmektedir. Örneğin, (Çetin *ve diğ.* 2020, Cetin ve Demirci 2022, Cetin, Yenil, *ve diğ.* 2022) yaptıkları çalışmalarda MRC tabanlı KGT sistemlerinin kalp pili, derin beyin stimülasyonu gibi tıbbi implantlarda etkili bir şekilde kullanılabileceğini göstermişlerdir.

Parkinson hastalığı, esansiyel tremor ve epilepsi gibi nörolojik hastalıkların tedavisinde, implante edilebilir DBS cihazları, ilaçların ve diğer tedavi yöntemlerinin yetersiz kaldığı durumlarda etkili bir çözüm olarak kullanılabilmektedir (Kuncel and Grill 2004, Benabid *ve diğ.* 2005, Parastarfeizabadi and Kouzani 2017). DBS cihazları ilaçlara kıyasla daha az yan etki ve daha yüksek etkinlik sağlayabilir (Parastarfeizabadi *ve diğ.* 2017). DBS cihazları uzun süreli tedavilerde olumlu, istikrarlı ve güvenli sonuçlar göstermiştir (Salanova *ve diğ.* 2021).

Geleneksel implante edilebilir DBS cihazları sınırlı pil kapasitesine sahiptirler (Ben Fadhel *ve diğ.* 2019, Mahmood *ve diğ.* 2022). Kullanım sıklığına bağlı olarak belirli aralıklarla değiştirilmeleri gerekir. Geleneksel şarj edilemeyen bataryalardaki bu değişim ihtiyacı, cerrahi müdahale gerektirdiği için enfeksiyon risklerini ve maliyet dezavantajlarını da beraberinde getirmektedir (Ben Fadhel *ve diğ.* 2019, Salanova *ve diğ.* 2021, Mahmood *ve diğ.* 2022).

Geleneksel DBS pilleri göğüs bölgesine yerleştirilir (Sarica *ve diğ.* 2021, Frey *ve diğ.* 2022). Bu yerleştirme iki aşamalı bir cerrahi operasyon gerektirdiğinden hasta ve operasyon süresi açısından dezavantaj yaratmaktadır (Sarica *ve diğ.* 2021). Böylece büyük batarya ve uzun kablolar hasta konforunu olumsuz etkilemektedir.

KGT teknolojileri sayesinde daha küçük boyut ve kapasiteye sahip şarj edilebilir piller kullanılabilmektedir. Böylece hastalar için anestezi ile cerrahi operasyon gerektirmeyen başa takılan DBS sistemleri uygulanabilmektedir. Son zamanlarda literatürde başa takılan DBS sistemleri üzerinde birçok çalışma yapılmıştır (Lee *ve diğ.* 2013, Yang *ve diğ.* 2017, Cetin, Yenil, *ve diğ.* 2022).

Bu çalışmalara dayanarak, baş bölgesine implante edilebilen minyatürize DBS sistemlerinin KGT ile şarj edilebilmesi, anestezinin potansiyel yan etkileri, geleneksel DBS pillerinin değiştirilmesi sırasında enfeksiyon riskinin ortadan kaldırılması, pil

boyutuna bağılı estetik kaygıların giderilmesi, boyun üzerinden geçen kabloların yarattığı rahatsızlığın ortadan kaldırılması gibi bir dizi avantaj sağlamaktadır.

KGT sistemleri, implante edilebilir cihazların şarj edilebilirlik avantajları nedeniyle popülerlik kazanmıştır. Birçok çalışmada DBS alanında KGT sistemlerinin geliştirilmesi veya kullanılmasına odaklanılmıştır (Lee ve diğ. 2013, Yang ve diğ. 2017, Prabhakar ve diğ. 2019, Ninikrishna ve diğ. 2020, Cetin, Yenil, ve diğ. 2022, Esmaeili ve diğ. 2022, Kim ve diğ. 2023).

KGT, zayıf kuplajlı bobinler kullanılarak oluşturulur, kompanzasyon devresinin kullanımı daha yüksek verimlilik elde etmek için önemlidir (Xiao ve diğ. 2018, Cetin and Demirci 2022). Endüktif kuplajda, güç iletimi bir rezonans kondansatörü ile geliştirilebilir. Manyetik rezonans kuplaj topolojileri temel olarak dört grupta sınıflandırılabilir: SS (Seri-Seri), SP (Seri-Paralel), PS (Paralel-Seri) ve PP (Paralel-Paralel) (Adewuyi ve diğ. 2021, Haque ve diğ. 2022, Mahmood ve diğ. 2022). KGT sistemlerinin verimliliği etkileyen etkenlerin başında kullanılan topoloji gelmektedir.

Seri-Seri (SS) topolojisi basitliği ve eşleşen koşullar altında yüksek verimlilik elde etme kabiliyeti sayesinde kabul görmektedir. (Benalia ve diğ. 2024) yaptıkları elektrikli araçlar için geliştirilen kablosuz şarj sistemi çalışmasında, ANSYS Maxwell ve ANSYS Simplorer yazılımları kullanılarak SS topolojisi için KGT analizleri gerçekleştirmişlerdir. Sonuçları %99'a yaklaşan bir verimlilikle 3,6 kilowatt enerji iletmeye kabiliyetini doğrulamıştır. Ancak bu topoloji, eşleşme katsayısı ve yük koşullarındaki değişikliklere karşı hassastır bu durum verimlilik kayıplarına yol açabilir.

(Jegadeesan and Guo 2012) yaptıkları çalışmada SS ve SP topolojisi karşılaştırılmıştır. SS topolojisi daha yüksek frekanslarda ve direnç değeri daha düşük yüklerde daha iyi çalışırken, SP topolojisi orta frekanslarda ve direnç değeri daha büyük yüklerde daha iyi yanıt verir. Elektrikli araçlar ve biyomedikal implantlar için pil şarjı olası uygulamalardır.

(Jegadeesan and Guo 2010) çalışmalarında endüktif kuplaj için kullanılan dört topoloji analiz etmişler ve verimlilik için bir ifade vermişlerdir. Sabit bir kuplaj

katsayısına sahip olmayan biyomedikal implantlar için SS topolojisi, biyomedikal uygulamalar için SP topolojisine göre daha uygun olduğu belirtilmiştir.

(Rehman ve diğ. 2019) çalışmalarında simetrik bobinlerin yanı sıra simetrik olmayan bobinler için Seri-Seri (SS) ve Seri-Paralel (SP) olmak üzere iki temel topolojinin araştırılmasını sunmaktadır. Her iki kompanzasyon topolojisinin teorik analizi gerçekleştirilmiş, ardından her iki topolojinin modellenmesi iki farklı dairesel bobin kombinasyonu kullanılarak yapılmıştır. İlk durumda, benzer boyutlarda iki bobin tasarlanmış, ikinci durumda ise alıcı bobinden daha büyük boyutlarda verici bobin tasarlanmıştır. Sistemin verimliliği, bobin yapısı devre ile entegre edilerek her iki durumda da çoklu mesafelerde analiz edilmiştir. Genel sonuç, verici bobinin (Tx) alıcı bobinden (Rx) büyük olduğu durumlarda SP topolojisinin SS'den daha iyi verim verdiğini göstermektedir.

Temel topolojilerin yanı sıra literatürde geliştirilen hibrit topolojiler de bulunmaktadır. LCC gibi hibrit topolojiler, geleneksel topolojilerin karşılaştığı dezavantajları ortadan kaldırma potansiyeline sahiptir (Wang, Wang, ve diğ. 2017). Aynı zamanda gerilim regülasyon kabiliyeti ve kontrol serbestliği gibi avantajlarıyla da öne çıkabilmektedirler (Wang ve diğ. 2019). (Chen ve diğ. 2019) yaptıkları çalışmada LCC-C topolojisi SS topolojisi ile karşılaştırılmıştır. İdeal koşullar altında yük direnci değiştirilerek sistem karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmada SS topolojisinin sabit akım sağlama yeteneği ve LCC-C topolojisinin sabit gerilim sağlama eğilimi gözlemlenmiş ve LCC topolojisinin düşük güç transferi için daha uygun olduğu sonucuna varılmıştır.

(Zhang, Kan, ve diğ. 2019) yaptıkları farklı bir topoloji yaklaşımında, güçlü kuplajlı bir KGT sistemi için kompanse edilmemiş bir alıcının kompakt yapısına sahip bir Seri-Hiçbiri (SN) topolojisi incelenmiştir. SN topolojisi, kuplaj güçlü ve bobin kalite faktörleri büyük olduğunda SS topolojisi ile yaklaşık olarak aynı verimliliği sunmuş. SN topolojisi, alıcı tarafına daha az bileşen yerleştirilmesini gerektirdiğinden biyomedikal implant uygulamaları için özellikle avantajlı olduğu belirtilmiştir.

(Xiao ve diğ. 2018) kalp pilleri için KGT geliştirilmesi amacıyla LCC-C kompanzasyon topolojisini kullanan implante edilebilir bir prototip sunmuşlardır. Bu topolojinin kullanımı ile tek bir ikincil taraf rezonans kondansatörü kullanarak güç

aktarımının verimliliğini ve kararlılığını artırmak aynı zamanda insan vücuduna implante edilen bileşen sayısını en aza indirmenin avantajına değinmişlerdir. Sistem, 8 mm'lik domuz dokusu üzerinden kablosuz şarj deneyleri, 3,919 W güç kaynağından 300 kHz'de 3,072 W gücün alınabildiğini ve %78,4 gibi oldukça yüksek bir KGT verimliliğine ulaşıldığını vurgulamışlardır. Şarj performansı olarak 1050 mA-h kapasiteli 4,2-V Li-ion bataryanın 27 dakika içinde %80 kapasiteye ulaşabildiği belirtilmiştir. Deneysel sonuçlar ve simülasyonlarla, sistemin insan dokuları için güvenli olduğunu ve maksimum sıcaklık artışının doku ortamında sadece 3,3°C ile güvenli sınırlar içinde olduğunu çalışmaları kapsamında aktarmışlardır. Aynı zamanda LCC-C hibrit topolojisi, yüksek verimlilik, güvenlik ve minimum bileşen implantasyonu sağlayan unsurları bir araya getirerek KGT sistemlerinde, özellikle tıbbi implantlar için belirgin avantajlar sunduğu, KGT sistemlerinin, güvenilirlik ve hasta güvenliğinin önemli olduğu klinik uygulamalar için ideal bir seçim haline getirdiği belirtilmiştir.

Implante DBS cihazlarının sınırlı alan gereksinimi göz önüne alındığında, LCC-C topolojisi alıcı tarafında yalnızca seri bağlı bir kondansatöre sahip olma avantajına sahiptir. Bu topoloji, yakın alan implantasyonu için tercih edilen bir seçenek olarak kullanılmıştır (Cetin, Yenil, ve diğ. 2022). Çalışma frekansı olarak Endüstriyel, Bilimsel ve Medikal (ISM) frekans bandında yer alan 13,56 MHz frekansı seçilmiştir ve bu frekans implante edilebilir KGT sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır (Yang ve diğ. 2017, Mohanarangam ve diğ. 2019, Cetin, Yenil, ve diğ. 2022).

Implante edilebilir cihazlar için geliştirilen 13,56 MHz frekansında çalışan KGT sistemleri ile ilgili literatürdeki bazı çalışmalar incelenmiştir. Benzer bir çalışmada, 13,56 MHz frekansında baş bölgesine yerleştirilen KGT implantları, doku içinde 10 mm'lik bir mesafe boyunca verimli güç aktarımı için LCC C topolojisini kullanmıştır (Cetin, Yenil, ve diğ. 2022).

(Darvish ve diğ. 2021) yaptıkları çalışmada üç bobinli S-S-S ve S-S-LCLCC KGT topolojileri teorik ve deneysel olarak başarılı bir şekilde karşılaştırılmış ve analiz edilmiştir. Bu yeni tasarımın avantajlarını göstermek için S-S-LCLCC'nin basitleştirilmiş modelleri başarıyla önerilmiştir. Geleneksel tasarım sistemine kıyasla S-S-LCLCC'nin faydaları, bataryanın eşdeğer yük direncinin daha büyük değerlerinde güç verimliliğinin önemli ölçüde iyileştirilmesi, yanlış hizalama durumunda enerji kayıplarının azaltılması, röle bobini boyunca gerilim stresinin azaltılması ve yük

direncinin optimum değerinin sabit voltaj (CV) alışma aralığına kaydırılması ile nerilen sistemin maksimum verimliliğe ulaşabileceği belirtilmiştir.

(Yuan ve diğ. 2023) alışmalarında tasarladıkları KGT sisteminde, g aktarım verimliliğini ve yanlış hizalama toleransını iyileştirmek için çok bobinli entegre bir S-S-S dengelemeli devre nermişlerdir. Aynı çalışmada 0'dan 240 mm'ye kadar yanlış hizalamaya karşı iki bobinli ve üç bobinli KGT sistemini karşılaştırmışlardır.  bobinli sistemin yanlış hizalama tolerans aralığının iki bobinli, sistemden daha avantajlı olduğunu belirtmişlerdir.

İncelenen alışmalar, hibrit topolojilerin temel topolojilere göre avantajlar sunduğunu göstermiştir. Özellikle LCC-C topolojisi, çıkışta sabit gerilim regülasyonu, kontrol serbestliği, düşük glerde kullanıma uygunluğu göz önünde bulunduğunda bu tez çalışması için gerekli parametreleri karşılayan uygun bir tasarım olarak öne çıkmaktadır. Ayrıca, bazı çalışmalarda hibrit topolojiye sahip çok bobinli yapıların, geleneksel iki bobinli KGT sistemlerine kıyasla yatay yanlış hizalama durumlarında avantaj sağladığı belirtilmiştir.

Bu bulgulara dayanarak, bu tez kapsamında hibrit LCC-C topolojisi kullanılmıştır. Geleneksel iki ve dört bobinli yapılar analiz edilmiş, simülasyon ve uygulama sonuçları ilerleyen bölümlerde sunulmuştur.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde kranial implantasyon için özel olarak tasarlanmış dört bobinli bir KGT sisteminin tasarım ve uygulamasına odaklanılmıştır. Ayrıca tez kapsamında mevcut olarak göğse yerleştirilen DBS cihazlarının yerine daha hasta dostu kranial implantasyonun önerildiği bir yaklaşım ile, hasta ihtiyaçlarındaki dezavantajlı durumların giderilmesi amaçlanmıştır. Dört bobinli KGT sistemi tasarımına ve yakın alanda düşük glerin aktarım verimliliğine odaklanmış bu çalışma, yeni nesil nöro stimülasyon cihazlarının geliştirilmesine katkıda bulunmayı amaçlamaktadır.

1.3 Tezin Katkısı ve Önemi

Bu tez, biyomedikal mühendisliği ve KGT alanına birkaç önemli katkı sağlamaktadır. Özellikle biyomedikal implant uygulamaları için çoklu bobin yapısının avantajları ve uygun KGT topolojisi seçimi bunların güç aktarım verimliliği üzerindeki etkilerinin bir analizini sağlar. Düşük güçlerin verimli aktarımı için LCC-C-C-C hibrit KGT topolojisine sahip bir sistem geliştirilmiş, geleneksel DBS sistemlerinin dezavantajlarını gidermek amacıyla kafa üzerine yerleştirilebilen yüksek güç yoğunluklu minyatür bir DBS prototipi tasarlanarak sunulmuştur.

1.4 Tezin Ana Hattı

Bu tezin yapısı şu şekilde düzenlenmiştir:

1. Bölüm: Bu kısımda, KGT sistemlerinde kullanılan kompanzasyon topolojilerine ve bunların biyomedikal mühendisliğindeki uygulamalarına odaklanarak genel bir literatür incelemesi sunulmuştur. DBS in temel prensiplerine değinilmiştir.

2. Bölüm: KGT temel prensipleri ve kompanzasyon topolojileri ele alınmaktadır. Bu tez kapsamında kullanılan güç amplifikatörü, kompanzasyon topolojileri ve doğrultucu diyot yapılarının detaylı açıklamalarına yer verilmiştir.

3. Bölüm: Önerilen LCC-C-C-C kompanzasyon topolojisinin ayrıntılı analitik ifadeleri sunulmuştur. Karşılaştırma için hem iki bobinli yapıya sahip LCC-C hem de dört bobinli yapıya sahip LCC-C-C-C tasarım parametreleri belirlenmiştir. Ayrıca KGT kuplajlı bobinlerin tasarımları ele alınmıştır.

4. Bölüm: Simülasyon ve modelleme uygulamaları kısmında, kuplajlı bobinlerin 3D tasarımı ve analizi sunulmaktadır. Şematik tasarımlar sunulmakta ve manyetik-elektrik ortak simülasyonu gerçekleştirilmektedir.

5. Bölüm: KGT bobin tasarımları ve dört bobinli KGT yapısının prototipleri sunulmuştur. Güç amplifikatörü prototipi ve temel işlevleri yerine getiren DBS devresi tasarlanmıştır. Prototipi oluşturulan iki ve dört bobinli KGT sistemleri kullanılarak

havada ve domuz dokusunda ölçümler alınmıştır. Bluetooth Düşük Enerji (BLE) destekli DBS için uygun stimülasyon parametreleri bir mobil uygulama aracılığıyla kontrol edilmiştir. Doğrudan kafatasına implante edilebilen prototip DBS, önerilen KGT yapısı kullanılarak şarj edilir.

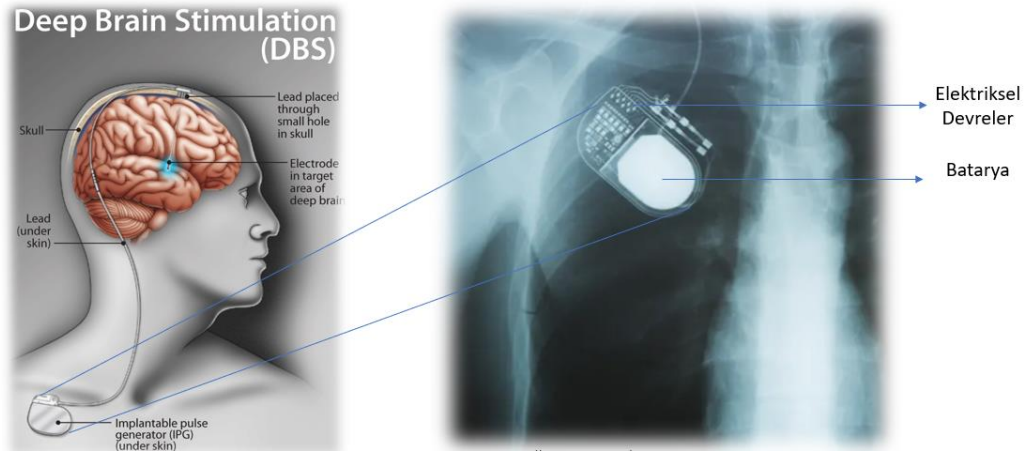
6. Bölüm: Klinik uygulamalarda kullanılabilirliği doğrulamak için SAR analizi yapılmıştır.

7.Bölüm Son bölümde temel çıkarımlar özetlenmiştir. KGT sistemi için optimizasyonlar önerilmiş ve prototipi hazırlanan DBS'in geliştirilmesi üzerine öneriler sunulmuştur.

1.5 Derin Beyin Stimülasyonu Temel Prensipleri

Derin Beyin Stimülasyonu (DBS), Parkinson hastalığı, epilepsi, distoni ve esansiyel tremor gibi çeşitli nörolojik bozuklukların semptomlarını hafifletmek için kullanılan gelişmiş, cihaz tabanlı, invaziv bir tedavi yöntemidir. Beynin belirli bölgelerine elektrotlar implante edilir, bu elektrotlar anormal beyin aktivitelerini düzenlemeye yardımcı olan farklı şekil, genlik ve frekansta elektriksel darbeler üretirler. DBS ilaç ve diğer tedavi yöntemlerinin yetersiz kaldığı durumlarda etkili bir tedavi yöntemi olarak öne çıkar.

Geleneksel DBS cihazları, uzatma kabloları, implante edilebilir pulse üreteci (IPG) ve batarya olarak üç kısma ayrılır. Cihazın genel yapısı ve iç yapısı Şekil 1.1 de sunulmuştur.



Şekil 1.1: a) Geleneksel DBS cihazı (Frontpage | HealthPlexus.net 2024) b)_DBS cihazının iç tasarımı (Human | Human.com 2024)

DBS tedavisinin gelişimi, profesyonel ve ticari çıkarlar, ilaçlardaki paralel gelişmeler ve tıbbi cihaz düzenlemeleri tarafından şekillendirilmiş ve teknolojinin esnekliği, standartlaştırılmış klinik değerlendirme araçlarının geliştirilmesi gibi bir dizi faktöre bağlı olmuştur (Gardner 2013).

Yaygın şekilde DBS olarak bilinen, elektrik stimülasyonu kullanılarak beyin aktivitesinin modülasyonu, nöroşirurji tekniklerinin ve tıbbi cihaz yeniliklerinin evrimine dayanan bir tarihsel geçmişe sahiptir.

Başlangıçta, 1930'larda Wilder Penfield'in geliştirdiği "Montreal Prosedürü", uyanık hastalarda beyin fonksiyonlarını haritalamak için elektrik probları kullanmış ve hedefe yönelik ablasyon yoluyla epilepsiyi tedavi etmeyi amaçlamıştır (Penfield 1936). Stereotaktik aparatların 1947'de ortaya çıkışı bu teknikleri daha da geliştirerek beyin içinde hassas gezinmeyi mümkün kıldı. Bununla birlikte cihazın bir sonucu olarak, beyin cerrahisi ile ilişkili ölüm oranı %15'ten %1'e düştü ve stereotaktik beyin cerrahisi hızlı bir büyüme dönemine girdi. 10 yıl içinde dünya çapında 40'tan fazla merkezde uygulanmaya başlandı (Gardner 2013).

1960'lı yıllarda Norman Shealy gibi beyin cerrahları kalp pili teknolojisini uyarlayarak kronik ağrı tedavisi için ilk nöro stimülatörleri oluşturmuştur (Shealy ve diğ. 1967).

Etki mekanizması, tedavi edilen duruma göre seçilen subtalamik çekirdek, globus pallidus ve talamus gibi belirli beyin bölgelerinin sürekli elektriksel uyarımını içerir. Hedef odaklı stimülasyon anormal nöral aktiviteyi modüle ederek Parkinson hastalığı ve esansiyel tremor gibi nörolojik bozukluklarla ilişkili semptomları hafifletir (Deuschl ve diğ. 2006, Benabid ve diğ. 2009).

(Deuschl ve diğ. 2006) yaptıkları altı aylık bir çalışma sonucunda, ileri parkinson hastası olan 75 yaş altındaki hastalarda, subtalamik çekirdeğin nörostimülasyonun tek başına tıbbi tedaviden daha etkili olduğunu belirtmişlerdir.

Tipik olarak göğse implantasyonu sağlanan IPG elektrik darbelerini üretir, beyne yerleştirilen elektrotlar bu darbeleri hedeflenen bölgelere iletir. Bağlantı kabloları IPG'yi elektrotlara bağlayarak sinyal iletimini sağlar. Frekans, genlik ve darbe genişliği dahil olmak üzere farklı elektrik stimülasyon parametreleri, terapötik etkileri en üst düzeye çıkarmak ve yan etkileri en aza indirmek için hastalığa, hasta yanıtına uygun olarak kişiye özgü olarak ilgili parametreler, ameliyat sonrası titizlikle ayarlanır.

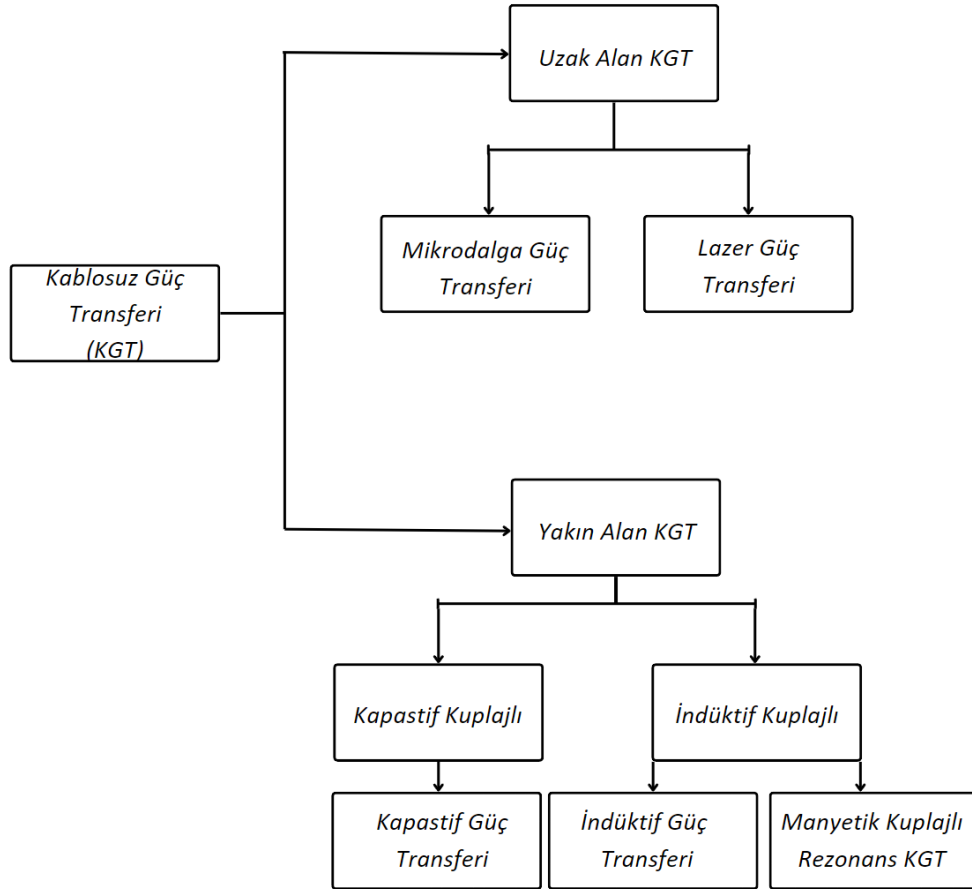
Klinik çalışmalar, birçok hasta için semptomlarda ve yaşam kalitesinde önemli iyileşmelerle birlikte DBS'in güvenliğini ve etkinliğini göstermiştir. Aynı zamanda, potansiyel riskler arasında enfeksiyon, donanım ile ilgili sorunlar ve olumsuz nörolojik etkiler yer almaktadır. Devam eden araştırmalar, daha kontrollü kapalı döngü sistemlerinin kullanılması, batarya süresinde iyileştirme sağlanması, elektrot tasarımlarının iyileştirilmesi, KGT ve yeni pil teknolojilerinin kullanımı gibi farklı alanlardaki gelişmeler DBS teknolojisini ilerletmektedir. Ayrıca, ortaya çıkan farklı alanlardaki uygulamalar hareket bozukluklarının ötesine geçerek psikiyatrik ve bilişsel durumlara kadar uzanmakta ve daha geniş terapötik faydalar vadetmektedir.

Bu tez çalışması kapsamında, aşağıdaki bölümlerde DBS cihazlarında KGT teknolojilerinin kullanımına odaklanılmakta ve düşük seviyelerde verimli güç aktarımına vurgu yapılmaktadır. Spesifik olarak, bu çalışma, DBS sistemlerinin konforunu ve KGT ile şarj hızı ve verimliliği performansını artırmayı amaçlayan geleneksel iki bobinli yapılara kıyasla çok bobinli yapıların enerji aktarım verimliliği üzerine odaklanmıştır. Bu kapsamda farklı bobin tasarımları da yapılarak KGT sistemi ve DBS prototipi oluşturulmuş ve uygulaması başarıyla gerçekleştirilmiştir.

2. KABLOSUZ GÜÇ TRANSFERİ

KGT, kullanılan iletim teknolojisine göre yakın ve uzak alan olarak iki ana kategoriye ayrılabilir (Allamehzadeh 2021, Mahmood ve diğ. 2022). Yakın alan sırası ile iki gruba ayrılır, kapasitif ve indüktif kuplajlı güç transferi. İndüktif güç aktarımı kendi içerisinde, indüktif ve manyetik rezonans kuplajlı olarak ayrılır. Uzak alan elektromanyetik radyasyon KGT, mikrodalga güç transferi, lazer güç transferi ve güneş enerjisi uyduları olarak üç kısma ayrılabilir (Abou Houran ve diğ. 2018) tarafından belirtilmiştir.

Aşağıda sunulan Şekil 2. 1 içerisinde KGT sistemlerinin genel sınıflandırılması verilmiştir.



Şekil 2. 1: KGT sistemlerinin genel sınıflandırılması.

Yakın alan KGT sistemlerinde güç aktarım verimliliğinin yüksek olduğunu, ancak güç aktarım mesafesi ~mm-m aralığında olduğu için kısadır. Uzak alan KGT devrelerinde ise enerjinin uzaya yayılımından kaynaklanan kayıplar nedeniyle verimlilik düşüktür, fakat güç aktarım mesafesi ~km seviyelerine kadar uzayabilir. İndüktif kuplaj tekniklerinde çalışma frekansı genellikle kHz seviyelerindedir, manyetik rezonans tekniklerinde ise MHz mertebesinde, örneğin 6.78MHz-13.56MHz seviyelerinde olabilir. Uzak alan KGT sistemleri ise 2.4GHz-5GHz spektrumunda farklı frekans bantlarını kullanılabilmekte olduğunu (Jang ve diğ. 2012) çalışmalarında belirtmişlerdir.

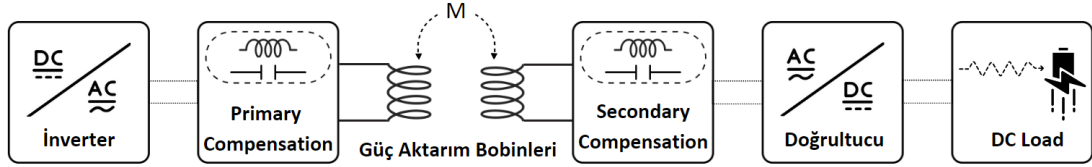
Yakın alan indüktif ve MRC tekniğinde güç aktarımı elektromanyetik dalgaların kaynaktan yüke aktarım prensibine dayanır, güç verici ve alıcı bobinler aracılığıyla iletilir. Kapasitif güç aktarımında ise bobinler yerine geniş yüzeyli plakalar kullanılır ve bu plakalar elektrik alan oluşturarak güç aktarımını gerçekleştirir. (Allamehzadeh 2021) çalışmasında, kapasitif güç aktarım teknolojisinin geniş temas alanı gerektirmesi nedeniyle birçok ticari uygulama için uygun olmadığı belirtilmiştir. Çalışmada ayrıca, MRC ve IPT sistemlerinde aktarım güçlerinin, verici ve alıcı bobinler arasındaki mesafenin küpüyle ters orantılı olduğu vurgulanmıştır. Buna karşılık, uzak alan teknolojisinde güç iletiminin, verici ile alıcının yükü arasındaki mesafenin karesiyle ters orantılı olduğu ifade edilmiştir. İki ana grup arasındaki temel ayrım, verici parametre değişimlerinin alıcı verimliliği üzerindeki etkisidir. Uzak alan teknolojisinde, alıcı yük değişimlerinin genel verici verimliliğini etkilemediği, ancak yakın alan tekniklerinde, verici parametre değişimlerinin alıcı verimliliğini etkileyebileceği belirtilmiştir.

Mikrodalga uzak alan güç aktarımı, bir vericiden uzaktaki bir alıcıya enerji göndermek için mikrodalgaları kullanır, uzaktaki sensörlere güç sağlamak veya uzay tabanlı kaynaklardan enerji sağlamak gibi uygulamalarda kullanılabilir. Lazer güç aktarımı, enerjiyi iletmek için odaklanmış lazer ışınları kullanır ve özellikle hedefe yönelik dağıtım gerektiren senaryolarda yüksek hassasiyet ve verimlilik sağlar.

Yakın alan KGT teknolojisinde verimliliği ve güç aktarım mesafesini arttıran bir çalışmada (Kurs ve diğ. 2007) MRC güç aktarım tekniğini sunmuşlardır. Bu tez çalışmasının odak noktasında MRC güç aktarım tekniği bulunmaktadır.

2.1 Kablosuz Güç Transferi Temel Prensipleri

Çalışma kapsamında, MRC KGT kullanımının genel işleyişini gösteren blok diyagramı Şekil 2. 2’de sunulmuştur. Bu diyagram, Bölüm 2 boyunca alt başlıklar halinde daha ayrıntılı olarak ele alınmıştır.



Şekil 2. 2: KGT'nin genel blok diyagramı.

KGT sistemlerinde süreç genel olarak bir güç kaynağından gelen doğru akımın (DC), alternatif akıma (AC), güç amplifikatörü kullanarak DC-AC dönüşümü ile süreç başlar. KGT'nin gerçekleştirilebilmesi için bu dönüşüm çok önemlidir. Çünkü AC'nin salınımlı yapısı kablosuz iletim için gerekli olan değişken elektromanyetik alanları oluşturur. AC sinyal üretildikten sonra, belirli bir frekansta salınan manyetik alanın oluşturulması amacıyla verici bobin beslenir. Bu manyetik alanın menzili içinde bulunan alıcı bobin/bobinlerde alternatif akım indüklenir. Bu güç transfer verimliliği büyük ölçüde verici ve alıcı bobinler arasındaki yanlış hizalama oranına, bobinlerin kalite faktörü (Q), bobin tasarımına, mesafeye, kuplaj katsayısına (k) ve kullanılan kompanzasyon topolojisine bağlıdır. KGT kompanzasyon topolojileri, bobinler arasındaki güç aktarımını optimize etmek için sistemin içerisindeki kapasitör ve indüktör gibi reaktif bileşenlerin düzenlenmesi olarak özetlenebilir. Bu topolojiler kullanılan sistemin güç aktarım mesafesi, yanlış hizalamalarda verimli güç aktarımının sürdürülmesi ve değişken yük koşulları vb. durumlarda stabilizasyonun sağlanması için KGT sistemlerinde önemli bir yere sahiptir. Biyomedikal implant uygulamaları, cep telefonu şarjı ve elektrikli araçların şarj pedine göre kayma toleransı gereksiniminin olduğu KGT sistemleri içerisinde bu kompanzasyon topolojileri önemli yer tutmaktadır. KGT sistemlerinde bobinlerin yapısından kaynaklı olan reaktif empedans, güç kayıpları yani verimin düşmesine neden olabilmektedir. Bu topolojilerin kullanımındaki ilk amaç reaktif gücü elimine ederek gerçek güç aktarım verimliliğini arttırmaktır. Yaygın olarak kullanılan temel ve hibrit kompanzasyon topolojileri bölüm 2.3 içerisinde incelenmiştir.

Kompanzasyon topolojilerinde verici ve alıcı bobinlerin kapasitör, indüktörlerin tasarlanan bağlantı şekline göre farklı isimlerle adlandırılmaktadırlar. Alıcı bobinde indüklenen AC gerilimin DC'ye tekrar dönüştürülmesi gereklidir. Bu dönüşümün gereklilik sebebi batarya, özelleştirilmiş elektronik devreler, kontrol ve haberleşme benzeri birçok elektronik sistem DC ile çalışmaktadır. Son aşamada AC voltajını DC ye dönüştüren, dalga biçimini doğrultularak alternatif bileşenin ortadan kaldırılması, doğrultucu devre yapısıyla gerçekleştirilir. Elde edilen DC güç daha sonra pilleri şarj etmek veya elektronik sistemlere doğrudan güç sağlamak için kullanılır.

Tüm bu süreç biyomedikal alanında fiziksel bağlantı elemanlarının kullanılmadığı, enfeksiyon risklerinin bulunduğu, uzun süreli çalışma gerektiren kalp pili, derin beyin stimülasyonu benzeri uygulamalarda başarıyla kullanılabilir.

2.2 Güç amplifikatörü

KGT sistemlerinde, değişken elektromanyetik alanların oluşturulabilmesi için güç amplifikatörleri DC akımı yüksek frekanslı AC akıma dönüştürme amacıyla kullanılırlar. Bu tür güç amplifikatör sistemleri tasarıma bağlı olarak genellikle, anahtarlama elemanları ve pasif elemanlar içeren devre yapılarından oluşur.

Güç amplifikatörü tasarımındaki temel gereksinimlerden bazıları çalışma frekansı, çıkış gücü seviyesi, bant genişliği, verimlilik, kazanç, doğrusallık, boyut ve maliyet gibi farklı parametreleri içerir. Güç amplifikatörleri iki kategoriye ayrılır, transkondüktans amplifikatörler ve anahtarlama modlu amplifikatörler. Geleneksel transkondüktans amplifikatörler Sınıf-A, Sınıf-AB, Sınıf-B ve Sınıf-C amplifikatörlerden oluşur. Geleneksel anahtarlama modlu amplifikatörler Sınıf-D, Sınıf-E ve Sınıf-F amplifikatörleri kapsadığı belirtilmiştir (Belghet ve diğ. 2011).

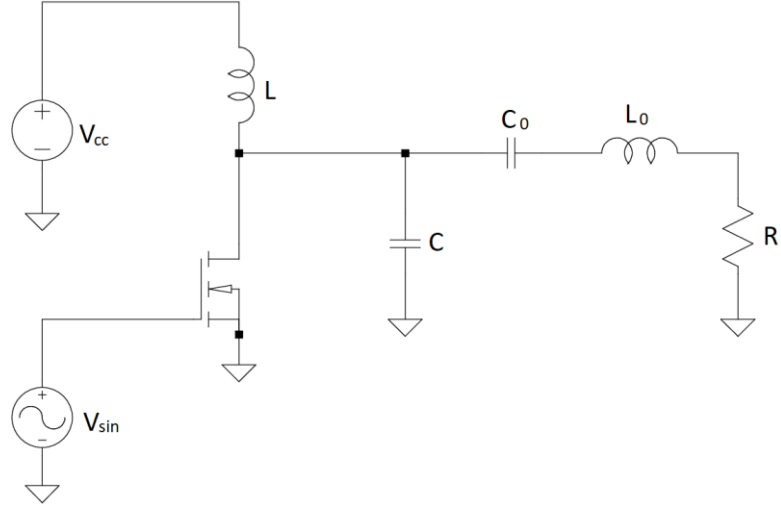
KGT sistemlerinde en yaygın kullanılan güç amplifikatörü tiplerinden biri E Sınıfıdır (Srimuang ve diğ. 2014, Yang ve diğ. 2017). Bu güç amplifikatörü basit yapısı, yüksek verimlilik ve yüksek frekanslarda çalışabilmesi nedeniyle seçilmektedir. Bu avantajları verimli ve güvenli kablosuz enerji iletiminin gerekli olduğu uygulamalarda E sınıfı amplifikatörünü ideal hale getirmektedir.

ISM bantları içerisinde yer alan 13.56 MHz gibi RF frekans bantlarında ve yüksek frekans gerektiren diğer uygulamalarda yaygın olarak verimli bir şekilde kullanılmıştır (Khansalee ve diğ. 2010, Chen ve diğ. 2012, Srimuang ve diğ. 2014).

E sınıfı güç amplifikatörü, 1975 yılında (Sokal and Sokal 1975) tarafından sunulmuştur. E sınıfı güç amplifikatörünün temel yapısında bir yarıiletken anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarda yumuşak anahtarlama yapabilmek için pasif bir yük ağı tasarlanmıştır. Anahtarlama anında akım ve gerilimin kesişimini engelleyen bu yapı, yumuşak anahtarlama sayesinde E sınıfı güç amplifikatörünün yüksek frekansta yüksek verimlilikle çalışmasını sağlar. Yüksek verimlilik aynı zamanda daha az ısı üretimi anlamına gelir, bu da soğutma sistemlerine olan ihtiyacı azaltır ve bileşenlerin ömrünü uzatır, düşük güç gerektiren uygulamalarda pille çalışmaya imkân verir. Ayrıca, tasarımda anahtar sayısının az olması uygulama devresini kolaylaştırırken maliyet avantajı da sunar.

Bu çalışmada uygulanacak güç amplifikatörü devresi için ISM bantları içerisinde yer alan 13.56 MHz frekans bandı çalışma frekansı olarak belirlenmiştir. Bu kapsamda, uygun yapısı ve avantajları göz önünde bulundurularak E sınıfı amplifikatör tercih edilmiştir.

(Srimuang ve diğ. 2014) çalışmalarında, paralel yük devresine sahip yüksek güçlü ve yüksek verimli 13.56 MHz frekansında çalışan E sınıfı bir güç amplifikatörünün tasarımını ve uygulamasını sunmuşlardır. Üretilen E sınıfı güç amplifikatörünün, yüke maksimum 44,92 dBm (31 W) çıkış gücü verildiğinde %94,6 verimlilik sağladığını göstermişlerdir. Aşağıda bu çalışmada kullanılan E sınıfının tasarım denklemleri verilmiştir. Şekil 2.3 E sınıfı güç amplifikatörünün devre şemasını göstermektedir.



Şekil 2. 3: E sınıfı güç amplifikatörü devre şeması.

Yük direnci (R), DC besleme gerilimi (V_{CC}), giriş indüktörü (L), şönt kapasitör (C), rezonans bobini L_0 ve kapasitörü C_0 için tasarım denklemleri aşağıdaki gibi verilmiştir. Burada f_c çalışma frekansı, P_0 istenilen çıkış gücüdür. Denklem 2.1 içerisinde çıkış yükü ve gücü arasındaki ilişki verilmiştir.

$$R = 1.365 \frac{V_{CC}^2}{P_0} \quad (2.1)$$

Giriş indüktörü ve şönt kapasitörünün hesaplama denklemleri sırası ile denklem (2.2) ve (2.3) içerisinde sunulmuştur.

$$L = 0.732 \frac{R}{2\pi f_c} \quad (2.2)$$

$$C = \frac{0.685}{2\pi f_c R} \quad (2.3)$$

Seri C_0 rezonans devresinin parametreleri, belirli bir yük kalite faktörü (Q_L) esas alınarak denklem (2.4) ile belirlenir.

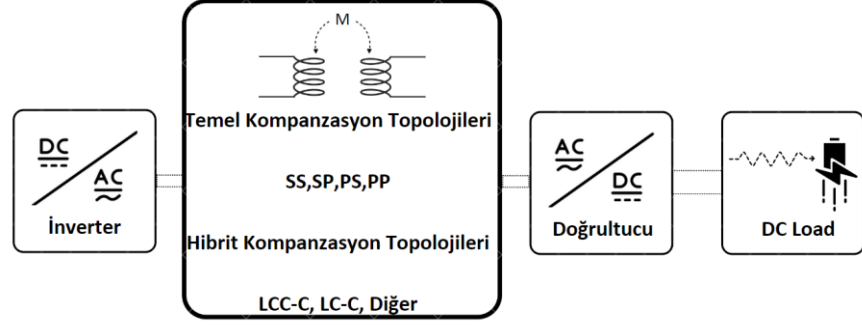
$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R Q_L} \quad (2.4)$$

Seri L_0 rezonans devresinin parametreleri, C_0 esas alınarak denklem (2.5) ile belirlenir.

$$L_0 = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_0} \quad (2.5)$$

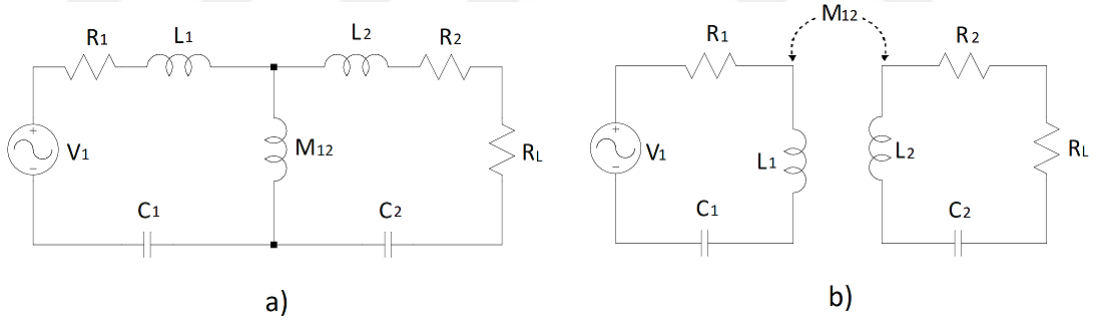
2.3 Kompanzasyon Topolojileri

KGT kompanzasyon topolojileri, KGT sistemlerinin verimliliğini ve performansını optimize etmede çok önemlidir. Bu topolojiler, önemli güç kayıplarına yol açabilecek olan sistemin reaktif bileşenlerine karşı koymak için tasarlanmıştır. Endüktif ve kapasitif reaktansı telafi ederek, verici ve alıcı arasındaki yük veya mesafe değişse bile sabit ve verimli bir güç aktarımının korunmasına yardımcı olabilirler. Seri-seri (SS), seri-paralel (SP), paralel-seri (PS) ve paralel-paralel (PP) gibi çeşitli kompanzasyon topolojileri vardır. Her topoloji, istenen güç seviyesi, frekans, sabit akım, sabit gerilim ve mesafe gibi KGT sisteminden istenen özel gereksinimlere bağlı olarak farklı avantajlar sunar. Örneğin, SS topolojisi genellikle elektrikli araç şarjı gibi kuplaj katsayısının düşük olduğu uygulamalarda basitliği ve yüksek verimliliği nedeniyle tercih edilebilir. Diğer yandan, LCC-C, PS ve SP gibi topolojiler voltaj ve akım özellikleri üzerinde daha iyi kontrol sunarak onları değişen yük koşulları için uygun hale getirebilir, bu avantajları biyomedikal implantlarda kullanımı daha uygun olabilir. Ayrıca, kompanzasyon topolojisi seçimi KGT sisteminin tasarım karmaşıklığını ve maliyetini de etkiler. Doğru seçilmiş ve uygulanmış kompanzasyon, kapasitörler ve indüktörler gibi gerekli pasif bileşenlerin boyutunu ve maliyetini azaltabilir. Reaktif gücü en aza indirilmesiyle daha istikrarlı bir çalışma noktası sağlayarak bu topolojiler genel sistem güvenilirliğine ve uzun ömürlülüğüne katkıda bulunur. Kompanzasyon topolojilerinin genel kullanımını gösteren şema Şekil 2.4 içerisinde sunulmuştur.



Şekil 2. 4: MRC KGT Topolojileri.

KGT sistemlerinde M ve T modelleri bulunmaktadır (Zhang, Pang, ve diğ. 2019), şekil 2.5 de verilmiştir. Bu modeller güç aktarımlarını bobinler arasındaki etkileşimleri göstermek için kullanılır. M modeli, manyetik alanları kullanan endüktif güç aktarım sistemlerini tanımlar. Bu modelde güç, verici ve alıcı bobinler arasında üretilen manyetik alanlar aracılığıyla aktarılır. T modeli, endüktif güç iletim sistemlerinin bir transformatöre benzer şekilde nasıl çalıştığını açıklamak için kullanılır. Bu modelde, verici ve alıcı devreleri bir transformatörün birincil ve ikincil sargıları olarak düşünülebilir.



Şekil 2. 5: a) T ve b) M modeli gösterimi.

Bu tez kapsamında kompanzasyon topolojilerinin analizinde M modeli gösterimi kullanılmıştır.

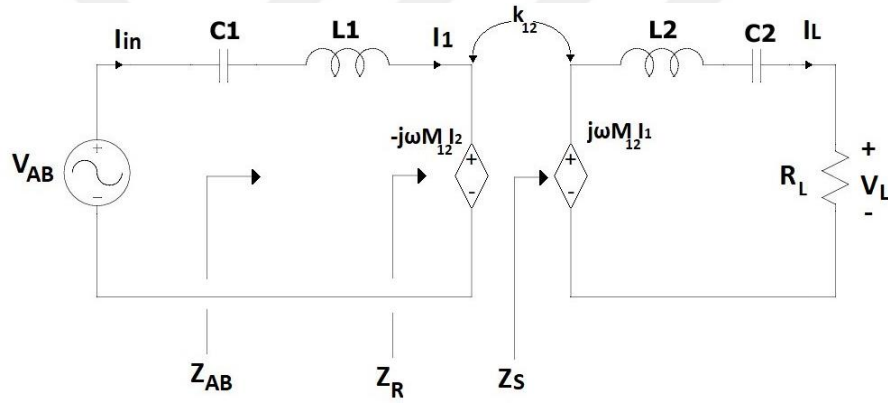
2.3.1 Temel Kompanzasyon Topolojileri

Temel kompanzasyon topolojileri, verimli, güvenilir ve uygun maliyetli KGT sistemlerinin tasarlanması için gereklidir ve hem teorik bilgi hem de pratik uygulama

için önemli bir temel sağlarlar. Kompanzasyon topolojilerinin kullanımındaki amaç, çalışma frekansında rezonans elde edilerek uygulamada reaktif güç minimuma indirilmesi ve verici ile alıcı bobinleri arasında gerçek güç transferinin en üst düzeye çıkartılmasıdır.

2.3.1.1 Seri Seri Kompanzasyon Topolojisi

SS topolojisi, verici ve alıcı bobin devrelerine seri bir kondansatör yerleştirilerek oluşturulur. Sabit akım sağlama yeteneği ve basit yapısı sayesinde en sık kullanılan topolojilerdendir. Şekil 2.6 M modeli gösterimi ile SS kompanzasyon topolojisini sunmuştur.



Şekil 2. 6: M modeli gösterimi ile SS kompanzasyon topolojisi.

KGT topolojilerinin tasarımında kullanılan denklem 2.6 sistemin açısal frekansını tanımlar, f sistemin çalışma frekansı olarak Hz cinsinden ifade edilir ve ω ise saniyede radyan cinsinden frekansı temsil eder.

$$\omega = 2\pi f \quad (2.6)$$

Denklem (2.7)'de verilen Z_S alıcı tarafın empedansını ifade eder. Bu empedans, bir indüktör L_2 ve bir kapasitör C_2 kombinasyonundan oluşur. Çıkış yükü olarak R_L direncini içerir.

$$Z_S = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \quad (2.7)$$

Denklem (2.8)'de verilen Z_R kaynak tarafından görünen giriş empedansdır, birincil tarafa yansıyan empedansı ifade eder. Yansıyan empedans manyetik kuplaj katsayısı k_{12} ve frekansla ilişkilidir.

$$Z_R = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{Z_S} \quad (2.8)$$

Denklem (2.9)'da verilen Z_{AB} kaynak tarafından görünen giriş empedansdır. Bu empedans Z_R ile birincil tarafta bulunan C_1, L_1 elemanlarının tasarımından etkilenir.

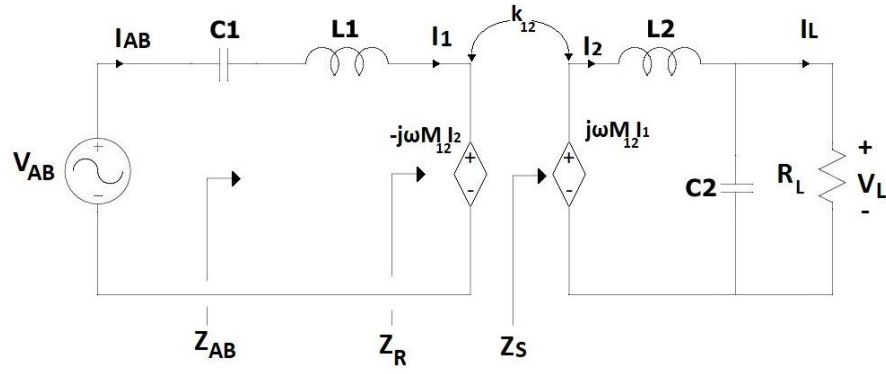
$$Z_{AB} = \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_R \quad (2.9)$$

Denklem (2.10)'da verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu gerilim kazancı, alıcı ve verici taraf empedanslarına, kuplaj katsayısına ve yük direncine bağlıdır. G_V , giriş gerilimi V_L ile çıkış gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder ve enerji transferinin verimliliği hakkında bilgi verir.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{(j\omega M_{12} I_1) \frac{R_L}{Z_S}}{(-j\omega M_{12} I_2) \frac{Z_{AB}}{Z_R}} = -\frac{I_1 R_L Z_R}{I_2 Z_S Z_{AB}} \quad (2.10)$$

2.3.1.2 Seri Paralel Kompanzasyon Topolojisi

SP topolojisinde birincil bobine seri bir kondansatör, alıcı bobine paralel bir kondansatör bulunur. Şekil 2.7 M modeli gösterimi ile SP kompanzasyon topolojisini sunmuştur.



Şekil 2.7: M modeli gösterimi ile SP kompanzasyon topolojisi.

SP konfigürasyonunda alıcı taraf empedansı (Z_S), birinci tarafa yansıyan empedans (Z_R), kaynak tarafından görünen giriş empedansına (Z_{AB}) ait denklemler sırasıyla (2.11), (2.12) ve (2.13) ile tanımlanır.

$$Z_S = j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + R_L j\omega C_2} \quad (2.11)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2.12)$$

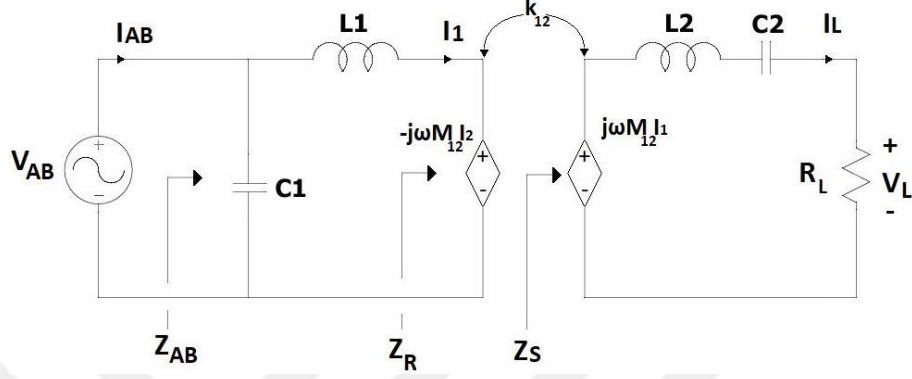
$$Z_{AB} = \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_R \quad (2.13)$$

Denklem (2.14)'de verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu kazanç, çıkış yükü olarak ifade edilen R_L üzerinde indüklenen gerilim V_L ile, kaynak gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{(j\omega M_{12} I_1) \left(\frac{R_L}{1 + R_L j\omega C_2} \right) \frac{1}{Z_S}}{(-j\omega M_{12} I_2) \frac{Z_{AB}}{Z_R}} = -\frac{I_1 R_L Z_R}{I_2 Z_S Z_{AB} (1 + j\omega C_2 R_L)} \quad (2.14)$$

2.3.1.3 Paralel Seri Kompanzasyon Topolojisi

PS topolojisinde verici bobine paralel, alıcı bobine seri bağlı bir kapasitör bulunan kompanzasyon ağı kullanır. Şekil 2.8 M modeli gösterimi ile PS kompanzasyon topolojisini sunmuştur.



Şekil 2. 8: M modeli gösterimi ile PS kompanzasyon topolojisi.

PS konfigürasyonunda alıcı taraf empedansı (Z_S), birinci tarafa yansıyan empedans (Z_R), kaynak tarafından görünen giriş empedansına (Z_{AB}) ait denklemler sırasıyla (2.15), (2.16) ve (2.17) ile tanımlanır.

$$Z_S = \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L \quad (2.15)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2.16)$$

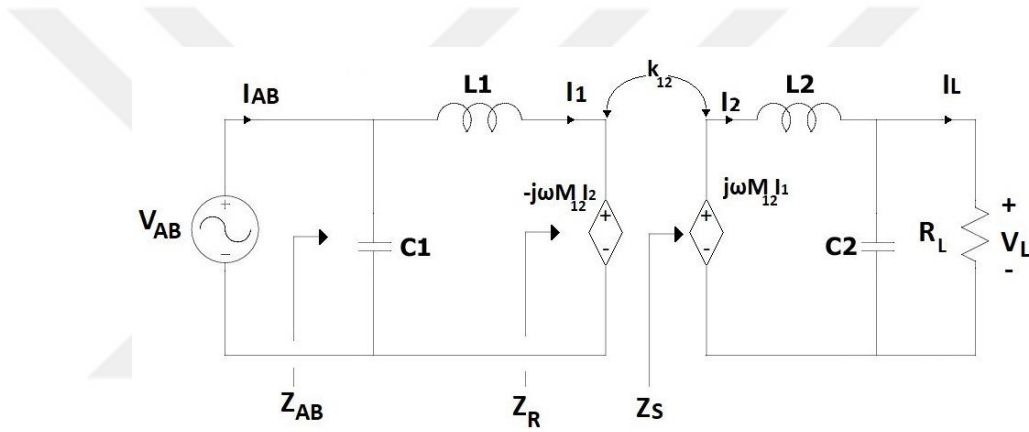
$$Z_{AB} = \frac{j\omega L_1 + Z_R}{1 - \omega^2 L_1 C_1 + Z_R j\omega C_1} \quad (2.17)$$

Denklem (2.18)'de verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu kazanç, çıkış yükü olarak ifade edilen R_L üzerinde indüklenen gerilim V_L ile, kaynak gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{(j\omega M_{12} I_1) \frac{R_L}{Z_S}}{(-j\omega M_{12} I_2) \frac{(Z_R + j\omega L_1)}{Z_R}} = -\frac{I_1 R_L Z_R}{I_2 Z_S (Z_R + j\omega L_1)} \quad (2.18)$$

2.3.1.4 Paralel Paralel Kompanzasyon Topolojisi

PP topolojisinde hem verici hem de alıcı taraflarda çalışma frekansında rezonansa girmek için bobinlere paralel bağlı kapasitör içeren paralel kompanzasyon ağı kullanılır. Şekil 2.9 M modeli gösterimi ile PP kompanzasyon topolojisini sunmuştur.



Şekil 2. 9: M modeli gösterimi ile PP kompanzasyon topolojisi.

PP konfigürasyonunda alıcı taraf empedansı (Z_S), birinci tarafa yansıyan empedans (Z_R), kaynak tarafından görünen giriş empedansına (Z_{AB}) ait denklemler sırasıyla (2.19), (2.20) ve (2.21) ile tanımlanır.

$$Z_S = j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + R_L j\omega C_2} \quad (2.19)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2.20)$$

$$Z_{AB} = \frac{j\omega L_1 + Z_R}{1 - \omega^2 L_1 C_1 + Z_R j\omega C_1} \quad (2.21)$$

Denklem (2.22)'de verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu kazanç, çıkış yükü olarak ifade edilen R_L üzerinde indüklenen gerilim V_L ile, kaynak gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{(j\omega M_{12} I_1) \left(\frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L} \right)}{(-j\omega M_{12} I_2) \frac{(Z_R + j\omega L_1)}{Z_R}} = - \frac{I_1 R_L Z_R}{I_2 Z_S (1 + R_L j\omega C_2)(Z_R + j\omega L_1)} \quad (2.22)$$

2.3.2 Hibrit Kompanzasyon Topolojileri

KGT sistemlerinde, temel kompanzasyon topolojilerinin sınırlamalarını ele almak ve güçlü yönlerini optimize etmek için hibrit topolojilere ihtiyaç duyulmaktadır. Temel topolojiler basitlik veya verimlilik gibi belirli avantajlar sunarken, verici ve alıcı arasındaki değişen yük veya mesafe gibi çalışma koşullarında istenilen performansı göstermeyebilir. Hibrit topolojiler, daha iyi bir verimlilik dengesi, güç aktarım kapasitesi ve uyarlanabilirlik elde etmek için farklı kompanzasyon tekniklerini birleştirir. Örneğin, LCC-C topolojisinde olduğu gibi daha iyi gerilim regülasyon kabiliyeti ve kontrol serbestliği gibi avantajlarıyla öne çıkabilmektedirler (Wang ve diğ. 2019). Kuplaj katsayısındaki değişikliklere karşı hassasiyeti azaltabilir, farklı yük koşullarında daha stabil ve performanslı şekilde çalışabilirler. Bu esneklik, çalışma koşullarındaki değişikliklere rağmen tutarlı performansın kritik olduğu tıbbi cihaz güç sistemleri veya implant gibi uygulamalarda önemlidir. Bu vb. avantajlar hibrit topolojileri çeşitli KGT uygulamaları için daha uygun bir çözüm olarak öne çıkartabilmektedir.

Literatürde LC-S, LCC-C, S-S-LCLCC ve S/CLC gibi birçok hibrit topoloji sunulmuştur (Wang, Yao, ve diğ. 2017, Chen ve diğ. 2019, Wang ve diğ. 2019, Darvish ve diğ. 2021, Cetin and Demirci 2022). İmplant edilebilir cihazlardaki sınırlı alan nedeniyle, alıcı tarafındaki kompanzasyon devresindeki eleman sayısı minimumda tutulmalıdır. Bu nedenle, alıcı tarafında sadece bir kondansatör bulunan bir seri kompanzasyon topolojisi seçilmiştir.

Topolojilerin avantajları göz önüne alındığında, LC ve LCC hibrit kompanzasyon topolojileri bu bölümde karşılaştırılmıştır. LCC-C ve LC-C kompanzasyon topolojileri arasındaki farklar değerlendirilmiştir. LCC-C topolojisi ek bir kapasitör tasarımı ile karakterize edilmiştir. Bu topolojiler arasındaki temel farklar devre karmaşıklığı, maliyet, verimlilik ve kontrol mekanizmalarında yatmaktadır.

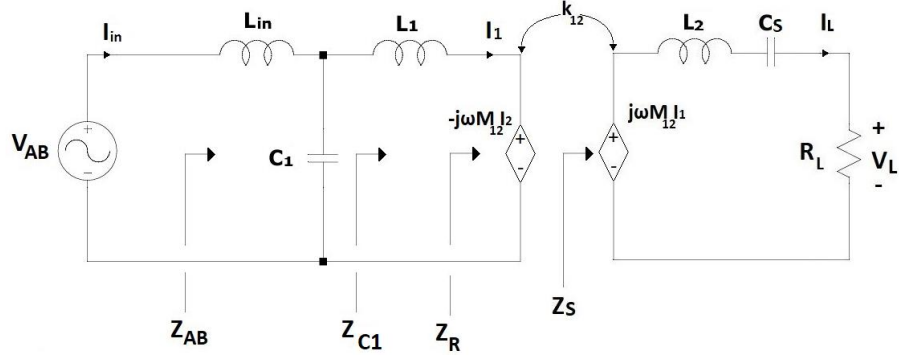
LCC-C topolojisinin genellikle düşük güçlerde aktarım verimliliği iyidir (Chen ve diğ. 2019). İyi bir kontrol serbestliği sunarak hassas güç dağıtımının kritik olduğu uygulamalar için daha uygundur. Buna karşılık, daha basit ve daha uygun maliyetli olan LC-C topolojisi, genellikle maliyet ve karmaşıklığın minimuma indirilmesi gereken sistemler için seçilebilmektedir, örnek olarak (Yenil and Cetin 2022) çalışmalarında elektrikli araçların şarjı için geliştirilen 1.05Kw bir KGT prototipinin geliştirilmesinde kullanmışlardır.

LC-C topolojisi basitliği ve düşük bileşen sayısı nedeniyle tercih edilirken, LCC-C topolojisi daha iyi voltaj regülasyonu ve verimlilik sunar. Aynı zamanda, LC-C topolojisinde, alan kısıtlaması olan implante edilebilir cihazlardaki pratikliği nedeniyle (Cetin and Demirci 2022) kalp pili ile ilgili çalışmalarında başarıyla kullanmışlardır.

Bu çalışmanın odak noktası LCC topolojisi olmuştur, bölüm 2.3.2.1 ve 2.3.2.2 içerisinde sırasıyla LC-C ve LCC-C topolojilerinin analizleri yapılmıştır.

2.3.2.1 LC-C Kompanzasyon Topolojisi

LC-C topolojisinin yapısı Şekil 2.10'da sunulmuştur. Verici tarafta kaynağa seri bağlı bir L_{in} bobini ve L_1 güç aktarım bobinine paralel bağlı bir C_1 kondansatörü içerir, alıcı bobine seri bir kompanzasyon devresi ile modellenir.



Şekil 2. 10: M modeli gösterimi ile LC-C kompanzasyon topolojisi.

LC-C konfigürasyonunda alıcı taraf empedansı (Z_S), birinci tarafa yansıyan empedans (Z_R), C_1 kondansatörü tarafından görünen empedans (Z_{C1}), kaynak tarafından görünen giriş empedansına (Z_{AB}) dir. Bu denklemler sırasıyla (2.23), (2.24), (2.25) ve (2.26) ile tanımlanır.

$$Z_S = \frac{1}{j\omega C_S} + j\omega L_2 + R_L \quad (2.23)$$

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (2.24)$$

$$Z_{C1} = \frac{Z_R + j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1 Z_R} \quad (2.25)$$

$$Z_{AB} = Z_{C1} + j\omega L_{in} \quad (2.26)$$

Denklem (2.27)'de verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu kazanç, çıkış yükü olarak ifade edilen R_L üzerinde indüklenen gerilim V_L ile, kaynak gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{(j\omega M_{12} I_1) \frac{R_L}{Z_S}}{(-j\omega M_{12} I_2) \frac{(j\omega L_1 + Z_R) Z_{AB}}{Z_R Z_{C1}}} \quad (2.27)$$

I_{in} , I_1 ve I_L akımları sırasıyla denklem (2.33), (2.34) ve (2.35) ile tanımlanır.

$$I_{in} = \frac{V_{AB}}{Z_{AB}} \quad (2.33)$$

$$I_1 = \frac{1}{j\omega C_1} I_{in} \quad (2.34)$$

$$I_L = \frac{\omega^2 M_{12} L_{in}}{(R_2 + R_L)(R_1 + Z_{R1})} I_{in} \quad (2.35)$$

Denklem 2.36 da verilen G_V sistemin gerilim kazancını tanımlar. Bu kazanç, çıkış yükü olarak ifade edilen R_L üzerinde indüklenen gerilim V_L ile, kaynak gerilimi V_{AB} arasındaki oranı ifade eder. Denklem 2.32 ve 2.35 kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$G_V = \frac{R_L \left(\frac{\omega^2 M_{12} L_{in}}{(R_2 + R_L)(R_1 + Z_{R1})} I_{in} \right)}{I_{in} \left(R_{in} + \frac{(\omega L_{in})^2}{R_1 + Z_{R1}} \right)} \quad (2.36)$$

Rezonans kapasitörleri (2.37), (2.38) ve (2.39) numaralı denklemler kullanılarak hesaplanır.

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_{in}} \quad (2.37)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (2.38)$$

$$C_2 = \frac{1}{(L_1 - L_{in})\omega^2} \quad (2.39)$$

Giriş gücü ifadesi denklem (2.40) da gösterildiği gibi türetilir.

$$P_{in} = I_{in} V_{AB} = \frac{V_{AB}^2}{R_{in} + \frac{(\omega L_{in})^2}{R_1 + Z_{R1}}} \quad (2.40)$$

Çıkış gücü ifadesi denklem (2.41) de gösterildiği gibi türetilebilir.

$$P_{out} = (I_L)^2 R_L = \left(\frac{\omega^2 M_{12} L_{in} I_{in}}{(R_2 + R_L)(R_1 + Z_{R1})} \right)^2 R_L \quad (2.41)$$

Verim ifadesi η , çıkış gücünün giriş gücüne oranıdır aşağıdaki gibi denklem (2.40) ve (2.41) kullanılarak verilir.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{R_L (\omega^2 M_{12} L_{in} I_{in})^2 (R_{in} (R_1 + Z_{R1}) (\omega L_{in})^2)}{(R_2 + R_L)^2 (R_1 + Z_{R1})^2 V_{AB}^2 (R_1 + Z_{R1})} \quad (2.42)$$

2.3.3 KGT Kompanzasyon Topolojilerinde Çoklu Bobinli Yapıların Avantajı

İmplantlar için KGT sistemleri tasarlarken, doğru kompanzasyon topolojisini ve bobin yapısını seçmek, yüksek verimlilik ve güvenlik elde etmek için kritik öneme sahiptir. Kompanzasyon türünden bobinlerin sayısına ve düzenine kadar her seçim, güç ihtiyaçları, boyut kısıtlamaları ve biyouyumluluk dahil olmak üzere tıbbi cihazın özel gereksinimlerini karşılamak için dikkatlice düşünülmelidir.

KGT sistemlerinde, çok bobinli yapılar geleneksel KGT tasarımlarına göre verimliliği ve iletim mesafelerini artırma yönünden avantajlar sunar. Empedans eşleşmesini iyileştirerek güç kayıplarını minimuma indirilmesi ve yük üzerindeki güç transferini maksimuma çıkartılması gibi avantajları olabilmektedir. Ayrıca verici ve alıcı bobinler arasındaki yanlış hizalamalara karşı toleransı artırarak sistemin stabil kalmasına yardımcı olabilirler.

(Hui ve diğ. 2014) çalışmalarında, çok bobinli sistemleri, özellikle de iki bobinli konfigürasyonları, maksimum enerji verimliliği ilkesine bağlı kalmaları nedeniyle kısa menzilli uygulamalar için daha uygun olarak tanımlamışlardır. Ancak bu sistemler, iletim mesafesi arttıkça enerji verimliliğinde hızlı bir düşüş sergiledikleri bildirilmiştir. Buna karşılık, dört bobinli sistemler iki ek ara bağlantı bobini içerir ve maksimum güç aktarım ilkesini takip ettiği ifade edilmiştir. Bu ek bobinlerin ayarlanması, eşdeğer devre içinde empedans eşleşmesinin daha esnek bir şekilde kontrol edilmesini sağladığı ve böylece sistemin enerji verimliliği pahasına da olsa

iletim mesafesini en üst düzeye çıkarılmasına olanak tanıdığını vurgulamışlardır. Ayrıca Hui ve arkadaşları, çoklu bobin yapılarının uygulanmasının bu tür sistemlerde, özellikle hem menzili hem de güç aktarım verimliliğini artırmada önemli faydalar sağladığını belirtmişlerdir.

2.4 Doğrultucu Yapısı

Bölüm 3 içerisinde şekil 3.1 (b) de önerilen devre içerisinde gerilim katlayıcı doğrultucu kullanılmıştır. Bu kapsamda literatür içerisinde bu doğrultucunun kullanıldığı bazı çalışmalara değinilmiştir.

(Luo ve diğ. 2017) çalışmalarında, süreksiz iletim modunda çalışan bir buck-boost güç faktörü düzeltme ünitesi ve voltaj katlayıcı doğrultuculu izole bir dc/dc ünitesinden oluşan ve iki ünitenin aynı güç anahtarını paylaşarak birbirine entegre edildiği tek aşamalı izole yüksek güç faktörlü bir AC/DC LED sürücüsü önermişler ve ayrıntılı olarak analiz ettikleri çalışmada, izole edilmiş DC/DC ünitesine bir gerilim katlayıcı doğrultucu dahil edildiğinde, transformatörün manyetik çekirdek boyutu ve ikincil taraf diyotlarının gerilim stresi önemli ölçüde azaltıldığına değinmişlerdir.

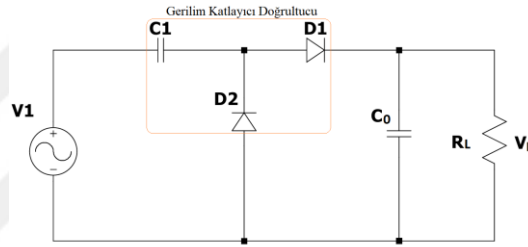
(Mitani ve diğ. 2017) tarafından yapılan bir çalışmada, 2,45 GHz gibi yüksek bir frekansta voltaj katlayıcı (VD) tipi bir doğrultucu anten VD davranışını kapsamlı bir şekilde analiz etmişlerdir. Ayrıca, VD tipi doğrultucu anten, özellikle 100 Ω 'u aşan çıkış yükleri için önemli ölçüde geliştirilmiş RF-DC dönüşüm verimliliği göstererek yüksek frekanslı ve düşük güçlü uygulamalar için potansiyelini vurgulamıştır. Daha geniş bir yük aralığında daha fazla verimlilik iyileştirmesi için bir DC/DC dönüştürücünün kullanılması önerilmiştir.

(Lee ve diğ. 2008) yaptıkları çalışmada bir plazma ekran panelinin yüksek verimli güç sürdürme modülü için voltaj katlayıcı tipi bir doğrultucuya sahip yeni bir faz kaydırmalı tam köprü dönüştürücü önermişlerdir. Önerilen dönüştürücü, çıkış indüktörü olmayan bir voltaj katlayıcı doğrultucu kullanmaktadır. Çıkış indüktörü olmadığından, doğrultucu diyotların gerilim stresleri çıkış gerilimi seviyesinde kenetlenir. Böylece, doğrultucu diyotlar için dağıtıcı direnç-kapasitör snubber'ına ihtiyaç duyulmadığından, yüksek verimli düşük gürültülü çıkış voltajı

gerçekleştirileceği belirtilmiştir. Bununla birlikte çıkış indüktörünün ortadan kaldırılması nedeniyle, basit yapı, düşük maliyet, küçük kütle ve daha hafif ağırlık özelliklerine sahip bir yapı sunduğu aktarılmıştır.

DBS üzerine yapılan farklı KGT çalışmalarında (Yang ve diğ. 2017, Cetin, Yenil, ve diğ. 2022) VD doğrultucu devre yapısını kullanmışlardır.

2 diyotlu doğrultucu voltaj katlayıcı devresi, AC kaynağından çıkış voltajını iki katına çıkarmak için basit ve uygun maliyetli bir çözümdür. Bu tasarım, minimum bileşen sayısı ile artan voltaj çıkışı dahil olmak üzere çeşitli avantajlar sunar, bu da onu sınırlı alan veya maliyetin önemli olduğu uygulamalar için avantajlı bir seçim haline getirir. Şekil 2.12 de bu çalışmada kullanılan doğrultucu yapısı verilmiştir.



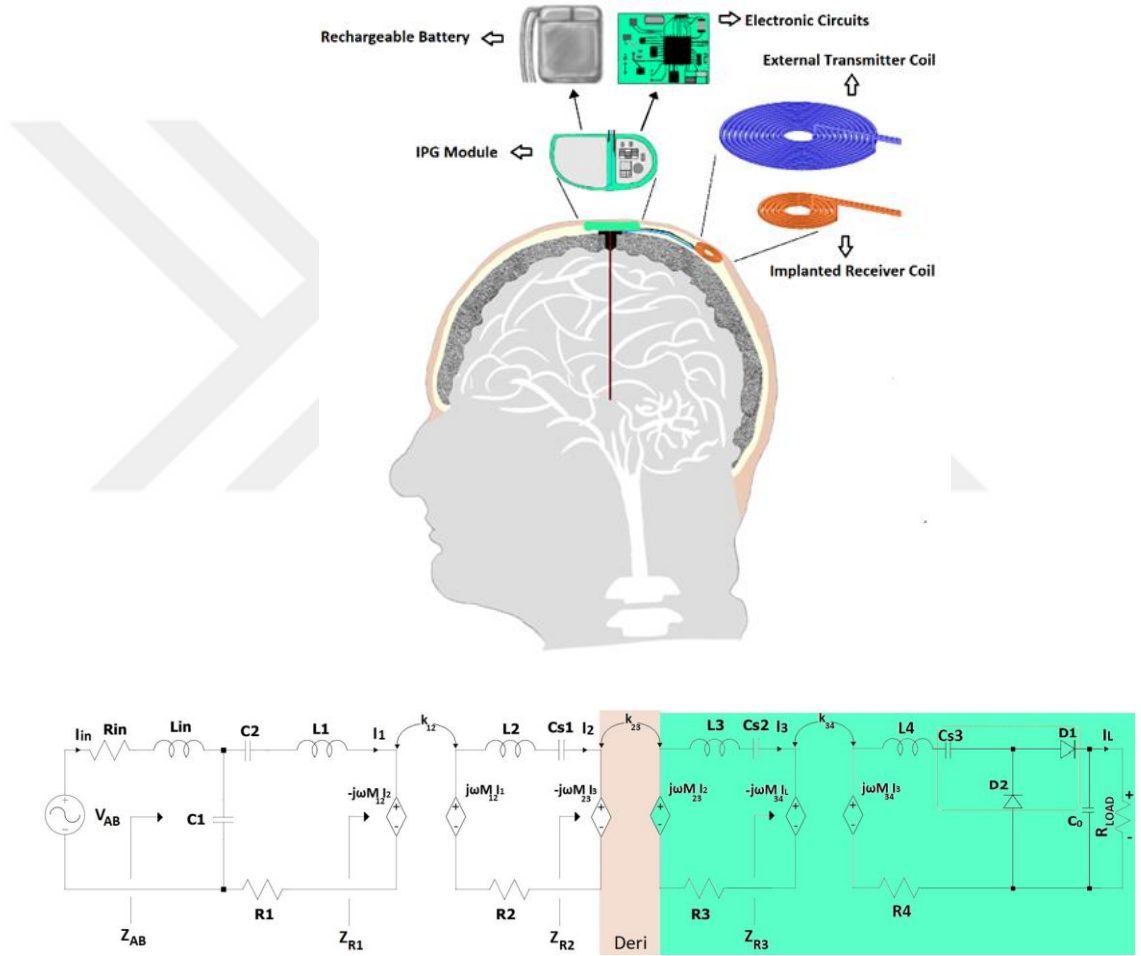
Şekil 2. 12: Gerilim Katlayıcı Doğrultucu Devre Yapısı

Devre basit yapıya sahiptir. Voltaj katlayıcı, mevcut AC giriş voltajının istenen DC çıkış için yetersiz olduğu düşük gerilime sahip biyomedikal implant uygulamaları için aranan özelliğe sahiptir. Karmaşık bir transformatör kurulumuna ve farklı devre yapılarına gerek kalmadan daha yüksek voltaj seviyelerine ulaşmak için pratiklik sağlar.

Biyomedikal implantlarda kullanılan KGT sistemleri, alan ve enerji verimliliği açısından zorlu ortamlarda çalışır. Vücut içinde 2 diyotlu doğrultucu voltaj katlayıcı devresinin kullanılması bu bağlamda avantajlı olacaktır. Bu tezde önerilen ve Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, doğrudan parietal kemik üzerine yerleştirilmesi planlanan DBS sistemi için, düşük voltajlı AC KGT sinyallerinin implantın elektronik bileşenlerine gerekli voltaj seviyelerinde güç sağlanması amacıyla bu tasarım uygun bir seçenek olarak değerlendirilmiştir.

3. DÖRT BOBİNLİ LCC-C-C-C KOMPANZASYON TOPOLOJİSİ TEMEL PRENSİPLERİ

Geleneksel DBS cihazlarına alternatif olarak Şekil 3.1'de gösterilen tasarım önerilmektedir. Şekil 3.1 (a) önerilen DBS devresinin kafa üzerindeki yerleşimini gösterirken, (b) LCC-C-C-C kompanzasyon devresinin genel tasarımını göstermektedir. Bu tasarım, alıcı implant bobininin yağ dokusu ortamında parietal kemik dokusu üzerine yerleştirildiği bir düzenlemeyi içerir.



Şekil 3. 1: KGT sisteminde (a) DBS için önerilen KGT sisteminin tasarım, yerleşim konfigürasyonu ve (b) LCC-C-C-C topolojisi.

Dokuların ayrıntılı modellemesi Şekil 3.3'te gösterilmektedir. Tasarımda, KGT tekniği kullanılarak, alıcı bobin üzerinde indüklenen güç kısa kablolar aracılığıyla IPG adı verilen bir stimülasyon modülüne iletilir. IPG modülü batarya, güç kontrolü, iletişim ve stimülasyon gibi temel modülleri içermektedir. Tasarım, IPG

modülünün metal parçalarından kaynaklanan manyetik paraziti en aza indirmek ve IPG modülünün inceliğini korumak için IPG'nin bobinden belirli bir mesafede konumlandırıldığı bir düzenlemeyi içerir. Bu tasarım, boyundan geçen sistemlere kıyasla daha avantajlı bir konumlandırma sağlayacaktır.

IPG modülü iki ana bileşenden oluşur. Birincisi, IPG'nin sürekli çalışmasını sağlamak için kablosuz olarak iletilen enerjiyi depolayan küçük bir şarj edilebilir bataryadır. İkinci bileşen ise IPG'nin stimülasyon işlevini yerine getiren minyatür elektronik devreleri içermektedir. Bu tez çalışmasında, düşük güç seviyelerinde sabit çıkış voltajı özelliklerini kullanan verimli bir KGT tasarımına odaklanılmıştır.

Bu amaçla LCC-C-C-C 4-Bobinli KGT kompanzasyon topolojisi, sistemin verimliliğini ve kararlılığını artırmak için tasarlanmış gelişmiş bir tasarımdır. Bu topoloji, her biri belirli dengeleme kapasitörleri ile birleştirilmiş, kademeli bir şekilde düzenlenmiş dört farklı bobin tasarımı ile karakterize edilir. Bu düzenlemenin birincil amacı, güç kayıplarını en aza indirilmesi, değişen mesafeler ve yük koşulları boyunca güç aktarımının verimliliğini en üst düzeye çıkarmak için rezonans ve empedans eşleşmesini sağlamaktır.

Sistemdeki güç amplifikatörü, Şekil 3.1 (b)'de gösterildiği gibi LCC-C-C-C kompanzasyon devresine 13,56 MHz'lik sinüzoidal bir voltaj üreten kaynak bulunur. Giriş gerilimi V_{AB} ve giriş empedansı Z_{AB} olarak gösterilir. Bu kurulumda, L_1 kaynak tarafındaki LCC kompanzasyon devresinin bir parçası olan verici bobini temsil eder. L_2 vericinin ara rezonans bobini, L_3 alıcının ara rezonans bobini ve L_4 yük bobini olarak işlev görür.

İlk LCC aşaması, birincil bobine güç iletimini en üst düzeye çıkarmak için kaynak tarafından görülen empedansı ayarlayan bir empedans eşleştirme ağı görevi görür. Verici tarafta, LCC kompanzasyon ağı L_{in} endüktansından, C_1 ve C_2 kapasitörlerinden oluşur. Bu bileşenler tasarlanan frekansta rezonans durumunu oluşturmak için birlikte çalışır, empedans eşleşmesini sağlayarak ve kayıpları en aza indirerek güç aktarım verimliliğini optimize eder. Alıcı tarafta, kompanzasyon kapasitörleri L_3 ve L_4 bobinlerine seri olarak bağlanır ve verici ile alıcı arasında rezonans devresi oluşturur. Bu yapıların her biri manyetik kuplaj yoluyla birbirlerine

sırasıyla k_{12} , k_{23} , k_{34} şeklinde bağlıdır, Şekil 3.1 (b)'de önerilen yapının şematik tasarımı verilmiştir.

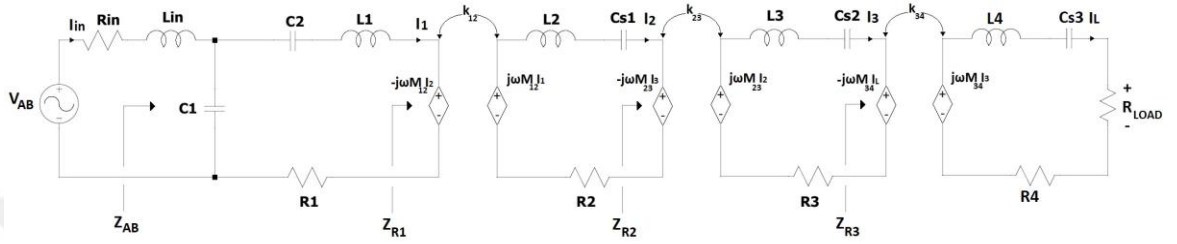
Alıcı L_4 bobini üzerinde indüklenen AC gerilim D_1 ve D_2 diyotları tarafından doğrultulur. Kullanılan sistemde, bir diyot doğrultucu ve bir gerilim katlayıcı devrenin aynı anda kullanılması, doğrultucu çıkışında bir boost regülasyon etkisi sağlar. C_0 kondansatörü tarafından filtrelenen V_0 çıkış gerilimi, temsili yük olarak varsayılan R_L direnci yani şarj modülüne iletilir.

LCC-C-C-C topolojisiinde kullanılan çoklu bobin yapısı, güç aktarım mesafesini uzatmada ve sistemin genel verimliliğini artırmak amacıyla tasarlanır. Her bir kademenin rezonans frekansı, kuplaj katsayıları ve yük değişimlerindeki değişiklikler sistemin yüksek verimliliğini koruması açısından önemli parametrelerdir. Kademeli konfigürasyon sistemin rezonans frekansının ayarlanmasında farklı çalışma koşullarına ve uygulamalara uyum sağlamak açısından daha fazla esneklik sağlayabilir.

3.1 Önerilen Hibrit Dört Bobinli LCC-C-C-C Topolojisinin Analizi

Önerilen hibrit dört bobinli LCC-C-C-C topolojisinin analizi, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi basitleştirilerek gösterilir. Analitik analizde, verici tarafındaki L_1 ve L_2 sırasıyla kaynak bobini ve rezonans bobinini ifade eder. Alıcı tarafında bulunan L_3 ve L_4 ise alıcı rezonans bobini ve yük bobinini temsil eder. Kuplaj katsayıları (k), her iki bobin arasındaki manyetik alan etkileşimlerini ve dolayısıyla enerji aktarım verimliliğini belirler. Bu katsayılar, bobinlerin fiziksel yerleşimi ve tasarımı ile doğrudan ilişkilidir ve sistemin genel performansını optimize etmek için dikkatlice seçilmelidir. Bobinler arasındaki kuplaj etkileşimleri sırasıyla k_{12} , k_{23} ve k_{34} olarak tanımlanmıştır. Analizin karmaşıklığını azaltmak için k_{13} , k_{14} , k_{24} çapraz bağlantılar ihmal edilmiştir. Ayrıca, R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 parazitik dirençleri temsil eder ve her bobinle ilişkili olan içsel kayıpları ifade eder. Bu parazitik dirençler, enerji kayıplarını ve sistem verimliliğini doğrudan etkilediğinden, simülasyon sonuçları ile tutarlı ve hassas bir analiz elde etmek için dikkate alınmıştır.

Bu basitleştirilmiş model, sistemin karmaşıklığını azaltarak temel parametrelerin ve bileşenlerin performans üzerindeki etkilerini daha iyi anlamaya olanak tanır. Analiz, bobinler arasındaki kuplaj katsayılarının ve parazitik dirençlerin optimize edilmesi yoluyla enerji aktarım verimliliğinin maksimize edilmesi için kullanılabilir. Bu yaklaşım hem teorik hem de pratik uygulamalarda yüksek verimli kablosuz enerji aktarım sistemlerinin tasarımı ve geliştirilmesine yardımcı olur.



Şekil 3. 2: M modeli gösterimi ile LCC-C-C-C kompanzasyon topolojisi.

V_{AB-Max} Sinüs kaynağı maksimum geriliminin RMS değeri V_{AB} olarak denklem (3.1)'de gösterildiği gibi ifade edilir.

$$V_{AB} = \frac{V_{AB-Max}}{\sqrt{2}} \quad (3.1)$$

Şekil 3.2'ye göre, Z_{R3} yük bobininden alıcı rezonans devresine yansıyan empedansı temsil etmektedir. Alıcı rezonans devresinden verici rezonans devresine yansıyan empedans Z_{R2} olarak gösterilir. LCC devresine yansıyan empedans Z_{R1} olarak gösterilir. Kaynak tarafından görülen devrenin toplam empedansı aşağıdaki empedans denklemlerinde Z_{AB} olarak gösterilir.

$$Z_{R3} = \frac{\omega^2 M_{34}^2}{R_4 + R_{LOAD}} \quad (3.2)$$

$$Z_{R2} = \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_3 + Z_{R3}} \quad (3.3)$$

$$Z_{R1} = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + Z_{R2}} \quad (3.4)$$

$$Z_{AB} = R_{in} + j\omega L_{in} + \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_1 + Z_{R1} + R_1}} \quad (3.5)$$

Devrenin verimli çalışabilmesi için devre girişindeki sinüsoidal akım gerilim arasındaki, faz açısı farkının belirlenen rezonans frekansında sıfır olması gerekir. Reaktif bileşenlerin rezonans durumunda sıfır olması, sistemin tamamen dirençli olması güç aktarımını en üst düzeye çıkarır. Rezonans frekansı her bir devre yapısında eşit olma durumu denklem (3.6) da ifade edilmiştir.

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = \omega_3 \quad (3.6)$$

Burada $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \omega_3$ sırasıyla denklem (3.2) deki bobin yapılarının kapasitörler ile rezonans durumunu belirtir. Rezonans durumunda ilgili bobin ve kapasitör yapılarının belirlenmesinde kullanılan eşitlikler aşağıda verilmiştir.

$$j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \quad (3.7)$$

$$j\omega L_{in} + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \quad (3.8)$$

$$j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{S1}} = j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_{S2}} = j\omega L_4 + \frac{1}{j\omega C_{S3}} = 0 \quad (3.9)$$

$C_1, C_{S1}, C_{S2}, C_{S3}$ ve C_2 ye ait kapasitör değerlerin belirlenmesinde kullanılan eşitlikler denklem (3.7), (3.8) ve (3.9) kullanılarak aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_{in}} \quad (3.10)$$

$$C_{S1} = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (3.11)$$

$$C_{s2} = \frac{1}{\omega^2 L_3} \quad (3.12)$$

$$C_{s3} = \frac{1}{\omega^2 L_4} \quad (3.13)$$

$$C_2 = \frac{1}{(L_1 - L_{in})\omega^2} \quad (3.14)$$

Verici kaynak bobininden alıcı yük bobinine kadar olan devre akımları (3.15), (3.16), (3.17), (3.18) numaralı denklemlerde sırasıyla I_1 , I_2 , I_3 , I_L çıkarımları verilmiştir.

$$I_1 = I_{in} \frac{1}{\frac{j\omega C_1}{R_1 + Z_{R1}}} \quad (3.15)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M_{12}}{R_2 + Z_{R2}} I_1 \quad (3.16)$$

$$I_3 = \frac{j\omega M_{23}}{R_3 + Z_{R3}} I_2 \quad (3.17)$$

$$I_L = \frac{j\omega M_{34}}{R_4 + R_{LOAD}} I_3 \quad (3.18)$$

Yük akımının hesaplamaları sadeleştirmek için sanal ifadelerden arındırılmış hali denklem (3.19) da verilmiştir.

$$I_L = \frac{\omega^4 M_{34} M_{23} M_{12} L_{in}}{(R_4 + R_L)(R_3 + Z_3)(R_2 + Z_2)(R_1 + Z_1)} (-I_{in}) \quad (3.19)$$

Kaynak gerilimi ve yansıyan empedans ilişkisi denklem (3.20)'de gösterilmiştir.

$$V_{AB} = I_{in} \left(R_{in} + \frac{(\omega L_{in})^2}{R_1 + Z_{R1}} \right) \quad (3.20)$$

R_{LOAD} direnci üzerinde oluşan gerilim V_L olarak denklem (3.21) de sunulmuştur.

$$V_L = I_L R_{LOAD} \quad (3.21)$$

Kaynak tarafından görünen devrenin giriş empedansının yansıyan Z_{R1} , L_{in} ve R_1 , R_{in} ile ilişkisi denklem (3.22) ile gösterilmiştir.

$$Z_{AB} = R_{in} + \frac{(\omega L_{in})^2}{R_1 + Z_{R1}} \quad (3.22)$$

Gerilim kazanç denklemi yük geriliminin kaynak gerilimine oranı olarak denklem (3.23)'de sunulur.

$$G_V = \frac{V_L}{V_{AB}} = \frac{I_L R_{LOAD} (R_1 + Z_{R1})}{I_{in} (R_1 R_{in} + Z_{R1} R_{in} + (\omega L_{in})^2)} \quad (3.23)$$

Çıkış gücü I_L akımına bağlı olarak denklem (3.24) ile gösterilmiştir.

$$P_o = I_L^2 R_{LOAD} = \left(\frac{\omega^4 M_{34} M_{23} M_{12} L_{in}}{(R_4 + R_L)(R_3 + Z_3)(R_2 + Z_2)(R_1 + Z_1)} (-I_{in}) \right)^2 R_{LOAD} \quad (3.24)$$

Giriş gücü empedansa bağlı olarak denklem (3.25)'de verilmiştir.

$$P_{in} = I_{in} V_{AB} = \frac{V_{AB}^2}{R_{in} + \frac{(\omega L_{in})^2}{R_1 + Z_{R1}}} \quad (3.25)$$

Önerilen sistemin verimliliği denklem (3.24) ve (3.25) kullanılarak, çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak denklem (3.26)'da verilir.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{(I_L)^2 R_{LOAD} (R_{in} R_1 + R_{in} Z_{R1} + (\omega L_{in})^2)}{V_{AB}^2 (R_1 + Z_{R1})} \quad (3.26)$$

3.2 LCC-C Devre Tasarımları

Bölüm 3.2 ve 3.3 içerisinde, analitik analizi doğrulamak ve DBS uygulamasına uygun dört bobinli bir KGT sistemi geliştirmek, topoloji verimliliğini gözlemlemek için devre parametrelerinin tasarımı detaylandırılmıştır. Bu kapsamda bölüm 2.3.2.2 ve 3.1'de sunulan denklemler kullanılarak, iki bobinli LCC-C topolojisi ile dört bobinli LCC-C-C-C topolojisinin karşılaştırılmasını sağlamak amacıyla bu devrelerin analitik tasarımları gerçekleştirilmiştir.

Tablo 3.5 ve Tablo 3.6 içerisinde sunulan bobin tasarımları, bölüm 4'te yer alan Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'de 3D tasarımları verilmiştir. Bu tasarımlar kullanılarak ANSYS Eddy Current yazılımı kullanılarak frekansa bağlı analiz gerçekleştirilmiş ve belirlenen frekansta bobinlerin AC iç dirençleri elde edilmiştir. Çalışma frekansı, Endüstriyel, Bilimsel ve Tıbbi (ISM) bantlar içerisinde bulunan 13,56 MHz olarak ayarlanmıştır. Bu veriler, matematiksel analizle tutarlı bir simülasyon ve prototip sonucu elde etmek için kullanılmıştır. Simülasyon sonucunda elde edilen iki bobinli tasarımın endüktans, iç direnç değerleri ve 5mm dikey mesafede elde edilen kuplaj katsayısı Tablo 3.1'de sunulmuştur. Tasarlanan LCC-C topolojisine ait, hesaplanan kapasitör değerleri Tablo 3.2 içerisinde verilmiştir. Tablo 3.3 ile Tablo 3.4 içerisinde sırasıyla dört bobinli LCC-C-C-C tasarımın simülasyon ve hesaplanan devre parametreleri sunulmuştur.

Tablo 3. 1: İki bobinli tasarımın simülasyon parametreleri.

Parametre	V_{AB-MAX}	f	L_{in}	L_1	L_2	R_L	R_{in}	R_1	R_2	k_{12}
Değer	10.4	13.56	0.15	5.78	0.12	50	0.7	2.88	0.35	0.054
	V	MHz	μH	μH	μH	Ω	Ω	Ω	Ω	Ω

Tablo 3. 2: İki bobinli tasarımda hesaplanan devre parametreleri.

Parametre	V_{AB}	ω	C_1	C_2	C_{S1}	M_{12}
Değer	7.4	$2\pi f$	924	24.46	1148	44.9
	V	Rad/s	pF	pF	pF	nH

Tablo 3. 3: Dört bobinli tasarımın simülasyon parametreleri.

Parametre	İndüktans	Direnç	k ₁₂	k ₂₃	k ₃₄
L ₁	0.365 uH	0.103 Ω	0.611	-	-
L ₂	5.78 uH	2.88 Ω		0.054	-
L ₃	0.12 uH	0.35 Ω	-	-	FR4: 0.367
L ₄	0.12 uH	0.35 Ω	-		Flex: 0.666
L _{in}	0.15 uH	0.7 Ω	-	-	-

Tablo 3. 4: Dört bobinli tasarımda hesaplanan devre parametreleri.

Parametre	V _{AB}	Ω	C ₁	C ₂	C _{S1}	C _{S2}	C _{S3}	M ₁₂	M ₂₃	M ₃₄
Değer	7	$2\pi f$	918	638	23.84	1148	1148	889	45	FR4:
	V	Rad/s	pF	pF	pF	pF	pF	nH	nH	44 nH
										Flex:
										80 nH

3.3 Kuplajlı Bobin Tasarımları

Özellikle implante edilebilir cihazlar için verimlilik, sınırlı bir alanda yüksek frekans ve düşük güç seviyelerinde önemlidir. Hedeflenen verimliliği sağlamak için kalite faktörü, kuplaj faktörü, bobin teli parametreleri dikkate alınmalıdır. Kalite faktörü (Q) şu şekilde yazılabilir:

$$Q = \frac{\omega L_{Coil}}{R_{Coil}} \quad (3. 27)$$

Burada ω açısal frekans, R_{Coil} bobinin direnci, L_{Coil} ise bobinin endüktans değeridir.

Kuplaj katsayısı (k) faktörü, kuplaj bobinleri arasındaki manyetizmanın ne kadar etkili olduğunu gösterir, denklem (3.28) daki gibi verilir. (Fang ve diğ. 2017) çalışmalarında ortak endüktans (M) değerini denklem (3.29)'de görüldüğü gibi belirtmişlerdir.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.28)$$

$$M = \frac{\pi \mu_0 r_1^2 r_2^2 N_1 N_2}{2D^3} \quad (3.29)$$

Burada, k, μ_0 , r, N, D, M sırasıyla bağlantı katsayısını, vakum geçirgenliğini, iletim bobininin yarıçapını, iletim bobininin dönüşlerini, iletim mesafesini ve M güç aktarım bobinlerinin karşılıklı endüktansını temsil eder. Bağlantı faktörü $0 \leq k < 1$ aralığında değişir. L_1 , L_2 sırasıyla verici ve alıcı bobinlerin endüktanslarıdır.

Deri etkisi (δ) de özellikle yüksek frekanslarda kuplaj bobinlerinin iletim kayıplarını azaltmak için önemli bir parametredir. Deri etkisi şu şekilde yazılabilir

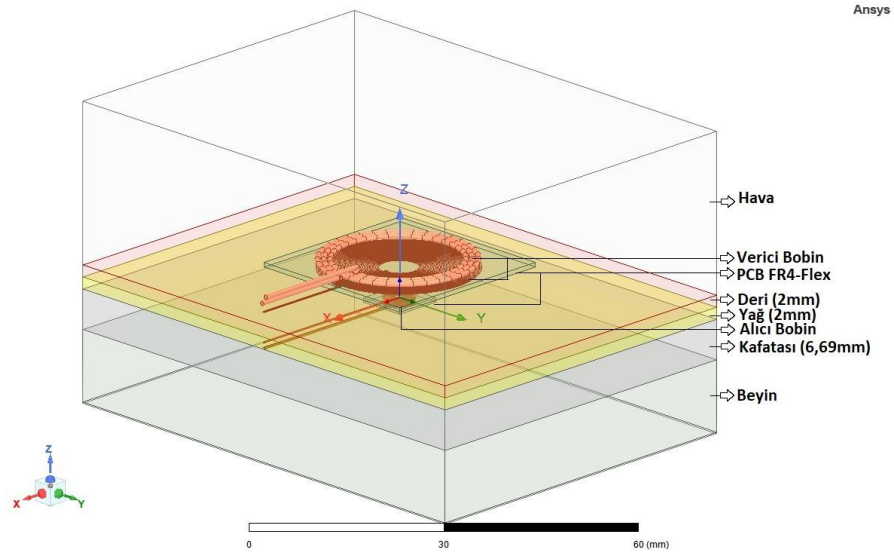
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (3.30)$$

Burada δ dalma derinliği, μ iletkenin manyetik geçirgenliğini (Bakır: $4\pi 10^{-7} H/m$), ρ malzemenin öz direncini (Bakır: $1,72 \cdot 10^{-8} \Omega.m$) ve f çalışma frekansını ($f : 13,56 MHz$) temsil eder.

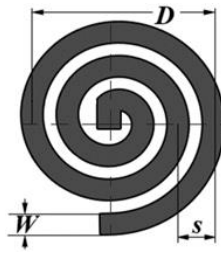
Biyomedikal implantların boyutlarının kısıtlı olması nedeniyle, insan vücuduna yerleştirilen ikincil bobinin boyutu da sınırlı kalmaktadır. Verici bobin çapı 25.5 mm olarak belirlenmiştir, alan kısıtlamaları nedeniyle alıcı bobin 5 mm çapında küçük bir boyutta tasarlanmıştır. Hata toleranslarını en aza indirmek ve üretilebilirliği sağlamak için bobin tasarımları, iki bobinli tasarım için hem alıcı hem verici tarafta 0,8mm olarak FR4 PCB karta uygun olarak tasarımı yapılmıştır. Dört bobinli tasarımda Şekil 3.2 ye göre verici taraf için bir L_1 kaynak bobini, spiral şekilde 0.75mm tel sarılarak üretilmiştir. Verici rezonans bobini L_2 , FR4 üzerine 0.8mm kalınlığında üretilmiştir. Alıcı taraf için alıcı rezonans bobini L_3 ve yük bobini L_4 , FR4

kartına 0,8mm ve 0,2 mm flex olmak üzere farklı kalınlıklarda çift katman PCB'lere uygulanmıştır. Tasarımlar ANSYS Maxwell kullanılarak optimize edilmiştir, bobin boyutları, bobinler arasındaki kuplaj ve bobinlerin endüktans değerleri çıkarılarak optimize edilmiştir.

İmplant edilebilir KGT çalışmalarında güç aktarım mesafesi implantın derinliğine bağlı olarak farklı mesafelerde gerçekleştirilmiştir (Campi ve diğ. 2019, Cetin, Yenil, ve diğ. 2022). Bu çalışmada deri, beyin, yağ tabakası ve parietal kemik doku katmanları dikkate alınmıştır. Bu dokuların kalınlığı kişiden kişiye değişebilmektedir (Drossos ve diğ. 2000, Choi ve diğ. 2013, Mohanaragam ve diğ. 2019). Biyolojik dokular (Database Summary » IT'IS Foundation 2024)'de verilen veriler temel alınarak ANSYS yazılımı üzerinde modellenmiştir. Alıcı bobinin konumu kemik dokusunun üzerinde olacak şekilde planlanmıştır. Bobinler arasındaki güç aktarım mesafesi Şekil 3.3 modellenen dokuların kesit kalınlıkları temel alınarak 5 mm olarak belirlenmiştir.



Şekil 3. 3: ANSYS yazılımı üzerinde modellenen dokuların kesit görünümü.



Şekil 3. 4: Bobinlerin ölçeklendirme parametreleri.

Şekil 3.4, verici ve alıcı bobinlerin ölçeklendirme parametrelerini gösterilmektedir. Simülasyon ve tasarım parametreleri Tablo 3.5 ve Tablo 3.6 içerisinde sunulmuştur. Tablo içerisinde N spir sayısı ve t PCB bakır katmanın yol kalınlığını temsil etmektedir.

Tablo 3. 5: İki bobinli KGT bobinlerinin simülasyon, tasarım parametreleri.

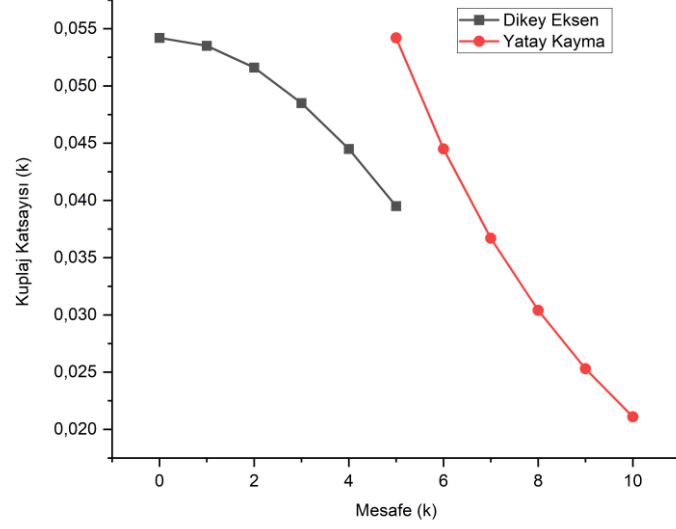
Parameter	L ₁	L ₂
L(μ H)	5.78	0.12
R(Ω)	2.88	0.35
D(mm)	25.5	5
S	0.5	0.35
N	20	5
W(mm)	0.3	0.2
t(mm)	0.035	0.035

Tablo 3. 6: Dört bobinli KGT bobinlerinin simülasyon, tasarım parametreleri.

Parameter	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄
L(μ H)	0.365	5.78	0.12	0.12
R(Ω)	0.103	2.88	0.35	0.35
D(mm)	25.5	25.5	5	5
S(mm)	1	0.5	0.35	0.35
N	3	20	5	5
W(mm)	d: 0.75	0.3	0.2	0.2
t(mm)	d: 0.75	0.035	0.035	0.035

Bobinlerin yatay ve dikey eksenlerde oluşabilecek kayma hareketi, karşılaşılması muhtemel koşullar için simüle edilmiştir. Dikey eksen, bobin mesafesi 5 mm'de başlamış ve 10 mm'de sona ermiştir. Yatay düzlemde, yanlış

hizalama toleransı 0 mm'de başlamış ve 10 mm'de sona ermiştir. Kuplaj değişimini gösteren grafik Şekil 3.5'te verilmiştir.



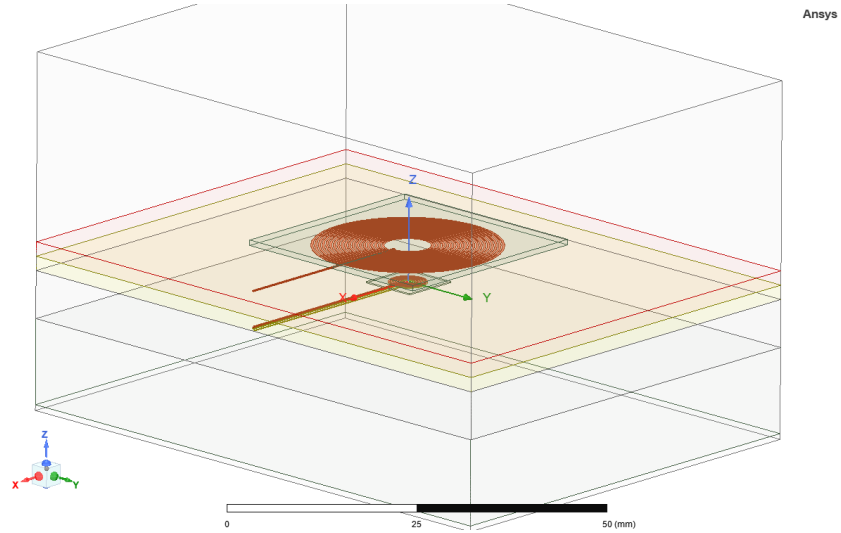
Şekil 3. 5: Verici ve alıcı bobinler arası kuplaj katsayısının, dikey eksen ile yatay yanlış hizalama durumunda mesafeye göre değişim eğrileri.

4. SİMÜLASYON VE MODELLEME UYGULAMALARI

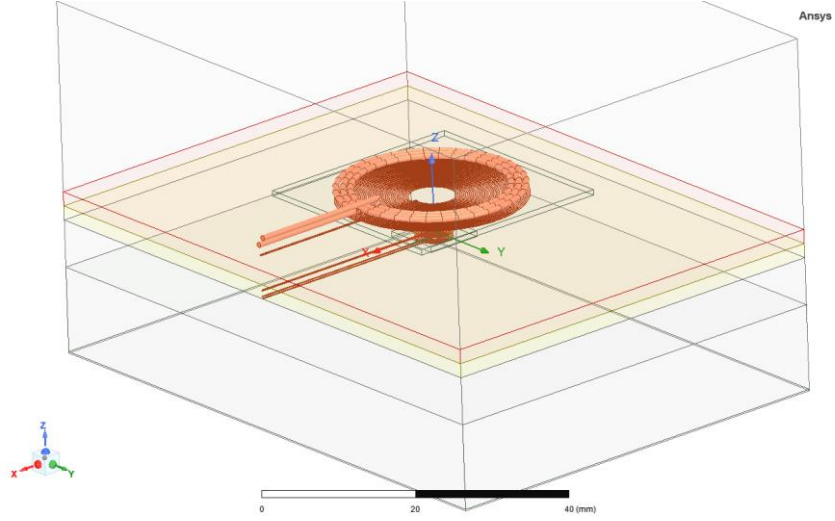
4.1 Kuplajlı Bobinlerin Analizi ve 3D Modellenmesi

Bağlantı bobinlerinin 3D tasarımı ve manyetik analizi, elektromanyetik sistemlerin simülasyonu ve optimizasyonu ANSYS yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sistemin kritik bileşenleri olan bağlantı bobinleri, geometrik, malzeme özellikleri ve ortam doğru bir şekilde ifade etmek için 3D modellemeye tabi tutulur. Bobin tasarımlarının ardından, manyetik akı dağılımı, bağlantı katsayısı ve diğer ilgili parametreleri değerlendirmek için manyetik analizler gerçekleştirilir. Bu analizler, sistemin verimliliğini doğrudan etkileyen manyetik alan varlığında bobinlerin nasıl etkileşime girdiğini anlamak için önemlidir.

ANSYS programında sonlu elemanlar yöntemi ile modellenen ve analiz edilen doku ortamında bulunan KGT bobin tasarımları sunulmuştur. Tasarım parametreleri Tablo 3.5'te verilen geleneksel bobin tasarımının 3D modellemesi Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Ayrıca, tasarım parametreleri Tablo 3.6'da verilmiş olan, önerilen dört bobinli KGT'nin bobin yapısı Şekil 4.2'de sunulmuştur.



Şekil 4. 1: Geleneksel iki bobinli yapının tasarımı.



Şekil 4. 2: Önerilen dört bobinli yapının tasarımı.

13.56 MHz çalışma frekansında, beyin, deri, yağ ve kafatası dokularının elektriksel iletkenlik, yoğunluk ve dielektrik sabiti özellikleri, (Database Summary » IT'IS Foundation 2024) doku standartlarından elde edilen Tablo 4.1'de belirtilen değerlere göre ANSYS 3D modelleme yazılımına entegre edilerek ilgili simülasyonlarda kullanılmıştır.

Tablo 4. 1 Dokuların elektromanyetik özellikleri ($f = 13,56$ MHz IT'IS Foundation 2024)

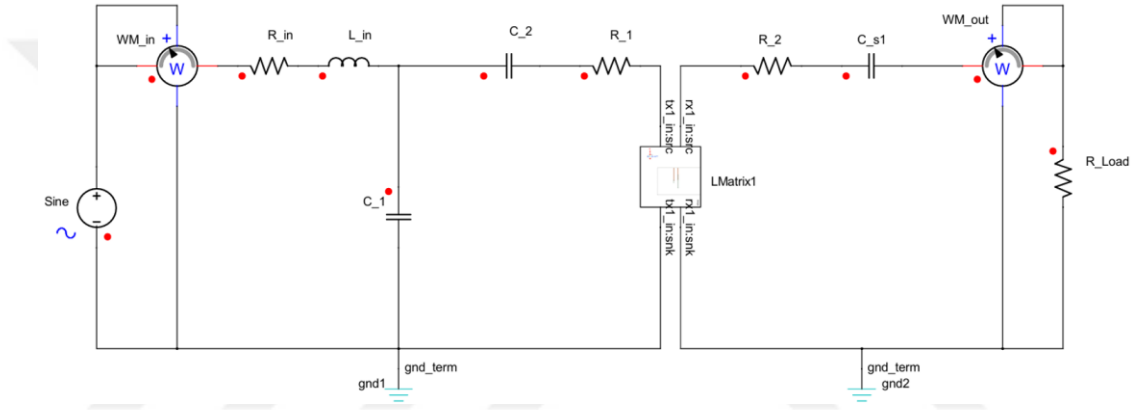
$f = 13,56$ MHz / Doku (IT'IS 2024)	Dielektrik Sabiti	Elektriksel İletkenlik (s/m)	Yoğunluk (kg/m ³)
Deri	$2,85.10^2$	$2,38.10^{-1}$	1109
Yağ	$2,54.10$	$5,53.10^{-2}$	911
Kafatası	$3,06.10$	$4,55.10^{-2}$	1908
Beyin	$3,77.10^2$	$4,34.10^{-1}$	1046

4.2 Manyetik ve Elektrik Ortak Simülasyon

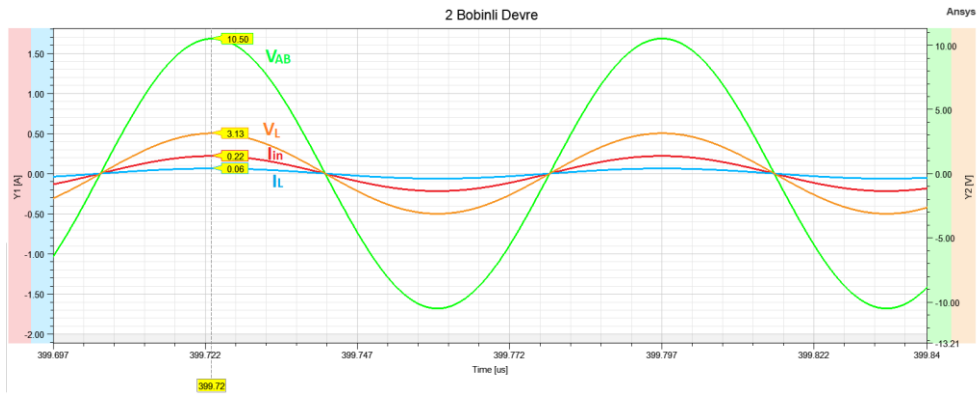
KGT sistemlerinin PTE'sini değerlendirmek için Simplorer ortamında Maxwell simülasyon sonuçlarının kullanıldığı elektrik-manyetik ortak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Bu ortak simülasyon hem elektrik hem de manyetik alanları entegre ederek sistemin performansının kapsamlı bir analizini sağlar. Bu yaklaşım,

gerçek dünyadaki çalışma koşullarını simüle ederek, potansiyel kayıpların belirlenmesine, bobin konfigürasyonlarının optimizasyonuna ve güç aktarımında maksimum verimlilik elde etmek için ilgili parametrelerin ayarlanmasına olanak tanır.

Aşağıda manyetik ve elektrik ortak simülasyon sonucu elde edilen dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 3.3'te verilen doku kalınlıkları göz önünde bulundurularak, bu kısımda analizler 5 mm'lik bir iletim mesafesinde 50Ω bir çıkış yükü üzerinde gerçekleştirilmiştir. İki bobinli yapının şematik tasarımı Şekil 4.3 içerisinde sunulmuştur. İki bobinli devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı (I_{in}), giriş gerilimi (V_{AB}), çıkış akımı (I_L) ve çıkış gerilimi (V_L), Şekil 4.4 içerisinde sunulmuştur.



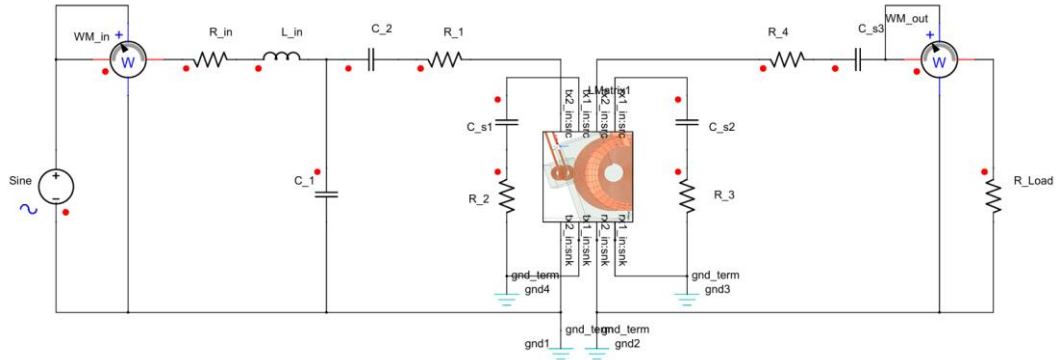
Şekil 4. 3: İki bobinli devre yapısının şematik tasarımı.



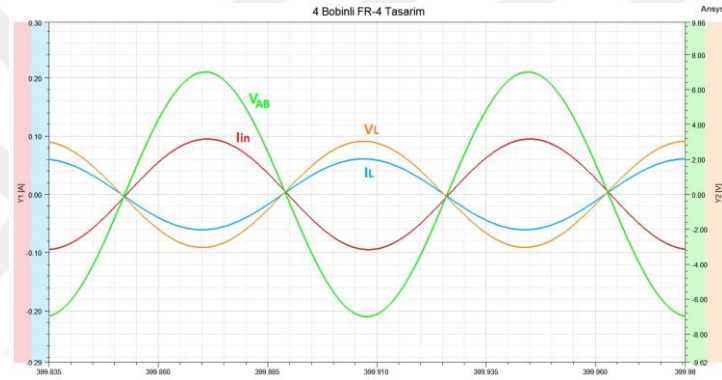
Şekil 4. 4: Simülasyon ortamında iki bobinli devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.

Dört bobinli yapının şematik tasarımı Şekil 4.5 içerisinde sunulmuştur. Dört bobinli devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı (I_{in}), giriş gerilimi (V_{AB}), çıkış

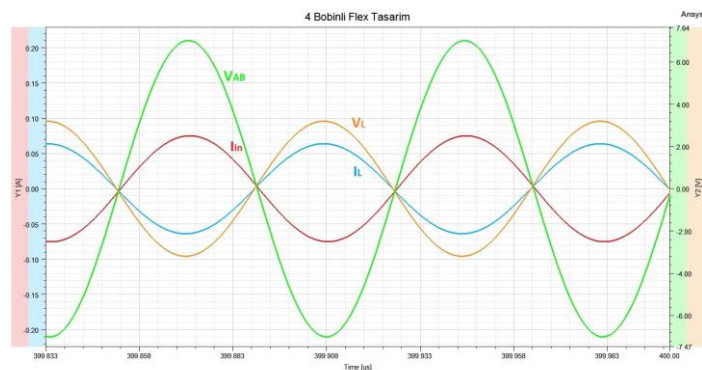
akımı (I_L) ve çıkış gerilimi (V_L), Şekil 4.6 içerisinde sunulmuştur. FR4 ile aynı tasarıma sahip flex bobin yapısının simülasyon sonuçları Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



Şekil 4. 5: Dört bobinli devre yapısının şematik tasarımı.



Şekil 4. 6: Dört bobinli FR4 devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.

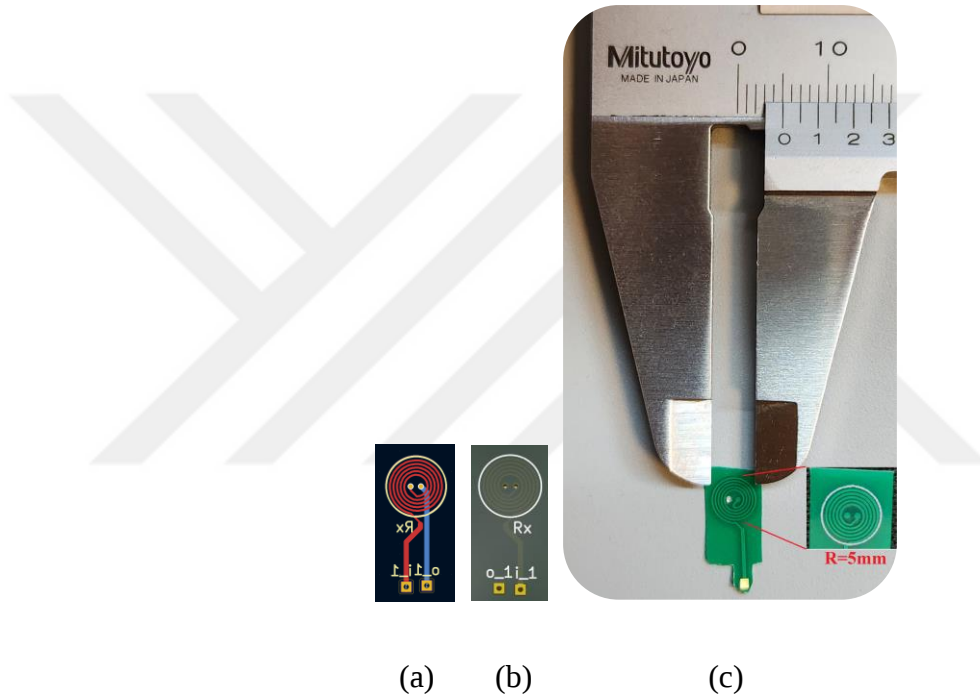


Şekil 4. 7: Dört bobinli Flex devre yapısının rezonans durumunda giriş akımı, giriş gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gerilimi.

5. PROTOTİP OLUŞTURMA VE DENEYSEL ÖLÇÜMLER

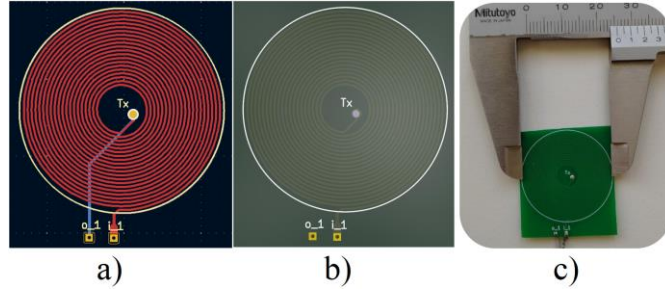
5.1 Kuplajlı Bobin Prototip Tasarımlarının Oluşturulması

Bobin tasarımlarının, küçük boyutta olması ve hassas üretim gereksinimleri nedeniyle, 0.8 mm kalınlığındaki FR-4 malzemesi üzerine tasarlanmış ve Şekil 5.1'de görüldüğü gibi, 1 oz kalınlığında bakır kullanılarak tek katmanlı PCB olarak 5mm çapında alıcı bobinin üretimi tamamlanmıştır.



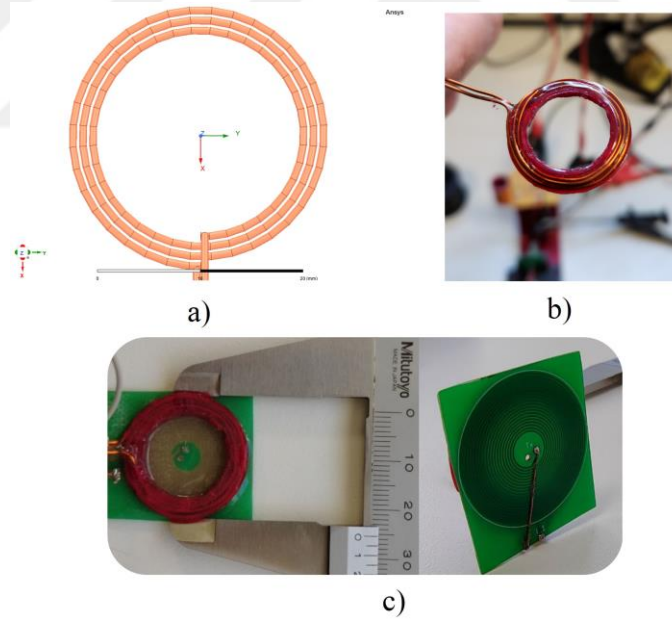
Şekil 5. 1: İki bobinli yapıda alıcı bobinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.

İki bobinli yapıda kullanılan verici bobin tasarımı, 0.8 mm kalınlığında FR-4 PCB üzerine, 1 oz kalınlığında bakır kullanılarak tek katmanlı olarak üretilmiştir. ANSYS tasarımı ile tutarlı olacak şekilde, bobin çapı 25.5 mm olarak ölçülmüş. Şekil 5.2'de PCB tasarımı ve üretilmiş prototipi sunulmaktadır.



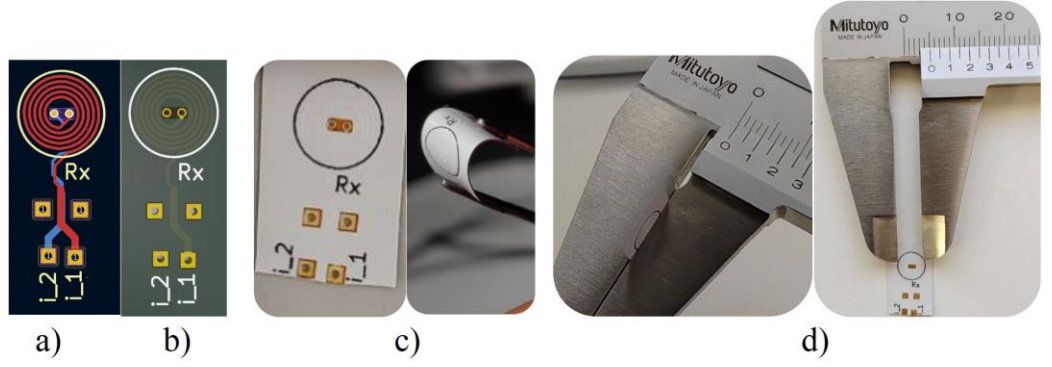
Şekil 5. 2: İki bobinli yapıda verici bobinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.

Dört bobinli yapıda, verici tarafında kaynak bobini ve verici ara rezonans bobini olmak üzere iki bobin bulunur. Kaynak bobini, 0.75 mm çapında bakır tel kullanılarak 3 sarım şeklinde üretilmiştir. Tasarım ölçülerini korumak amacıyla, bobinin iç çapı kısmı Şekil 5.3 (b)'de gösterilen 3D yazıcıdan üretilen bir plastik parça ile desteklenmiştir. Şekil 5.3 (c)'de iki bobinin birleştirilmiş prototipi sunulmuştur; bu prototipin bütünlüğünü ve yalıtımını sağlamak amacıyla UV şeffaf reçine kullanılmıştır. Ara rezonans bobini, Şekil 5.2'de verilen tasarımla aynıdır.



Şekil 5. 3: Dört bobinli yapıda kaynak bobinin a) spiral tasarımı, b) spiral sarım olarak üretilmiş hali, c) ara rezonans bobini ile birleştirilmiş prototipi.

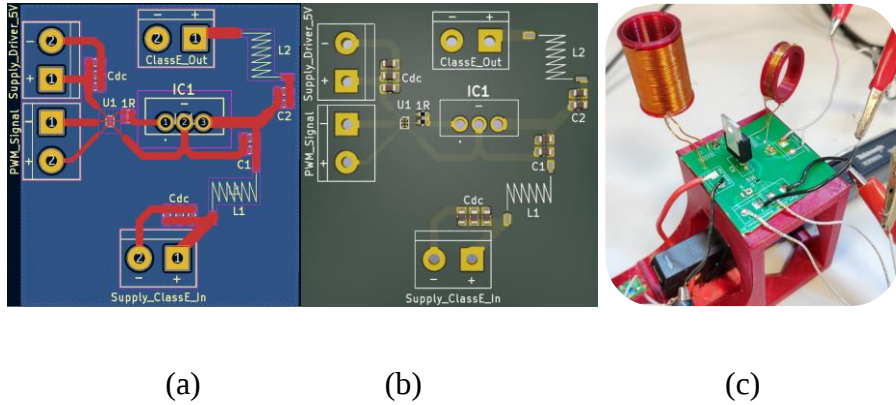
Dört bobinli tasarımın alıcı kısmında, alıcı rezonans bobini ve yük bobini olmak üzere iki bobinli bir yapı kullanılır. FR4 0.8mm ve flex PCB üzerine çift katmanlı özel bir prototip oluşturulmuştur. Bu tasarımda kalınlık 0.2mm çap 5mm olarak Şekil 5.4 içerisinde gösterilmiştir.



Şekil 5. 4: Dört bobinli yapıda alıcı rezonans ve yük bobinlerinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) flex PCB olarak üretilmiş hali, d) bobinlerin kalınlık ve çap ölçüleri.

5.2 Güç Amplifikatörü Prototipinin Oluşturulması

Tez kapsamında, LMG1020 MOSFET sürücüsü ve NXP Semiconductors'a ait MRF101AN RF MOSFET kullanılarak, 13.56 MHz'de çalışan Class E amplifikatör tasarlanmıştır. LMG1020'nin ultra hızlı çalışabilmesi, düşük gecikme süresine sahip olması amplifikatörün yüksek frekansta verimli çalışmasını sağlamıştır. MRF101AN, 1.8 MHz ile 250 MHz arasındaki frekanslarda yüksek performans gösteren bir LDMOS RF anahtarlama elemanı olarak tercih edilmiştir. Amplifikatör devresi, 0603 kılıfında RF kapasitörler ve 3D yazıcı ile üretilmiş plastik yapı üzerine sarılan hava nüveli bobinlerle tamamlanmış olup, PCB tasarımı 0.8 mm FR4 üzerine prototipi oluşturulmuştur. Bu kapsamda Şekil 5.5 de oluşturulan prototip tasarımı sunulmuştur.

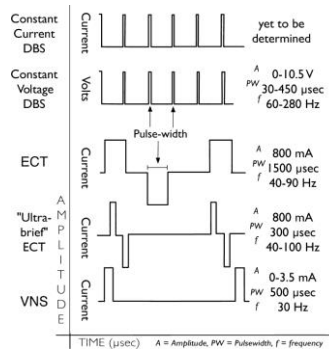


Şekil 5. 5: Class E güç amplifikatörü devresinin a) PCB tasarımı, b) render görünümü, c) FR-4 PCB üzerine üretilmiş prototipi.

5.3 Yüksek Güç Yoğunluklu DBS Tasarımı

DBS cihazlarında ilgili beyin dokularının stimülasyonu akım ve gerilim tabanlı olarak farklı şekillerde yapılabilmektedir. (Liu ve diğ. 2010) hem akım hem de voltaj modlarında stimülasyon sağlayabilen çift modlu bir nöral stimülatör önermiştir. Önerilen devre, akım modunda sabit bir uyaran akımı sağlamak üzere tasarlanmıştır, bu özellikle küçük bir uyaran yükü gerektiren uyarımlar için etkilidir. Tersine, stimülasyon akımı talebi yüksek olduğunda, devre voltaj modlu stimülatörlere benzer bir şekilde çalışabilir. Bu tasarımın önemli bir özelliği, uyarma akımı veya yük voltajından bağımsız olarak devrenin çıkış empedansının yüksek kalmasını sağlayan dinamik olarak kontrol edilen bias akımı olduğu belirtilmiştir.

Hardesty ve Sackeim'in 2007 tarihinde yaptıkları çalışmada DBS cihazlarında kullanılan temel dalga formlarını anot ve katot arasında kısa, düzenli olarak tekrar eden voltaj farkı olarak tanımlamışlardır. Bu darbeler tipik olarak darbe genişliği (60-450 μ s), genlik (0-10,5 V) ve frekans (2-250 Hz) gibi ayarlanabilir parametrelere sahip dikdörtgen dalga formları olarak temsil edildiğini belirtmişlerdir. Şekil 5.6 çalışmalarında kullandıkları farklı elektrik stimülasyon tedavilerinin dalga formlarını ve parametrelerini gösterir. Dalga formları öncelikle tek yönlüdür ve programlayıcı tarafından ayarlanan sabit bir voltajı korur. Bununla birlikte, gelecekteki DBS cihazları, genliğin miliamper cinsinden akımı yansıttığı, CC modlu olarak kullanabileceğine değinmişlerdir. Yönlülük ve frekans dahil olmak üzere bu dalga biçimlerinin özellikleri, DBS ve diğer elektrik stimülasyon tedavilerinin terapötik etkinliğini ve yan etki profillerini belirlemek için çok önemli olduğu vurgulanmıştır (Hardesty ve Sackeim 2007).

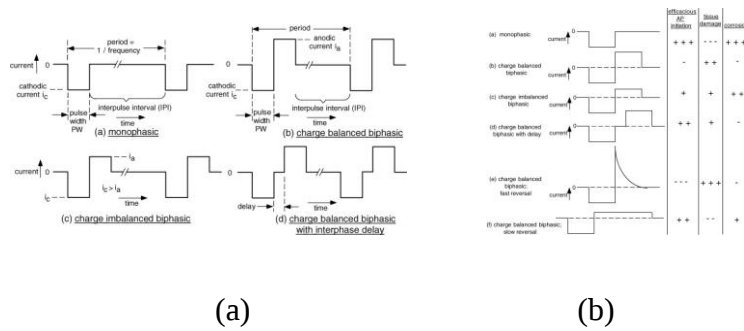


Şekil 5. 6: Farklı elektrik stimülasyon tedavilerinin dalga formlarını ve parametreleri gösterilmiştir (Hardesty ve diğ. 2007).

(Zhang and Mai 2021) çalışmalarında özellikle madde bağımlılığını hedefleyen hayvan deneylerinde kullanılmak üzere düşük güçlü, geniş çıkış aralıklı bir DBS sistemi tasarladı. Bir PCB kart üzerindeki ayırık bileşenlerden oluşan sistem, şarj edilebilir bir 3,7 V, 250 mAh lityum pil ve programlanabilir bir stimülasyon devresi içermiş. Devre, stimülasyon sırasında 0,36 mW tükettiği ve ideal koşullar altında 100 günden fazla sürekli çalışmaya olanak sağladığı belirtilmiş. Çıkış stimülasyon akımı, 20 μ A çözünürlükle 100 μ A ila 5000 μ A arasında değiştirilebildiği aktarılmıştır.

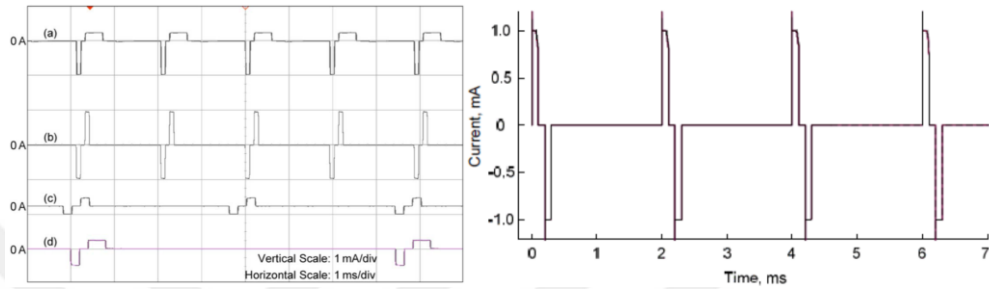
Özellikle harici monofazik stimülatörlerden gelen dengesiz DBS sinyalleri önemli doku hasarı ve lezyonlara neden olabileceği (Meissner ve diğ. 2004) tarafından ifade edilmiştir.

(Merrill ve diğ. 2005) doku stimülasyonu için tipik olarak katodik darbeler kullanılsa da anodik stimülasyonun da mümkün olduğunu gözlemlemiştir. Ayrıca doku hasarı riski nedeniyle uzun süreli stimülasyon için genellikle monofazik atımlardan kaçınılır. Monofazik stimülasyon, bifazik stimülasyona kıyasla daha büyük negatif aşırı potansiyellere yol açabilir. Katodik monofazik pulsların interpuls aralığı sırasında, yüklü elektrot kapasitansı Faradaik reaksiyonlar yoluyla deşarj olduğundan elektrot potansiyeli nispeten negatif kalır ve potansiyel olarak zararlı indirgeme reaksiyonlarına neden olduğu belirtilir. Doku hasarını önlemek için, yük dengeli bifazik dalga formları yaygın olarak kullanıldığına vurgu yapmışlardır. (Merrill ve diğ. 2005) çalışmalarında, Şekil 5.7 içerisinde, yaygın uyartım dalga şekillerini ve parametreleri ile uyarıcı dalga formlarının karşılaştırılmasını sunmuşlardır. Dalga biçimlerini etkinlik ve güvenlik açısından değerlendirmişler, "+++" en iyi (dokuya veya elektroda en az zarar veren) ve "---" en kötü olarak belirtilmiştir.



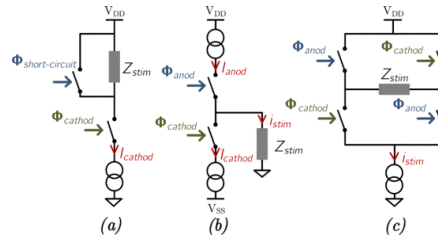
Şekil 5. 7: Yaygın uyartım dalga şekilleri, b) Uyarıcı dalga formlarının karşılaştırılması, etkinlik ve güvenlik açısından değerlendirilmesi (Merrill ve diğ. 2005) .

Bu nedenle, doku güvenliğini sağlamak için, tasarım kısıtlamaları, uyarılmış empedansın değişkenliğini hesaba katarak, geniş bir voltaj uyumluluğu aralığında çift yönlü olarak kontrol edilebilir akım stimülasyon sinyallerinin üretilmesini gerektirir. Bu tezde, bifazik stimülasyon dalga formları seçilmiş ve Bölüm 5.3 kapsamında sunulduğu gibi DBS prototipi için akım kontrollü bifazik dalgalar üretebilen bir devre tasarlanmıştır. Şekil 5.8 içerisinde çeşitli nöro stimülasyon çalışmalarında kullanılan bifazik dalga biçimlerini göstermektedir.



Şekil 5. 8: a) Farklı profillere sahip stimülasyon akımı darbeleri (Jiang ve diğ. 2011)
b) Akım tabanlı bifazik dalga şekli (Sawigun ve diğ. 2010).

Tez kapsamında, güç tüketimini verimli bir şekilde yönetme ve etkili şarj dengelemesi sağlama yeteneği nedeniyle, gömülü DBS sistemleri için bifazik stimülasyon sinyallerini üretmek amacıyla bir H-köprüsü topolojisi kullanılmıştır. Bu yaklaşım, bifazik sinyal üretimi için kullanılan çeşitli devreleri karşılaştıran ve DBS uygulamaları için H-köprüsü konfigürasyonunun avantajlarını ortaya koyan (Kölbl ve diğ. 2016) tarafından yapılan çalışmalarıyla uyumludur. Çalışmalarında değinilen bifazik sinyallerin üretiminde kullanılan farklı devreler, Şekil 5.9 içerisinde gösterilmiştir.

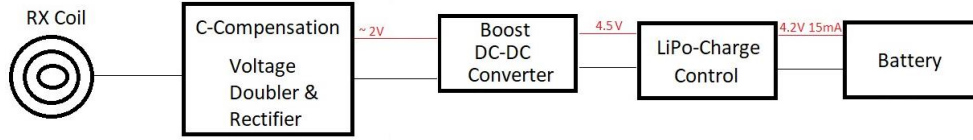


Şekil 5. 9: Bifazik sinyallerin üretiminde kullanılan farklı devre yapıları (Kölbl ve diğ. 2016).

DBS tasarımındaki düşük güç tüketimi ve yer tasarrufu avantajları, literatürde kapsamlı bir şekilde araştırılmaktadır. Bu kapsamda DBS için CMOS entegre çip

5.3.2 DBS Tasarımının Blok Gösterimi DBS Prototip Sisteminde Şarj Kontrol Devresinin Tasarımı ve Uygulanması

Alınan gücün kontrolü için Şekil 5.11 içerisinde sunulan devre kullanılır.



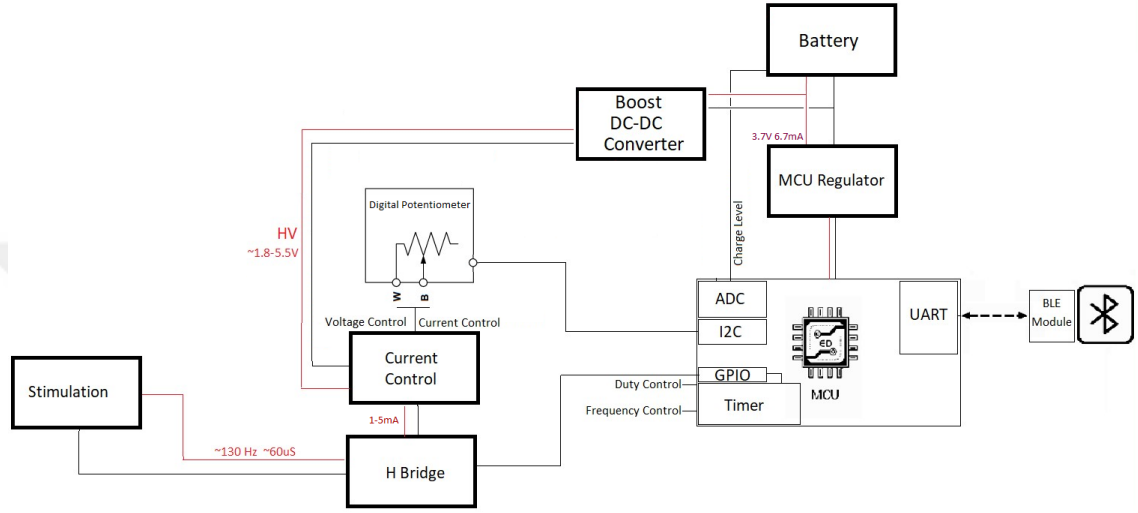
Şekil 5. 11: DBS Prototipi için tasarlanan güç ve kontrol devresi şematığı.

Verilen tasarımda RX alıcı yük bobinini temsil etmektedir. Manyetik alanda indüklenen güç seri kompanzasyon devresiyle rezonansa girer ve ortaya çıkan fazör akımının sistem kullanımı için DC'ye dönüştürülmesi gerekir. Bu AC-DC dönüşüm için, Bölüm 2.4'te bahsedildiği gibi basit yapıya sahip bir gerilim katlayıcı doğrultucu yapısı kullanılır. Diyot yapılarında ~0.25V'luk ileri voltaj düşüşüne ve yüksek frekans uyumluluğuna sahip verimli Schottky diyotlar kullanılır.

Tipik olarak birkaç volt olan doğrultulmuş voltaj, LiPo bataryasını şarj etmek için yükseltme gerektirir. Bu amaçla, doğrultma işleminden sonra yaklaşık ~1V DC'nin üzerindeki giriş voltajlarının boost dönüştürücünün çıkışında sabit 5V olarak çıkmasını sağlayan kapalı döngü kontrollü bir boost dönüştürücü kullanılır. Yükseltilmiş 5V'luk gerilim daha sonra kontrollü şarj işlemi için LiPo batarya şarj kontrol devresine aktarılır. Bu kısımda batarya 30mAh olarak seçilmiştir 0.5C değeri ile 15mA akımla şarj işlemi yapılır. Batarya şarj işlemi, başlangıçta sabit akım modunda (CC) sonrasında sabit voltaj modunda (CV), tasarlanan devre aracılığıyla yönetilir ve şarj işleminin kontrollü bir şekilde tamamlanması sağlanır. Şarj işleminin tamamlanması sonucu şarj entegresinden MCU'ye lojik olarak 1 sinyalinin gönderilmesi ile bu işlem sonlandırılır.

5.3.3 DBS Prototip Sisteminde Stimülasyon Kontrol Devresinin Tasarımı

DBS devresinin stimülasyon bileşeni iki ana bölümden oluşur, bifazik uyarım kısmı ve BLE modülü ve Mikrodenetleyici Birimi (MCU) içeren kontrol bloğu. Bu yapılandırma Şekil 5.12’de şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 5. 12: DBS prototipi için stimülasyon ve kontrol devresinin gömülü sistem tasarımı

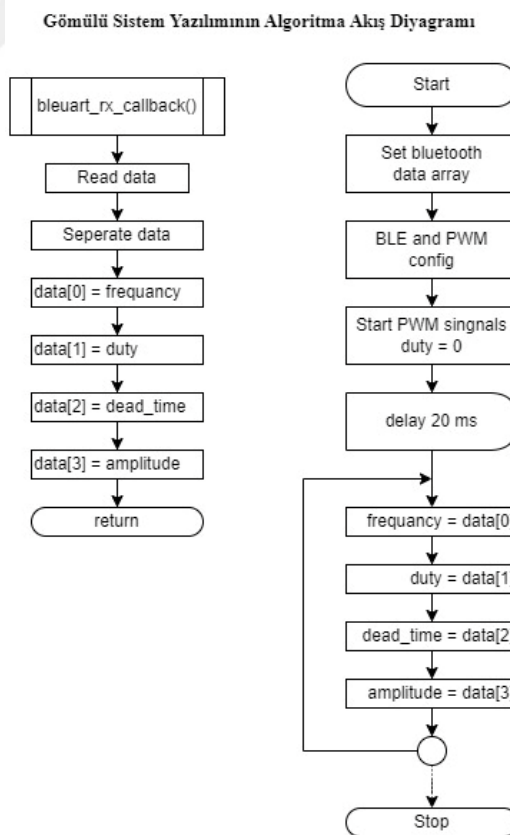
Stimülasyon kısmında, kapalı döngü bir boost devresi doğrudan bataryaya bağlanır, gerekli gerilimi üretir. MCU tarafından yönetilen akım kontrol devresi, uyarım sinyallerinin genliğinin ayarlanmasını sağlar. Akım kontrol devresinin çıkış akımı direnç değerine bağlı olarak değişir, bu amaçla kontrol dijital olarak ayarlanabilir bir potansiyometre ile sağlanır. Boost devresinin çıkışı, bifazik stimülasyon sinyallerinin üretilmesinden sorumlu olan bir H-köprüsü devresine bağlanır.

Stimülasyon bölümünün kontrollü bir şekilde çalışması için önemli olan gömülü sistem algoritmasının tasarımı Bölüm 5.3.4'te ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Ayrıca, uyarım parametrelerinin kontrolünde önemli rol oynayan mobil uygulama algoritmasının tasarımıda Bölüm 5.3.4'te detaylandırılmıştır. Bu bölümler, kontrol algoritmalarının yapıları ve işlevselliği hakkında ayrıntılı bilgiler sunacaktır.

5.3.4 Gömülü Sistem ve Uygulama Algoritmasının Tasarımı

Gömülü sistem algoritmasının tasarımı, BLE iletişimi aracılığıyla DBS stimülasyonu için gerekli verilerin alınması ve stimülasyon sinyallerinin yapılandırılması olarak özetlenebilir.

Bu kapsamda sistemin işleyişi, yapılandırma verilerini alma ve kontrol komutlarını göndermek olarak iki ana kısma ayırabiliriz. Seed Studio nRF52840, DBS prototipinin ilk geliştirme aşaması için ideal olan, nRF52840 modülünü kullanan düşük güç tüketimli, Bluetooth 5.0 destekleyen bir karttır. Bu kartın enerji verimliliği ve boyutu, onu enerji verimliliği ve boyutun önemli olduğu uygulamalar için uygun hale getirir. Çalışmamızda Seed Studio nRF52840, stabil çalışma, hızlı prototip oluşturma imkânı ve güvenilirlik sağlamak için düşük enerji tüketiminden yararlanarak DBS prototipinde stimülasyon sinyallerinin üretilmesini ve DBS sisteminin test edilmesini sağlar. Gömülü sistem algoritma şeması Şekil 5.13 içerisinde sunulmuştur.



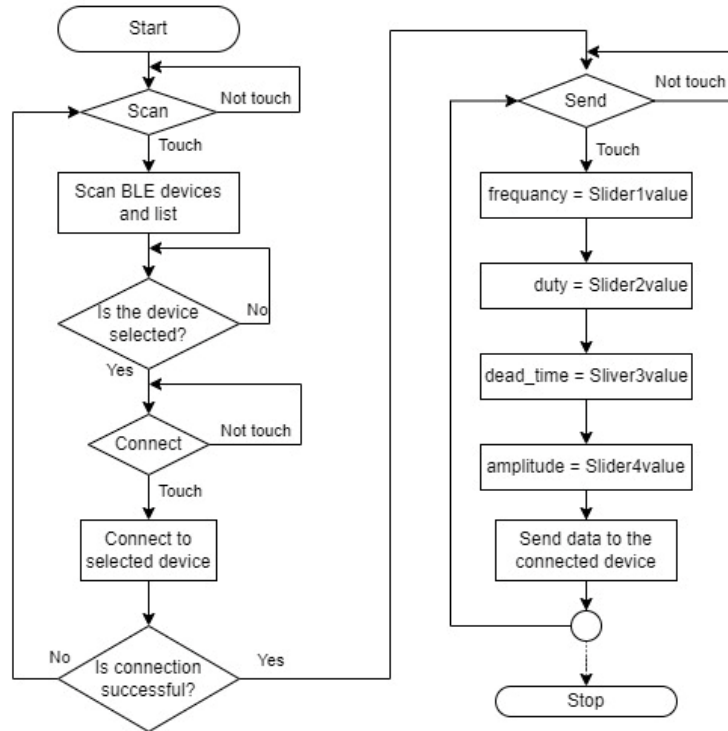
Şekil 5. 13: DBS prototipi gömülü sistem algoritma şeması.

Cortex-M4F ARM tabanlı MCU, gelen verileri okumak için `bleuart_rx_callback()` fonksiyonunu kullanmaya başlar. BLE üzerinden alınan veriler, sırasıyla frekans, görev döngüsü, ölü zaman ve genlik olmak üzere `data[0]`, `data[1]`, `data[2]` ve `data[3]` olarak ayrılır. Bu parametreler, stimülasyon sinyalinin özelliklerini tanımlamak için gereklidir.

Sistem yapılandırması ve PWM başlatma kısmında bluetooth veri dizisini ayarlayarak ve BLE ve PWM ayarları yapılandırılarak başlar. Başlangıçta, güvenli bir başlangıç sağlamak için PWM sinyalleri 0 duty ile başlatılır. Veri işleme aşamasında her döngüde, en son alınan verilere dayalı olarak frekans, duty, ölü zaman ve genlik güncellenir.

Uyartım parametrelerinin doku içerisine kablosuz iletimini sağlamak için mobil bir cihaz kullanılarak, bluetooth üzerinden iletişim kurmak amacıyla bir arayüze ihtiyaç vardır. Bu kapsamda prototip DBS için mobil uygulama geliştirilmiştir. Geliştirilen mobil uygulamanın algoritma akış diyagramı Şekil 5.14 içerisinde sunulmuştur.

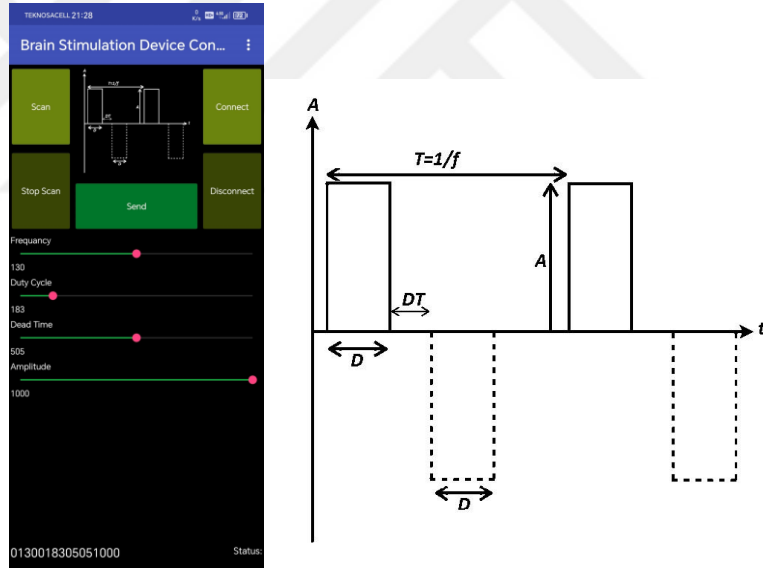
Mobil Uygulama Algoritmasının Sadeleştirilmiş Akış Diyagramı



Şekil 5. 14: Mobil uygulama algoritma şeması

Süreç, mevcut BLE cihazlarının tespit edilip listeye alınmasıyla başlar. Kullanıcı, listeden bir cihaz seçtiğinde, sistem bağlantı kurmaya çalışır. Sonrasında sistem, seçilen cihaza bağlantının başarılı olup olmadığını doğrular. Eğer bağlantı sağlanamazsa, başarılı bir bağlantı kurulana kadar bağlantı kurmayı denemeye devam eder. Bağlantı kurulduktan sonra, sistem kullanıcı arayüzü öğelerinden (bu durumda uygulama arayüzündeki kaydırılabilir çubuklar) frekans, görev döngüsü, ölü zaman ve genlik için kontrol değerlerini alır. Bu değerler Şekil 5.15 de uygulama arayüzünün sol alt kısmında görüldüğü gibi dört bitlik değerler şeklinde paketlenir ve bağlı BLE cihazına iletilir, bu da PWM çıkışını istenilen sinyalin oluşturulması amacıyla kullanılır.

Şekil 5.14 de gösterilen algoritma akış şemasına göre tasarlanan uygulama arayüzü Şekil 5.15 de verilmiştir. Şekil 5.15 (b)'de değiştirilebilen uyartım sinyallerine ait parametreler gösterilmiştir.

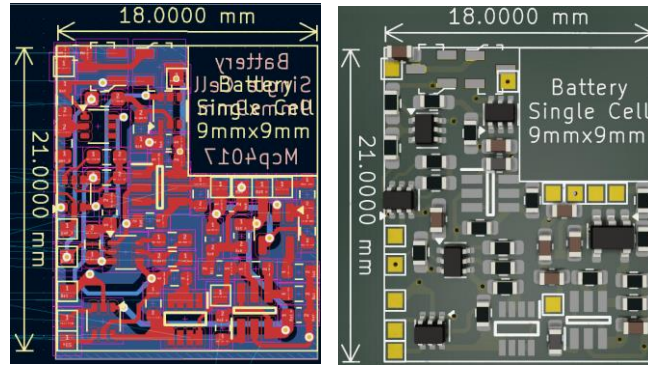


Şekil 5. 15: a) Geliştirilen mobil uygulamanın kontrol arayüzü, b) Prototip DBS üzerinde Kontrol Edilebilir Uyartım Parametreleri.

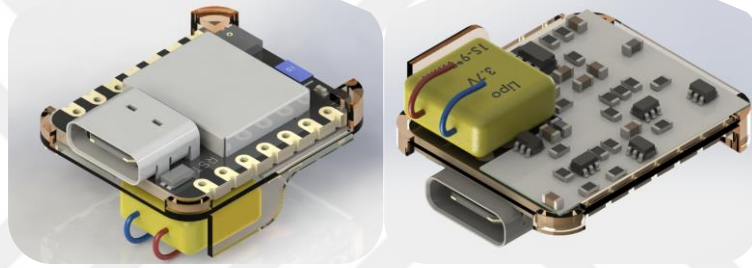
5.3.5 Temel DBS Tasarımının Prototipinin Oluşturulması

Bölüm 5.3.3 içerisinde blog diagramları verilen, bölüm 5.3.4 içerisinde gömülü sistem algoritma akış tasarımı sunulan prototipin laboratuvar uygulaması

gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda Şekil 5.16 içerisinde PCB tasarımı sunulmuş ve 3d modellenerek gösterilmiştir. Şekil 5.17 içerisinde test prototipi verilmiştir.

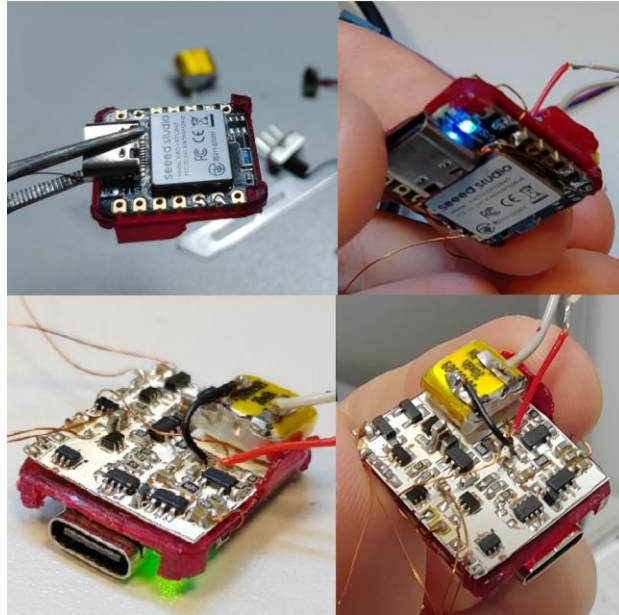


(a)



(b)

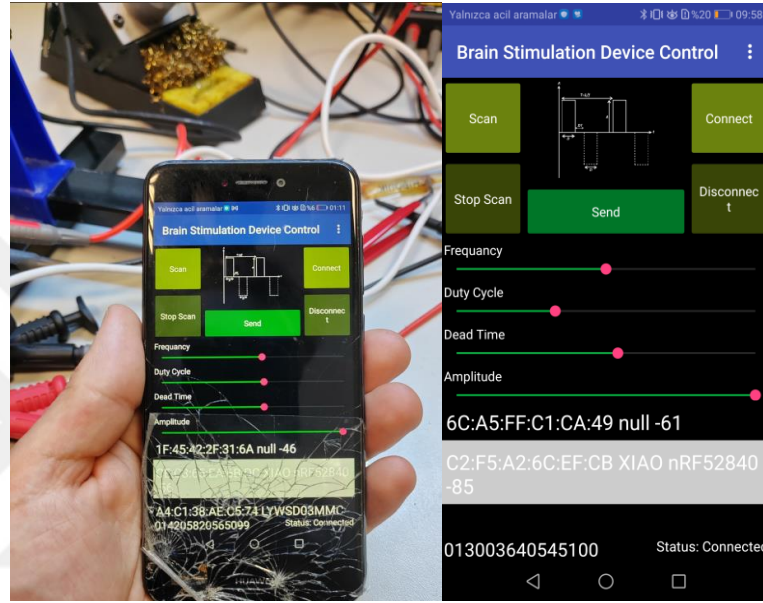
Şekil 5. 16: a) DBS Prototipinin PCB tasarımı ve b) 3d modellemesi.



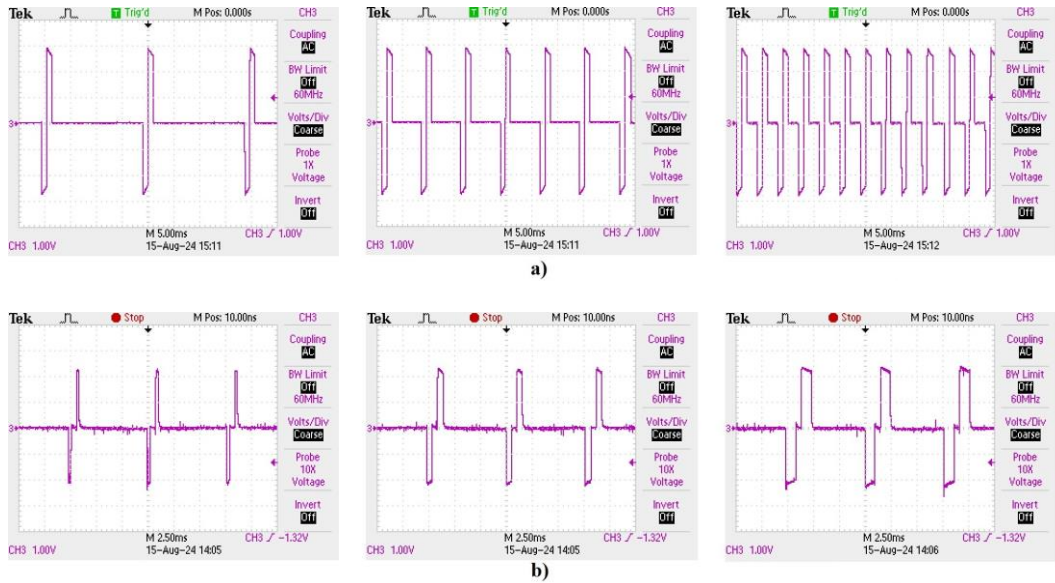
Şekil 5. 17: DBS test prototipi

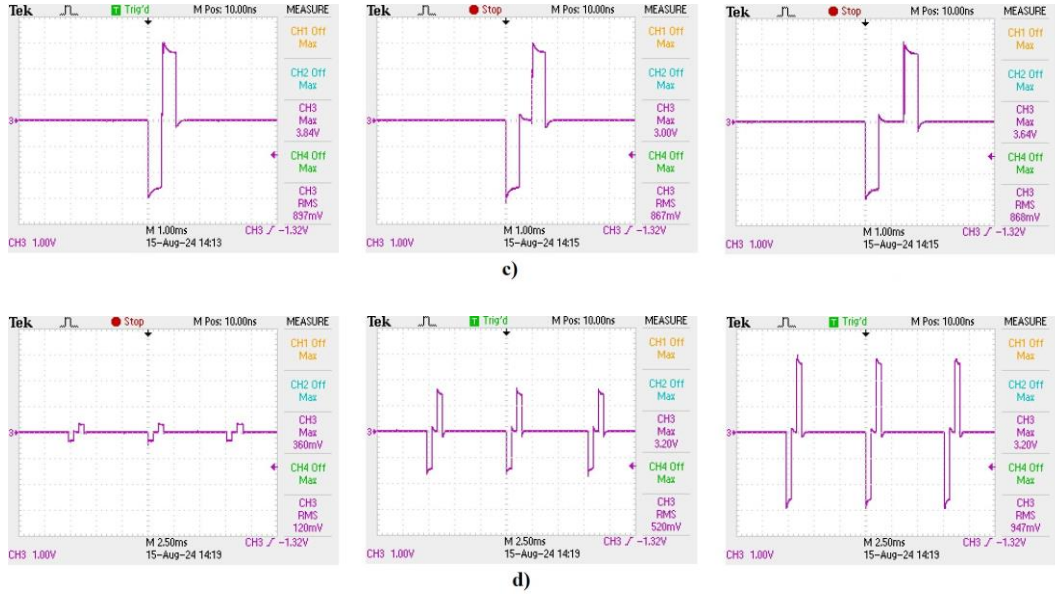
5.3.6 DBS Prototipinin Doğrulanması ve Stimülasyon Sinyallerinin Ölçülmesi

DBS'nin mobil uygulaması Şekil 5.18'de sunulmuştur. Stimülasyon sinyallerinin kontrolü mobil uygulama üzerinden gerçekleştirilmiş olup, osiloskop üzerinden ölçülen farklı uyartım parametrelerine sahip dalga şekilleri Şekil 5.19 içerisinde ayrıntılı olarak verilmiştir.



Şekil 5. 18: BLE destekli DBS mobil uygulaması sunulmuştur.



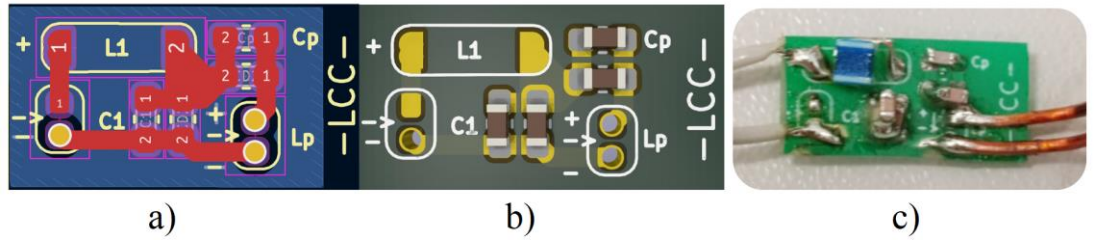


Şekil 5. 19: DBS deneysel prototipine ait uyarım parametrelerinin osiloskop görüntüleri: a) Frekans, b) Görev Döngüsü (Duty Cycle), c) Ölü Zaman (Dead Time), d) Genlik (Amplitude).

5.4 KGT Sistemi Doğrulama Ölçüm Sonuçlarının Alınması

5.4.1 İki ve Dört Bobinli KGT Kompanzasyon Devresi Prototipleri

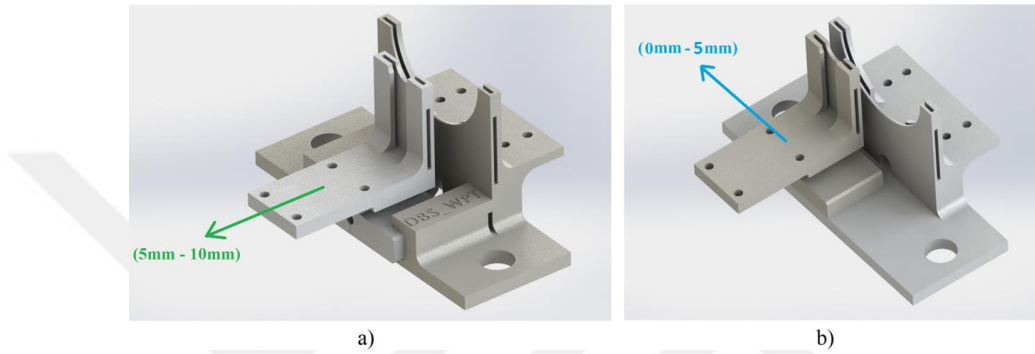
LCC devresi, 0.8 mm kalınlığında 1oz bakır katmanına sahip FR-4 PCB üzerine tasarlanmıştır. Şekil 5.20 içerisinde PCB çizimleri ve devre prototipi gösterilmiştir.



Şekil 5. 20: LCC Devresinin a) PCB tasarımı, b) Render görünümü, c) FR-4 PCB olarak üretilmiş hali.

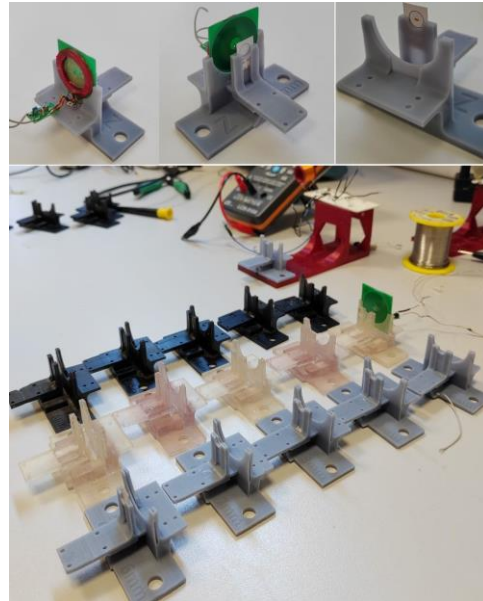
Bu çalışmada RF mikrodalga uygulamaları için özel olarak tasarlanmış çok katmanlı seramik kapasitörler (MLCC) kullanılmıştır. C0G-NP0 dielektrik malzeme kullanılarak üretilmiş olup, 0603 (1608 metrik) bir paket içinde sunulmuştur.

KGT ölçümlerinin hassas bir şekilde alınabilmesi amacıyla, bobinlerin dikkatli bir şekilde sabitlenmesi gerekmektedir. Dikey ekseninde 5mm den 10 mm ye, yanıl ekseninde ise 5 mm'den 10 mm'ye kadar 1mm adım değişimine sahip hizalama sağlayabilen yapıların 3d CAD tasarımları Şekil 5.21 içerisinde sunulmuştur.



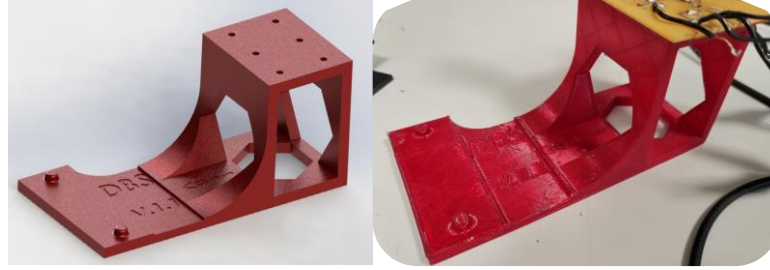
Şekil 5. 21: a) Dikeyde mesafe değişimini, b) yatayda mesafe değişimini göstermektedir.

3D DLP yazıcı kullanılarak hassas bir şekilde üretilmiştir. Şekil 5.22 prototiplerin mesafe sabitleyicileri farklı açılardan sunulmuştur.

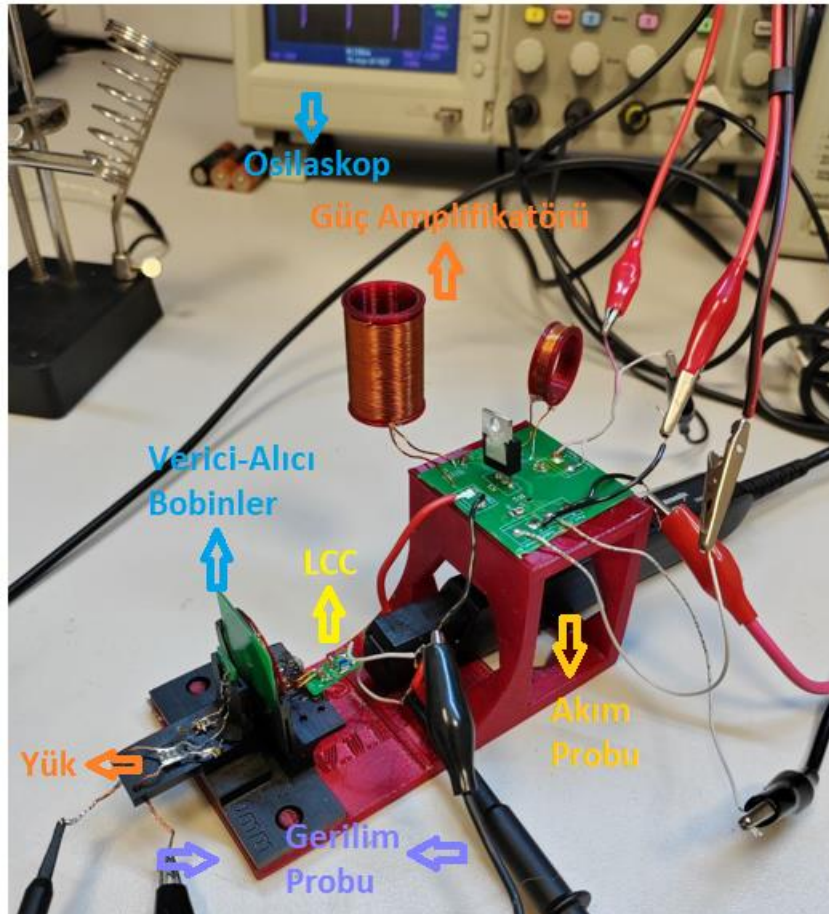


Şekil 5. 22: Dikey ve yatay mesafe sabitleyicilerinin üretilmiş prototipleri.

KGT sisteminde hava ve doku ortamı içerisinde PTE ölçümlerinin pratik bir şekilde yapılmasını sağlamak amacıyla modüler bir tasarım tercih edilmiştir. Stant üzerinde güç amplifikatörü ve mesafe sabitleyici parçaların yerleştirilmesi amacıyla kullanılır. Bu kapsamda oluşturulan ölçüm standı Şekil 5.23 içerisinde sunulmuştur. Genel KGT ölçüm prototipi Şekil 5.24 içerisinde sunulmuştur.



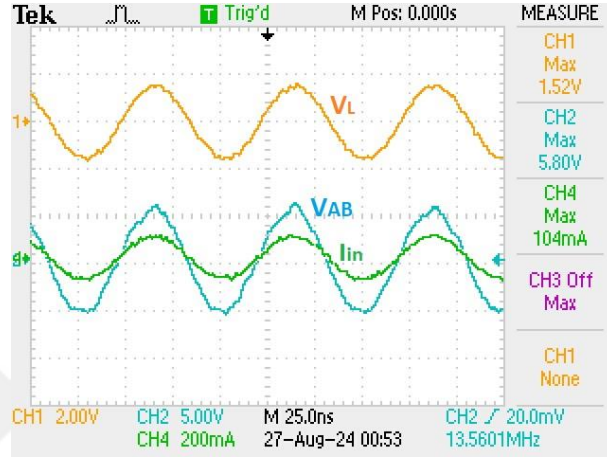
Şekil 5. 23: KGT test sisteminin modüler bobin ve güç amplifikatörü sabitleyicisinin
a) CAD tasarımı, b) üretilmiş prototipi.



Şekil 5. 24: Genel KGT ölçüm prototipi

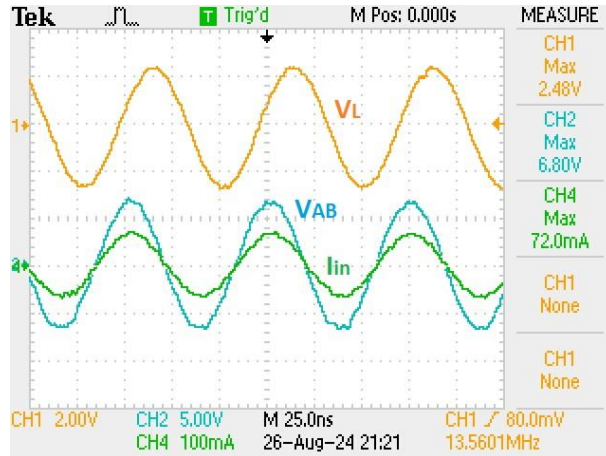
KGT devresinin rezonansı devre girişine uygulanan sinüs kaynağın, akımı ile gerilimi arasında oluşması beklenen sıfır faz açısı ile belirlenir. Hava ortamında iki ve

dört bobinli yapılar için elde edilen rezonans durumundaki osilaskop ölçümleri aşağıda sunulmuştur. Ölçümlerde V_{AB} giriş gerilimini, V_L yük üzerinde oluşan gerilimini, I_{in} KGT devresinin giriş akımını temsil etmektedir. Çıkış yükü 50Ω rezistif olduğu için akım hesabı çıkış gerilimi üzerinden yapılmaktadır. İki bobinli devre yapısının ölçüm sonucu Şekil 5.25'te sunulmuş ve deneysel ortamda güç aktarım verimliliği %7,66 olarak hesaplanmıştır.



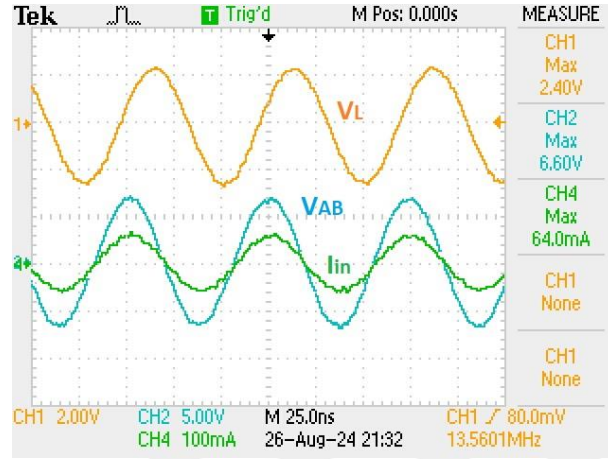
Şekil 5. 25: İki bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.

Dört bobinli flex bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu Şekil 5.26'da sunulmuş ve deneysel güç aktarım verimliliği %25,12 olarak hesaplanmıştır.



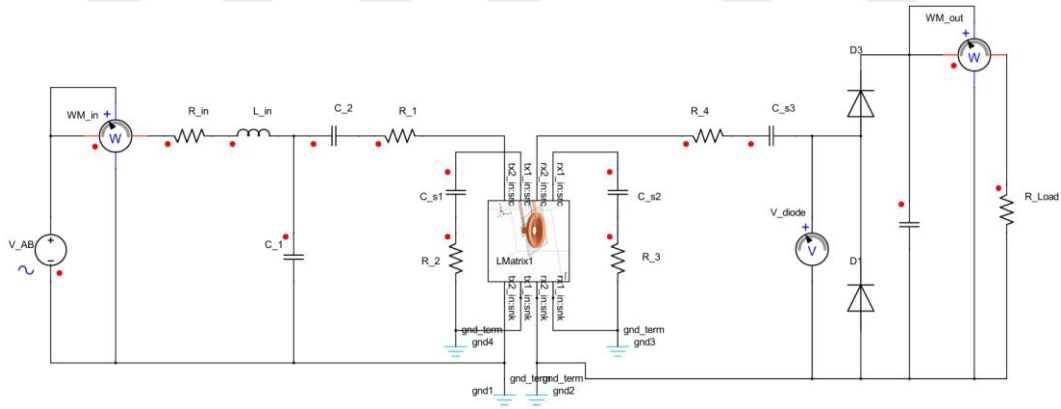
Şekil 5. 26: Dört bobinli flex bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.

Dört bobinli FR4 bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu Şekil 5.27’de sunulmuş ve deneysel güç aktarım verimliliği %27.27 olarak hesaplanmıştır.



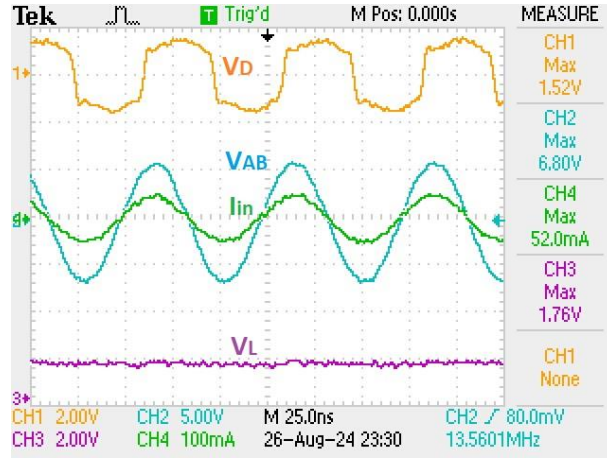
Şekil 5. 27: Dört bobinli FR4 bobinli KGT kompanzasyon devresinin rezonans durumu.

Dört bobinli KGT ve doğrultma devresinin şematik tasarımı Şekil 5.28 içerisinde sunulmuştur.



Şekil 5. 28: Dört bobinli KGT ve doğrultma devresinin şematik tasarımı.

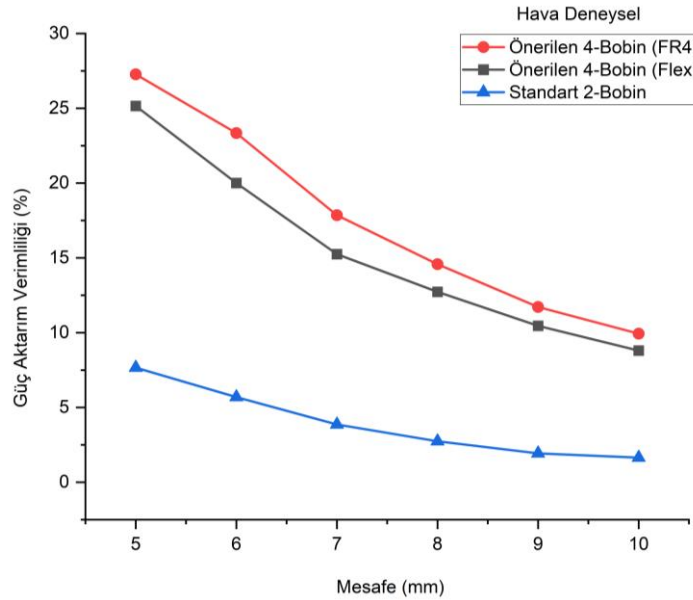
Bu tasarıma göre elde edilen dalga şekilleri 5.29’da verilmiştir. Rezonans durumunda FR4 prototipi üzerinden, 5mm mesafede 50Ω yük kullanılarak hava ortamında ölçüm alınmıştır. Elde edilen dalga şekillerinde LCC devresinin kaynak giriş akımı I_{in} , giriş gerilimi V_{AB} ile rezonans durumunda gösterilmektedir. Diyot girişi V_D ile temsil edilir. Doğrultulmuş çıkış gerilimi V_L ile temsil edilir.



Şekil 5. 29: Dört bobinli KGT ve doğrultma devresinin deneysel ölçüm sonuçları.

5.4.2 Hava Ortamında Ölçüm Sonuçlarının Alınması

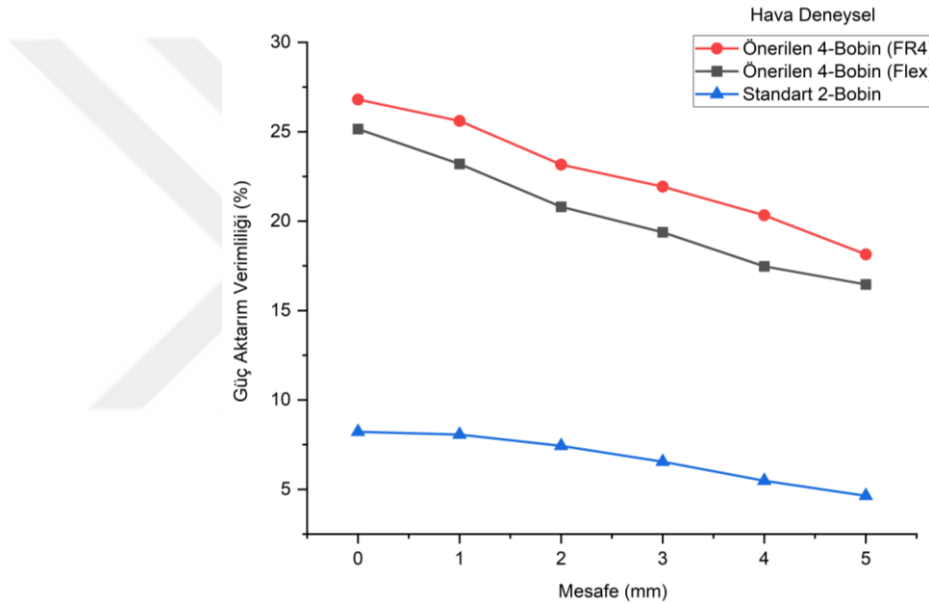
Hava ortamında dikey mesafe 5mm'den başlatılıp 10mm'ye kadar 1mm aralıklarla arttırılmış, her bir adımda güç transfer verimliliği ölçülmüştür. Şekil 5.30 dikey mesafe değişimine bağlı olarak sırasıyla dört bobinli FR4, flex ve iki bobinli geleneksel KGT yapısının deneysel verimlilik grafiğini sunmaktadır.



Şekil 5. 30: Hava ortamında dikey mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.

Hava ortamında en yüksek verimlilik, 5 mm mesafede %27,27 ile FR4 dört bobinli yapı üzerinden ölçülmüştür. Aynı yapının 10 mm mesafedeki verimliliği ise %9,93 olarak tamamlanmıştır. FR4 yapıdan sonra, 5 mm mesafede %25,12 ile flex bobin yapısı gelmiş, bu yapının 10 mm mesafedeki ölçüm verimliliği ise %8,8 olarak belirlenmiştir. Geleneksel bobin yapısının verimliliği, 5 mm mesafede %7,66, 10 mm mesafede ise %1,65 olarak ölçülmüştür.

Yatay mesafe değişimi 0mm den başlayıp 5mm ye kadar 1mm aralıklarla ölçülmüştür, Şekil 5.31’de hava ortamında yatay mesafeye bağlı güç aktarım verimliliğinin grafiği sunulmuştur.

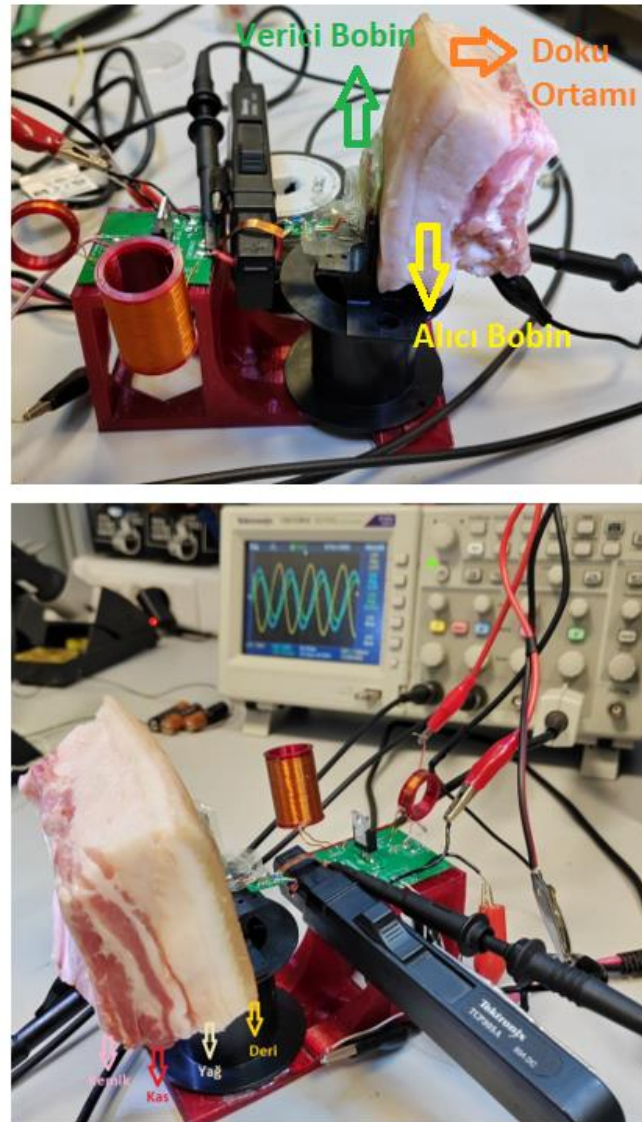


Şekil 5. 31: Hava ortamında yatay mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.

Hava ortamında yatay kayma durumunda, en yüksek verimlilik 0 mm'de dikey eksenin 5 mm mesafesindeki verimlilikle aynıdır. 5 mm kayma durumunda ise verimlilikleri; FR4 için %18,14, flex bobin için %16,46, geleneksel iki bobinli yapı için %4,64 olarak ölçülmüştür.

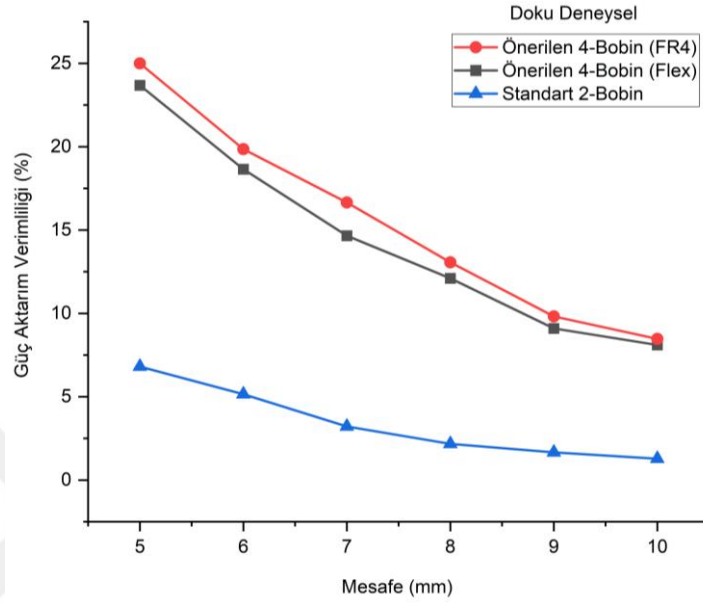
5.4.3 Domuz Doku Üzerinde Ölçümlerin Alınması

Domuz doku, insanla benzer biyolojik ve anatomik özellikleri nedeniyle biyomedikal araştırmalarda sıklıkla doku modelleme amacıyla kullanılmaktadır. Bu çalışmada, sistemin performansını gerçek insan dokusuna yakın koşullarda değerlendirmek için derili domuz doku üzerinde KGT ölçümleri yapılmıştır. Bu testlerden elde edilen sonuçlar, gerçek implant uygulamalarına yönelik kullanımlar için önemlidir. KGT verim ölçümleri kapsamında kullanılan domuz doku ve ölçüm prototipi Şekil 5.32’de sunulmuştur.



Şekil 5. 32: Doku ortamı ölçüm prototipi.

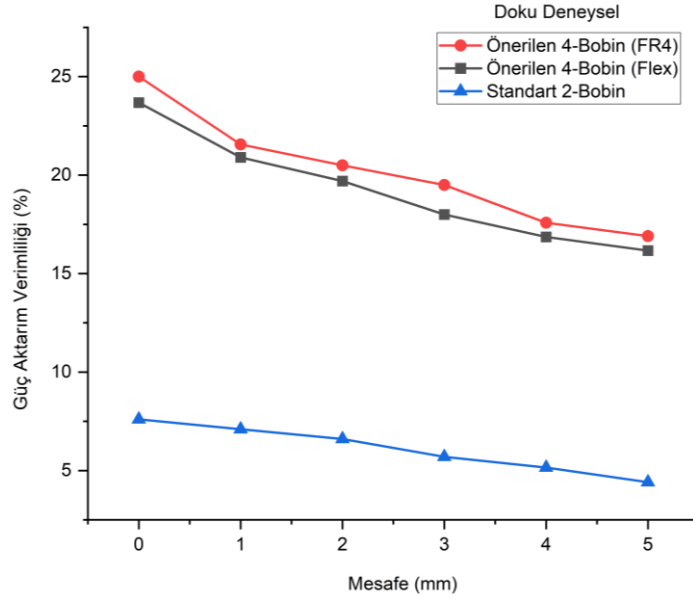
Doku ortamında dikey mesafe 5mm'den başlatılıp 10mm'ye kadar 1mm aralıklarla arttırılmış, her bir adımda güç transfer verimliliği ölçülmüştür. Şekil 5.33 dikey mesafe değişimine bağlı olarak sırasıyla dört bobinli FR4, flex ve iki bobinli geleneksel KGT yapısının deneysel verimlilik grafiğini sunmaktadır.



Şekil 5. 33: Doku ortamında dikey mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.

Doku ortamında en yüksek verimlilik, 5 mm mesafede %25 ile FR4 dört bobinli yapı üzerinden ölçülmüştür. Aynı yapının 10 mm mesafedeki verimliliği ise %8,47 olarak tamamlanmıştır. FR4 yapıdan sonra, 5 mm mesafede %23,68 ile flex bobin yapısı gelmiş, bu yapının 10 mm mesafedeki ölçüm verimliliği ise %8,1 olarak belirlenmiştir. Geleneksel bobin yapısının verimliliği, 5 mm mesafede %6,8, 10 mm mesafede ise %1,28 olarak ölçülmüştür.

Yatay mesafe değişimi 0mm den başlayıp 5mm ye kadar 1mm aralıklarla ölçülmüştür, Şekil 5.34'de doku ortamında yatay mesafeye bağlı güç aktarım verimliliğinin grafiği sunulmuştur.

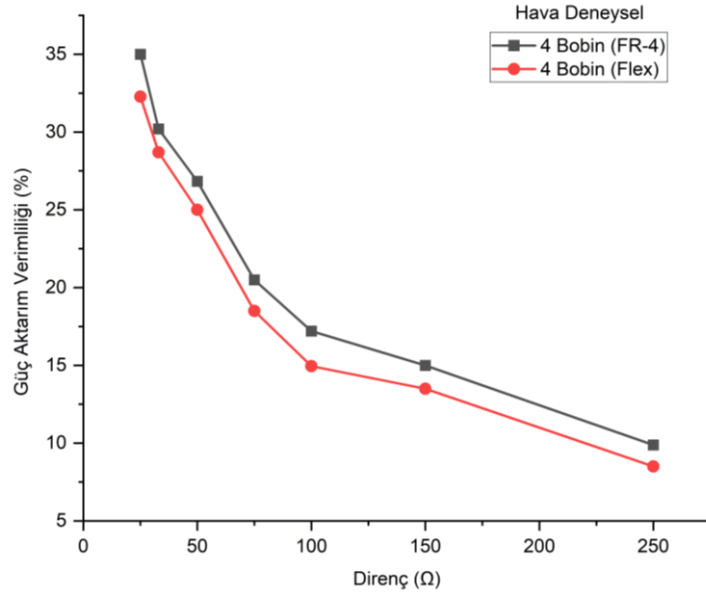


Şekil 5. 34: Doku ortamında yatay mesafe değişiminde, farklı bobin yapılarının karşılaştırmalı deneysel güç aktarım verimliliği.

Doku ortamında yatay kayma durumunda, en yüksek verimlilik 0 mm'de dikey eksenin 5 mm mesafesindeki verimlilikle aynıdır. 5 mm kayma durumunda ise verimlilikleri; FR4 için %16,9, flex bobin için %16,17, geleneksel iki bobinli yapı için %4,41 olarak ölçülmüştür.

5.4.4 KGT Ölçüm Sonuçlarının Karşılaştırılması

FR4 ve flex bobin yapılarının çıkış yüküne bağlı olarak güç aktarım verim değişimi Şekil 5.35 içerisinde sunulmuştur. Direnç değeri 25Ω - 250Ω aralığında değişen farklı yükler üzerinde, hava ortamında ölçümler alınmıştır.



Şekil 5. 35: Dört bobinli devre yapısı üzerinde çıkış yüküne bağlı olarak verim değişimi.

DeneySEL ölçüm sonuçlarında, 25Ω çıkış yükünde FR4 yapısına sahip alıcı bobinde %34,8, flex bobin yapısında ise %32,28 verim ölçülmüştür. Direnç değeri arttıkça çıkış veriminin azaldığı gözlemlenmiştir. Bu kapsamda, 250Ω yük üzerinde FR4 ve flex yapıların verimlilikleri sırasıyla %9,88 ve %8,5 olarak elde edilmiştir.

6. KLİNİK UYGULAMALAR İÇİN GÜVENİLİRLİK ANALİZİ

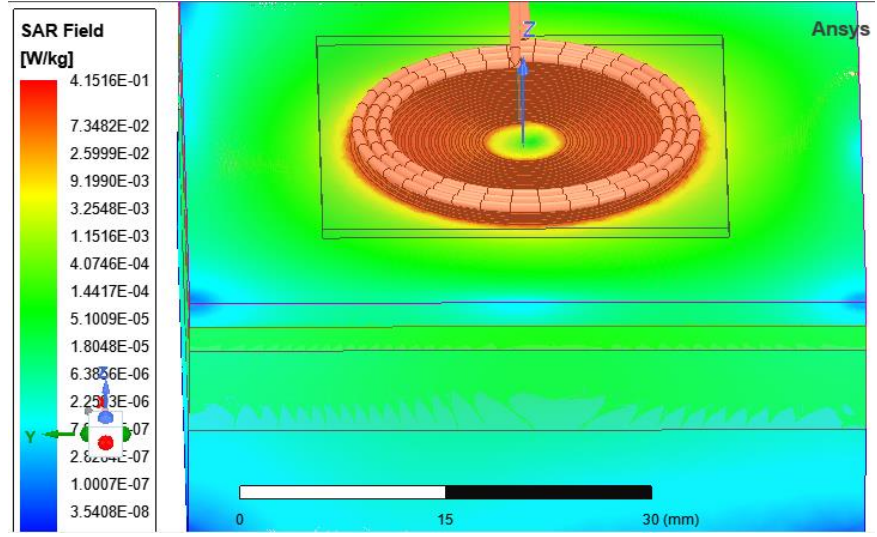
6.1 SAR Analizi

Özgül Soğurma Oranı (SAR), biyomedikal implant sistemleri, telekomünikasyon vb. gibi insan vücuduyla yakın temas halinde olan uygulamalarda KGT sistemlerinin güvenilirliğini değerlendirirken önemli bir parametredir. SAR, canlı vücudunun bir radyofrekans (RF) elektromanyetik alana maruz kaldığında elektromanyetik enerjiyi emme oranını ölçer. SAR değeri, tasarlanan KGT sistemlerinin uluslararası güvenlik standartlarını karşıladığından ve kullanıcılar için sağlık riski oluşturmadığından emin olmak için önemli bir parametredir.

Tez kapsamında tasarlanan KGT sistemi için SAR analizi simülasyon araçları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. SAR dağılımı, Şekil 3.3'te verilen doku kesit kalınlıkları dikkate alınarak en yakın mesafe olan 5 mm'de gerçekleştirilmiştir. Dokuların özellikleri analiz ortamında (Database Summary » IT'IS Foundation 2024) veri tabanında bulunan 13.56MHz için doku parametreleri kullanılarak ANSYS HFSS yazılımında simüle edilmiştir.

IEEE C95.1 SAR standardı, özellikle potansiyel biyolojik etkileri önlemek için elektromanyetik alanlara maruz kalındığında insan vücudundaki enerji emilimi sınırlarını tanımlar. IEEE C95.1 standardı 3 kHz ile 300 GHz arasında değişen elektromanyetik alanlar için maruz kalma sınırlarını belirler. IEEE C95.1 versiyonuna göre, genel halk için SAR limiti baş ve gövde için 1 gram doku üzerinden ortalama 1,6 W/kg'dır (IEEE StdC95.1-2005).

Kaynak bobinine 0.4W bir güç uygulandığında Şekil 6.1 içerisinde verilen analiz sonucu, SAR değerlerinin izin verilen sınırlar içerisinde 0.415W/kg olduğu göstermiştir. Böylece KGT sisteminin test edilen koşullar altında dokuların maruz kalması için güvenli olduğu simülasyon ortamında doğrulanmıştır.



Şekil 6. 1: Önerilen dört bobinli KGT sisteminde SAR analizi.

7. SONUÇLAR VE İYİLEŞTİRME TAVSİYELERİ

Çalışma kapsamında, LCC topolojisinin kullanıldığı iki ve dört bobinli KGT sistemleri tasarlanmış ve karşılaştırılmıştır. 13,56 MHz çalışma frekansına uygun olarak tasarlanan bobinler, hava nüveli olarak kullanılmıştır. Yüksek frekansta, 5 mm çapındaki alıcı bobinler, tasarlanan prototipe yeterli enerjiyi sağlayacak şekilde optimize edilmiştir. Bobin yapıları, geleneksel iki bobinli tasarım, FR4 dört bobinli tasarım ve flex dört bobinli tasarım olarak farklı şekillerde tasarlanmıştır. Verimlilikleri grafikler halinde, dikey ekseninde değişim ve yatay ekseninde mesafe değişimine bağlı olarak, domuz dokusu ve hava ortamından elde edilen ölçümlerle tamamlanmıştır. Verici bobin boyutu, alıcı bobin boyutuna oranla daha büyük seçilmiştir. Bu seçim, verici ve alıcı bobinler arasındaki kuplaj katsayısını artırmak ve yatay yanlış hizalama durumunda oluşabilecek dezavantajlı etkileri en aza indirmek amacıyla yapılmıştır. Bunun sonucu elde edilen verilerde doku ortamında elde edilen güç aktarım verimliliği sonuçlarına göre, FR4 üzerine tasarlanan iki bobinli sistem 5mm mesafede %7,2 verimlilik sunarken, dört bobinli sistem %25 verimlilik elde etmiştir. Ayrıca 5mm dikey mesafede 5mm yatay kayma durumunda, iki bobinli sistemin verimliliği %4,41'e düşerken, dört bobinli sistem %16,9'da kalmıştır. Çalışmada kullanılan dört bobinli tasarımlar, FR4 ve flex malzemeler üzerine oluşturulmuş prototiplerden oluşmaktadır. Uygulama sonuçlarından yapılan çıkarımda dört bobinli tasarımların geleneksel iki bobinli tasarımlara kıyasla hem dikey hem yatay yanlış hizalama durumunda, güç aktarım verimliliğinde avantajlı olduğu açıkça gözlemlenmiştir.

Hava nüveli tasarlanan KGT alıcı bobini, hafif, ince (0.2mm) ve esnek yapısından yararlanılarak doğrudan bir biyomedikal implantın yakınına konumlandırılması önerilir. Bu bobin tasarımı, 13.56 MHz gibi yüksek bir frekansta çalışarak ferromanyetik malzemelere ihtiyaç duymadan düşük güçlerde verimli güç aktarımı sağlar.

Yüksek frekanslı çalışma, bobin boyutunu küçültürken enerji aktarım verimliliğini artırır, bu da onu alan ve biyouyumluluğun kritik hususlar olduğu kompakt biyomedikal implantlar için ideal hale getirir. Bu kısımda bobinin doğrudan

kasa üzerine entegrasyonu üzerine bir çalışma yapılabilir, bu implantın genel minyatürleştirilmesine ve işlevselliğine katkıda bulunulacaktır.

Mevcut DBS prototipi, 18,4mm-21mm~7,9mm boyutlarında, 3,76g olarak ayırık bileşenler kullanılarak başarılı bir şekilde modellenmiştir ve bu da onu kraniyal implantasyon için uygun hale getirmektedir. Tasarımı daha da optimize etmek amacıyla, cihazın kalınlığını ve ağırlığını azaltmak için CMOS, IC teknolojileri kullanılabilir. Ayrıca, daha yüksek güç yoğunluğuna sahip daha ince, şarj edilebilir pillerin kullanılması sistemin genel verimliliğini ve implante edilebilirliğini artıracaktır.

Yapılabilecek farklı bir çalışma, bu ve benzeri biyomedikal implant sistemlerinde bataryanın hızlı şarjına odaklanmak olabilir.

8. KAYNAKLAR

Abou Houran, M., Yang, X., Chen, W., “Magnetically Coupled Resonance WPT: Review of Compensation Topologies, Resonator Structures with Misalignment, and EMI Diagnostics”, *Electronics*, 7 (11), 296, (2018).

Adewuyi, V., Milembolo, J., Munochiveyi, M., Owoola, E., “Characterization of Compensation Topologies for Wireless Power Transfer System”, *In: 2021 International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME)*. Presented at the 2021 International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME), 1–6, (2021).

Allamehzadeh, H., “Wireless Power Transfer (WPT) Fundamentals with Resonant Frequency-Dependent Parameters, Energy Transfer Efficiency, and Green Technology Applications”, *In: 2021 IEEE 48th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. Presented at the 2021 IEEE 48th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 0036–0040, (2021).

Azin, M., Guggenmos, D.J., Barbay, S., Nudo, R.J., Mohseni, P., “A Battery-Powered Activity-Dependent Intracortical Microstimulation IC for Brain-Machine-Brain Interface”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46 (4), 731–745, (2011).

Belghet, K., Zraig, A., Azroug, N., “Performance comparison of class E RF power amplifier with different load network configuration”, *In: 2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*. Presented at the 2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), 000219–000222, (2011).

Ben Fadhel, Y., Ktata, S., Sedraoui, K., Rahmani, S., Al-Haddad, K., “A Modified Wireless Power Transfer System for Medical Implants”, *Energies*, 12 (10), 1890, (2019).

Benabid, A.L., Chabardes, S., Mitrofanis, J., Pollak, P., “Deep brain stimulation of the subthalamic nucleus for the treatment of Parkinson’s disease”, *The Lancet Neurology*, 8 (1), 67–81, (2009).

Benabid, A.-L., Wallace, B., Mitrofanis, J., Xia, C., Piallat, B., Fraix, V., Batir, A., Krack, P., Pollak, P., Berger, F., “Therapeutic electrical stimulation of the central nervous system”, *Comptes Rendus Biologies*, 328 (2), 177–186, (2005).
Benalia, N., Benlaloui, I., Laroussi, K., Elkhateb, A., Wapet, D.E.M., Hassan, A.M., Mahmoud, M.M., “Enhancing electric vehicle charging performance

through series-series topology resonance-coupled wireless power transfer”, *PLOS ONE*, 19 (3), e0300550, (2024).

Campi, T., Cruciani, S., De Santis, V., Maradei, F., Feliziani, M., “Near Field Wireless Powering of Deep Medical Implants”, *Energies*, 12 (14), 2720, (2019).

Cetin, S., Demirci, Y.E., “High-efficiency LC-S compensated wireless power transfer charging converter for implantable pacemakers”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 50 (1), 122–134, (2022).

Çetin, S., Demirci, Y.E., Büyükgümüş, O., “Performance Evaluation of a Wireless Charging Converter for Active Implantable Medical Devices”, *Mugla Journal of Science and Technology*, 6 (2), 11–17, (2020).

Cetin, S., Yenil, V., Dere, U.A., “An Efficient Wireless Power Transfer System for An Implantable Deep Brain Stimulation”, In: *2022 International Conference on Applied Electronics (AE)*. Presented at the 2022 International Conference on Applied Electronics (AE), 1–4, (2022).

Chen, W., Chinga, R.A., Yoshida, S., Lin, J., Chen, C., Lo, W., “A 25.6 W 13.56 MHz wireless power transfer system with a 94% efficiency GaN Class-E power amplifier”, In: *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Presented at the 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1–3, (2012).

Chen, Y., Zhang, H., Shin, C.-S., Seo, K.-H., Park, S.-J., Kim, D.-H., “A Comparative Study of S-S and LCC-S Compensation Topology of Inductive Power Transfer Systems for EV Chargers”, In: *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. Presented at the 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 99–104, (2019).

Choi, H.J., De Silva, R.K., Tong, D.C., De Silva, H.L., Love, R.M., Athens, J., “The Thickness of Parietal Bones in a New Zealand Sample of Cadaveric Skulls in Relation to Calvarial Bone Graft”, *Craniomaxillofac Trauma Reconstr*, 6 (2), 115–120, (2013).

Darvish, P., Mekhilef, S., Illias, H.A.B., “A Novel S–S–LCLCC Compensation for Three-Coil WPT to Improve Misalignment and Energy Efficiency Stiffness of Wireless Charging System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36 (2), 1341–1355, (2021).

Database Summary» IT'IS Foundation [online],. Available from: <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database/database-summary/> [Accessed 1 Aug 2024], (2024).

Deuschl, G., Schade-Brittinger, C., Krack, P., Volkmann, J., Schäfer, H., Bötzel, K., Daniels, C., Deutschländer, A., Dillmann, U., Eisner, W., Gruber, D., Hamel, W., Herzog, J., Hilker, R., Klebe, S., Kloss, M., Koy, J., Krause, M., Kupsch, A., Lorenz, D., Lorenzl, S., Mehdorn, H.M., Moringlane, J.R., Oertel, W., Pinsker, M.O., Reichmann, H., Reuss, A., Schneider, G.-H., Schnitzler, A., Steude, U., Sturm, V., Timmermann, L., Tronnier, V., Trottenberg, T., Wojtecki, L., Wolf, E., Poewe, W., Voges, J., German Parkinson Study Group, Neurostimulation Section, “A randomized trial of deep-brain stimulation for Parkinson’s disease”, *N Engl J Med*, 355 (9), 896–908, (2006).

Drossos, A., Santomaa, V., Kuster, N., “The dependence of electromagnetic energy absorption upon human head tissue composition in the frequency range of 300-3000 MHz”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48 (11), 1988–1995, (2000).

Esmacili, H., Yang, C., Schuster, C., “Flexible Numerical Evaluation of Human Head Exposure to a Transmitter Coil for Wireless Power Transfer at 13.56MHz”, In: *2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe*. Presented at the 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, 467–472, (2022).

Fang, C., Song, J., Lin, L., Wang, Y., “Practical considerations of series-series and series-parallel compensation topologies in wireless power transfer system application”, In: *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. Presented at the 2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 255–259, (2017).

Frey, J., Cagle, J., Johnson, K.A., Wong, J.K., Hilliard, J.D., Butson, C.R., Okun, M.S., de Hemptinne, C., “Past, Present, and Future of Deep Brain Stimulation: Hardware, Software, Imaging, Physiology and Novel Approaches”, *Frontiers in Neurology*, 13, (2022).

Frontpage | HealthPlexus.net [online],. Available from: <https://www.healthplexus.net/> [Accessed 24 Aug 2024], (2024).

Gardner, J., “A history of deep brain stimulation: Technological innovation and the role of clinical assessment tools”, *Soc Stud Sci*, 43 (5), 707–728, (2013).

Haque, M.T., Mohaimen, A.A., Arafat, M.A., “Analysis of Coupling Coefficient and Source Frequency Variations in Basic Compensation Topologies of MRC Based WPT Systems”, In: *2022 12th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*. Presented at the 2022 12th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), 308–311, (2022).

Hardesty, D.E., Sackeim, H.A., “Deep Brain Stimulation in Movement and Psychiatric Disorders”, *Biological Psychiatry*, 61 (7), 831–835, (2007).

Hui, S.Y.R., Zhong, W., Lee, C.K., “A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (9), 4500–4511, (2014).

Human | Human.com.sg [online]. Available from: <http://www.human.com.sg/> [Accessed 24 Aug 2024], (2024).

IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE StdC95.1-2005 (revision of IEEE Std C95.1-1991), April 2006.

Jang, B.-J., Lee, S., Yoon, H., “HF-Band Wireless Power Transfer System: Concept, Issues, and Design”, *PIER*, 124, 211–231, (2012).

Jegadeesan, R., Guo, Y.X., “A study on the inductive power links for implantable biomedical devices”, In: *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Presented at the 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1–4, (2010).

Jegadeesan, R., Guo, Y.-X., “Topology Selection and Efficiency Improvement of Inductive Power Links”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60 (10), 4846–4854, (2012).

Jiang, D., Demosthenous, A., Perkins, T., Liu, X., Donaldson, N., “A Stimulator ASIC Featuring Versatile Management for Vestibular Prostheses”, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 5 (2), 147–159, (2011).

Khansalee, E., Puangngernmak, N., Chalermwisutkul, S., “Design of 140–170 MHz class E power amplifier with parallel circuit on GaN HEMT”, In: *ECTI-CON2010: The 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*. Presented at the ECTI-CON2010: The 2010 ECTI International

Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 570–574, (2010).

Kim, J., Park, S., Oh, S., Huh, Y., Cho, J., Oh, J., “Cage-Embedded Crown-Type Dual Coil Wireless Power Transfer Based Microwave Brain Stimulation System for Untethered and Moving Mice”, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 17 (2), 362–374, (2023).

Kölbl, F., N’Kaoua, G., Naudet, F., Berthier, F., Faggiani, E., Renaud, S., Benazzouz, A., Lewis, N., “An Embedded Deep Brain Stimulator for Biphasic Chronic Experiments in Freely Moving Rodents”, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 10 (1), 72–84, (2016).

Kuncel, A.M., Grill, W.M., “Selection of stimulus parameters for deep brain stimulation”, *Clinical Neurophysiology*, 115 (11), 2431–2441, (2004).

Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J.D., Fisher, P., Soljačić, M., “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, *Science*, 317 (5834), 83–86, (2007).

Lee, H.-M., Park, H., Ghovanloo, M., “A Power-Efficient Wireless System With Adaptive Supply Control for Deep Brain Stimulation”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 48 (9), 2203–2216, (2013).

Lee, W.-J., Kim, C.-E., Moon, G.-W., Han, S.-K., “A New Phase-Shifted Full-Bridge Converter With Voltage-Doubler-Type Rectifier for High-Efficiency PDP Sustaining Power Module”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55 (6), 2450–2458, (2008).

Liu, X., Demosthenous, A., Donaldson, N., “A dual-mode neural stimulator capable of delivering constant current in current-mode and high stimulus charge in semi-voltage-mode”, In: *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Presented at the Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2075–2078, (2010).

Luo, Q., Huang, J., He, Q., Ma, K., Zhou, L., “Analysis and Design of a Single-Stage Isolated AC–DC LED Driver With a Voltage Doubler Rectifier”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64 (7), 5807–5817, (2017).

Mahmood, A.I., Gharghan, S.K., Eldosoky, M.A., Soliman, A.M., “Near-field wireless power transfer used in biomedical implants: A comprehensive review”, *IET Power Electronics*, 15 (16), 1936–1955, (2022).

Meissner, W., Gross, C.E., Harnack, D., Bioulac, B., Benazzouz, A., “Deep brain stimulation for Parkinson’s disease: Potential risk of tissue damage associated with external stimulation”, *Annals of Neurology*, 55 (3), 449–450, (2004).

Merrill, D.R., Bikson, M., Jefferys, J.G.R., “Electrical stimulation of excitable tissue: design of efficacious and safe protocols”, *Journal of Neuroscience Methods*, 141 (2), 171–198, (2005).

Mitani, T., Kawashima, S., Nishimura, T., “Analysis of Voltage Doubler Behavior of 2.45-GHz Voltage Doubler-Type Rectenna”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65 (4), 1051–1057, (2017).

Mohanaragam, K., Palagani, Y., Choi, J.R., “Evaluation of Specific Absorption Rate in Three-Layered Tissue Model at 13.56 MHz and 40.68 MHz for Inductively Powered Biomedical Implants”, *Applied Sciences*, 9 (6), 1125, (2019).

Ninikrishna, T., A, P., Mishra, Z., “Optimal Wireless Power Transfer techniques for Passive Deep Brain Stimulation Devices”, In: *2020 IEEE International Conference for Innovation in Technology (INOCON)*. Presented at the 2020 IEEE International Conference for Innovation in Technology (INOCON), 1–5, (2020).

Parastarfeizabadi, M., Kouzani, A.Z., “Advances in closed-loop deep brain stimulation devices”, *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation*, 14 (1), 79, (2017).

Penfield, W., “Epilepsy and Surgical Therapy”, *Archives of Neurology & Psychiatry*, 36 (3), 449–484, (1936).

Prabhakar, Y., Kavitha, M., Bobba, P.B., “Design of Misalignment Tolerant WPT System for Deep Brain Stimulator”, In: *2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*. Presented at the 2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology (I2CT), 1–6, (2019).

Rehman, M., Nallagownden, P., Baharudin, Z., “Efficiency investigation of SS and SP compensation topologies for wireless power transfer”, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 10 (4), 2157–2164, (2019).

Salanova, V., Sperling, M.R., Gross, R.E., Irwin, C.P., Vollhaber, J.A., Giftakis, J.E., Fisher, R.S., Group, S.S., “The SANTÉ study at 10 years of follow-up: Effectiveness, safety, and sudden unexpected death in epilepsy”, *Epilepsia*, 62 (6), 1306–1317, (2021).

Sarica, C., Iorio-Morin, C., Aguirre-Padilla, D.H., Najjar, A., Paff, M., Fomenko, A., Yamamoto, K., Zemmar, A., Lipsman, N., Ibrahim, G.M., Hamani, C., Hodaie, M., Lozano, A.M., Munhoz, R.P., Fasano, A., Kalia, S.K., “Implantable Pulse Generators for Deep Brain Stimulation: Challenges, Complications, and Strategies for Practicality and Longevity”, *Frontiers in Human Neuroscience*, 15, (2021).

Sawigun, C., Ngamkham, W., van Dongen, M., Wouter, A.S., “A least-voltage drop high output resistance current source for neural stimulation”, In: *2010 Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*. Presented at the 2010 Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 110–113, (2010).

Seo, D.-W., Lee, J.-H., Lee, H., “Integration of Resonant Coil for Wireless Power Transfer and Implantable Antenna for Signal Transfer”, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2016 (1), 7101207, (2016).

Shadid, R., Noghanian, S., “A Literature Survey on Wireless Power Transfer for Biomedical Devices”, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2018 (1), 4382841, (2018).

Shealy, C.N., Mortimer, J.T., Reswick, J.B., “Electrical inhibition of pain by stimulation of the dorsal columns: preliminary clinical report”, *Anesth Analg*, 46 (4), 489–491, (1967).

Shinohara, N., “History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves”, *IEEE Journal of Microwaves*, 1 (1), 218–228, (2021).

Shulyzki, R., Abdelhalim, K., Genov, R., “CMOS current-copying neural stimulator with OTA-sharing”, In: *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Presented at the Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1232–1235, (2010).

Sokal, N.O., Sokal, A.D., “Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 10 (3), 168–176, (1975).

Srimuang, P., Puangngernmak, N., Chalermwisutkul, S., “13.56 MHz class E power amplifier with 94.6% efficiency and 31 watts output power for RF

heating applications”, In: *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. Presented at the 2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 1–5, (2014).

Tesla, N. (1914). Apparatus for transmitting electrical energy (U.S. Patent No. 1119732A).

Wang, S., Wei, B., Bo, Q., Xu, C., Xu, J., “Analysis of Output Characteristics of LCC-C Inductively Coupled Power Transfer System”, In: *2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*. Presented at the 2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference (CIEEC), 845–850, (2019).

Wang, Y., Wang, H., Liang, T., Zhang, X., Xu, D., Cai, L., “Analysis and design of an LCC/S compensated resonant converter for inductively coupled power transfer”, In: *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. Presented at the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 1–5, (2017).

Wang, Y., Yao, Y., Liu, X., Xu, D., “S/CLC Compensation Topology Analysis and Circular Coil Design for Wireless Power Transfer”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 3 (2), 496–507, (2017).

Xiao, C., Cheng, D., Wei, K., “An LCC-C Compensated Wireless Charging System for Implantable Cardiac Pacemakers: Theory, Experiment, and Safety Evaluation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (6), 4894–4905, (2018).

Yang, C.-L., Chang, C.-K., Lee, S.-Y., Chang, S.-J., Chiou, L.-Y., “Efficient Four-Coil Wireless Power Transfer for Deep Brain Stimulation”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65 (7), 2496–2507, (2017).

Yenil, V., Cetin, S., “High efficiency implementation of constant voltage control of LC/S compensated wireless charging system for stationary electrical vehicles”, *Electr Eng*, 104 (5), 3197–3206, (2022).

Yuan, Z., Yang, Q., Zhang, X., Ma, X., Wang, R., Xue, M., Zhang, P., “A Misalignment Tolerate Integrated S-S-S-Compensated WPT System with Constant Current Output”, *Energies*, 16 (6), 2798, (2023).

Zhang, C., Mai, S., “A Deep Brain Stimulation System with Low Power Consumption and Wide Output Range”, *In: 2021 43rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society (EMBC)*. Presented at the 2021 43rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society (EMBC), 6349–6352, (2021).

Zhang, Y., Kan, T., Yan, Z., Mao, Y., Wu, Z., Mi, C.C., “Modeling and Analysis of Series-None Compensation for Wireless Power Transfer Systems With a Strong Coupling”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34 (2), 1209–1215, (2019).

Zhang, Z., Pang, H., Georgiadis, A., Cecati, C., “Wireless Power Transfer—An Overview”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66 (2), 1044–1058, (2019).





EKLER

9. EKLER

EK A

