

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN KABLOSUZ ŞARJ CİHAZI TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Bekir FİNCAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

OCAK 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN KABLOSUZ ŞARJ CİHAZI TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Bekir FİNCAN
(504111050)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç Dr. Özgür ÜSTÜN

OCAK 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504111050 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Bekir FİNCAN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN KABLOSUZ ŞARJ CİHAZI TASARIMI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Murat YILMAZ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Salih Barış ÖZTÜRK
Okan Üniversitesi

Teslim Tarihi : **12 Aralık 2014**
Savunma Tarihi : **26 Ocak 2015**

Hayal etmeye,

ÖNSÖZ

Bu tez kapsamında araştırılan konuda, son yıllarda popülerliğini arttıran ve dünyada da ticari ürün bakımından bakir sayılabilecek bir konudur. Dünya ile yarışabileceğimiz bir alan olduğuna inandığımız bu konuda çalışmak için - aynı zamanda tez danışmanım da olan – Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN’ün yürütücülüğünde TÜBİTAK 1002 hızlı destek programına müracaat edildi. TÜBİTAK; fikirlerimizi beğendi, 8 ay boyunca projeyi destekledi. Bu projenin bir çıktısı da bu yüksek lisans tezidir.

Teşekkür etmek gerçekte hiçbir işe yaramaz, ama nezaket teşekkürle başlar. Çevremde nazik insanlar olmasaydı, eminim ki, ya kötü bir insan olurdu ya da şu an hoşlanmayacağım biri olurdu. Bu yüzden çevremdeki insanlar hep nazik kalsınlar diye onlara teşekkür etmek zorundayım.

Bu konuyla ilgili çalışmalarına lisans bitirme projesiyle başladım. Bu çalışmaya beni teşvik eden, daha sonra DSP yazılımında tecrübe sahibi olmamı sağlayan, TÜBİTAK projesinde hiçbir ücret almadan yürütücülük gerçekleştiren, tez çalışması boyunca çalışmalarımı dinleyen ve gerektiği zaman doğru yolda ilerlememi sağlayan Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN’dür ve kendisine ne kadar teşekkür etsem azdır.

Çalışmaya geçmeden önce çalışmada emeği geçenleri saymalıyım. Sistem verimliliğini maksimize eden bobin tasarımı için ANSYS Maxwell programı kullanılmıştır. Bu benzetimi Mert MÖKÜKÇÜ olmasaydı gerçekleştiremezdim. Bobinler Solid Works programında çizilmiştir ve modeller ANSYS Maxwell programında aktarılmıştır. Solid Works programında bobinleri çizen Tuğçe YİĞİTER’e ve Çağlar ÖZULU’ya çok şey borçluyum. Rezonans çeviricisi Altium DESIGNER programı ile çizilmiştir, bu programı kullanırken düştüğüm her zor durumda Gürkan TOSUN ve Alper ÖZ benden yardımlarını esirgememiştir. Kablosuz şarj cihazı TMS320F28335 DSP ile kontrol edilmiştir. Ayrıca, ikinci taraftan birinci tarafa veri aktarımı bluetooth teknolojisi ile sağlanmıştır. DSP yazılımı sırasında ve seri haberleşme çalışmaları sırasında yardımlarından dolayı Ömer Cihan KIVANÇ’a çok teşekkür ederim, onun hakkını nasıl öderim bilmiyorum. Bobinler çok büyük bir özenle sarılmıştır, bu sarım sırasında İTÜ Marangozhane çalışanları Şerafettin GÜNDÜZ, Yaşar ÖZKAN ve Yaşar ÖZER çok büyük katkılarda bulunmuştur. Deneyler sırasında da yardıma ihtiyaç duydum. Emre İNCE, Seraser Gizem DİLİŞEN, Taha Nurettin GÜCİN, Onur GÜLBAHÇE, Gözde ARİN, Fatih ÖZVEREN ve Selimcan YENİGÜN deneyler yapılırken yardımına koştu. Taha Nurettin GÜCİN ile beraber uzun uzun deney düzeneği ve ölçümler hakkında tartıştık. TÜBİTAK 1002 bizi desteklerken, gerekli yerlerde imzalarını bizden esirgemeyen Seraser Gizem DİLİŞEN’i ve Mustafa Selim SEZGİN’i kesinlikle unutmayacağım. Ayrıca TÜBİTAK çalışanları da çok naziktiler ve her sorunumuzda bize yardım ettiler. Enver CANDAN lisans bitirme çalışmasıyla ve Ali AĞCAL yüksek lisans tezi ile kafamın bu konuda berraklaşmasını sağladılar. Tezin şablona oturtulmasında yardım eden Handan NAK’ı anmadan geçmek olmaz. Önder POLAT olmasaydı sistemi devreye alamazdım. Bu nedenle bu tezde Önder POLAT’ın yeri ayrıdır. Tüm İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü hocalarıma ve çalışma arkadaşlarıma tez çalışması sırasında bana göstermiş oldukları hoşgörü ve

teze katkılarından dolayı teşekkür ederim. Tabii ki bana bu yaşıma kadar karşılık beklemeden destek olan ve hala da destek olmaya devam eden ailemin isimleri de buraya yazılmalı. Fedakar babam Mahmut FİNCAN, canım annem Aynur FİNCAN, bana hep yol gösteren ağabeyim Zeynel Abidin FİNCAN ve sevgili eşi Burcu FİNCAN, son olarak ta ileride çok başarılı biri olacağına inandığım küçük kardeşim Etkä Ulaş FİNCAN sonsuz teşekkürü defalarca hakettiler.

Ocak 2015

Bekir Fincan
(Elektrik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xix
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	2
1.3 Hipotez	4
2. SİSTEMİN ÇALIŞMASI	5
2.1 Rezonans Çeviriciler	5
2.1.1 Temel rezonans çevirici topolojileri	6
2.1.1.1 Seri KET devresinin analizi	6
2.1.1.2 Paralel KET devresinin analizi.....	8
2.2 Devre Tasarımı	10
2.3 Ortak Endüktans	13
2.3.1 Sidhu'nun iteratif yöntemi	13
2.3.2 Neumann formülleri	14
2.3.3 Yaklaşık olarak Neumann hesaplama yöntemi	14
2.3.4 Deneysel olarak ortak endüktans hesaplama yöntemi	14
2.4 Bağlantı Faktörü	15
2.5 Bobin Merkezleri Birbirinden Ayrık Olduğunda Ortak Endüktans	17
3. BOBİN TASARIMI	19
3.1 Kalite Faktörü.....	19
3.2 Hava Nüveli Bobin.....	20
3.2.1 Hava nüveli bobinler için endüktans hesabı	21
3.2.1.1 Sidhu yöntemi	21
3.2.1.2 Lundin yöntemi	21
3.2.1.3 Wheeler yöntemi	22
3.3 Bobin Direnci	23
3.3.1 Bobin tasarımı için kısıtlamalar	26
3.4 Tasarlanan Bobin ve Modelleme Sonuçları	30
4. SİSTEMİN KONTROLÜ	35
4.1 Akım ve Gerilim Monitörlenmesi	36
4.2 KET Sistemlerin Durum Uzak Modeli.....	40
5. DENEY SONUÇLARI VE YORUMLAR	45
KAYNAKLAR	63
EKLER.....	69
ÖZGEÇMİŞ.....	93

KISALTMALAR

KET	: Kablosuz Enerji Transferi
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
DSP	: Digital Signal Processor
PCB	: Printed Circuit Board

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : Solenoid Bobinin Özellikleri.....	31
Çizelge 3.2 : Spiral Bobinin Özellikleri.....	32
Çizelge 5.1 : Test 1.....	48
Çizelge 5.2 : Test 2.....	48
Çizelge 5.3 : Test 3.....	50
Çizelge 5.4 : Test 4.....	53
Çizelge 5.5 : Test 5.....	55
Çizelge 5.6 : Test 6.....	56
Çizelge 5.7 : Test 7.....	58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Sistemin çalışma prensibi.	1
Şekil 1.2 : Kablo karışıklığı.	2
Şekil 1.3 : Powermat.	4
Şekil 2.1 : Basitleştirilmiş seri KET devre şeması.	7
Şekil 2.2 : Basitleştirilmiş paralel KET devre şeması.	8
Şekil 2.3 : Rezonans çevirici.	11
Şekil 2.4 : Yüksek frekanslı köprü doğrultucu.	12
Şekil 2.5 : Giriş köprü doğrultucu.	12
Şekil 2.6 : Köprü doğrultucu ve filtre kapasite.	12
Şekil 2.7 : Bağlantı faktörü [11].	16
Şekil 2.8 : Hizalanmamış bobinlerin şematığı.	17
Şekil 3.1 : Empedansın frekansa göre cevabı [26].	20
Şekil 3.2 : Çok tabakalı sarmal bobin.	22
Şekil 3.3 : Tek tabakalı sarmal bobin.	22
Şekil 3.4 : Tek tabakalı spiral bobin.	22
Şekil 3.5 : Wheeler yöntemi için Simulink model.	23
Şekil 3.6 : Projede kullanılan bükümlü ortasından yalıtkan geçen kablo.	26
Şekil 3.7 : $f = 10$ MHz için kritik bobin yüksekliği ve sargı adımı değişimi 1 [4].	28
Şekil 3.8 : $f = 10$ MHz için kritik bobin yüksekliği ve sargı adımı değişimi 2 [4].	28
Şekil 3.9 : Kritik bobin değerlerini ve dirençlerini hesaplayan Simulink şeması.	29
Şekil 3.10 : Maxwell modeli.	29
Şekil 3.11 : Model mesh görüntüsü.	30
Şekil 3.12 : Tasarlanan solenoid bobin.	31
Şekil 3.13 : Spiral bobinler.	32
Şekil 3.14 : Spiral bobin.	32
Şekil 3.15 : Tasarlanan iki bobinin ortak endüktans bakımından karşılaştırılması. ..	33
Şekil 3.16 : Tasarlanan iki bobinin bağlantı faktörü bakımından karşılaştırılması. ..	33
Şekil 4.1 : EZDSP TMS330F28335 geliştirme kartı.	36
Şekil 4.2 : HCPL7520 devresi.	37
Şekil 4.3 : Arduino geliştirme kartı.	38
Şekil 4.4 : HC05 bluetooth modülü.	39
Şekil 4.5 : Kontrol akış şeması.	39
Şekil 4.6 : Kontrolör şeması.	40
Şekil 4.7 : Tüm sistemin görünümü.	40
Şekil 4.8 : Modifiye edilmiş sistem.	41
Şekil 5.1 : Elektrikli aracı simgeleyen platform.	45
Şekil 5.2 : Platform ve aracın içindeki alıcı bobin.	45
Şekil 5.3 : Verici bobin, alıcı bobin ve platform.	46
Şekil 5.4 : Verim – frekans eğrisi (220 nF kapasite ile).	46
Şekil 5.5 : Verim – frekans eğrisi (47 nF kapasite ile).	47
Şekil 5.6 : Test 2, (a) $f = 68.1$ kHz (b) $f = 71.42$ kHz (c) $f = 73.5$ kHz (d) $f = 74$ kHz (e) $f = 74.5$ kHz (f) $f = 75$ kHz (g) $f = 79$ kHz	49

Şekil 5.7 :	Test 3, (a) $V_{dc} = 10V$ (b) $V_{dc} = 15V$ (c) $V_{dc} = 20V$ (d) $V_{dc} = 25V$ (f) $V_{dc} = 30V$ (g) $V_{dc} = 35V$ (h) $V_{dc} = 40V$ (i) $V_{dc} = 45V$ (j) $V_{dc} = 50V$	52
Şekil 5.8 :	Test 4, (a) $f = 71.42 \text{ kHz}$ (b) $f = 73.17 \text{ kHz}$ (c) $f = 75 \text{ kHz}$ (d) $f = 76.92 \text{ kHz}$ (e) $f = 79 \text{ kHz}$ (f) $f = 81.25 \text{ kHz}$ (g) $f = 83 \text{ kHz}$ (h) $f = 84 \text{ kHz}$ (i) $f = 85.7 \text{ kHz}$ (j) $f = 88.23 \text{ kHz}$ (k) $f = 90.9 \text{ kHz}$.	54
Şekil 5.9 :	Test 5, (a) $f = 73.9 \text{ kHz}$ (b) $f = 74.25 \text{ kHz}$ (c) $f = 75.6 \text{ kHz}$.	55
Şekil 5.10 :	Test 6, (a) $V_{dc} = 10V$ (b) $V_{dc} = 15V$ (c) $V_{dc} = 20V$ (d) $V_{dc} = 25V$ (e) $V_{dc} = 30V$ (f) $V_{dc} = 35V$ (g) $V_{dc} = 40V$ (h) $V_{dc} = 45V$ (i) $V_{dc} = 50V$ (j) $V_{dc} = 55V$ (k) $V_{dc} = 60V$.	58
Şekil 5.11 :	Test 7 , (a) $R = 3.8\Omega$ (b) $R = 3.6\Omega$ (c) $R = 3.4\Omega$ (d) $R = 3.2\Omega$ (e) $R = 3.1\Omega$ (f) $R = 2.9\Omega$ (g) $R = 2.6\Omega$ (h) $R = 2.5\Omega$ (i) $R = 2.3\Omega$ (j) $R = 2.1\Omega$.	60
Şekil A.1 :	Rezonans çevirici elektronik kart.	71

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN KABLOSUZ ŞARJ CİHAZI TASARIMI

ÖZET

Bu projedeki temel amaç, küçük bir elektrikli aracın bataryasını manyetik kuplaj yöntemiyle kablosuz olarak şarj edebilecek, adaptif şarj verimi kontrollü, bir kablosuz enerji transferi sistemi tasarlamak ve geliştirmektir. Bağlantı standartları sayısının her geçen gün arttığı ve kullanımının karmaşıklıklaştığı günümüzde, kablolu şarj cihazları sebebiyle ortaya çıkabilecek tehlikeleri önleyecek, verimli, araçların mobilitesini arttıracak ve kullanıcılar açısından önemli kolaylıklar sağlayacak bir kablosuz şarj cihazı üretimi hedeflenmiştir.

Seri rezonans çevirici devresi ile enerji transferi gerçekleştirilmiştir. Literatürde önerilen eş değer devre incelenmiş, hiç bir eleman ideal kabul edilmeyerek çok detaylı olarak analizi yapılmıştır ve verim ifadesi elde edilmiştir. Bu önerilen model daha sonra deneysel sonuçlarla karşılaştırılarak test edilmiştir, üstünlükleri ve eksiklikleri belirlenmiştir. Eksiklikleri aşmak için de, öneriler sunulmuştur. Bunlara ek olarak, kablosuz enerji transferi (KET) sistemlerinin durum uzay modeli çıkartılmıştır.

Tam köprü seri rezonans devresi yapılarak; manyetik akı yoğunluğu arttırılmıştır, reaktans sıfırlanmış dolayısıyla iletilen enerji arttırılmıştır ve MOSFET üzerindeki anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. Bu rezonans evirici için 500 V 50 A dayanımlı MOSFET yarıiletkenler kullanılmış, TMS320F28335 ezDSP geliştirme kartı ile de kontrol sağlanmıştır.

Projede sistemin uygun çalışması açısından çok önemli olan bobin tasarımı konusuna detaylı olarak yoğunlaşılmıştır. Deri etkisi ve proximity etkisi de hesaba katılarak sistemin yüksek verimde çalışmasını sağlayacak özel yapısal özelliklere sahip hava çekirdekli bobin tasarımı yapılmıştır. Bu bobin 35 cm yarıçapında ve 3.5 cm yüksekliğinde solenoid biçimindedir. Tasarlanan bu bobinle karşılaştırmak üzere aynı çapta aynı endüktans değerine sahip bir spiral bobin tasarlanmıştır.

En iyi bobin tasarımı için ANSYS MAXWELL programı kullanılmıştır ve bu program sayesinde sonlu elemanlar modeli ile sistemin elektromanyetik benzetimi elde edilmiştir. Maxwell'in yanısıra bobin tasarımı için gerekli değerleri hesaplayan birçok nümerik metod incelenmiştir ve Matlab kodu hazırlanmıştır.

Birinci ve ikinci bobin arasındaki ortak endüktansa bağlı olarak, sistem rezonans frekansı değişmektedir. Bu nedenle aracın park ediliş biçimine göre, sistem rezonans frekansı değişkenlik göstermektedir. Tasarlanan kontrolör, park ediliş kalitesine göre verimi maksimize etmektedir. Buradaki yaklaşım, ikinci taraf akım ve geriliminin ölçülerek bluetooth teknolojisi ile birinci taraftaki kontrolöre vermesidir. HC05 Bluetooth modülü yardımıyla Arduino ile hesaplanan ikinci taraf gücü bilgisi, birinci tarafa iletilmiştir. Daha sonra ezDSP kitinin seri haberleşme pini kullanılarak bilgi alınmıştır. Bunlara ek olarak; verim bir sınır değerinden küçük olduğu zaman, güç transferi durmaktadır. Böylelikle enerji tasarrufu sağlanmıştır. Elde edilen maksimum verim bobinler arası mesafe 4 santimetre olduğunda %30'dur.

DESIGNING A WIRELESS CHARGER FOR ELECTRICAL VEHICLES

SUMMARY

Wireless energy transfer (WET) has become popularized recently and it is being planned to be used by plenty of technologic devices such as electrical cars, medical applications, laptops, mobile phones, even sensors and so on. The main causes of lately intense interest of WET are the power electronics technology that is almost sufficiently advanced and the sharp increase in the usage of the electrical devices variously powered and sized, which have battery, in the daily life and industry. The main purposes of WET researchers are transferring as much power as possible, taking into account high system efficiency in spite of low mutual inductance between coils, human and animal health. It is obviously accepted that the WET systems can not be replaced with plug-in systems, unless these purposes are carried out.

The main purpose of this project is that designing and developing a wireless energy transfer system that can charge the battery of an electrical vehicle without a wire by using magnetic coupling method and control the system efficiency adaptively. The number of connectivity standards is increasing day by day and the usage of connectivity has been becoming complicated, as a solution, high efficient wireless charge device which can prevent from danger revealing due to wired charger, also increases the mobility of electrical cars and provides some significant simplicity for users, as well.

It can be basically said that the magnetic coupled method principle and the transformer working principle are the same. The current flowing through the first coil creates magnetic fields, and then this magnetic field induces a voltage in the second coil because of Faraday's law. As a result, the time-varying current is necessary to accomplish coil-to-coil wireless energy transfer. In resonance frequency, the magnetic flux density of the transmitted energy has been increased via the total reactance of magnetic circuit has been eliminated. Moreover, high frequency contributes to more power transfer. Last of all, resonance power converter is very convenient in order to fulfill these needs. In addition, the stress on the switching element has been decreased by designing the full bridge series resonance power electronic circuit.

The equivalent circuit of WET system can be found in the literature. Nevertheless, the components are assumed to be ideally. In this dissertation, the efficiency expression is derived assuming all the components are non-ideally for series resonance converter and parallel resonance converter.

The grid voltage is rectified by using KBFC3510 full bridge rectifier at which voltage and current rate is 700 V 35 A. After rectifying, 1000 V 1 mF capacitor is used to absorb voltage ripple from the rectified voltage. Four IXFH50N50P N-channel MOSFETs are used to invert dc voltage. Almost sinusoidal current is obtained by switching MOSFETs in the resonance frequency. The gate signals are produced by TMS320F28335 ezDSP development kit. However, the gate signal produced by TMS320F28335 does not have enough voltage and power, so that its power and voltage are increased by using FOD 3180 optocoupler. These all components compose the power resonance converter. The PCB of this converter is

drawn using ALTIUM DESIGNER.

The power is wirelessly transferred from primary coil to secondary coil. The almost sinusoidal voltage induced in the secondary coil is rectified by using high frequency full bridge rectifier, the diodes of rectifier is chosen VFT4045BP Schottky diode since the voltage drop of selected Schottky diode is 0.4 V. After the high frequency rectifier, 63 V 3300 μ F capacitor is used to absorb voltage ripple.

The mutual inductance between coils is crucial in order to get higher efficiency. There are some iterative methods that provide to find analytically the mutual inductance between coils. These methods are named respectively, Sidhu method, Neumann method and Approximated Neumann method. However, when the coils are not aligned each other, the mutual inductance between coils can be found easily. A different method must be applied to find the mutual inductance between misaligned coils. This special method is called as a Grover method. Then, the matlab codes are written for all methods and the codes are added to the Appendix.

The coupling factor is a value of how the coils is connected each other. The coupling factor is ratio of mutual inductance value and coil's inductance value. The coupling factor serves the two purposes. The first one is that the higher coupling factor causes the higher efficiency. The second one is about operating frequency. In the wireless energy transfer system, there are two optimum frequency. In these frequencies, the system work most efficiently. These frequencies depends on resonance frequency and coupling factor.

The issue of the designing coil being extremely important for the project has been intensified. The quality factor is the most important factor for designing coil. Calculating inductance value with small error is crucial for defining the quality factor of a coil. There are a lot of methods based on iteration or approximated formulas. These methods can be count respectively Sidhu's method, Lundin's method and Wheeler's method. The Matlab codes are written for all methods and the codes are added to the Appendix.

Skin and proximity effects inevitably increase the self-resistance of coils which leads to the lower quality factor. Skin effect results in that current density in surface of wire is more than at the center of cable. Moreover, proximity effect causes that flowing current induces another current flow in a near wire magnetically and this distributed and induced current produces irregular current density. For this reason, the study presents some limits such as the critical height and critical winding pitch of coils. These limits lead to decrease in proximity effect on resistance of coil in high frequency. The solenoid coil having specially structural features provides high efficient system taking into account skin effect and proximity effect. The solenoid bobbin's radius is 35 cm and the height of the solenoid bobbin is 3.5 cm. A spiral coil's inductance value is same as solenoid coil. The spiral bobbin is also designed and is wounded to compare the solenoid coil. Ansys MAXWELL program is used for the best coil design.

The system resonance frequency is changed by the mutual inductance between the primary coil and the secondary coil. As a result, the resonance frequency varies with parking status of electrical vehicle. The used controller maximizes the efficiency in accordance with parking style. Theoretical point of this view is based on measuring the dc current and the dc voltage of the secondary side, then calculating the power to the load, after that this power data is sent via bluetooth to the primary side controller, DSP. In addition, the dc current and the dc voltage of the primary side are measured and the input power is calculated. Then the efficiency of total system is calculated in

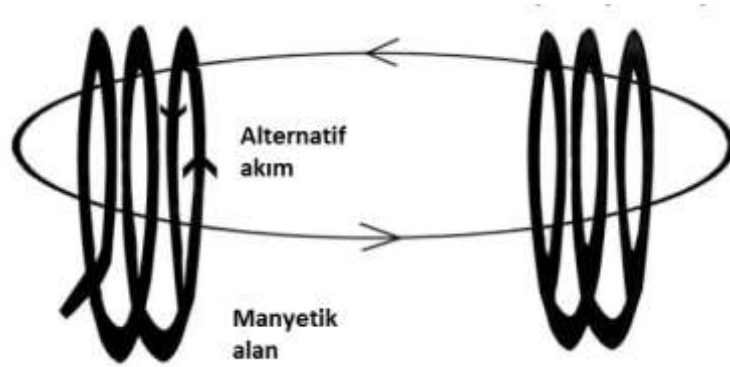
the DSP. If the efficiency is lower than critical value, the system closes oneself. HC05 bluetooth module and HCPL 7520 optocoupler are used to accomplish control of system.

Finally, state space analysis of wireless energy transfer system is done, the all components are assumed non - ideally and the transfer function of wireless energy transfer with non - ideal components is proposed.

The test of designed circuit, coils and control algorithm are performed. The maximum efficiency of total system is 30 percent. According to experimental results, the system with the designed solenoid coils is at least 7% higher efficiency than the system with the spiral coils.

1. GİRİŞ

Kablosuz enerji transferi (KET) son yıllarda çok önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir. Genel olarak mühendislik kültüründe Nikola Tesla'nın yaptığı çalışmalarla ilgili biraz şehir efsanesi olarak da değerlendirilebilecek bilgiler olmasına karşın, günümüz teknolojik gelişmeleri kablosuz enerji iletimine yönelmeyi neredeyse bir gereklilik haline getirmektedir. Medikal uygulamalar, kablo ile beslenmesi olanaklı olmayan ya da güvenlik sorunları oluşturan yükler, elektrikli araçlar gibi teknoloji başlıkları kablosuz enerji iletimi için temel uygulama alanları olarak öne çıkmaktadırlar. İleri teknolojilerin yanı sıra KET günlük yaşamda da uygulama alanı bulmaktadır: örneğin ıslak ortamda kullanılan elektrikli tıraş makinesi, elektrikli diş fırçası gibi aygıtların bataryalarının doldurulması vb. [53]. Bunların yanı sıra artık piyasada cep telefonlarını, diz üstü bilgisayarların pillerini dolduran kablosuz enerji iletimi aygıtlarına rastlanmaktadır [1, 2, 54]. Bu teknolojinin günümüzde kullanım bulmasının temel nedenleri ise, kablosuz enerji transferini sağlayacak güç elektroniği teknolojisinin yeterli olgunluğa ulaşmış olması, günlük yaşamda ve sanayide gittikçe artan sayıda çeşitli boyutlarda çeşitli güçlerde bataryalı elektrikli aygıtların çok büyük bir hızla artmasıdır. Günlük yaşamda kullandığı bataryalı elektrikli aygıtların şarj edilmesi ile ilgili sıkıntı yaşamayan birinin bile olmadığı rahatlıkla söylenebilir.



Şekil 1.1 : Sistemin çalışma prensibi.

Artan sayıda şarj aleti ve bağlantı standartları gittikçe karmaşaya yol açmaktadır. Örnek olarak, artan sayıda batarya şarj bağlantı sorunları ile uğraşan elektrikli taşıt araştırmacıları ve beden içine yerleştirilmiş elektrikli medikal aygıtların beslenmesi

üzerine araştırmalar yapan biyomedikal araştırmacılar için kablosuz enerji transferi sayısız uygun çözümler sunan bir teknoloji alanı haline gelmiştir.

KET sisteminin ana düşüncesi, bir endüktansta enerji biriktirmek, biriken enerjiyi manyetik olarak Şekil 1.1’de gösterildiği gibi bir başka endüktansa aktarmaktır. Gerçekte bu, transformatörün çalışma ilkesiyle aynı ilkelere dayanmakla birlikte kablosuz enerji transferinde ana amaç enerjiyi havadan göndermektir. Bu nedenle kablosuz enerji iletim sistemlerinde kullanılan birincil ve ikincil bobinler hava çekirdekli bir transformatör olarak düşünülebilir.

1.1 Tezin Amacı

Bu projenin temel amacı; bir yükü (bir elektrikli araç bataryasını), bir bobini ve kapasiteyi alternatif akımla besleyerek kendisiyle paralel olan ikinci bobini manyetik alanla, adaptif verim kontrolü yaparak, yüksek verimli bir sistemle beslemektir.



Şekil 1.2 : Kablo karışıklığı.

1.2 Literatür Araştırması

KET sistemlerinde kullanılan rezonans çevirici topolojilerine bakıldığında genellikle yarım köprü seri rezonans çeviriciler [3, 4] ve tam köprü seri rezonans çeviriciler [5] kullanılır. Ayrıca tek anahtar yapıllı tek-uçlu yarı-rezonans çeviriciler [6], ikinci taraftaki bobinin rezonansa girmesi için doğrultucu diyotun kapasitesinin kullanıldığđı giriş empedans karşılaştırmalı ac-dc çeviriciler kullanılabilir [7]. İki yönlü enerji iletebilen, periyodun bir zamanında kaybedilen enerji geri kazanan rezonans çevirici devreleri de önerilmektedir [1]. Bilindiği gibi, rezonans devrelerinde endüktansın yanı sıra kapasiteler de bulunur. Literatürde, ayrıık kapasite eklenerek [8] ya da bobin

sarımlarından ortaya çıkan eşdeğer kapasiteyle endüktansın rezonansa girdiği, görece daha küçük güce ihtiyaç duyan sensörlerin kablosuz olarak 50 MHz rezonans frekansında beslendiği çalışmalar bulunmaktadır. Bu çalışma da bobin öz frekansıyla beslenmektedir [9]. Joannopoulos ve Karalis'in 2007 yılında önemli sonuçlar ortaya koyan çalışmasıyla KET sistemlerinin yaygınlığı daha da artmıştır. Bu çalışmada 30 cm çaplı bir verici bobinden 2 metrenin üzerinde bir uzaklıktaki bir başka bobine %40 verimle enerji iletilebildiği gösterilmiştir. Bu çalışmayla beraber orta mesafelerden, yüksek güçlerin yüksek verimlerle transfer edilebileceği gösterilmiştir [10]. Son yıllarda baskılı devre üzerine tasarlanmış yüzey endüktanslı KET sistemlerine yoğunlaşmıştır. Böylelikle bobinler daha ince olmuş ve bobinlerin ısınma problemi çözülmüştür. Bu elektronik kartlar üç katlı yapılarak, çok daha verimli olduğu da ortaya konmuştur. [11]. Yüksek frekans etkilerinden litz teli kullanılarak kaçınılmaktadır [3]. Bu tel bükümlü (twisted) sarılarak proximity etkisinden de kaçınılmaktadır [12].

Enerji ile birlikte tek ya da iki yönlü bilgi iletimi de sağlanabilir. KET devrelerinde başka bir elektriksel bağlantı olmadığı için enerji iletimini sağlayan manyetik bağlantıyı aynı zamanda karşılıklı veri iletimi için de kullanan çalışmalar bulunmaktadır [13]. Kablosuz enerji transferinde bobinler arası uzaklık veya bobin düzlemleri arasında açısal fark olduğu zaman sistemin rezonans frekansı değişir. Buna bağlı olarak güç kaynağı bu durumu algılayarak güç kaynağının frekansını değiştirmelidir. Frekans kontrolü için birincil devredeki akımın genliği kullanılır [14].

Imura, Uchida ve Hori elektrikli arabalar için yüzük şeklinde bobinleri öz frekansında besleyerek çalışmışlar ve verim, rezonans frekansı ve bobinler arasındaki hava aralığı konularını irdemişlerdir [15]. Bu araştırmacılar verici bobin ile alıcı bobin arasındaki hizalama sorununu araştırmışlar ve sistem performansı ile etkisini gözlemlemişlerdir [16]. Maksimum verim ve hava aralığı uzunluğu arasındaki ilişkiyi Neumann formüllerini kullanarak açıkladılar [17]. T. Imura ve arkadaşlarının kurduğu sistem ile bu projede yapılmak istenen benzerdir. Fakat T. Imura ve arkadaşlarının çalışmasında 100 W gibi düşük bir güç değeri kullanılmıştır. Beh, Imura, Kato ve Hori güç kaynağının frekansı ile bobinin rezonans frekansını birbirleriyle karşılaştırarak, sistem verimini arttıran empedans karşılaştırma devresi kullanılmasını önermişlerdir [18].

Bu sistem için üretilen prototiplerden en önemlileri; Delphi ve WiTricity firmalarının ortak çalışarak ürettiği Delphi Kablosuz Şarj Sistemi isimli 3.3 kW ve 20 cm iletim mesafeli çalışma, Evatran ve Yazaki firmalarının çalıştığı Fişsiz Güç isimli 3.3 kW %90 verimli çalışma, Siemens ve BMW firmalarının beraber çalıştığı 3.6 kW %90 verimli 15 cm iletim mesafeli çalışma ve Oak Ridge National Laboratory tarafından yapılan 4 kW % 90 verimli 25 cm iletim mesafeli çalışma örnek olarak gösterilebilir [19].

Ülkemizde “Eleccreate” isimli cep telefonu şarjı için kablosuz enerji sistemleri üreten ve geliştiren bir firma bulunmaktadır [55].

1.3 Hipotez

Seri rezonans çevirici tasarlanarak, güç birinci taraftan ikinci tarafa iletilecektir. Sistem rezonans frekansı, bobinler arasındaki ortak endüktansa bağlı olarak değişmektedir. İkinci ve birinci taraf verimi ölçülerek, sistem verimi maksimize edilecektir. Verim bir sınır değerinden daha küçük olduğunda, sistem kendisini otomatik olarak kapatarak enerji tasarrufu yapacaktır.



Şekil 1.3 : Powermat [56].

2. SİSTEMİN ÇALIŞMASI

Faraday yasasına göre, “Bir magnetik alan içinde hareket eden ya da hareket etmeyen, ancak halkaladığı akısı zamanla değişen iletkenlerde bir gerilim meydana gelir” [20]. Bu yasa uyarınca KET çalışma ilkesi basitçe şöyledir: Birinci bobinden akan zamanla değişen akım manyetik alan üretir. Üretilen manyetik alan da ikincil bobinde gerilim endükler. Buradan hareketle, akan akımın yüksek frekansta zamanla değişmesi (sinüzoidal), iki bobin arasındaki ortak endüktansın olabildiğince yüksek olması ve bobinlerden akan akımdan doğacak güç kaybının en az olması yüksek sistem verimi için gereklidir.

2.1 Rezonans Çeviriciler

Rezonans çeviriler kablosuz enerji sistemlerinde kullanılan devre topolojileridir. Rezonans frekansında, rezonans bileşenlerinin üzerinden kare dalga gerilim geçtiğinde akım sinüzoidal formda olacaktır. Bu akımın sinüzoidal bir hal almasının nedeni bir endüktansın meydana getirdiği manyetik alan ile kapasitenin meydana getirdiği elektriksel alanın dolup boşalmasıdır. Aynı zamanda LC devresi harmonikleri azaltan bir filtre gibi de düşünülebilir.

Rezonans çeviricilerinin bir diğer üstünlüğü ise, rezonans frekansında endüktif yük ile kapasitif yük empedansları birbirlerini sıfırlamalarıdır. Sadece bobinin omik tel direnci kalacağından toplam endüktans en düşük seviyede olacak, akımın genliği maksimum olacaktır.

Üçüncü önemli rezonans devre üstünlüğü ise; yarıiletken anahtarların üzerindeki anahtarlama kayıplarının düşmesidir. Akım veya gerilim sıfırında anahtarlama yapıldığı için, yumuşak anahtarlama yapılır ve yarıiletkenlerin anahtarlama kaybı azaltılır. Böylece devrenin kutulamasını zorlayacak soğutma sistemleri boyutları küçülür.

2.1.1 Temel rezonans çevirici topolojileri

Rezonans çeviricilerin tarihi 1940'ların öncesine dayanır. İlk olarak yüksek güçlü vakum tüpler radio uygulamaları için kullanıldı. 1940'tan sonra, radyo frekansı üretmenin dışında indüksiyon ile ısıtma için de rezonans çeviriciler kullanıldı. Güç seviyesi 50 W dolaylarında, gerilim 30 kV ve verim yüzde 40 ile 45 arasındaydı [21]. Televizyon alıcı uygulamalarında frekans değeri 15.750 kHz dolaylarındaydı.

Vakum tüplü rezonans güç çeviricilerinin sürekli hal, geçici hal, kontrol yöntemleri gibi analizlerinin detaylandırılması neredeyse olanaksızdı. Seksenli ve doksanlı yıllarda güç elektroniği devrimi ile beraber, vakumlu tüpler yerine yarıiletken anahtarlar kullanılmaya başlandı. Çeviricilerin ağırlıkları düştü, verimleri ve kontroledilebilirlik yeteneği yükseldi. Günümüzde, onlarca tip rezonans çevirici modeli bilinmektedir ve kullanılmaktadır. Aşağıdaki şekillerde en temel iki rezonans çevirici gösterilmiştir.

2.1.1.1 Seri KET devresinin analizi

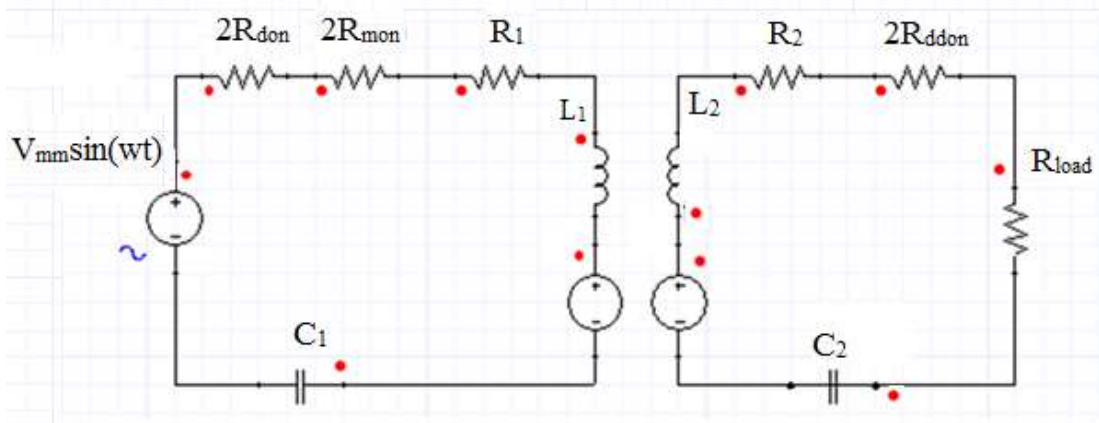
Giren alternatif gerilim, tam dalga doğrultucu ile doğrultulduğunda ve kapasite ile dalgalılığı azaltıldığında; kapasite üzerindeki doğru gerilim, V_m , giren alternatif gerilimin tepe değeri kadardır. Bu gerilimin Fourier analizi yapıldığında, 1. Harmoniğin tepe değeri bu ortalama değer $(4/\pi)$ katı olduğu görülür ve bu tepe değer V_{mm} olarak gösterilir. Üçüncü ve diğer harmonikler ihmal edildiğinde, şebeke geriliminin $\frac{4}{\pi}$ katı yeni bir alternatif gerilimden bahsedilebilir.

Burada;

$$V_{mm} = \frac{4}{\pi} V_m \quad (2.1)$$

- $2R_{mon}$: Dört MOSFET'ten ikisi sürekli olarak iletimdedir. Bu değer MOSFET'lerin iletim direncini temsil eder.
- $2R_{don}$: Birinci taraftaki doğrultucu anahtarlarının iletim direncini ifade eder.
- R_1 : Gücü ileten bobinin direncidir.
- L_1 : Gücü ileten bobinin endüktans değeridir.
- C_1 : Gücü ileten bobinin kapasite değeridir.
- R_2 : Gücü alan bobinin direncidir.
- L_2 : Gücü alan bobinin endüktans değeridir.

- C_2 : Gücü alan bobinin kapasite değeridir.
- $2R_{ddon}$: Elektrikli aracın bataryasını doldurmak için doğru akım ve doğru gerilim gerekmektedir. Bu nedenle ihtiyaç duyulan diyotların iletim dirençlerinin ikisini belirtmektedir.
- R_{load} : Yük direncidir.



Şekil 2.1 : Basitleştirilmiş seri KET devre şeması.

İki ayrı çevre denklemi vardır.

Çevre 1:

$$I_1(2R_{mon} + R_1 + 2R_{don} + 1/j\omega C_1 + j\omega L_1) - j\omega I_2 M = V_{mm} \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

Çevre 2:

$$I_2(R_{load} + R_2 + 2R_{ddon} + 1/j\omega C_2 + j\omega L_2) - j\omega I_1 M = 0 \quad (2.3)$$

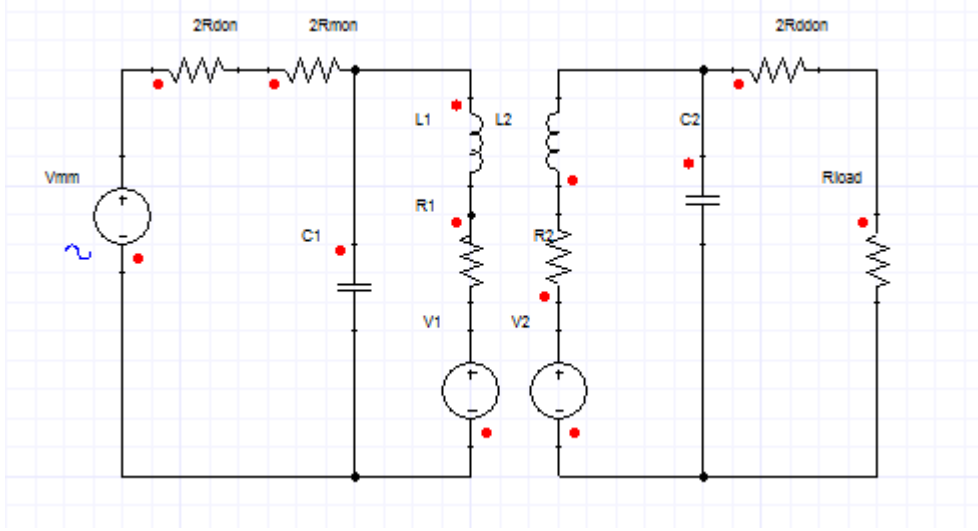
İkinci denklemden birinci çevre akımı ile ikinci çevre akımı arasındaki ilişki bulunur. Bu ilişkiden yola çıkarak birinci çevre denklemi tekrar düzenlenir. Son olarak verim ifadesi (2.5)'de gösterildiği şekilde bulunur. (2.5) denklemindeki I_1 ve I_2 akımı sinüzoidal olarak kabul edilir. Rezonans frekansı dışında, bu akımlar arasında faz farkı olacaktır. Bu faz farkının verim hesaplanırken, göz önünde bulundurulması gerekir.

$$I_2 \frac{R_{load} + R_2 + 2R_{ddon} + 1/j\omega C_2 + j\omega L_2}{j\omega M} = I_1 \quad (2.3)$$

$$I_2 \left(\frac{(R_{load} + R_2 + 2R_{ddon} + 1/j\omega C_2 + j\omega L_2)(2R_{mon} + R_1 + 2R_{don} + 1/j\omega C_1 + j\omega L_1)}{j\omega M} - j\omega M \right) = V_{mm} \sin(t) \quad (2.4)$$

$$\eta = (I_2^2 \cdot R_{load}) / (V_{mm} \cdot I_1) \quad (2.5)$$

2.1.1.2 Paralel KET devresinin analizi



Şekil 2.2 : Basitleştirilmiş paralel KET devre şeması.

Burada;

$$V_{mm} = \frac{4}{\pi} V_m$$

$2R_{don}$: Şebeke gerilimini doğrultan doğrultucuların aynı anda en fazla ikisi iletimde olduğu için, diyotun iletim direncinin iki katını temsil eder.

$2R_{mon}$: Aynı anda iki mosfet hep iletimdedir. Bu nedenle mosfetin iletim direncinin iki katını temsil eder.

R_1 : Gücü ileten bobinin direncidir.

L_1 : Gücü ileten bobinin endüktans değeridir.

C_1 : Gücü ileten bobinin kapasite değeridir.

R_2 : Gücü alan bobinin direncidir.

L_2 : Gücü alan bobinin endüktans değeridir.

C_2 : Gücü alan bobinin kapasite değeridir.

$2R_{ddon}$: Elektrikli aracın bataryasını doldurmak için doğru akım ve doğru gerilim gerekmektedir. Bu nedenle ihtiyaç duyulan diyotların iletim dirençlerinin ikisini belirtmektedir.

R_{load} : Yık direncidir.

4 tane çevre denklemi vardır. Gerilim ifadesini bulmak için, yük akımını giriş gerilimi cinsinden yazılması gerekmektedir.

Çevre 1:

$$V_{mm} \sin(\omega t) = I_1(2R_{mon} + 2R_{don} + \frac{1}{j\omega C_1}) - I_{L_1} \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.8)$$

Çevre 2:

$$0 = I_{L_1}(R_1 + j\omega L_1) - j\omega M I_{L_2} + (I_{L_1} - I_1) \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.9)$$

Çevre 3:

$$-j\omega M I_{L_1} + I_{L_2}(R_2 + j\omega L_2) = (I_{L_2} - I_2) \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.10)$$

Çevre 4:

$$I_2(R_{load} + 2R_{ddon}) = (I_{L_2} - I_2) \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.11)$$

Çevre 4 düzenlendiğinde (2.12) elde edilir.

$$I_{L_2} = I_2(A + jB) = I_2(R_{load} + 2R_{ddon} + \frac{1}{j\omega C_2}) \quad (2.12)$$

$A = R_{load} + 2R_{ddon}$ ve $B = 1/\omega C_2$ olduğuna göre, Çevre 3 ve (2.12) beraber düzenlenirse (2.13) elde edilir.

$$I_{L_1} = I_2(D + jE) = I_2(\frac{L_2}{M} + \frac{A-1}{\omega^2 C_2 M}) + j(\frac{-B}{MC_2 \omega^2} + \frac{R_2}{\omega M}) \quad (2.13)$$

$D = \frac{L_2}{M} + \frac{A-1}{\omega^2 C_2 M}$ ve $E = \frac{-B}{MC_2 \omega^2} + \frac{R_2}{\omega M}$ şeklindedir. Çevre 2, (2.12) ve (2.13) birlikte

düzenlenirse (2.14) ve (2.15) elde edilir.

$$I_1 = I_2 (F + jG) \quad (2.14)$$

$$I_2 \left[(D + \omega^2 AMC_1 - \omega^2 DL_1 C_1 - E\omega R_1 C_1) + j(E + D\omega R_1 C_1 + \omega^2 BMC_1 - \omega^2 EL_1 C_1) \right] = I_1 \quad (2.15)$$

F ve G (2.16) ve (2.17)'de de gösterilmiştir.

$$F = D + \omega^2 AMC_1 - \omega^2 DL_1 C_1 - E\omega R_1 C_1 \quad (2.16)$$

$$G = E + D\omega R_1 C_1 + \omega^2 BMC_1 - \omega^2 EL_1 C_1 \quad (2.17)$$

Çevre 1, (2.12), (2.13) ve (2.15) birlikte düzenlendiğinde (2.18) ve (2.19) elde edilir.

$$V_{mm} \sin(\omega t) = I_2 (H + jK) \quad (2.18)$$

$$V_{mm} \sin(\omega t) = I_2 \left(2F \left(R_{don} + R_{mon} + \frac{G-E}{\omega C_1} \right) + j \left(2G (R_{don} + R_{mon}) + \frac{D-F}{\omega C_1} \right) \right) \quad (2.19)$$

$$H = 2F (R_{don} + R_{mon}) + \frac{G-E}{\omega C_1} \quad (2.20)$$

$$K = 2G (R_{don} + R_{mon}) + \frac{D-F}{\omega C_1} \quad (2.21)$$

Seri ve paralel rezonans devrelerin kararlı hal analizi yapılmıştır. Bu analizin üstünlüklerinden ilki, kullanılan MOSFET'lerin iletim dirençlerinin, diyotların iletim dirençlerinin ve bobin dirençlerinin eklenmiş olmasıdır. Ayrıca, iki taraftaki bobinlerinin endüktans değerleri, kapasite değerleri ve bobin dirençleri ayrı ayrı düşünülmüştür. Bu da, analizin daha doğru olarak sonuç vermesini sağlar. Analizin eksikleri de vardır. Devreden geçen akımlar sinüzoidal olarak düşünülmüşse de, gerçekte ise sinüzoidal değildir. Neredeyse sinüzoidal dalga şekilleridir. Diyotların gerilim düşümü düşünülmemiştir ve son olarak ısınma etkisi analize eklenmemiştir.

2.2 Devre Tasarımı

Proje kapsamında, Şekil 2.3'da görüldüğü gibi seri rezonans çevirici güç elektroniği devresi gerçekleştirilmiştir. Ek H'de bu güç elektroniği devresinin devre şeması ve PCB kartı görülebilir. DSP'den gelen sinyaller ilk olarak 8'li Tuning konnektöre

girmektedir. Bu kare dalga sinyaller, FOD3180 optocoupler ile güçlendirilerek anahtarların kapı sinyali olurlar. Ayrıca; kontrol devresi ile güç devresini izole etmek için de FOD3180 optocoupler kullanılmıştır. En son olarak, yarıiletken anahtarların kapılarına gelen sinyallerin, yarıiletkeni bozabilme ihtimali olduğundan 15V'luk zener diyotlar ile yarıiletken anahtarlar korunmaktadır.

Yarıiletken olarak N kanallı MOSFET seçilmiştir. IXFH50N50P MOSFET kullanılmıştır. Bu MOSFET çok küçük iletim dirençlidir ve 500 V, 50 A değerlerine dayanmaktadır. 1 MHz'lik frekans seviyelerinde açma kapama yapma kapasitesindedir. TO247 kılıfa sahip olduğu için üzerindeki ısıyı hızlı bir şekilde transfer edebilmektedir. Anahtarlara elektriksel olarak yalıtkan, ısıyı ise çok iyi ileten silikon gres sürülmüştür.

Şekil 2.5'de görüldüğü üzere, giriş alternatif gerilimi doğrultmak için KBFC35 köprü doğrultucu kullanılmıştır. Bu doğrultucu kompaktlığı, 700 V alternatif gerilim ve 35 A alternatif akıma dayanabildiği için seçilmiştir. Doğrultucuya elektriksel olarak yalıtkan, ısıyı ise çok iyi ileten silikon gres sürülmüştür. Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, köprü doğrultucuya paralel olarak 1000 V - 1 mF değerinde kapasite bağlanmıştır. Böylelikle dalgalılığı azaltılmış doğru gerilim elde edilmiştir.

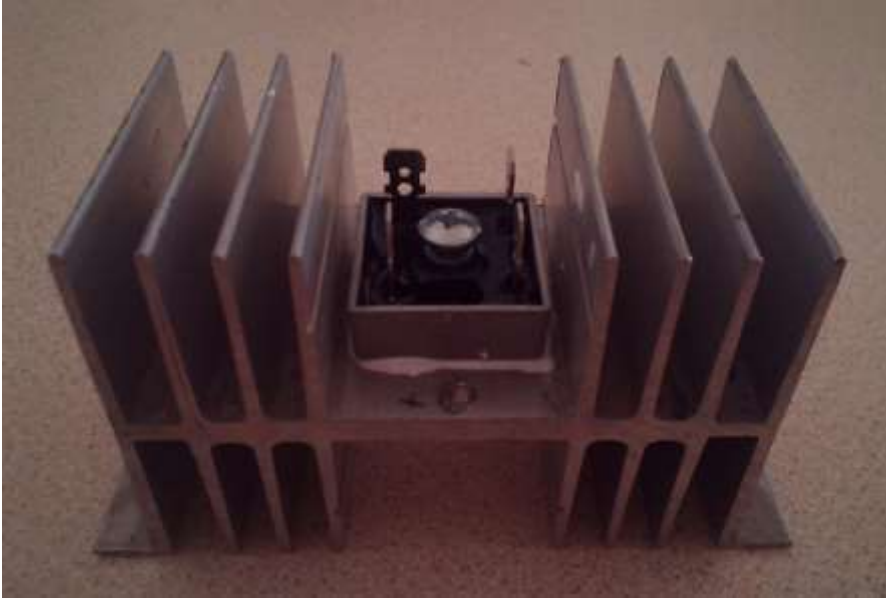
Şekil 2.4'de görüldüğü üzere, ikinci taraftaki yüksek frekanslı alternatif gerilimi doğrultmak için VFT4045BP hızlı toparlanan schottky diyot kullanılmıştır. İletim gerilim düşümü 0.4 V ile 0.6 V arasında olduğu için tercih edilmiştir. Yüke paralel olacak şekilde, 63 V 3300 μ F değerlikli bir kapasite bağlanmıştır.



Şekil 2.3 : Rezonans çevirici.



Şekil 2.4 : Yüksek frekanslı köprü doğrultucu.



Şekil 2.5 : Giriş köprü doğrultucu.



Şekil 2.6 : Köprü doğrultucu ve filtre kapasite.

2.3 Ortak Endüktans

Bobinler arası transfer edilecek enerjinin miktarı, bobinlerin arasındaki ortak endüktansın büyüklüğüyle doğrudan ilişkilidir. Bu nedenle, analitik ortak endüktans hesaplama yöntemleri incelenecektir. Ortak endüktans “M” ile gösterilir. Birbirlerine tam olarak hizalanmış iki bobin arasındaki ortak endüktansı analitik olarak hesaplamak için Sidhu’nun iteratif yöntemi veya Neumann formülleri kullanılabilir.

2.3.1 Sidhu’nun iteratif yöntemi

Bu yönteme göre ortak endüktans

$$M = \frac{2\mu}{k} (a \cdot b)^{0.5} ((1 - k^2 / 2) F(k) - E(k)) \quad (2.22)$$

şeklindedir. Burada,

$$k^2 = \frac{4ab}{(a+b)^2 + c^2} \quad (2.23)$$

μ : manyetik geçirgenlik [$\frac{H}{m}$]

a: birinci bobinin yarıçapı [m]

b: ikinci bobinin yarıçapı [m]

c: bobinin yüksekliği [m]

F(k) ve E(k) ise, iterasyon içeren fonksiyonlardır.

$$F(k) = \frac{\pi}{2a_N} \quad (2.24)$$

$$E(k) = F(k) (1 - 0.5 \sum_{n=0}^N 2^n c_n^2) \quad (2.25)$$

Görüldüğü üzere, a_N ve c_n katsayılarının bulunması gerekmektedir. Bu katsayıların indisleri kaçınıcı iterasyonu yaptığımızı göstermektedir. N iterasyon sayısını temsil eder. İterasyona başlamak için a ve b katsayılarının başlangıç değeri aşağıda verilmiştir.

$$a_0 = 1 \quad (2.26)$$

$$b_0 = (1 - k^2)^{0.5} \quad (2.27)$$

$$c_0 = k \quad (2.28)$$

Verilen başlangıç koşullarına göre, aşağıdaki denklemler kullanılarak iterasyon yapılır.

$$a_n = \frac{1}{2}(a_{n-1} + b_{n-1}) \quad (2.29)$$

$$b_n = \sqrt{a_{n-1} \cdot b_{n-1}} \quad (2.30)$$

$$c_n = \frac{1}{2}(a_{n-1} - b_{n-1}) \quad (2.31)$$

İterasyon, $a_N = b_N$ eşitliğinde sonlandırılır. Üçüncü veya beşinci iterasyonun sonunda sonuç gerçek endüktans değerinde % 10^{-12} den küçük hata ile yaklaşır [22].

2.3.2 Neumann formülleri

İteratif yöntemlerin dışında Neumann formülleri ile de M yüksek doğruluk oranıyla analitik olarak hesaplanabilir [11].

Ortak endüktans, Neumann formülünde çözülemeyen bir integral içerir. Bu nedenle Simpson 3/8 metodu kullanılarak belirli bir açıklıkta örneklemeler işlenerek ortak endüktans bulunabilir.

$$M = N_1 N_2 \frac{\mu_0}{2} r_1 r_2 \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\alpha)}{\sqrt{b^2 + r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\alpha)}} d\alpha \quad (2.32)$$

2.3.3 Yaklaşık olarak Neumann hesaplama yöntemi

Karalis'e göre, eğer bobinin yarıçapı bobinler arası uzaklıktan ve manyetik dalga boyundan küçük ise ve bobinler arası uzaklık da manyetik dalga boyundan küçük ise ortak endüktans aşağıdaki gibi gösterilebilir [23].

$$M \cong \pi \mu_0 (r_1 r_2)^2 N_1 N_2 / (2D^3) (r \ll z \ll \lambda) \quad (2.33)$$

Burada,

r_1 : birincil bobin yarıçapı [m]

r_2 : ikincil bobin yarıçapı [m]

z : Bobinler arası uzaklık [m]

λ : Dalga Boyu $[\frac{\text{Işık hızı}}{\text{frekans}}]$

2.3.4 Deneysel olarak ortak endüktans hesaplama yöntemi

Kabaca ortak endüktans (2.34) eşitliği kullanılarak da bulunabilir. Bu eşitlikteki, M ortak endüktans, L_1 ve L_2 birinci ve ikinci bobinlerin endüktans değerleri ve L^* ise ölçülen endüktans değeridir. Yani, bilindiği gibi bobin iki uçludur. Her iki bobinin

bir taraftaki uçları birbirlerine bağlanır ve bobinlerin boşta kalan uçları LCR metrenin ölçüm uçlarına bağlanır. Bobinlerin arasındaki mesafe arttırılarak endüktans değerleri ölçülür [16].

$$M = (L^* - (L_1 + L_2)) / 2 \quad (2.34)$$

2.4 Bağlantı Faktörü

Bağlantı faktörü 0 ile 1 değerleri arasında olur ve ‘k’ ile gösterilir. Bağlantı faktörünün ifadesi

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.35)$$

şeklinde olur. M ortak endüktans, L_1 ve L_2 birincil ve ikincil bobin endüktans değerleridir. Eğer L_1 ve L_2 birbirlerine eşit ise,

$$k = M / L_1 \quad (2.36)$$

şeklinde olacaktır.

Önceden de belirtildiği gibi KET sistemleri transformatör ilkesiyle çalışırlar. Ferrit çekirdekli transformatörde k 0.99 kabul edilir ve mıknatıslanma endüktansı kaçak endüktansa göre çok büyük olur. Transformatörün T eşdeğer devresi göz önünde bulundurulursa, büyük akım büyük reaktansa girecek ve nötr uca gidecektir. Enerji kaybı söz konusu olmadığından, bu istenilen bir durumdur. KET sistemlerinde manyetik akı yolları havadan uzun bir yol kat ettiği için, bağlantı faktörü çok düşüktür. Bu durum kaçak endüktansı, dolayısıyla toplam empedans değerini yükseltecek ve akımı azaltacaktır.

Şekil 2.7’de bağlantı faktörünün birincil ve ikincil bobin yarıçapları oranının çeşitli değerleri için iki bobin arasındaki uzaklığa göre değişimi verilmiştir. r_1 birincil bobinin yarıçapı, r_2 ikincil bobinin yarıçapı ve z bu iki bobinin arasındaki uzaklıktır. Waffenschmidt bobinler arası uzaklığın çapları oranını göz önünde bulundurarak, bağlantı faktörünün mesafeye göre değişimini vermiştir. Waffenschmidt tarafından verilen bu grafik tez sırasında incelenecektir. Bu bilgiler ikincil gerilim ayarı yapılırken, çok önemli kısıtlar oluşturmaktadır [11].

Rezonans frekansı bobinler arası ortak endüktansla birlikte değişir. Imura’ya göre, bobinler birbirlerine yakınsa iki ayrı rezonans frekansı vardır. Sırasıyla ω_e ve ω_m olarak gösterilirler [15]. Bobinler birbirlerine uzaklaştığında ise bu iki rezonans frekansı birbirlerine yaklaşır ve tek bir rezonans frekansı olur.

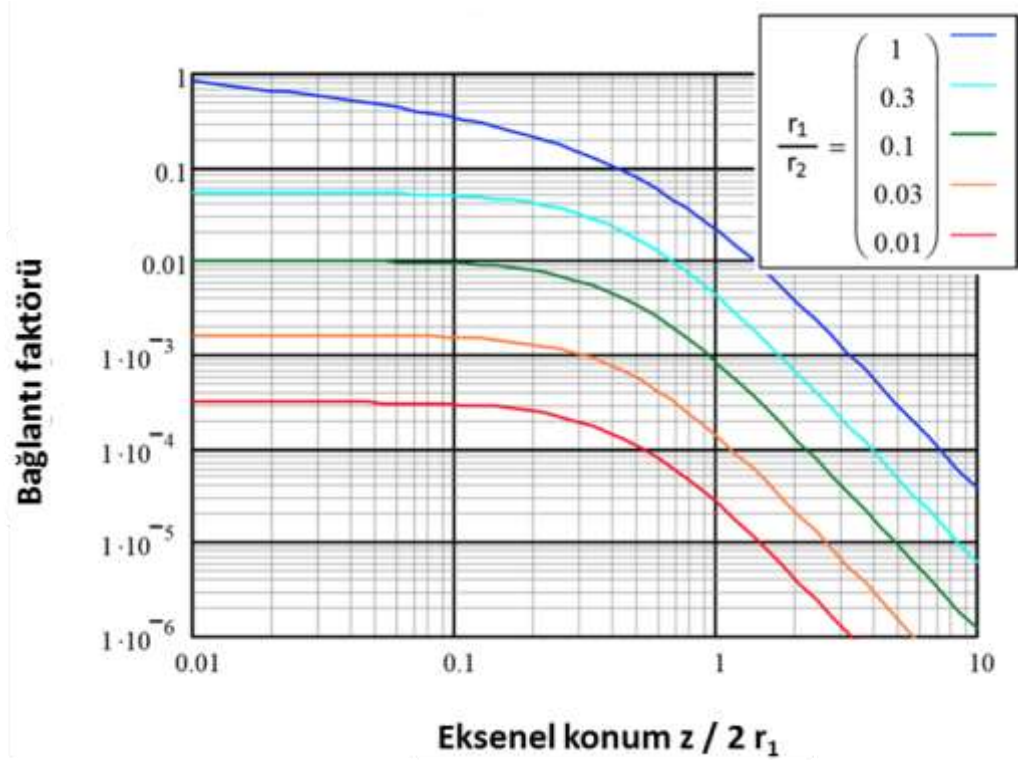
$$k = \frac{\omega_e^2 - \omega_m^2}{\omega_e^2 + \omega_m^2} \quad (2.37)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.38)$$

$$\omega_e = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \quad (2.39)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \quad (2.39)$$

(2.38) ve (2.39)'dan anlaşılacağı gibi, sistem rezonans frekansı bobinler arası ortak endütanşa (bağlantı faktörüne) bağlıdır. Bir başka deyişle, aracın park edilmesine göre sistem verimini maksimize eden sistem rezonans frekansı değişecektir. Bu durum, kontrol stratejisini oluştururken göz önünde bulundurulması gereken en önemli husustur.

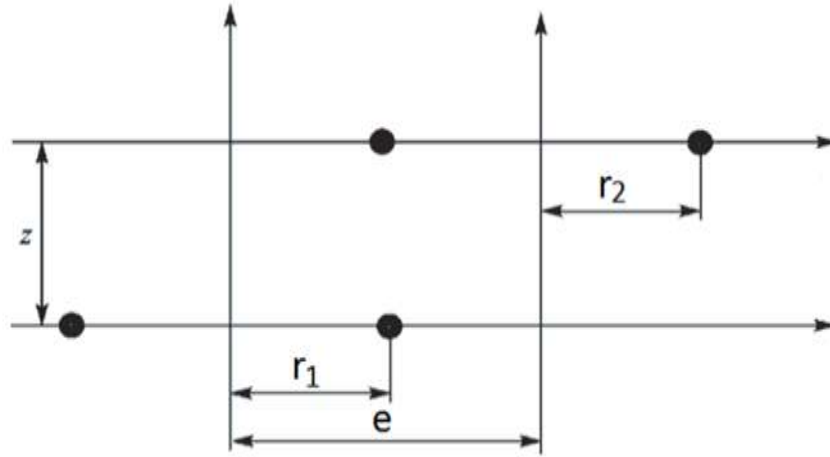


Şekil 2.7 : Bağlantı faktörü [11].

2.5 Bobin Merkezleri Birbirinden Ayrık Olduğunda Ortak Endüktans

Bobinler arası ortak endüktansın önemi daha önce belirtilmişti. Araç kötü park edildiğinde, bobinler arasında hiza problemi ortaya çıkar ve ortak endüktans hızla düşer. Bu bölümde birbirine tam hizalı olmayan bobinler arasındaki ortak endüktans analitik yöntemler kullanılarak hesaplanacaktır [24, 25].

e: Eksenler arasındaki uzaklık [m]



Şekil 2.8 : Hizalanmamış bobinlerin şematığı.

$$M = \frac{\mu_0}{\pi} \sqrt{r_1 r_2} \int_0^\pi \frac{(1 - \frac{e}{r_1} \cos \phi) \dot{u}(k)}{\sqrt{V^3}} d\phi \quad (2.40)$$

$$g^2 = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \beta^2} \quad (2.41)$$

$$\alpha = \frac{r_1}{r_2} \quad (2.42)$$

$$\beta = \frac{c}{r_1} \quad (2.43)$$

$$V = \sqrt{1 + (e/r_2)^2 - 2e \cos \phi / r_2} \quad (2.44)$$

$$\dot{u}(k) = \left(\frac{2}{g} - g \right) K(g) - \frac{2}{g} E(g) \quad (2.45)$$

$E(g)$ ve $K(g)$ tamamlanmış eliptik integrallerdir.

$$K(g) = 0.5\pi \left(1 + \left(\frac{1}{2} \right)^2 g + \left(\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} \right)^2 g^2 + \left(\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} \right)^2 g^3 + \dots \right) \quad (2.46)$$

$$E(g) = 0.5\pi(1 - (\frac{1}{2})^2 \frac{g}{1} - (\frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4})^2 \frac{g^2}{3} - (\frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6})^2 \frac{g^3}{5} - \dots) \quad (2.47)$$

3. BOBİN TASARIMI

KET sistemlerinde bobin tasarımı sistem verimliliği açısından irdelendiğinde çok önemli bir rol üstlenmektedir. Bobin çapı bobinler arasındaki ortak endüktansa (bağlantı faktörü) etki eder. Bu bölümde bağlantı faktörünün dışında sistem verimliliğine etki eden ikinci faktör, kalite faktörü kavramı irdelenecektir. Bağlantı faktörü ve kalite faktörünü maksimize edecek şekilde bobin tasarlanacaktır.

3.1 Kalite Faktörü

Kalite faktörü basit olarak bobinde biriken enerji ile bobin tarafından kaybedilen enerjinin oranıdır. Kalite faktörü KET sistemlerinde bağlantı faktöründen sonra verimliliğe etki eden ikinci önemli büyüklüktür ve “Q” ile gösterilir. Değeri (3.1)’de gösterildiği gibidir.

$$Q = \frac{\omega_s L}{R} = \frac{1}{\omega_s CR} \quad (3.1)$$

Üstteki gösterim i^2 ile genişletildiğinde (3.2) elde edilir.

$$Q = \frac{2\pi Li^2}{T_s Ri^2} = \frac{4\pi \times (\text{Depolanan enerji})}{\text{Periyot başına kayıp enerji}} \quad (3.2)$$

Şekil 3.1’de, paralel rezonans çevircinin empedans - frekans cevabı görülmektedir. Rezonans frekansında empedans en yüksek değere ulaşmaktadır. “ α ” değeri, sistemin yüksek empedansta kalma aralığını gösterir. Kalite faktörü arttıkça, α değeri azalır. Rezonans çeviricilerde α değerinin küçük olması dar bir frekans ayarı ile geniş bir güç bölgesinde ayar yapılabileceğini gösterir.

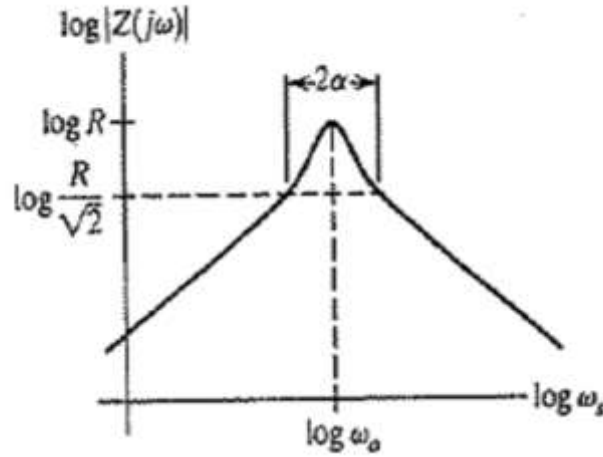
Rezonans çeviricileri çözümü için sinüzoidal yaklaşım metodu kullanıldığında, V_c kapasite gerilimi (3.3) gibi olur [26].

$$\left| \frac{V_c}{V_a} \right| = \left| \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \right| \quad (3.3)$$

Anahtarlar rezonans frekansında çalıştırıldığında, V_c ile giriş gerilimi arasındaki ilişki (3.4)’de verildiği gibi olur. Bunun anlamı, kapasite gerilimi giriş geriliminin kalite faktör katı genliğinde olur. Bu durum KET sistemleri için dezavantajdır.

Çünkü, KET sistemlerinde Q ne kadar büyük olursa verim o kadar yükselir. Ancak Q aynı zamanda kapasite gerilimini de arttırır. Kapasite gerilimi ve sistem frekansı çok yüksek olduğunda, rezonans kapasitesinin çok yüksek dv/dt ve çok yüksek AC nominal gerilim özelliğine sahip olması gerekir.

$$\left| \frac{V_c}{V_\alpha} \right|_{(w=w_0)} = \frac{w_0}{2\alpha} = Q \quad (3.4)$$



Şekil 3.1 : Paralel rezonans çeviricinin empedansının frekansa göre cevabı [26].

3.2 Hava Nüveli Bobin

Literatür araştırmasında verildiği gibi en verimli KET sistemler, hem endüktans hem kapasiteyi içeren hava nüveli bobinler içermektedir. Ferrit nüve daha çok yüksek güç küçük hava boşluklu sistemler için kullanılır [27]. Büyük hava aralıklı sistemler için hava nüve tercih edilir [28]. Bu tez kapsamında bobinin sargıları arasındaki kapasite hesabı detaylı bir şekilde incelendi ve özfrekansı 10 MHz olan bir solenoid bobin tasarlandı. Ancak bu frekansta DSP PWM sinyalini gerektiği şekilde üretemedi ve bu yüzden bobin sargıları arasında kalan kapasitenin kullanılmasından vazgeçildi. Bu tez kapsamından da, bobin sargıları arasındaki kapasiteyi hesaplama bölümü çıkartıldı ve rezonans kapasitesi olarak ayırık bir kapasite kullanıldı.

Bu bölümde hava nüveli bobinler için nümerik endüktans hesaplama metodları tartışılacaktır. Eddy akım etkileri araştırılacaktır. Daha sonra ANSYS Maxwell programı kullanılarak elde edilen nümerik sonuçlar karşılaştırılacaktır. Son olarak da bobin tasarımları gerçekleştirilecektir.

3.2.1 Hava nüveli bobinler için endüktans hesabı

Endüktans, frekans ve bobin direnci kalite faktörünü belirler. Literatürde Neumann formülleri ile endüktans hesabının en doğru yapıldığını iddia eden çalışmalar bulunmaktadır [29]. Neumann formüllerinin dışında, iterasyon içeren başka yöntemler de vardır. Bu yöntemler ya iterasyon içerir ya da adı geçen iterasyonlardan yola çıkılarak elde edilen formüllerdir. Özellikle, Sidhu'nun ve Lindun'un yöntemleri sadece tek tabakalı endüktans formülleri için geçerlidir.

3.2.1.1 Sidhu yöntemi

Endüktans hesabının ilki Sidhu'nun yöntemidir [22]. Üçüncü veya beşinci iterasyondan sonra hata % 10^{-12} 'den daha küçük olur. Bu yöntemle göre,

$$L = \mu N^2 \pi a^2 K / b \quad (3.5)$$

şeklindedir.

Burada,

μ : permeabilite

a: bobin yarıçapı

b: bobinin yüksekliği

N: sarım sayısı

$K = \frac{1}{3\pi} \left(\left(\frac{d \cdot c}{a^2} \right) (F(k) - E(k)) + \left(\frac{4d}{b} \right) E(k) - \frac{8a}{b} \right)$ şeklindedir.

Burada $d = (4a^2 + b^2)$ ve $k = \frac{2a}{d}$ dir. Diğer bilinmeyenler bir önceki bölümde verilmişti.

3.2.1.2 Lundin yöntemi

İkinci yöntem Lundinin yöntemidir [30]. Lundinin yöntemi de, iterasyon içerir. Lundin'in önerdiği denklemler Gauss'un hipergeometrik fonksiyonlarını ve Pochhammers'in sembollerini içerir. Bu denklemleri hem uygulamak hem de bu denklemlerden çıkan sonuçları iterasyona sokmak oldukça karmaşıktır. Bunların yerine, Lundin'in denkleminde yola çıkarak önerilen bir yaklaşımın daha kullanılabilir. Bu yaklaşım sonucunda elde edilen endüktans hesabındaki hata % $3 \cdot 10^{-5}$ 'den küçüktür.

$2a < b$ ise;

$$L = \frac{\mu n^2 \pi a^2}{b^2} (f_1(4a^2 / b^2) - 8a / 3\pi b) \quad (3.14)$$

2a>b ise;

$$L = \mu N^2 a [\ln(\frac{8a}{b} - 0.5) f_1(b^2 / 4a^2) - f_2(b^2 / 4a^2)] \quad (3.15)$$

$$f_1(x) = (1 + 0.383901 \cdot x + 0.017108 \cdot x^2) / (1 + 0.258952 \cdot x), 0 \leq x \leq 1 \quad (3.16)$$

$$f_2(x) = 0.093842 \cdot x + 0.002029 \cdot x^2 - 0.000801 \cdot x^3, 0 \leq x \leq 1 \quad (3.17)$$

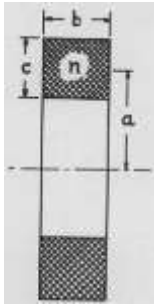
3.2.1.3 Wheeler yöntemi

Üçüncü yöntem Wheeler yöntemidir [31]. Bu denklemler 1937 yılında bulunmuştur ve güncelliğini hala korumaktadır. Wheeler denklemleriyle hesaplanan sonuçlarda hatanın % 0.1 ile 1.7 arası değiştiği gözlemlenmiştir [22]. İterasyonsuz bir yöntem olan Wheeler denklemleri üstte bahsedilen yöntemlere göre kesinliği daha az olmasına rağmen, daha pratiktir. Ayrıca literatürde Wheeler denklemlerinin daha doğru sonuçlar verdiğini belirten yayınlar da vardır [32]. Wheeler'in 1. denklemi diğerlerinin aksine sadece tek tabakalı endüktans hesapları için kullanılmaz, çok tabakalı endüktanslar içinde kullanılır. Ancak tabaka sayısı arttıkça, hesapta hata oranı da artar. Şunu da eklemek gerekir ki, Wheeler denklemleri sarımların arasındaki uzaklık arttıkça daha iyi çalışır.

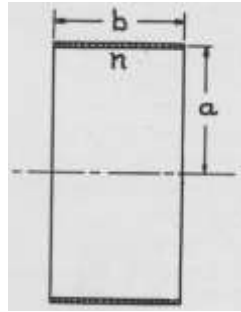
Wheeler denklemleri ampirik formüllerdir. Çok tabakalı bir bobinin endüktans değeri

$$L = \frac{0.8a^2 n^2}{6a + 9b + 10c} [\mu H] \quad (3.18)$$

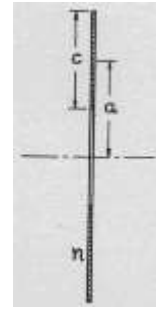
şeklinde dir. Burada a, b ve c değişkenleri Şekil 3.2, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'de gösterildiği gibi sırasıyla yarıçap, yükseklik ve kablo kesitidir. Bu büyüklükler inç hesabında yapılmalıdır.



Şekil 3.2 : Çok tabakalı sarmal bobin.



Şekil 3.3 : Tek tabakalı sarmal bobin.



Şekil 3.4 : Tek tabakalı spiral bobin.

Tek tabakalı bobinler ($b > a$ koşulu sağlandığında) için endüktans değeri,

$$L = \frac{a^2 n^2}{9a + 10b} [\mu H] \quad (3.19)$$

şeklindedir. Bu formül yüzde 1 hatayla çalışmaktadır.

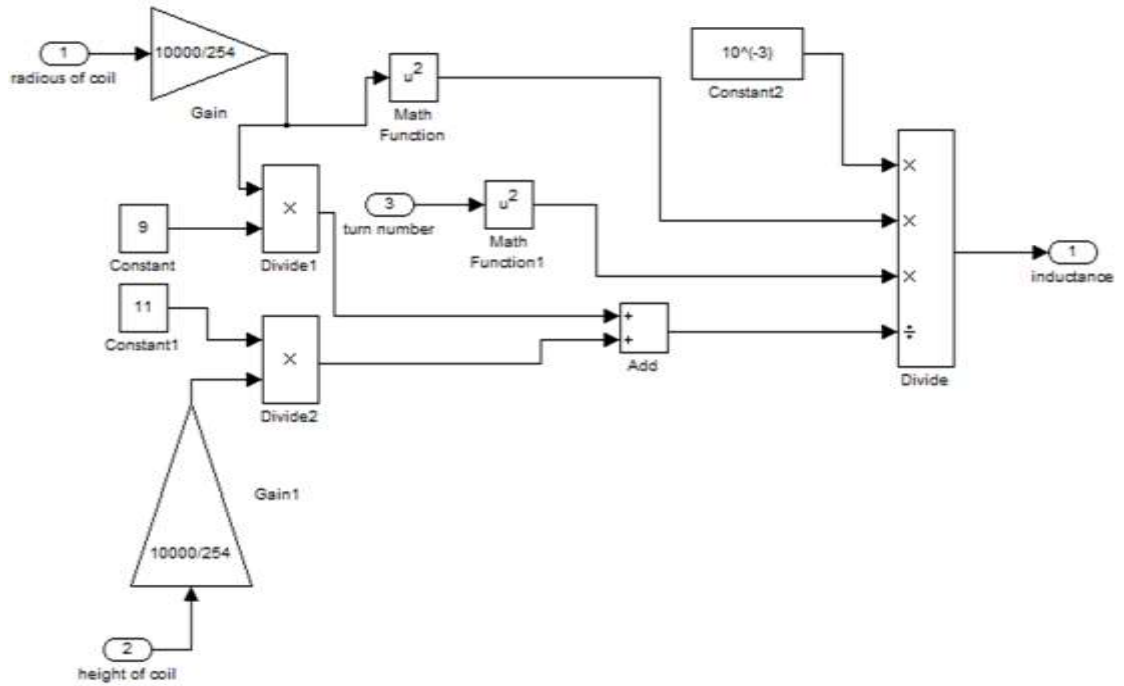
Tek tabakalı $c > 2a$ veya $2a > b > 0.2a$ koşullarını sağlayan spiral bobinlerin endüktans değeri,

$$L = \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} [\mu H] \quad (3.20)$$

Tek tabakalı $a > b > 0.2a$ koşullarını sağlayan sarmal bobinlerin endüktans değeri ise,

$$L = \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} [\mu H] \quad (3.21)$$

şeklindedir. Üstteki iki denklemin hatası %5'ten düşüktür.



Şekil 3.5 : Wheeler yöntemi için Simulink modeli.

3.3 Bobin Direnci

KET sistemlerinin en önemli problemlerinden biri de yüksek frekanslı bobin tasarımıdır. Bobin direnci KET sistemlerinin verim hesabında çok önemli bir rol oynar [33]. Yüksek frekansta eddy akım kayıpları kalite faktörünü ve verimi önemli ölçüde düşürebilir. İki çeşit eddy akım kaybı vardır. Birincisi deri etkisi ikincisi proximity etkisidir. Alternatif akımda deri etkisi sebebiyle akım yoğunluğu kablunun

yüzeyinde daha büyük olur ve kablunun merkezinden akım geçmez. Proximity etkisi ise bir telden akan alternatif akım yanındaki başka bir telde parazitik akım endüklemedir. Gerçekte 4 çeşit eddy akım tipi vardır. Bunlardan ikisi deri etkisiyle ilgilidir. Bunlar; deri etkisi, demet tellerde deri etkisi, proximity etkisi ve demet iletkeninde proximity etkisidir.

Deri etkisi deri kalınlığından daha ince iletken tel kullanılarak sıfırlanabilir. Deri kalınlığı (3.22) de görüldüğü gibidir. Burada μ_0 boşlukta manyetik geçirgenlik ve σ iletkenin elektriksel iletkenliğidir. Deri kalınlığı bakır teller için (3.23) daki gibidir. Demet iletkeninde deri etkisini yok etmek için, demet iletkenler demetçiklere ayrılmalı ve bu demetçiklerin çapı deri kalınlığından daha küçük olmalıdır. Bir diğer yol ise, demet iletkenin merkezine yalıtkan malzeme eklenmesidir [12].

$$\delta = (1/(\pi\sigma\mu_0))^{0.5} \quad (3.22)$$

$$\delta = 66.2 / f^{0.5} \quad (3.23)$$

KET uygulamalarında, yüksek kalite faktörü elde etmek için 10 MHz ve üzeri frekansta çalışma önerilir. Bu frekans noktalarında, proximity etkisi kayıpları deri etkisi kayıplarından daha baskın hale gelmektedir. Bobin tellerinin bükülerek sarılması halinde demet iletkenlerde proximity etkisi kayıpları önlenir. Ancak unutulmaması gerekir ki; teli bükümlü sarmak, telin uzunluğunu da arttıracığından telin dc direnci artacaktır. Bu nedenle teli bükme sayısı önemlidir. Sinha'ya göre [34]; 20 ile 50 kHz frekans aralığında, 30.38 cm. iletken 140 kez bükülmelidir. Proximity etkisinden kurtulmak için ise üzeri manyetik malzeme ile kaplanmış (magnetoplated) teller kullanılabilir. Bu tip kabloların çevresi nikel ve demir ile kaplanmıştır [35]. Böylelikle telin özgül direnci arttırılmaktadır.

Dowell analizi veya Ferreria analizi [36, 37] kullanılarak bobinin ac direnci yüksek doğrulukla hesaplanabilmektedir. Bu tezde, bakır litz kablo ile çok tabakalı şekilde sarılmış bobinler için Dowell analizi modifiye edilmiştir.

Öncelikle daire şeklindeki iletken, aynı yüzey alanına sahip kare iletkenine çevrilir. Eşdeğer kare iletkenin bir kenarı (a) ile deri kalınlığının (δ) birbirine oranı (3.24)'te bulunur ve bu oran ξ ile gösterilir. Burada d_s , litz kabloyu oluşturan tek bir telin millimetre cinsinden çapıdır.

$$\xi = a / \delta = \sqrt{\pi} d_s / 2 \delta \quad (3.24)$$

Çok tabakalı ve litz teli ile sarılmış bobinlerin toplam tabaka sayısının hesaplanma problem vardır. Bunun için efektif tabaka sayısı (N_{ll}) kullanılır ve (3.25)'deki gibi hesaplanır [38]. Burada N_l tabaka sayısı ve p litz kablodaki paralel bağlanmış tellerin sayısıdır.

$$N_{ll} = N_l \sqrt{p} \quad (3.25)$$

Daha sonra, litz telinin kapladığı toplam kesit alanını ifade eden gözeneklilik faktörü ($\bar{U}$) hesaplanır. Bu tezde, gözeneklilik faktörü litz kablo düşünülerek modifiye edilecektir. Unutulmamalıdır ki; KET sistemlerinde kullanılan hava nüveli bobinlerin yüksekliği ferit nüveli transformatör ile farklılaşır. Geleneksel Dowell analizinde yükseklik olarak nüve pencere yüksekliği alınmasına rağmen, bu sistemlerde bobin yüksekliği alınır.

$$\bar{U} = N p \sqrt{\pi} d_s / 2 N_{ll} b \quad (3.26)$$

Son olarak, A_{str} (3.27)'deki gibi hesaplanır. Bakır iletkenler için ise, A_{str} (3.28)'de görüldüğü gibi hesaplanır.

$$A_{str} = \xi \sqrt{\bar{U}} = \frac{\sqrt{\pi} d_s}{2 \delta} \sqrt{\frac{N}{N_{ll}} \frac{p}{b} \frac{\sqrt{\pi} d_s}{2}} \quad (3.27)$$

$$A_{str} = \left(\frac{\pi}{4}\right)^{0.75} d_s^{1.5} \frac{\sqrt{f}}{66.2} \sqrt{\frac{N}{N_{ll}} \frac{p}{b}} = \frac{1}{79.35} d_s^{1.5} \sqrt{\frac{N}{N_{ll}} \frac{p}{b}} f \quad (3.28)$$

Bobinin ac direnci ile dc direnci arasındaki oran F_R (3.29)'de görüldüğü şekilde bulunur. Böylelikle dc direnci bilinen bir bobin F_R katsayısı ile çarpıldığında (3.30)'daki gibi ac direnci bulunabilir.



Şekil 3.6 : Projede kullanılan bükümlü ortasından yalıtkan geçen kablo.

$$F_R = A_{str} \frac{\sinh 2A_{str} + \sin 2A_{str}}{\cosh 2A_{str} - \cos 2A_{str}} + \frac{2}{3} (N_{ll}^2 - 1) \frac{\sinh 2A_{str} - \sin 2A_{str}}{\cosh 2A_{str} + \cos 2A_{str}} \quad (3.29)$$

$$R_{coil} = R_{coil_{dc}} F_R = 8NrF_R / p\sigma d_s^2 \quad (3.30)$$

Tek tabakalı bobinler en az proximity etkisine maruz kalan bobinlerdir. Bu nedenle mümkünse bobin tek tabakalı olmalıdır. Buna ek olarak; Dowell analiz gözeneklilik faktörü (U) 1'den uzak olduğunda daha doğru sonuç verir. Projede kullanılan telin yapısı Şekil 3.6'da gösterilmektedir.

3.3.1 Bobin tasarımı için kısıtlamalar

$N_{ll} \leq 5$ için, A_{str} değeri 0.1 olduğunda F_R oranı 1 civarında olduğu farkedilmiştir. F_R değerinin 0.1 civarında tutmak demek ac direnç ile dc direnç değerinin aynı olması anlamına gelir. A_{str} değeri 0.1 olduğunda (3.31)'de görülen kritik kayıp faktörü (CLF) değerinin bakır teller için 63'ten daha küçük olması gerektiği ortaya çıkar. (3.31) düzenlendiğinde, (3.32)'de görülen kritik bobin yüksekliği bulunur.

$$CLF = d_s^3 fNp / N_{ll}b < 63 \quad (3.31)$$

$$b_{critic} = d_s^3 fNp / 63N_{ll} \quad (3.32)$$

Sargı adımı (WP), bobinin sarımları arasındaki uzaklıktır. (3.31) düzenlendiğinde, (3.33)'de görülen kritik sargı adımı bulunur. Sargı adımı kritik sargı adımından küçük olduğunda ac direnç dc dirençten daha büyük olur. Kritik bobin yüksekliği ve kritik sargı adımı tabaka sayısı ve litz kablosundaki paralel tel sayısı değişimine göre Şekil 3.7'de ve Şekil 3.8'de verilmiştir.

$$WP_{critic} = \sqrt{p}d_s \left(\frac{fd_s^2}{63} - 1 \right) \quad (3.33)$$

Bobinin sarılacağı litz kablonun çapı üzerinden geçecek akıma göre belirlenir. Soğutucusuz tellerin akım taşıma kapasitesi 4 A/mm² ile 7 A/mm² arasında değişir. Bu değer 10 A/mm² 'e özel soğutma yöntemleriyle çıkarılabilir. Unutulmamalıdır ki; sıcaklık bobin telinin direncini arttıran bir faktördür. Bu bakımdan bobin telinin çapının seçimi önemlidir. (3.34)'de sıcaklığın bobin direncine olan etkisi gösterilmiştir. Burada bakır teller için, $\alpha = 0.004041$ ve $T_{ref} = 20^\circ\text{C}$.

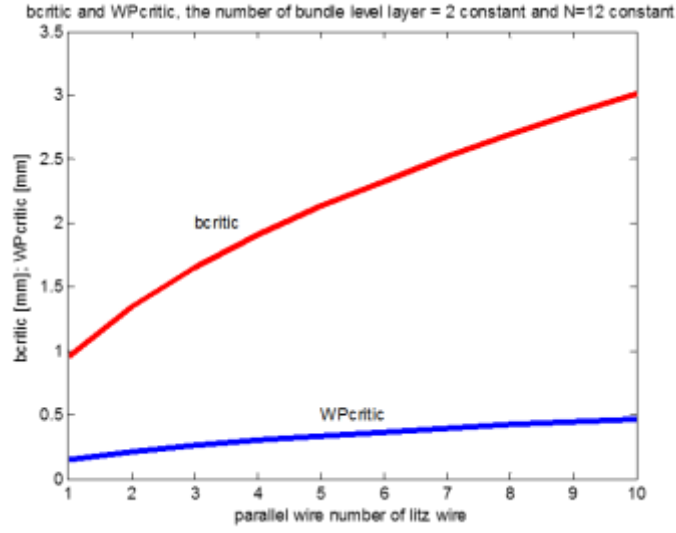
$$R_{actual} = R_{coil} (1 + \alpha (T_{actual} - T_{ref})) \quad (3.34)$$

Bunlara ek olarak; KET sistemlerinde yüksek frekans kullanımı gerektiğinde, bu çalışma noktalarında yarıiletken anahtarlama kayıpları da düşünülmelidir. Kural olarak, yükselme zamanı veya alçalma zamanı periyodun yüzde biri kadar olmalıdır. Artık kalite faktörü tam olarak hesaplanabilir. (3.35) ve (3.36)'da Wheeler denklemleri kullanılarak endüktans değeri hesaplanmıştır. Burada m bobinin yüksekliği ile yarıçapı arasındaki orandır. Bobin direncini hesap etmek için modifiye edilmiş Dowell analizi kullanıldı. Şekil 3.9'da tasarlanan bobinlerin dc ve ac dirençlerini hesaplayan Matlab Simulink modeli verilmiştir.

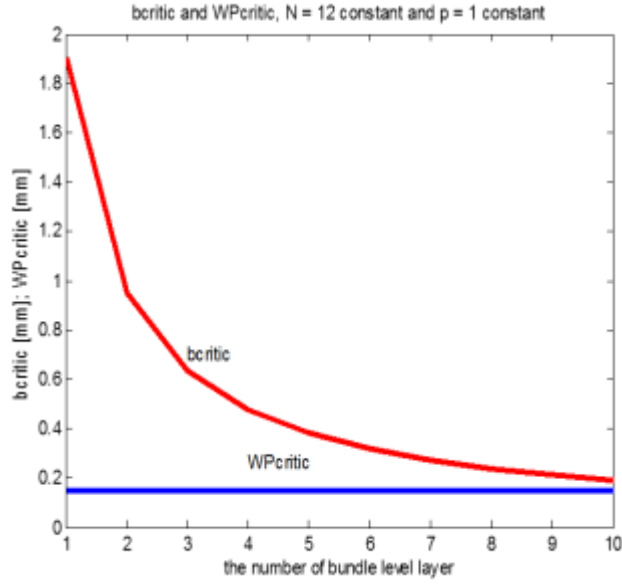
$$Q_{coil} = \frac{\omega L}{R} = \frac{Nfp\sigma d_s^2 \pi}{4(8+11m)F_R} (0.8 > m > 0.2) \quad (3.35)$$

$$Q_{coil} = \frac{\omega L}{R} = \frac{Nfp\sigma d_s^2 \pi}{4(9+10m)F_R} (0.8 < m < 2) \quad (3.36)$$

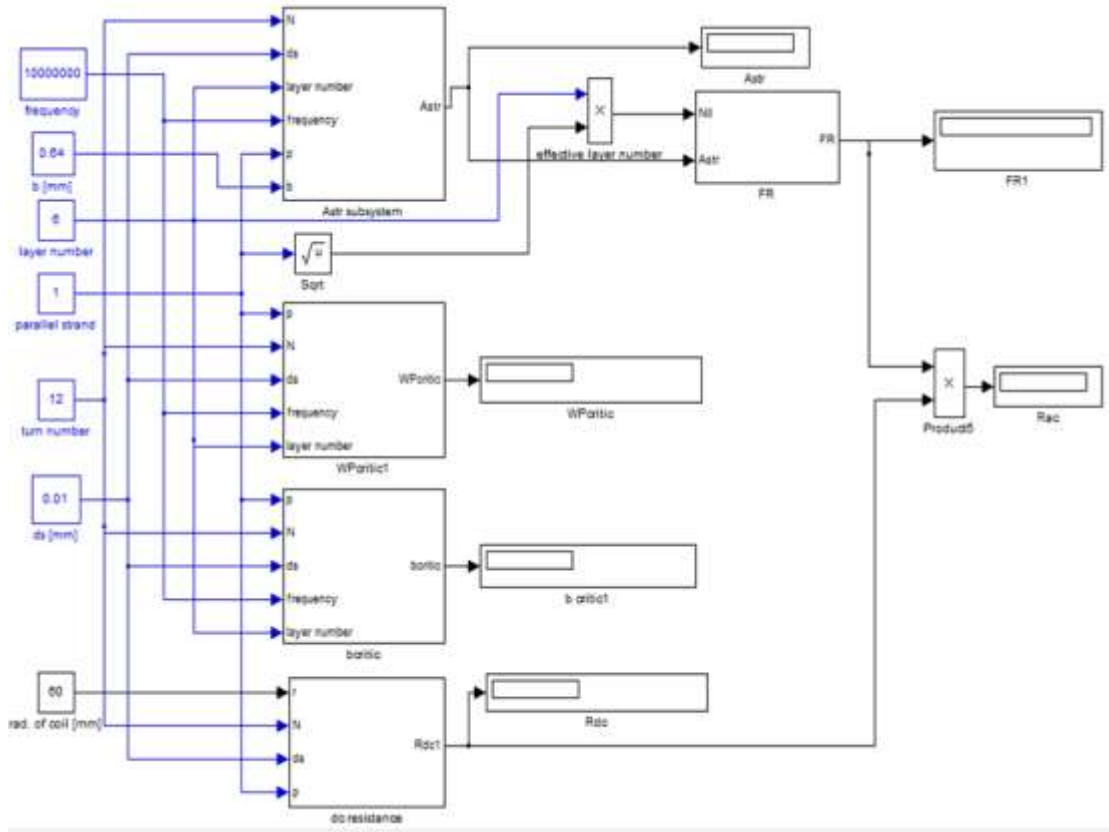
Ansys Maxwell programında simüle edilmek üzere, tasarlanan bobinin modeli Şekil 3.10'de görülmektedir. Şekil 3.11'de bobine atılan Mesh görülebilir.



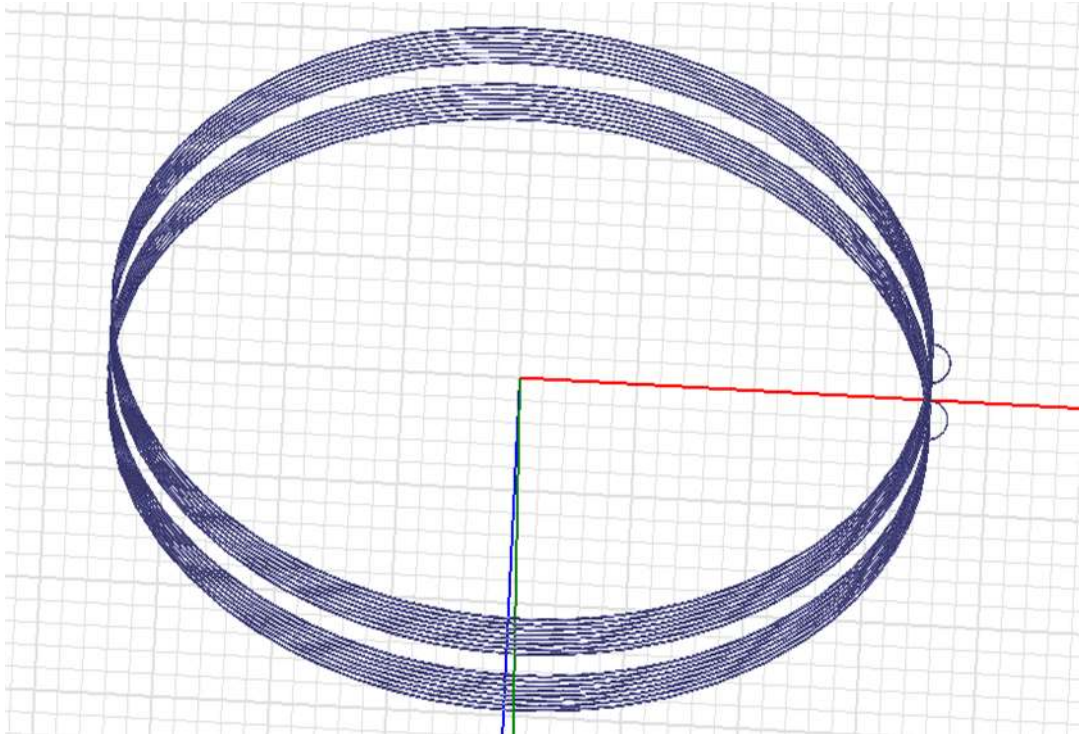
Şekil 3.7 : $f = 10$ MHz için kritik bobin yüksekliği ve sargı adımı değişimi 1 [4].



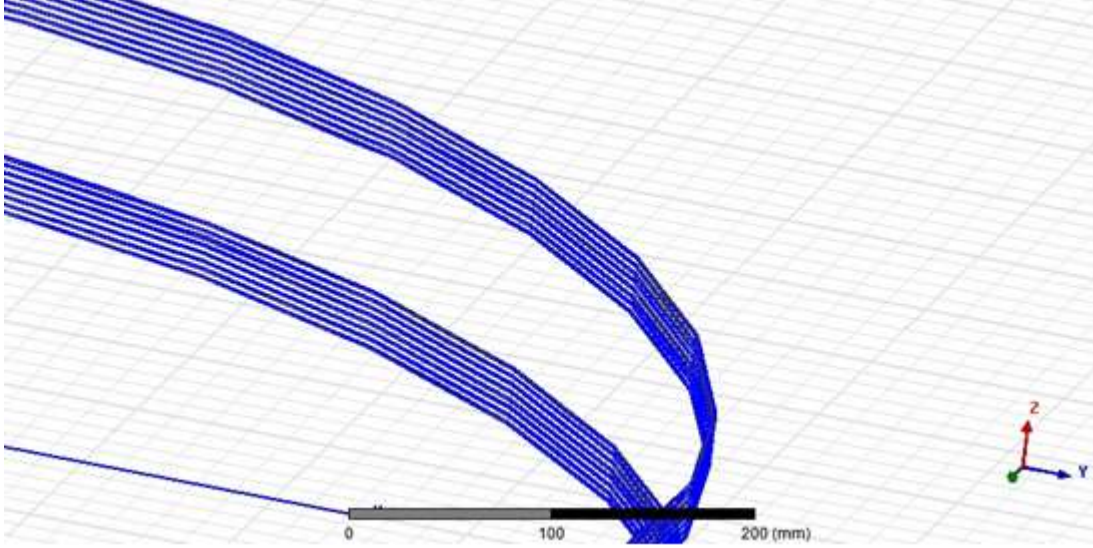
Şekil 3.8 : $f = 10$ MHz için kritik bobin yüksekliği ve sargı adımı değişimi 2 [4].



Şekil 3.9 : Kritik bobin değerlerini ve dirençlerini hesaplayan Simulink şeması.



Şekil 3.10 : Maxwell modeli.



Şekil 3.11 : Model mesh görüntüsü.

3.4 Tasarlanan Bobin ve Modelleme Sonuçları

Şekil 3.12’de görülen bobinin özelliklerini bulmak için yukarıda bahsi geçen analitik yöntemler, iteratif yöntemler ve sonlu elemanlar yöntemini kullanan ANSYS Maxwell analiz programı kullanılmıştır. Sonuçlar Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Bobinlerin özfrekansında çalışabilmesi için 10 MHz değerinde PWM üretilmelidir. TMS320F28335 ile yapılan ilk denemede görülmüştür ki; DSP bu değerde kare dalga üretememektedir. Yapılan çalışmada, DSP’nin en fazla 2 MHz’e kadar PWM üretebildiği görülmüştür. Bu nedenle, bobinler özfrekansında çalıştırılamamıştır. Sonuç olarak, bobinin sargıları arasındaki kapasiteyi kullanmak yerine ayrı bir kapasite seri olarak bağlanmıştır ve rezonans durumu böyle sağlanmıştır. Rezonans frekansının, 47 nF değerinde bir kapasite bağlandığında 76 kHz civarında, 220 nF değerinde bir kapasite bağlandığında rezonans frekansının 35 kHz civarında olması beklenmektedir. Deri kalınlığı, 76 kHz’de 0.23 mm., 30 kHz’de ise 0.353 mm. olmaktadır. Bobin tel kalınlığının bu değerlerden ince olması gerekmektedir. Bu sebeple, bobin tel kalınlığı 0.2 mm. seçilmiştir.

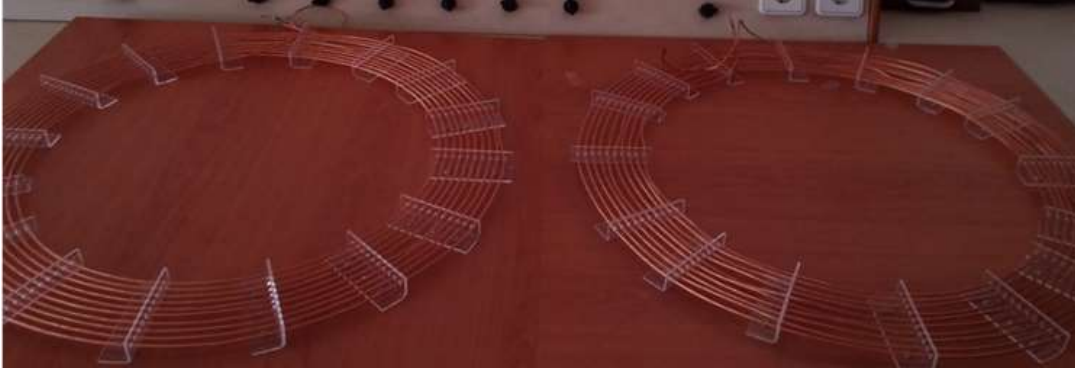
Solenoid bobinle karşılaştırılmak üzere, spiral bir bobin tasarlanmış ve sarılmıştır. Bu spiral bobinin endüktans değeri ile solenoid bobinin endüktans değeri neredeyse aynıdır. Spiral bobin 97.5 μ F değerindedir. Spiral bobin ile solenoid bobinin çapıda aynıdır, 70 cm.’dir. Spiral bobin 10 sarımdır, sarımların uzunluğu 10 cm.’dir. Spiral bobin Şekil 3.13’te ve Şekil 3.14’te görülebilir.

Çizelge 3.1: Solenoid bobinin özellikleri.

Özellğin İsmi	Değeri
Bobin Yüksekliği	35 mm
Bobin Yarıçapı	350 mm
Sarım Sayısı	8
Endüktans(Sidhu)	98.2 μ H
Endüktans(Lindun)	109.1 μ H
Endüktans(Wheeler)	88.7 μ H
Ölçülen Endüktans	94.5 μ H
Endüktans(Maxwell)	98.2 μ H
Wire diameter	0.2 mm
Paralel tel sayısı	48
Bobinler arası uzaklık	150 mm
DC Direnç(Maxwell)	0.02 Ω
DC Direnç	0.1957 Ω
AC Direnç	0.71 Ω
Ortak Endüktans (Neumann)	4.47 μ H
Ortak Endüktans (Sidhu)	4.04 μ H
Ortak Endüktans (Maxwell)	3.916 μ H
Bağlantı Faktörü (Sidhu)	0.04
Bağlantı Faktörü (Maxwell)	0.039
Bağlantı Faktörü (Waffenschmidt)	0.25



Şekil 3.12 : Tasarlanan solenoid bobin.



Şekil 3.13 : Spiral bobinler.

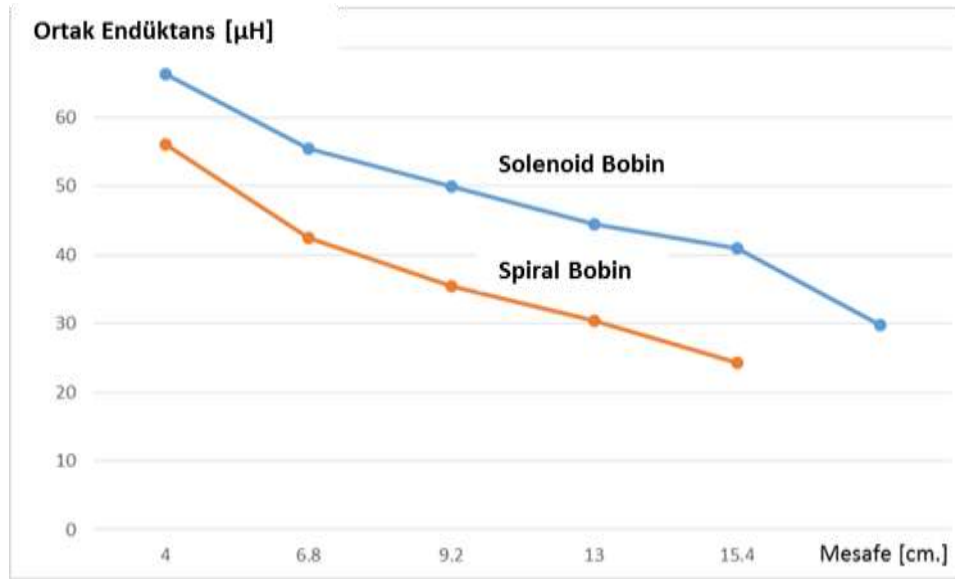


Şekil 3.14 : Spiral bobin.

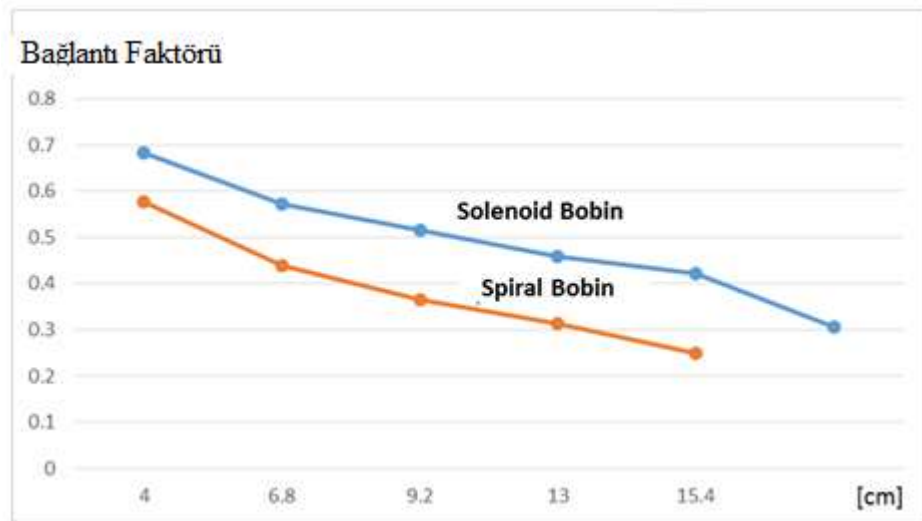
Çizelge 3.2: Spiral bobinin özellikleri.

Özellğin İsmi	Değeri
Bobin Yüksekliği	0.2 mm
Bobin Dış Yarıçapı	350 mm
Bobin İç Yarıçapı	250 mm
Sarım Sayısı	10
Endüktans(Wheeler)	99 μ H
Ölçülen Endüktans	97.5 μ H
Wire diameter	0.2 mm
Paralel tel sayısı	96
DC Direnç	0.175 Ω
AC Direnç	0.35 Ω

Bölüm 2.3.4'te ortak endüktans değerinin deneysel olarak nasıl bulunacağı anlatılmıştı. Tasarlanan solenoid ve spiral bobinlerin arasındaki ortak endüktans bu yöntemle bulunmuştur ve Şekil 3.15'te sonuçlar görülmektedir. Daha sonra (2.36) kullanılarak bağlantı faktörü ile mesafe arasındaki ilişki bulunmuştur, bu ilişki Şekil 3.25'te verilmiştir. Şekil 3.16'da göre, bobinler arası uzaklık 15 cm. civarında iken, bağlantı faktörü 0.25 civarındadır. Bu sonuç Şekil 2.7'de verilen Waffenschmidt eğrisine de uymaktadır. Ancak Maxwell analizi ve analitik yöntemlerle hesaplanan bağlantı faktörü 0.042 değerindedir. Anlaşılan o ki, bu sonuçlardan en az biri yanlıştır. Deneysel sonuçlardan sonra hangisinin yanlış olduğu anlaşılabilir.



Şekil 3.15 : Tasarlanan iki bobinin ortak endüktans bakımından karşılaştırılması.



Şekil 3.16 : Tasarlanan iki bobinin bağlantı faktörü bakımından karşılaştırılması.

4. SİSTEMİN KONTROLÜ

Kablosuz enerji sistemlerini kontrol etmenin çok çeşitli yöntemleri vardır. Bu yöntemler, en genel anlamda, kontrol edilecek işaretin devrenin birincil veya ikincil tarafında olmasıyla ayrılır. Eğer tek verici ve çok alıcı olan bir sistemden bahsediyorsak kontrol elemanları ikincil tarafta olmak zorundadır. Çok alıcılı sistemi bir vericili sistemle kontrol etmek olanaklı değildir. Eğer tek alıcı ve tek verici olan bir sistem ise, kontrol edilecek işaretin birincil tarafta olması daha uygundur. Literatürdeki yöntemlerin bazıları aşağıdadır.

- Giriş gerilimi genliği kontrolü [39]
- Birincil taraf yarıiletken anahtar çevirme oranı kontrolü [39]
- Birincil taraf güç akışı kontrolü [40]
- Birincil taraf kapasitör değişken kapasitör kontrolü [41]
- İkincil taraf empedans kontrolü
- Faz kilitlemeli kontrol [42]
- Tepe akımı kontrolü [43, 5],
- Entegre edilmiş kontrol yöntemi [44, 45]
- Birincil taraf frekans kontrolü [46, 47]
- Birincil taraf akım kontrolü [48, 49]
- Ek kapasite eklemeli ikincil taraf kontrolü [50]
- Ayarlı endüktans kontrolü [51]

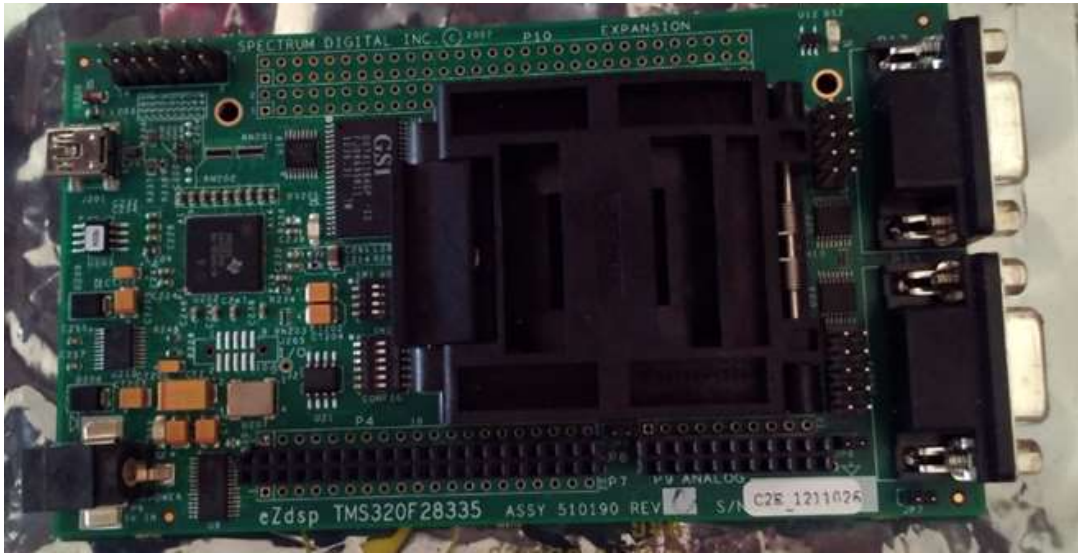
Bobinler arası ortak endüktans ve yük değişmiyorsa, frekans sabit olmalıdır. Bobinler arası ortak endüktans değişimi ile beraber bobinler arası bağlantı faktörü de değişime uğrar. Bu bilgiler ışığında, park eden bir elektrikli aracı şarj eden tek alıcı tek verici bobinli bir KET sisteminin, hizalanmaya bağlı olarak değişen bağlantı faktörü değişimi algılanmalı ve otomatik olarak anahtarlama frekansı değiştirilmelidir.

Bu tezde kontrol işareti, birincil taraf MOSFET'lerin anahtarlama frekansıdır. Çıkış akım ve gerilimi izlenecek ve bu bilgiler Bluetooth teknolojisiyle birinci tarafa gönderilecektir. Giriş akımı ve gerilimi izlenecek ve devamlı verim hesaplanarak,

verim maksimize edilmeye çalışılacaktır ve buna göre anahtarlama frekansı ayarlanacaktır.

4.1 Akım ve Gerilim Monitörlenmesi

Çıkış akım ve geriliminin çalışılan frekansta izlenerek çıkış gücünün hesaplanması gerekmektedir. Kontrol algoritmasında iki adet amaç vardır. Bunlardan ilki; sistem frekansını, hizalanma durumuna göre değişecek olan en uygun frekansa kenetlemektir. Bu kontrol aşağıdaki akış şeması ile sağlanacaktır. Şekil 4.1’de görülen kontrol algoritmasını işleten ve PWM üreten EZDSP TMS320F28335 geliştirme kartıdır.



Şekil 4.1 : EZDSP TMS330F28335 geliştirme kartı.

TMS320F28335 işlemcisi 150 MHz hızındadır ve 32 bit CPU’ya sahip olması nedeniyle yoğun matematik işlemi gerektiren algoritmalar için uygun bir işlemcidir. Floating point özelliği sayesinde virgülden sonraki ondalıklı kısımlarda yüksek hassasiyette işlem yapabilmektedir. Güç elektroniği devrelerinin kontrolü için ideal bir sinyal işleme işlemcisidir.

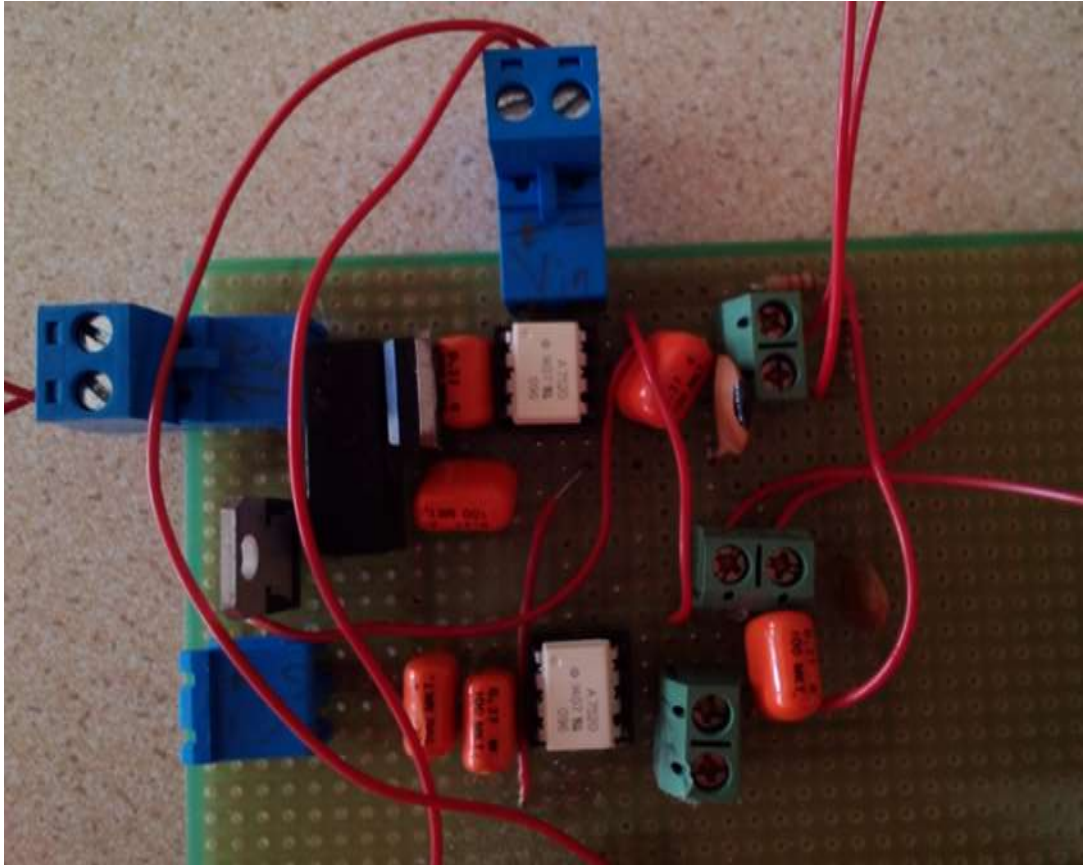
Sahip olduğu modüller;

- 18 adet PWM (Pulse Width Modulation)
- 6 adet HRPWM (High Resolution Pulse Width Modulation)
- 6 adet ECAP (Event Capture Inputs)
- 8 adet 32bit Timers
- 9 adet 16bit Timers

- 2 adet CAN (The Controller Area Network)
- 3 adet SCI (Serial Communications Interface)
- 1 adet SPI (Serial Peripheral Interface)
- 2 adet McBSP/SPI (Multichannel Buffered Serial Port)
- 1 adet IC2 (Inter-Integrated Circuit)
- 16 adet 12bit ADC (Analog Digital Convertor)

88 adet programlanabilir giriş-çıkış ucuna sahiptir. Sistemde MOSFET' leri kontrol etmek için EPWM modülü, gerilim, akım ve diğer analog bilgileri okumak için ADC modülü kullanılacaktır. İşlemci sistemin gerektirdiği ihtiyaçları karşılayabilmektedir. 128 bit şifreleme sistemi ile yazılım güvenliği sağlanmaktadır.

Akımın ve gerilimin çok düzgün bir şekilde gözlenebilmesi için öncelikle yüksek doğrulukla ölçülmesi gerekmektedir. Akımın ölçümü direnç üzerinden HCPL7520 lineer optik bağlaç ile sağlanmıştır. Gerilim ölçümü ise gerilim bölücüsü kullanılarak HCPL7520 lineer opto bağlaç ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.2'de görülen lineer opto bağlaç kullanılarak, güç sistemi ile kontrol sistemi birbirleriyle tam olarak birbirinden ayrılmışlardır.



Şekil 4.2 : HCPL7520 devresi.

Bu projede ikinci taraftan alınan dc akım, dc gerilim ve birinci taraftan alınan dc akım ve dc gerilim sensörler ile devamlı ölçülecek ve bu veriler DSP tarafından alınarak değerlendirilecektir. İkinci taraftan alınan akım ve gerilim bilgileri önce Şekil 4.3’da görülen Ardunio geliştirme kartına, Ardunio’dan da Şekil 4.4’de görülen HC05 Bluetooth Modülü ile birinci taraftaki HC05 Bluetooth Modülüne gönderilmektedir. Birinci taraftaki HC05 Bluetooth Modülündeki veriler DSP SCI modülü tarafından alınmaktadır.

DSP tarafından alınan bu dört bilgi ile sistemin verimi devamlı hesaplanmaktadır. Sistemin veriminin maksimize edilmesi hedeflenerek yarıiletken anahtarları açma kapama frekansı değiştirilmektedir.

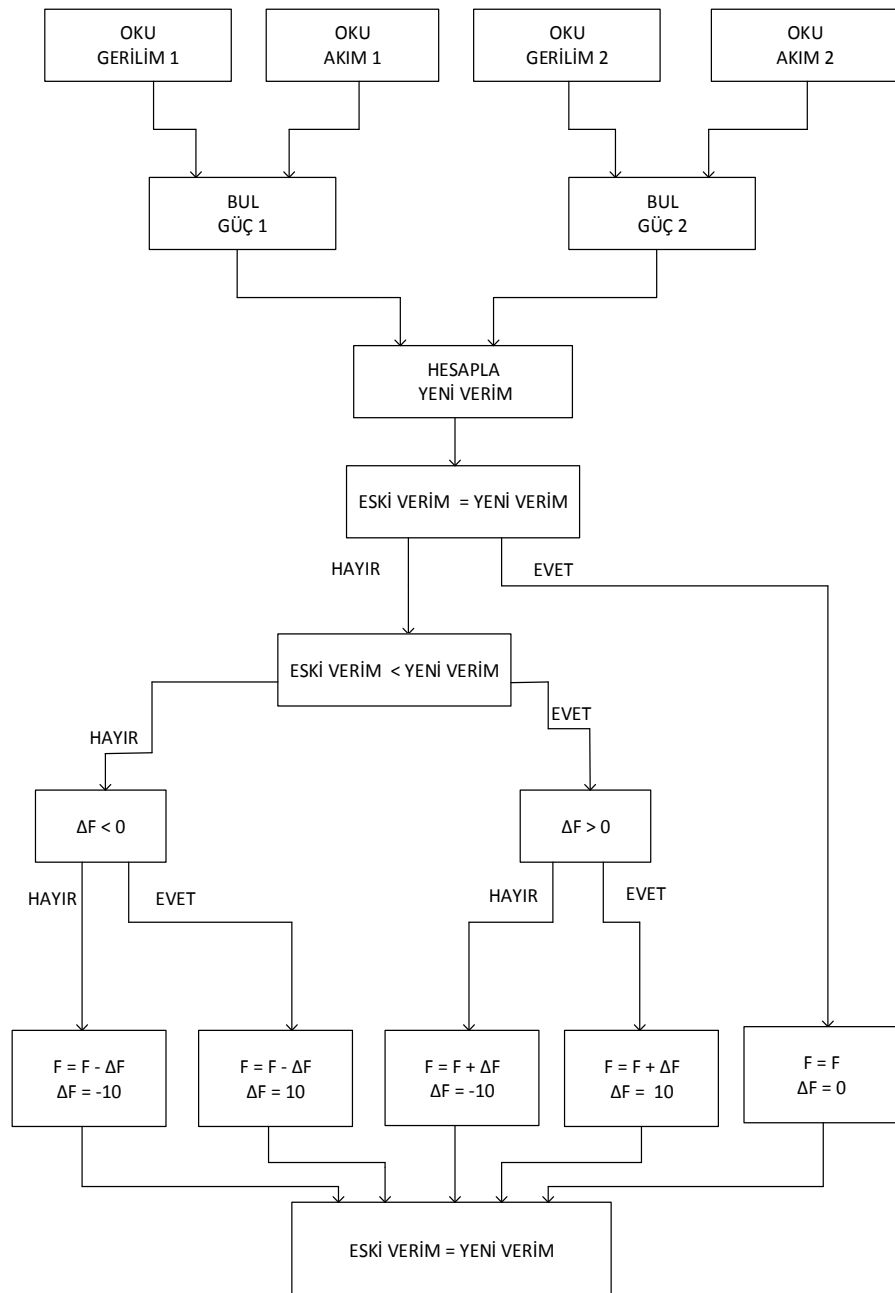
ATmega 328 tabanlı bir mikroişlemci geliştirme kartıdır. Kart 14 adet dijital giriş/çıkış bağlantısına (bunların 6 tanesi PWM çıkışı olarak kullanılabilir), 6 analog girişe, 16 MHz kristal osilatöre, USB bağlantısına, güç bağlantısına, ICSP bağlantısına ve reset tuşuna sahiptir. Bilgisayar ile USB portu üzerinden bağlanması kartın çalışması için yeterlidir. Şekil 4.5’de kontrol şematığı verilmiştir. Şekil 4.6’da ise kontrol akış şeması verilmiştir.



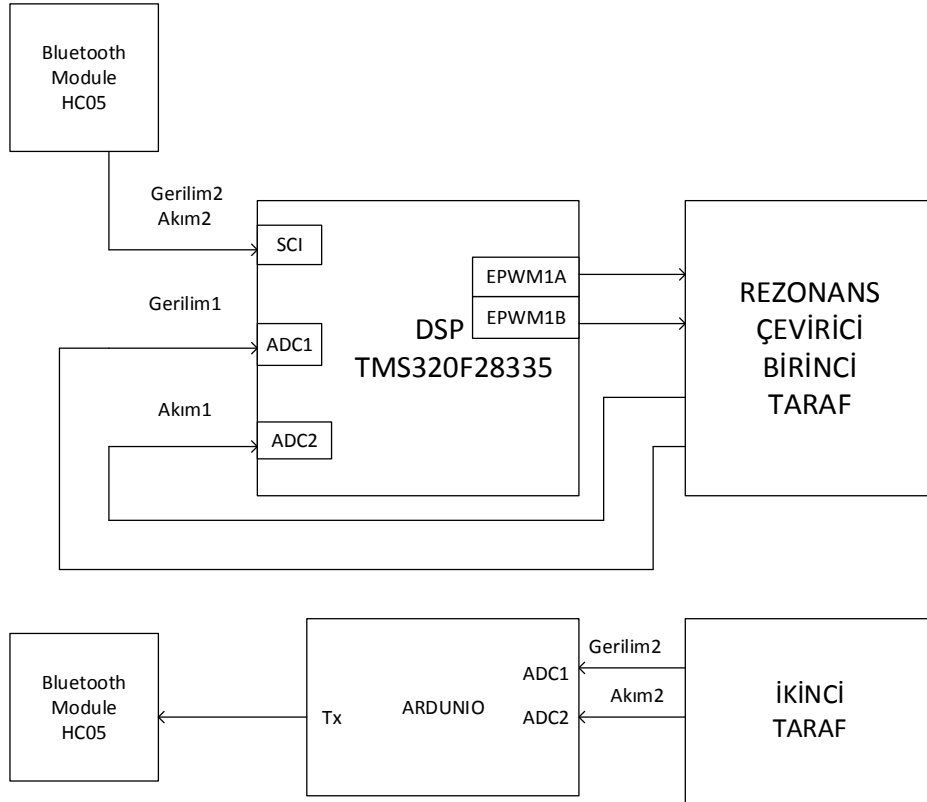
Şekil 4.3 : Ardunio geliştirme kartı.



Şekil 4.4 : HC05 bluetooth modülü.



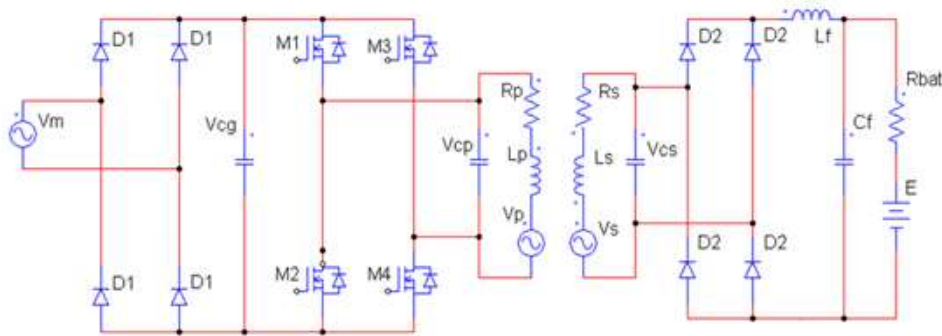
Şekil 4.5 : Kontrol akış şeması.



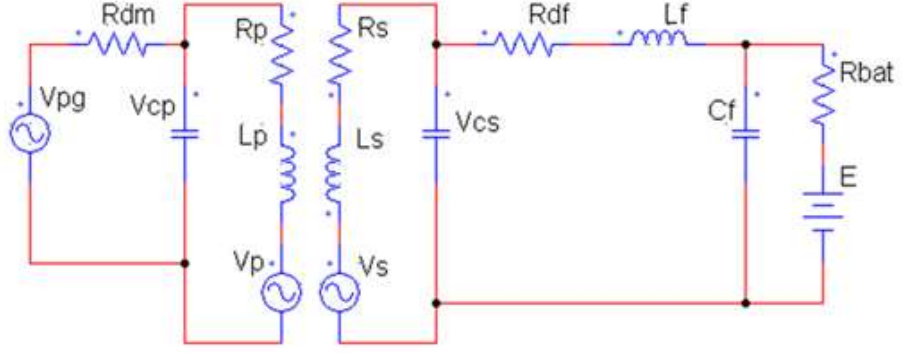
Şekil 4.6 : Kontrolör şeması.

4.2 KET Sistemlerin Durum Uzay Modeli

KET sistemlerin durum uzay modeli literatürde bulunmaktadır [52]. Bu proje kapsamında; yarıiletken anahtarların iletim dirençlerinin de eklendiği daha kapsamlı bir durum uzay modelinin literatürde bulunmadığı farkedilmiş olup, detaylı bir durum uzay modeli kurulmuştur. Durum değişkenleri; birincil bobin akımı, ikincil bobin akımı, birincil taraf rezonans kapasitesi gerilimi, ikincil taraf rezonans kapasitesi gerilimi, filtre kapasitesi gerilimi ve yük akımıdır. Aşağıdaki denklemlerin düzenlenmesiyle model kurulur.



Şekil 4.7 : Tüm sistemin görünümü.



Şekil 4.8 : Modifiye edilmiş sistem.

$$R_p I_p + \frac{dI_p}{dt} L_p - M \frac{dI_s}{dt} - V_{cp} = 0 \quad (4.1)$$

$$\frac{dI_p}{dt} = \beta R_p L_s I_p - \beta L_s V_{cp} + R_s M \beta I_s + M \beta V_{cs} \quad (4.2)$$

$$R_s I_s + \frac{dI_s}{dt} L_s + V_{cs} = M \frac{dI_p}{dt} \quad (4.3)$$

$$\frac{dI_s}{dt} = M R_p \beta I_p - M \beta V_{cp} + R_s L_p \beta I_s + L_p \beta V_{cs} \quad (4.4)$$

(4.1) ve (4.3) taraf tarafa toplanarak (4.2) ve (4.4) elde edildi. Burada;

$$\beta = \frac{1}{M^2 - L_p L_s} \quad (4.5)$$

$$V_{pg} - V_{cp} = R_{dm} I_1 \quad (4.6)$$

$$\frac{V_{pg} - V_{cp}}{R_{dm}} = I_1 \quad (4.7)$$

$$\frac{1}{C_p} \frac{dV_{cp}}{dt} = I_p - I_1 \quad (4.8)$$

$$\frac{1}{C_p} \frac{dV_{cp}}{dt} = I_p - \frac{V_{pg} - V_{cp}}{R_{dm}} \quad (4.9)$$

$$\frac{dV_{cp}}{dt} = \frac{C_p}{R_{dm}} (V_{cp} - V_{pg}) + I_p C_p \quad (4.10)$$

$$V_{cs} - V_{CF} = R_{d2} I_2 + L_F \frac{dI_2}{dt} \quad (4.11)$$

$$\frac{V_{cs} - V_{CF} - R_{d2} I_2}{R_{d2}} = \frac{dI_2}{dt} \quad (4.12)$$

$$\frac{1}{C_s} \frac{dV_{cs}}{dt} = I_2 - I_s \quad (4.13)$$

$$\frac{dV_{cs}}{dt} = C_s (I_2 - I_s) \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{C_F} \frac{dV_{CF}}{dt} = I_{load} - I_2 \quad (4.15)$$

$$\frac{dV_{CF}}{dt} = \frac{C_F (V_{CF} - E)}{R_{bat}} - C_F I_2 \quad (4.16)$$

$$I_{load} = \frac{V_{CF}}{L_F} - \frac{E}{L_F} \quad (4.17)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_s \\ I_p \\ V_{cp} \\ V_{cs} \\ V_{CF} \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s L_p \beta & M R_p \beta & -M \beta & L_p \beta & 0 & 0 \\ R_s M \beta & \beta R_p L_s & -\beta L_s & M \beta & 0 & 0 \\ 0 & C_p & C_p / R_{dm} & 0 & 0 & 0 \\ -C_s & 0 & 0 & 0 & C_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_F / R_{bat} & -C_F \\ 0 & 0 & 0 & 1 / L_F & -1 / L_F & -R_{d2} / L_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_p \\ V_{cp} \\ V_{cs} \\ V_{CF} \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -C_p / R_{dm} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -C_F / R_{bat} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pg} \\ E \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.19)$$

$$A = \begin{bmatrix} R_s L_p \beta & M R_p \beta & -M \beta & L_p \beta & 0 & 0 \\ R_s M \beta & \beta R_p L_s & -\beta L_s & M \beta & 0 & 0 \\ 0 & C_p & C_p / R_{dm} & 0 & 0 & 0 \\ -C_s & 0 & 0 & 0 & 0 & C_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_F / R_{bat} & -C_F \\ 0 & 0 & 0 & 1 / L_F & -1 / L_F & -R_{d2} / L_F \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -C_p / R_{dm} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -C_F / R_{bat} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Y, çıkış gerilimi olarak düşünülürse;

$$Y = Cx + Du \quad (4.22)$$

$$V = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} I_s \\ I_p \\ V_{cp} \\ V_{cs} \\ V_{CF} \\ I_2 \end{bmatrix} + [0 \ 0] \begin{bmatrix} V_{pg} \\ E \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (4.24)$$

$$D = [0 \ 0] \quad (4.25)$$

$$X(s) = (sI - A)^{(-1)} BU(s) \quad (4.26)$$

$$Y(s) = [C(sI - A)^{(-1)} B + D]U(s) \quad (4.27)$$

$$G(s) = C(sI - A)^{(-1)} B + D \quad (4.28)$$

Durum uzay modelinden transfer fonksiyonu çıkarımının en genel hali (4.26) ve (4.27)'de verilmiştir. Bu bilgiler ışığında sistemin transfer fonksiyonu (4.29)'da gösterildiği gibi olur. Bu model kurulmasına rağmen, bu projede kullanılmamıştır. İleri bir çalışmanın temeli olarak görülmektedir.

$$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} s - R_s L_p \beta & M R_p \beta & -M \beta & L_p \beta & 0 & 0 \\ R_s M \beta & s - \beta R_p L_s & -\beta L_s & M \beta & 0 & 0 \\ 0 & C_p & s - C_p / R_{dm} & 0 & 0 & 0 \\ -C_s & 0 & 0 & s & 0 & C_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s - C_F / R_{bat} & -C_F \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_F & -1/L_F & s + R_{d2}/L_F \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -C_p / R_{dm} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -C_F / R_{bat} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

5. DENEY SONUÇLARI VE YORUMLAR

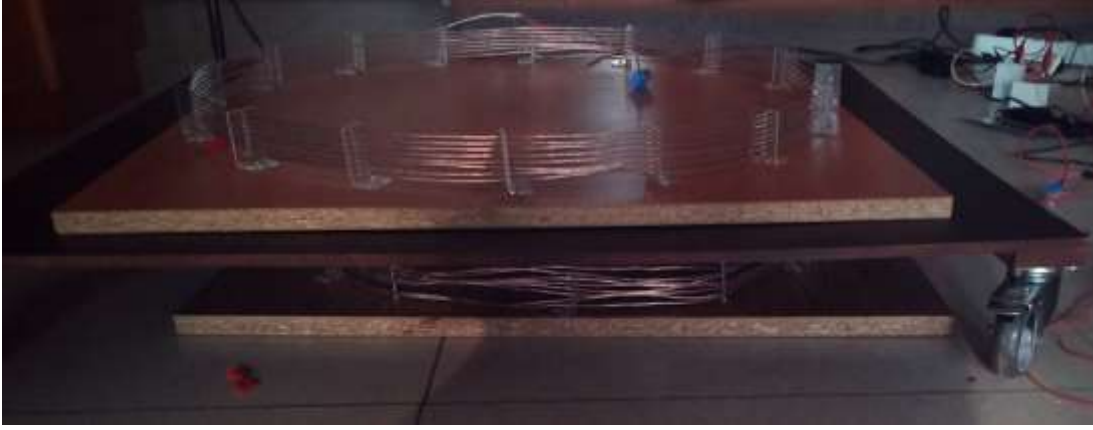
Önceki bölümlerde bahsedildiği solenoid ve spiral olarak iki tip bobin tasarlanmıştır. Bunlardan biri solenoid diğeri spiral şekillerdeki bobinlerdir. Bu bölümde, tasarlanan bobinlere 47 nF ve 220 nF'lık kapasiteler seri bağlanmıştır. Anahtarlar sistem rezonansında uyarılarak, deneyler gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.1'de görülen 4 tekerlekli bir araç deneylerde kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Platformun altında kalan bobin enerjiyi veren bobin, platformun üzerinde olan bobin ise alıcı yani arabanın içindeki bobin olarak düşünülmüştür.



Şekil 5.1: Elektrikli aracı simgeleyen platform.

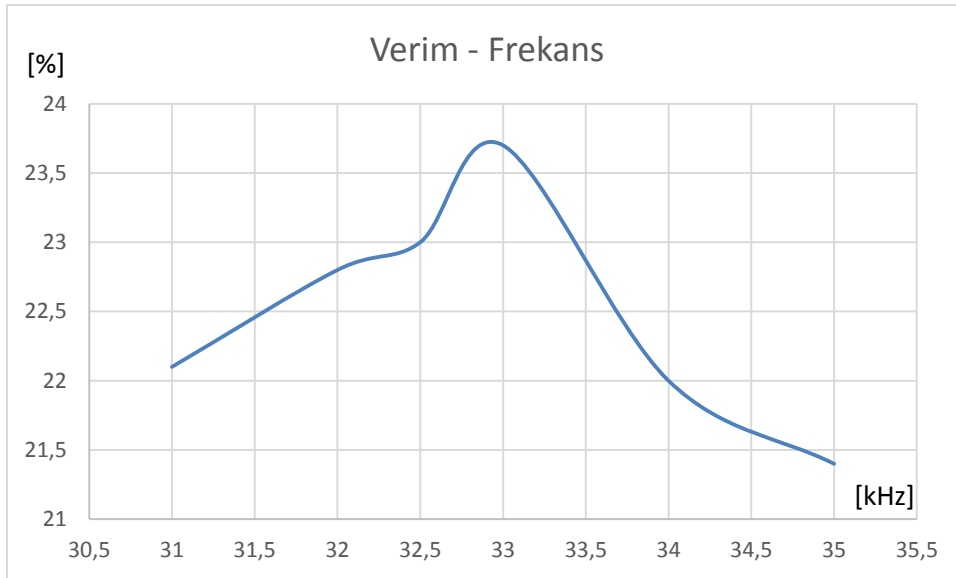


Şekil 5.2: Platform ve aracın içindeki alıcı bobin.

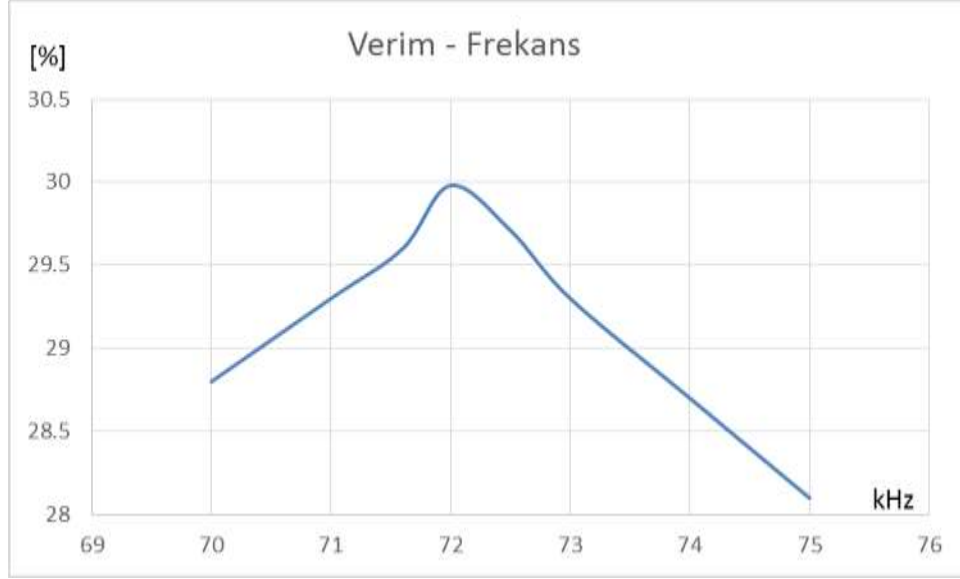


Şekil 5.3: Verici bobin, alıcı bobin ve platform.

İlk olarak hangi frekansta çalışılacağı belirlenecektir. Giriş doğru gerilim değeri 30 V'tur. Solenoid bobin ile 220 nF değerinde bir kapasite seri bağlandığında rezonans frekansı 30 kHz olmaktadır. Solenoid bobin ile 47 nF değerinde bir kapasite seri bağlandığında ise rezonans frekansı 76 kHz olmaktadır. Deney sırasında bobinler arasında hiç mesafe bırakılmamıştır. Bu yüzden bobinlerin arasındaki mesafe bobinlerin dikeyde orta noktalarının birbirlerine uzaklığı olarak belirlenebilir. Bu mesafe 4 cm. civarındadır. Şekil 5.4'te 220 nF değerlikli kapasite ile yapılan deneyin verim - frekans arasındaki ilişki verilmiştir. Maksimum verime %23.8 - 33.51 kHz'de ulaşılmıştır. Şekil 5.5'te 47 nF değerlikli kapasite ile yapılan deneyin verim - frekans arasındaki ilişki verilmiştir. Maksimum verim %30'dur ve 71.95 kHz'de ulaşılmıştır.



Şekil 5.4: Verim – frekans eğrisi (220 nF kapasite ile).



Şekil 5.5: Verim – frekans eğrisi (47 nF kapasite ile).

Şekil 5.4 ve 5.5 incelendiğinde, verim % 23’den % 30’a yükselmiştir. Bunun nedeni frekansın yaklaşık 2.5 kat artırılarak kalite faktörünün 66 değerinden 133 değerine yükseltilmesidir. Frekans daha arttırılsa çok bile, bobin direnci bölümünde anlatıldığı gibi, kalite faktörü daha büyüyemez. Çünkü deri etkisi ve proximity etkisi nedeniyle frekans sınırı 80 kHz’dir. Bu frekans değerinden sonra bobin direnci hızla artacaktır.

Bobinler arası 4 cm. mesafede iken, sistem kapalı çevrim olarak çalıştırılmıştır. Sistemin 72 kHz’lik rezonans frekansında salındığı görülmüştür. Özellikle çok akım çekilip, yükün çok ısındığı durumlarda sistemin kararsızlığa gittiği görülmüştür.

Anlaşıldığı üzere 75 kHz civarında çalışılması sistemi daha verimli hale getirecektir. Bu noktadan sonra, solenoid bobinler ile spiral bobinler için optimum yük değeri, optimum frekans değeri araştırılacaktır. Bölüm 2’de hazırlanmış model kullanılarak deneysel sonuçlar ile teorik sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılacaktır.

Çizelge 5.1’de sonuçları verilen deney “Test 1” olarak isimlendirilmiştir. Giriş doğru gerilim değeri 40 V olduğunda yük değişimine bağlı olarak verim ifadesi verilmiştir. Frekans değeri sabittir ve 74.11 kHz değerindedir. Teorik verim hesabına göre, en uygun yük değeri 2.55 Ω iken, deneysel ölçüme göre en uygun yük değeri 2.7 Ω değerindedir. Görüldüğü gibi analiz yöntemi en uygun yük değerini yüksek bir doğrulukla hesaplayabilmektedir. Teorik verim hesabı ile ölçülen verim hesabı

arasında %100 hata vardır. Bunun en önemli nedeni, anahtarlama kayıplarının analize katılmamasıdır.

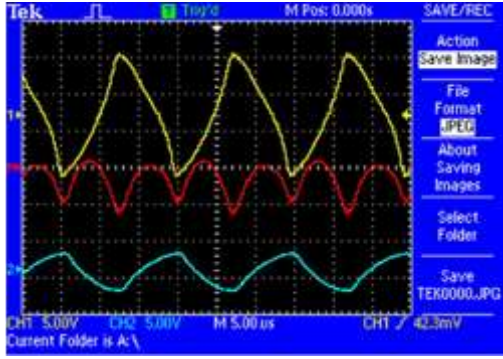
Çizelge 5.1: Test 1.

Yük [Ω]	Teorik Verim [%]	Ölçülen Verim [%]
2.3	33.59	14.865
2.4	33.65	17.055
2.5	33.68	16.905
2.55	33.68	17.73
2.6	33.67	17.88
2.7	33.65	18
2.9	33.52	17.85
3.1	33.32	16.95
3.2	33.2	16.2
4.4	31.08	12

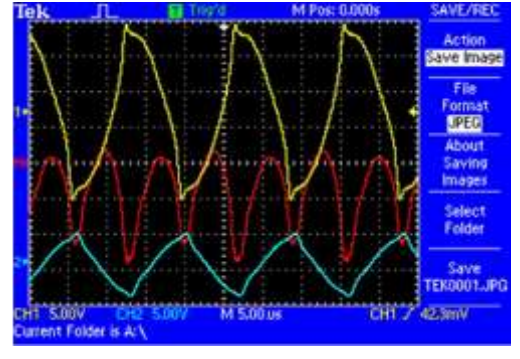
Çizelge 5.2’de sonuçları verilen deney “Test 2” olarak isimlendirilmiştir. Deneyin amacı solenoid bobin için en uygun frekans noktası bulmaktır. Yük değeri 4 Ω değerindedir. Frekans 62.5 kHz ile 79 kHz arasında değiştirilerek ölçümler alınmıştır. Bazı ölçümler için yük üzerindeki gerilim değerlerinin ve yükün çektiği akım değerlerinin osiloskop çıktısı Şekil 5.6’da verilmiştir. Sarı dalga şekli gerilim bilgisi, mavi dalga şekli akım dalga şekli ve kırmızı dalga şekli ise güç bilgisidir. Ölçümlere göre en uygun frekans değeri 74 kHz değeridir. Önerilen teorik analiz yöntemine göre, en uygun frekans noktası 73.88 kHz’dir. Görüldüğü gibi en uygun frekans noktasını tayin etmede önerilen yöntem ufak bir hata ile çalışmaktadır. Ancak analiz yöntemine göre bu noktada verim %31.58 olmasına rağmen, ölçülen değer %13 civarındadır. Ayrıca tam rezonans frekansında ($f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$) değerinde analiz yöntemine göre, verim %0 çıkmaktadır. Bu anlamda da, analiz yönteminin eksiği vardır.

Çizelge 5.2: Test 2.

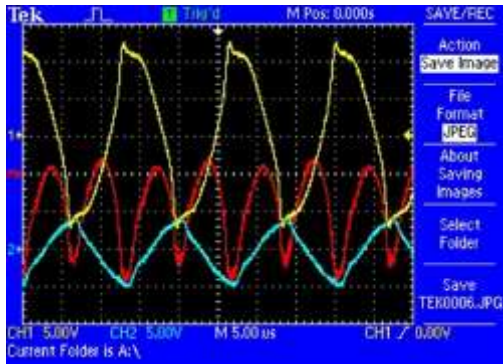
Frekans [kHz]	Giriş Doğru Gerilim [V]	Teorik Verim [%]	Ölçülen Verim [%]
62.5	40	0.365	8.976
65.2	40	0.9522	9.792
68.1	40	3.1	11.2472
71.42	40	14.08	11.56
73	30	26.94	12.512
73.5	30	30.48	12.716
74	30	31.45	12.988
74.5	30	27.41	12.444
75	30	17.09	12.24
79	30	29.9255	10.2



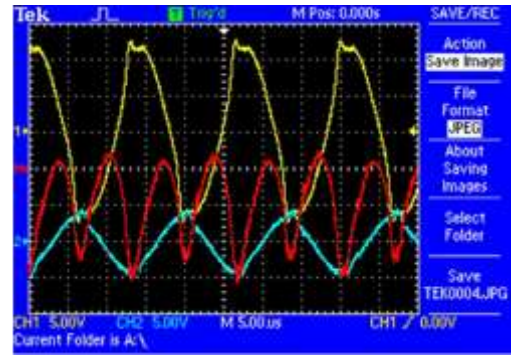
(a)



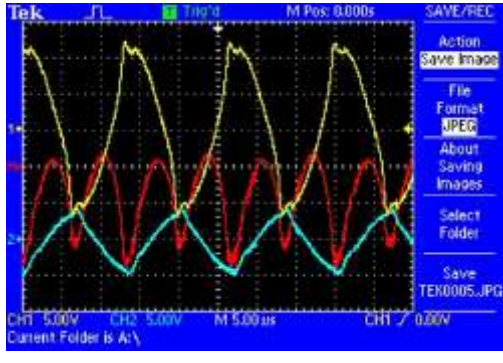
(b)



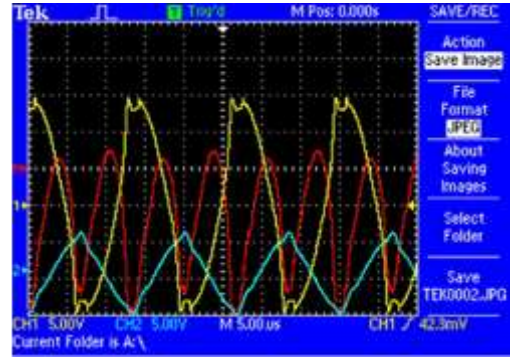
(c)



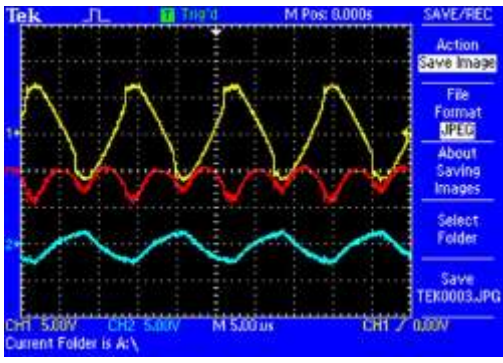
(d)



(e)



(f)



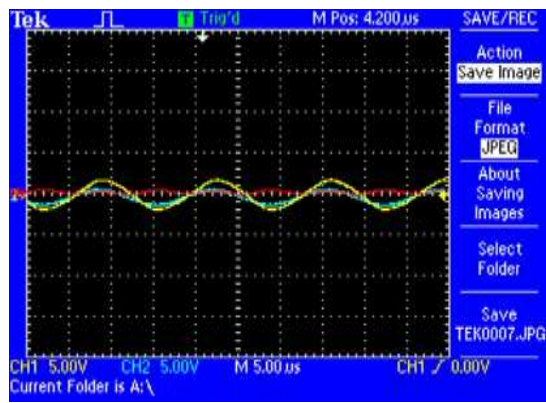
(g)

Şekil 5.6: Test 2, (a) $f = 68.1$ kHz (b) $f = 71.42$ kHz (c) $f = 73.5$ kHz (d) $f = 74$ kHz (e) $f = 74.5$ kHz (f) $f = 75$ kHz (g) $f = 79$ kHz.

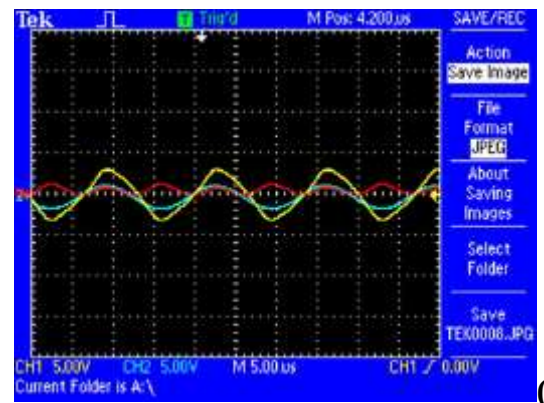
Çizelge 5.3'te sonuçları görülen deney “Test 3” olarak isimlendirilmiştir. Bu deneyde, giriş doğru gerilimi 10 V'tan 100 V'a kadar arttırılmıştır. Deney sırasında solenoid bobin kullanılmıştır. Bazı ölçümler için yük üzerindeki gerilim değerlerinin ve yükün çektiği akım değerlerinin osiloskop çıktısı Şekil 5.7'de verilmiştir. Sarı dalga şekli gerilimi, mavi dalga şekli akımı ve kırmızı dalga şekli ise gücü temsil etmektedir. Bu deneyde, yük ve anahtarlama frekansı hep sabittir. Yük 2.8Ω değerinde, anahtarlama frekansı 74.11 kHz değerindedir. Görüldüğü üzere, giriş doğru gerilim değeri arttıkça verim artmaktadır. Sistem 120 V ile çalışırken 120 W enerji iletilmiştir. Bu değer muadil şarj cihazlarıyla karşılaştırıldığında düşüktür. Teorik olarak verim hep %33 civarındadır. Önerilen teorik analiz yöntemine göre verim giriş gerilimine göre değişmemektedir. Bunun nedeni, doğrultucu ileri gerilim düşümlerinin hesaba katılmamasıdır. Bu durum önerilen teorik analiz yönteminin eksiği olarak göze çarpmaktadır. Bu deneyde de deneysel sonuçlar ile teorik sonuçlar arasında önemli farklar vardır.

Çizelge 5.3: Test 3.

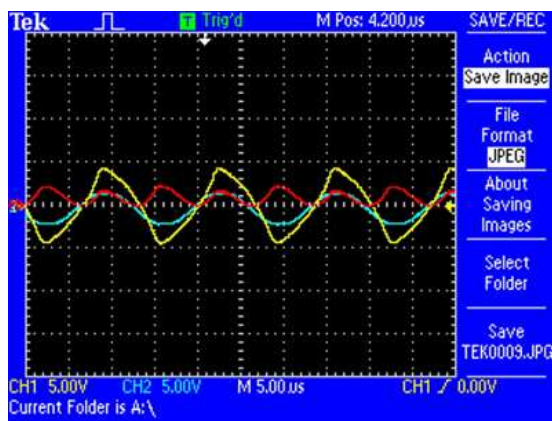
Giriş doğru gerilim [V]	Çıkış Gücü [W]	Ölçülen Verim [%]
10	0.484	10.2758
15	1.64	8.9961
20	3.25	15.5092
25	5.3	16.3114
30	7.9	17.954
35	10.5	17.8394
40	13.6	18.0304
45	17	18.0686
50	21.2	18.336
55	24.6	17.7248
60	29.4	19.0618
65	30.2	19.1
70	35.2	19.3865
75	42.55	19.5584
80	57.64	19.7112
85	62.09	19.8449
90	70.43	19.9404
95	79.72	20.1314
100	87.79	20.246
105	97.27	20.055
110	107.65	20.3224
115	116.42	20.3606
120	127.29	20.4179



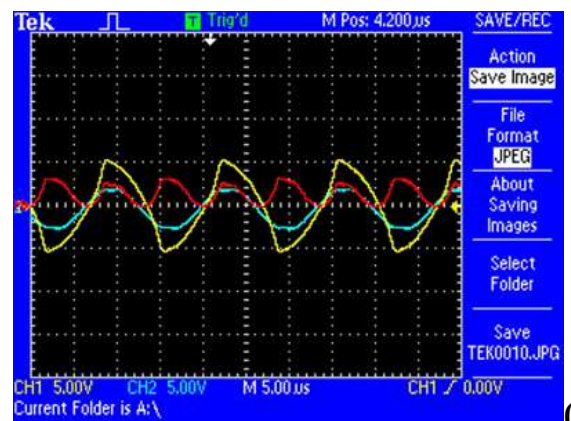
(a)



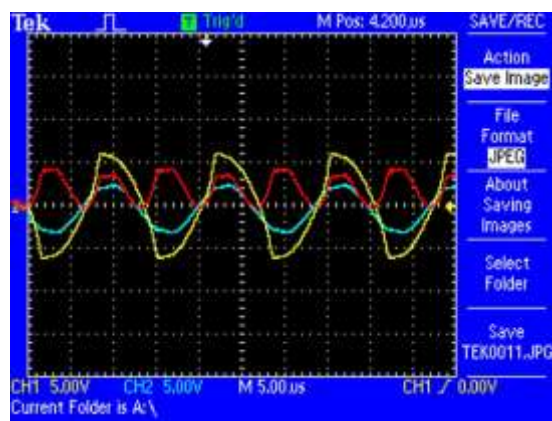
(b)



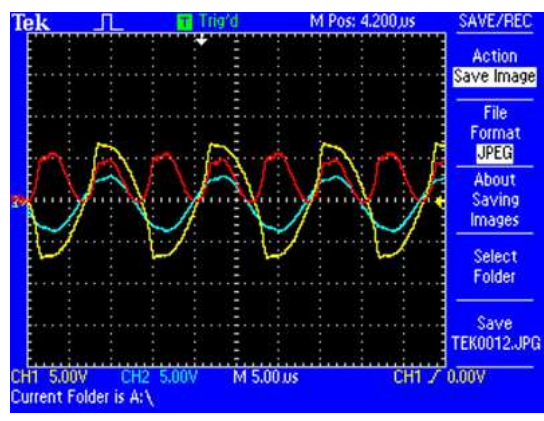
(c)



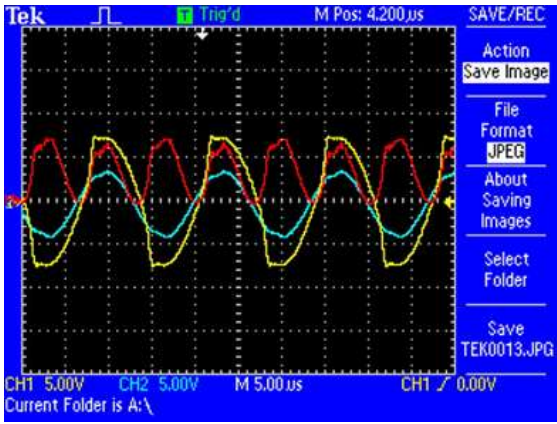
(d)



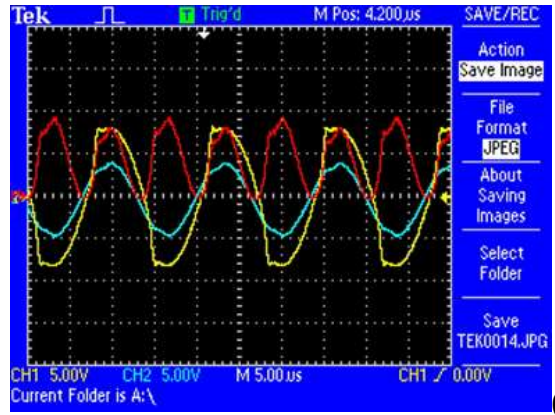
(e)



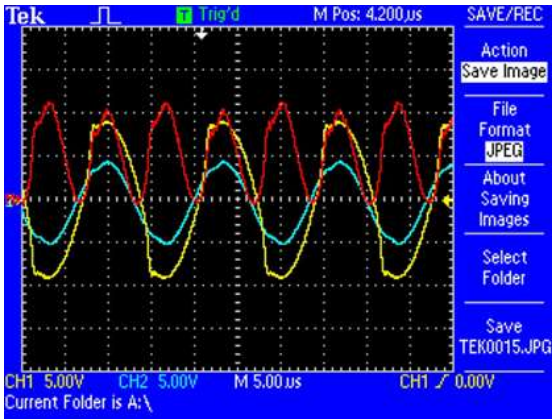
(f)



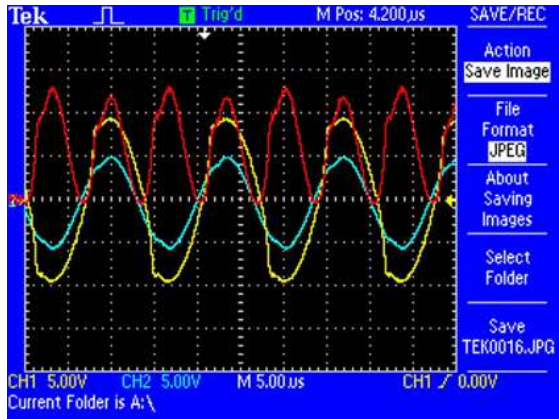
(g)



(h)



(i)



(j)

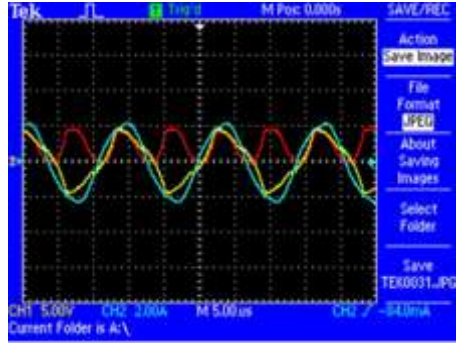
Şekil 5.7: Test 3, (a) $V_{dc} = 10V$ (b) $V_{dc} = 15V$ (c) $V_{dc} = 20V$ (d) $V_{dc} = 25V$ (e) $V_{dc} = 30V$ (f) $V_{dc} = 35V$ (g) $V_{dc} = 40V$ (h) $V_{dc} = 45V$ (i) $V_{dc} = 50V$ (j) $V_{dc} = 55V$.

Çizelge 5.4’de sonuçları verilen deney “Test 4” olarak isimlendirilmiştir. Bu deneyde, solenoid bobin yerine spiral bobin kullanılmıştır. Deney esnasında alınan yük üzerindeki gerilimin ve yükün çektiği akımın osiloskop çıktıları Şekil 5.8’de verilmiştir. Sarı dalga şekli gerilimi, mavi dalga şekli akımı ve kırmızı dalga şekli ise gücü temsil etmektedir. Yük ve giriş doğru gerilimi hiç değişmemektedir, sırasıyla 2.5Ω ve $40V$ değerlerindedir. Bu deneyde amaç en uygun frekansı bulmaktır. İki spiral bobin arasındaki ortak endüktans solenoid bobine göre daha az olduğu için en uygun frekans rezonans frekansına daha yakın olmalıdır. DeneySEL ölçümlere göre solenoid bobinler için en uygun frekans 74 kHz iken, spiral bobinler için 75 kHz civarındadır. Ayrıca en uygun frekansta akım ile gerilim arasında faz farkı olmadığı görülmektedir. Frekans en uygun frekanstan küçük olduğunda akım öndeyken, frekans en uygun frekanstan büyük olduğunda gerilim öndedir. Önerilen analiz yöntemine göre, en uygun frekans 74.75 kHz değerindedir. Teorik olarak bu noktada

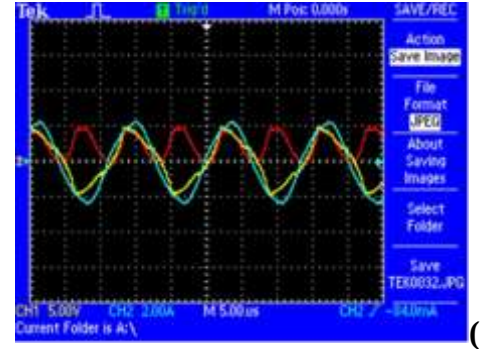
verim %33.2 değerinde olmasına rağmen ölçüm sonuçlarına göre verim %14.6 değerindedir.

Çizelge 5.4: Test 4.

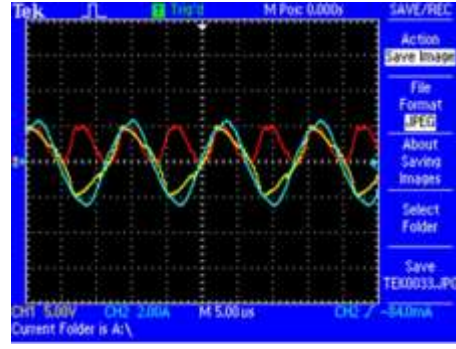
Frekans [kHz]	Teorik Verim [%]	Ölçülen Verim [%]
71.42	4.63	13.845
73.17	16.19	14.46
75	29.47	14.61
76.92	31.26	14.445
79	16.04	14.49
81.5	3.86	13.89
83	1.91	13.98
84	1.27	13.83
85.7	0.69	13.65
88.23	0.33	13.89
90.9	0.179	14.13



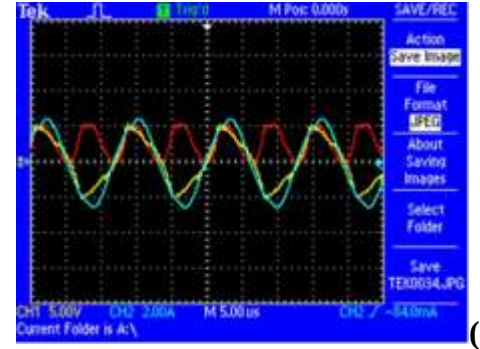
(a)



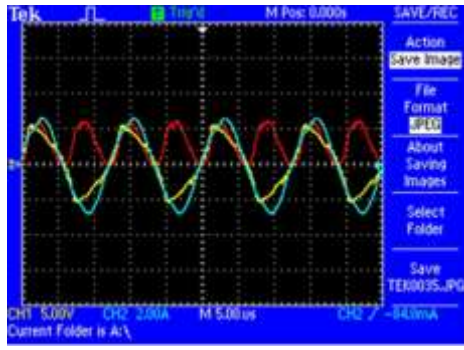
(b)



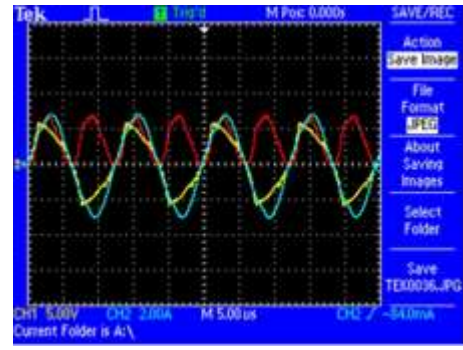
(c)



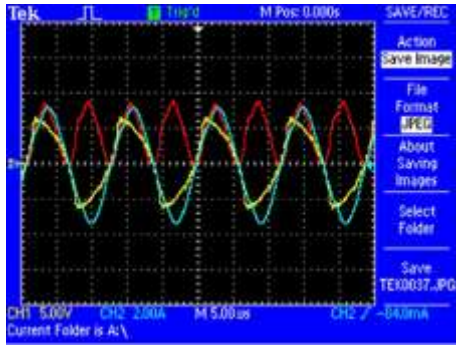
(d)



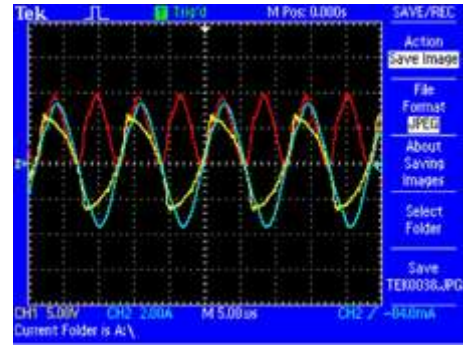
(e)



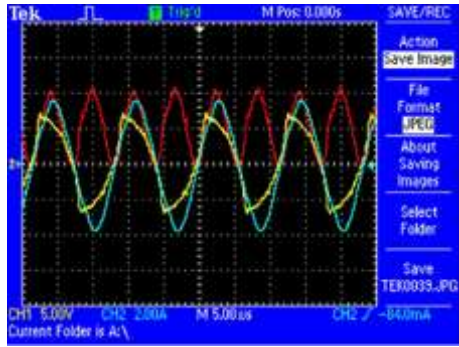
(f)



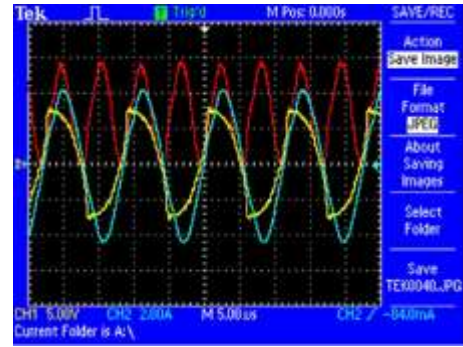
(g)



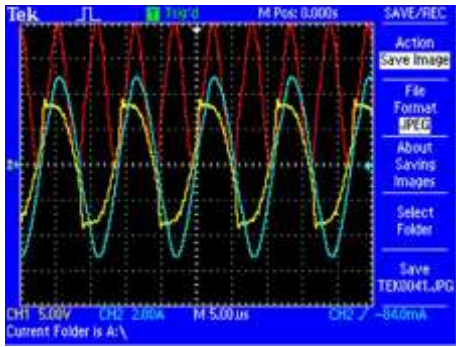
(h)



(i)



(j)



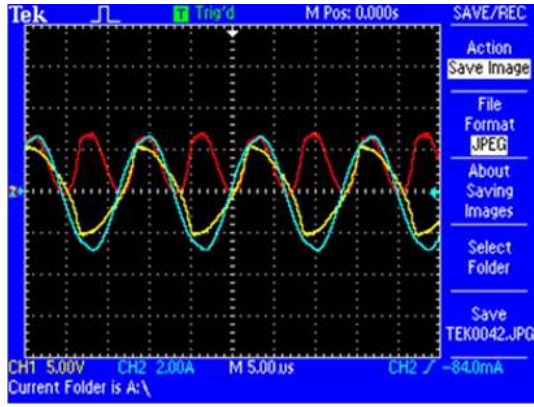
(k)

Şekil 5.8: Test 4, (a) $f = 71.42$ kHz (b) $f = 73.17$ kHz (c) $f = 75$ kHz
 (d) $f = 76.92$ kHz (e) $f = 79$ kHz (f) $f = 81.25$ kHz
 (g) $f = 83$ kHz (h) $f = 84$ kHz (i) $f = 85.7$ kHz
 (j) $f = 88.23$ kHz (k) $f = 90.9$ kHz.

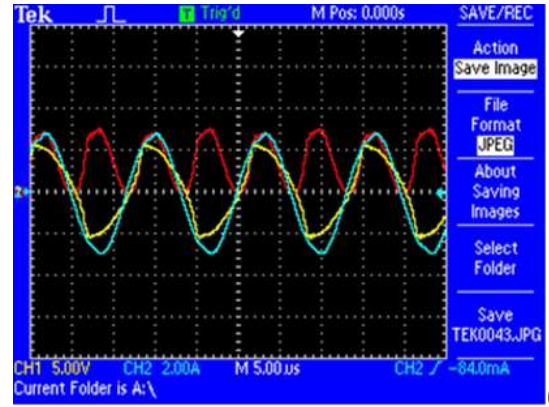
Çizelge 5.5'te sonuçları verilen deney "Test 5" olarak isimlendirilmiştir. Test 4 ile Test 5 arasındaki tek fark bobinler arası mesafenin 12 cm.'den 20 cm.'ye çıkartılmasıdır. Frekans sabittir ve 74.11 kHz'dir, yük ise 2.8Ω 'dur. Bu durum için 3 sonuç alınmıştır. Yük üzerindeki gerilimin ve yükün çektiği akımın osiloskop görüntüsü Şekil 5.9'da verilmiştir. Sarı dalga şekli gerilimi, mavi dalga şekli akımı ve kırmızı dalga şekli ise gücü temsil etmektedir.

Çizelge 5.5: Test 5.

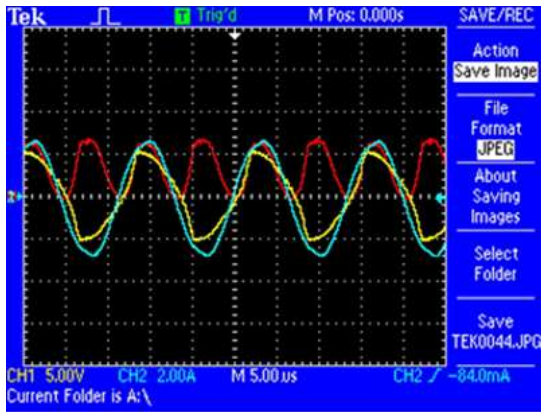
Frekans [kHz]	Teorik Verim [%]	Ölçülen Verim [%]
73.9	10.81	12.56
74.25	13.66	13.56
75.6	6.17	12.05



(a)



(b)



(c)

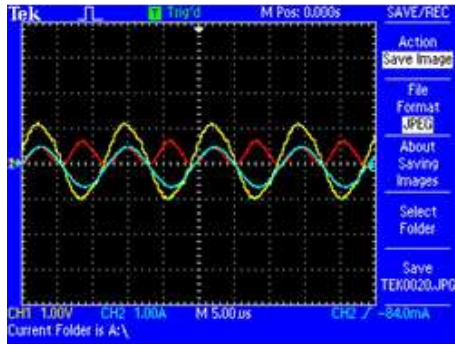
Şekil 5.9: Test 5, (a) $f = 73.9$ kHz (b) $f = 74.25$ kHz (c) $f = 75.6$ kHz.

Çizelge 5.6'da sonuçları verilen deney "Test 6" olarak isimlendirilmiştir. Bu deneyde, giriş doğru gerilimi 10 V'tan 60 V'a kadar arttırılmıştır. Deney sırasında spiral bobin kullanılmıştır. Şekil 5.10'da deney boyunca alınan yük üzerindeki gerilimin ve yükün çektiği akımın osiloskop çıktıları bulunmaktadır. Sarı dalga şekli gerilimi, mavi dalga şekli akımı ve kırmızı dalga şekli ise gücü temsil etmektedir. Bu

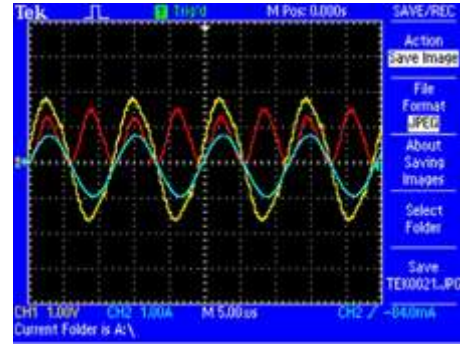
deneyde, yük ve anahtarlama frekansı hep sahiptir. Yük 2.6Ω değerinde, anahtarlama frekansı 79 kHz değerindedir. Görüldüğü üzere, giriş doğru gerilimi değeri arttıkça verim artmaktadır. Giriş gerilimi 60V civarında iken, çıkış gücünün 12 W seviyesinde olması elektrikli araçlar için uygun değildir. Açıkça görüldüğü gibi, elektrikli araç uygulamalarında spiral bobin kullanılmamalıdır. Teorik olarak verim sürekli olarak %8.4 civarındadır. Bu deney verim açısından incelendiğinde, deneysel sonuçların teorik sonuçlardan daha büyük olduğu görülmektedir. Önerilen teorik analiz yöntemine göre verim giriş gerilimi ile değişmemektedir. Bu durum önerilen teorik analiz yönteminin eksikliği olarak göze çarpmaktadır.

Çizelge 5.6: Test 6.

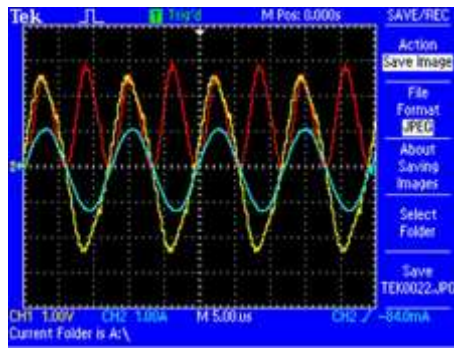
Giriş Doğru Gerilimi [V]	Çıkış Gücü [W]	Teorik Verim[%]	Ölçülen Verim[%]
10	0.264	8	12.8
15	0.66	8.7	13.92
20	1.27	8.88	14.208
25	2	8.88	14.208
30	2.95	9.02	14.432
35	4.04	9.23	14.768
40	5.1	9.1	14.56
45	6.43	9.4	15.04
50	7.9	9.51	15.216
55	9.58	9.62	15.392
60	11.5	9.82	15.712



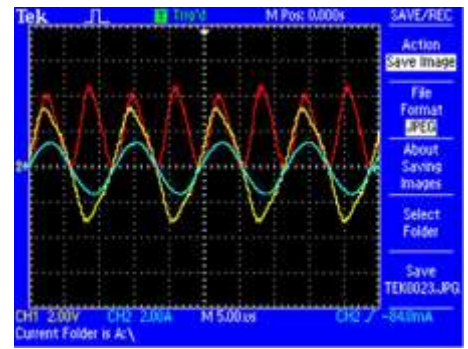
(a)



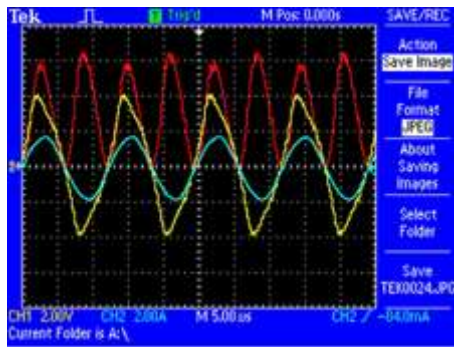
(b)



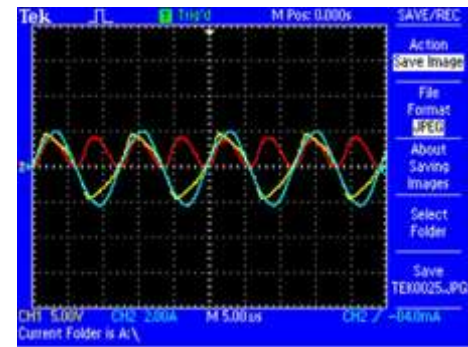
(c)



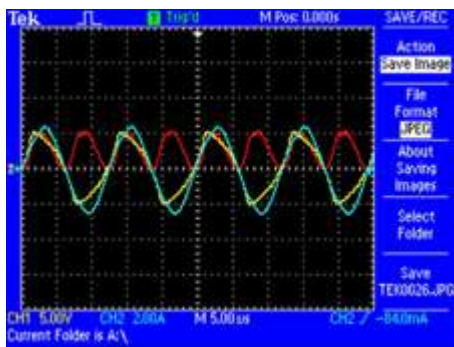
(d)



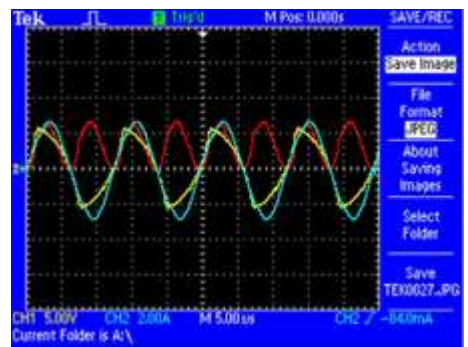
(e)



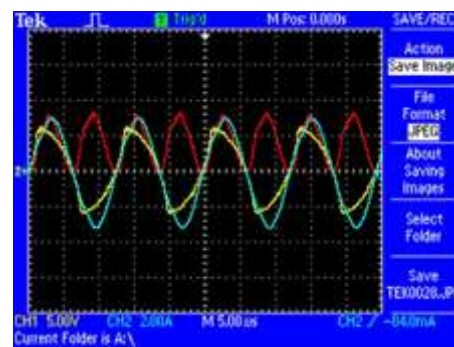
(f)



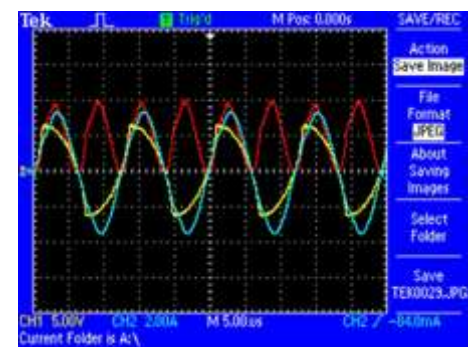
(g)



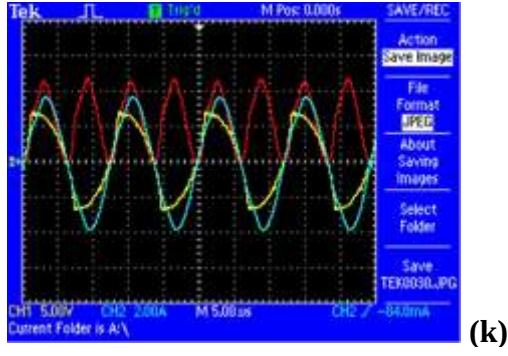
(h)



(i)



(j)

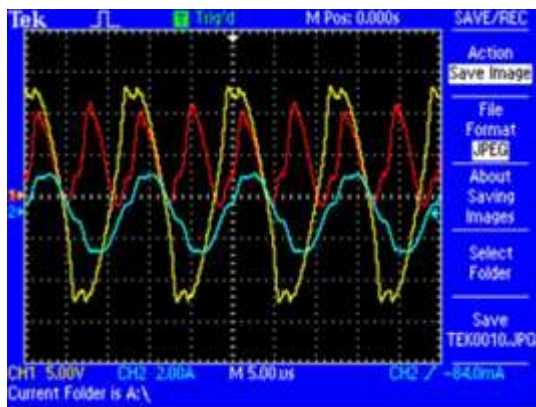


Şekil 5.10: Test 6, (a) $V_{dc} = 10V$ (b) $V_{dc} = 15V$ (c) $V_{dc} = 20V$ (d) $V_{dc} = 25V$ (e) $V_{dc} = 30V$ (f) $V_{dc} = 35V$ (g) $V_{dc} = 40V$ (h) $V_{dc} = 45V$ (i) $V_{dc} = 50V$ (j) $V_{dc} = 55V$ (k) $V_{dc} = 60 V$.

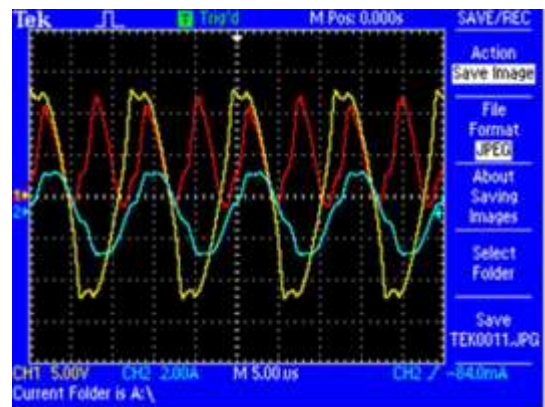
Çizelge 5.7’de sonuçları verilen deney “Test 7” olarak isimlendirilmiştir. Bu deneyde giriş doğru gerilimi değeri 40 V olduğunda yük değişimine bağlı olarak verim ifadesi verilmiştir. Bobin olarak spiral bobin kullanılmıştır. Teorik verim hesabına göre, en uygun yük değeri 2.55Ω iken, deneysel ölçüme göre en uygun yük değeri 2.7Ω değerindedir. Görüldüğü gibi analiz yöntemi en uygun yük değerini yüksek bir doğrulukla hesaplayabilmektedir. Bu deney sırasında alınan yük gerilimi ve üzerinden geçen akım Şekil 5.11’de görülmektedir. Sarı dalga şekli gerilimi, mavi dalga şekli akımı ve kırmızı dalga şekli ise gücü temsil etmektedir. Teorik verim hesabı ile ölçülen verim hesabı arasında önemli ölçüde hatalar vardır.

Çizelge 5.7: Test 7.

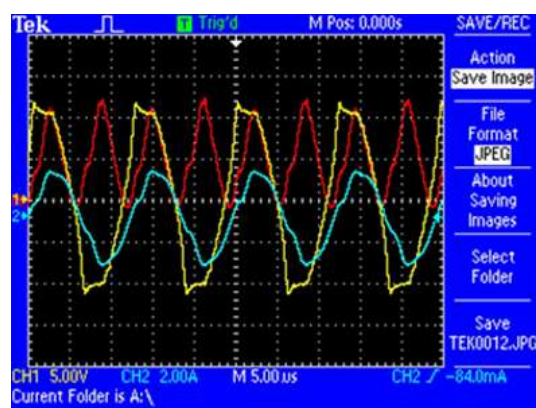
Yük [Ω]	Çıkış Gücü [W]	Teorik Verim[%]	Ölçülen Verim[%]
3.8	8.4	26.19	7.5
3.6	9.1	26.82	8.13
3.4	9.9	27.46	9.6
3.2	9.72	28.12	11.25
3.1	9.15	28.46	12.03
2.9	7.85	29.13	13.44
2.6	6.05	30.15	14.625
2.5	4.23	32.48	14.955
2.3	3.07	31.14	15
2.1	1.23	31.75	11.4



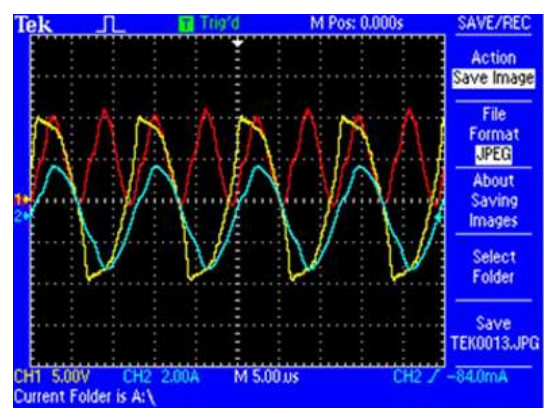
(a)



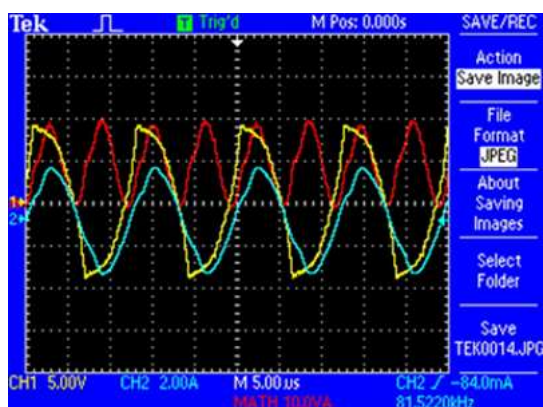
(b)



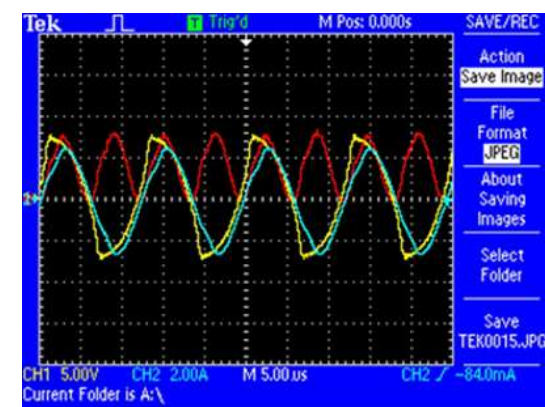
(c)



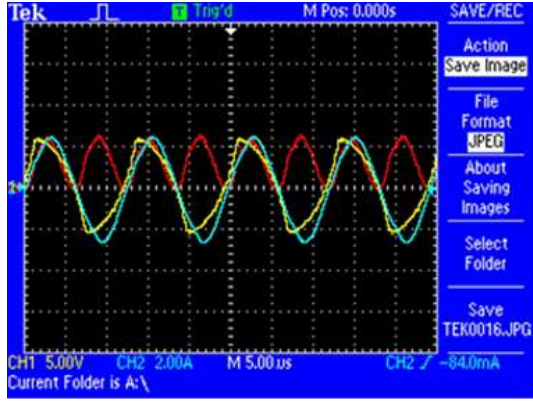
(d)



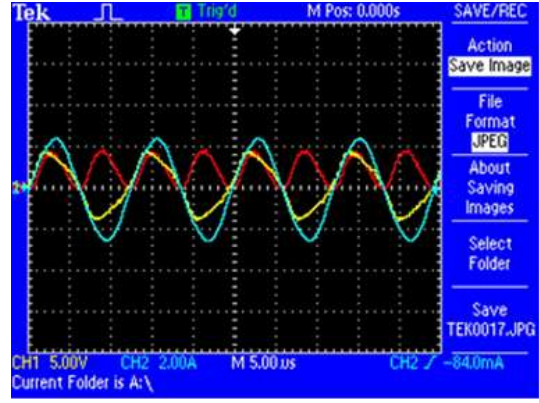
(e)



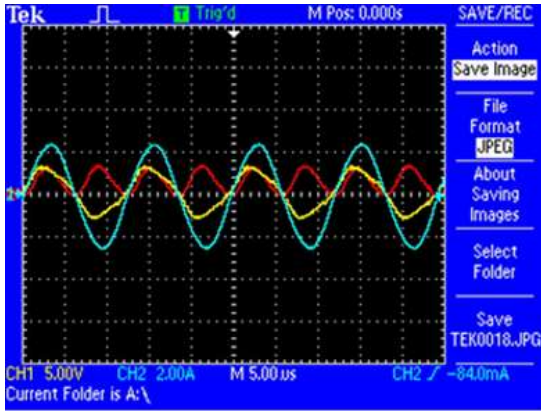
(f)



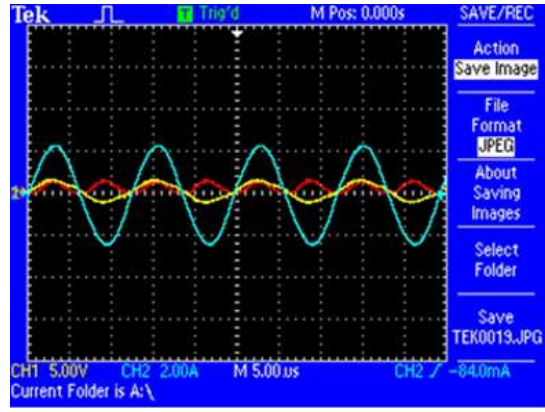
(g)



(h)



(i)



(j)

Şekil 5.11: Test 7, (a) $R = 3.8\Omega$ (b) $R = 3.6\Omega$ (c) $R = 3.4\Omega$ (d) $R = 3.2\Omega$ (e) $R = 3.1\Omega$ (f) $R = 2.9\Omega$ (g) $R = 2.6\Omega$ (h) $R = 2.5\Omega$ (i) $R = 2.3\Omega$ (j) $R = 2.1\Omega$.

Kapalı çevrim kablosuz şarj cihazı tasarımı gerçekleştirilmiştir. İkinci tarafa maksimum iletilen güç miktarı 120 W olmuştur. Sistemin kapalı çevrim çalıştığı durumda 72 kHz civarında salındığı gözlemlenmiştir. Maksimum verim %30 olarak ölçülmüştür.

Esasında projede kullanılan solenoid bobin hiç kapasiteye ihtiyaç duyulmadan bobinin öz kapasitesiyle rezonansa girmesi için tasarlanmıştır. Solenoid bobinin sargıları arasındaki kapasite kullanıldığında rezonans frekansı 10 MHz civarında olması bekleniyordu. Kullanılan DSP işlemcisi 150 MHz işlem yapabilme hız kapasitesine sahip olmasına rağmen, 500 kHz'den sonra verdiği PWM sinyallerinin kalitesinin çok düşük olması ve yüksek frekanslara çıkıldıkça sinyal çözünürlüğünün azalması sebebi ile frekans limitleri oluştu. Frekans limiti 500 kHz idi. Bu nedenle 250 kHz'de çalışan bir güç elektroniği devresi yapıldı, hedeflenen verim seviyelerine çıkılamadı.

Verimin beklenenden düşük olmasının sebepleri aşağıda sıralanmıştır:

- İstenilen frekans değerlerine çıkılamaması
- 10 MHz’te çalışacak bir bobin tasarlanmış olması (75 kHz için daha iyi bir bobin tasarlanabilirdi.)
- Birinci bobin ile ikinci bobin arasındaki endüktans değeri farklılıkları
- Kullanılan rezonans kapasitelerin değerlerindeki farklılıklar
- Bobinleri tam hizalamadaki problemler
- Ölçüm hataları

Bu tez kapsamında, sistemin tüm verimini hesaplayan bir analiz yöntemi önerildi. Bu yöntem ile en uygun yük değeri ve en uygun çalışma frekans noktası çok küçük hatalarla saptanmaktadır. Ne var ki, iki önemli eksikliği bulunmaktadır. İlki, giriş gerilimi değişse bile verim değişmiyormuş gibi sonuç vermesidir. İkincisi ise, ölçülen verim değeri ile teorik verim değerinin bazen %100’e varan hatalarda olmasıdır. Bu sorunlar aşağıda sıralanmış önerilerle aşılabılır:

- DSP yerine FPGA kullanılabilir.
- Anahtarlama kayıpları işe dahil edilmelidir.
- Akım ve gerilim sinusoidal olarak kabul edilmiştir, halbuki sinüzoidal değildir. Tam dalga şekilleri “state plane trajectory” yöntemi kullanılarak saptanmalıdır.
- Doğrultucu diyotların gerilim düşümü hesaba katılmalıdır.
- Yük değeri ısınmaktadır, ısınmaya (akıma) bağlı olarak yükün değişen değeri modellenenebilir.

Gelecek çalışma olarak, 75 kHz’de çalışacak bir bobin tasarlanacaktır. Bu tasarlanacak bobinin sarım sayısı düşürülerek sargı direnci azaltılacaktır. Kontrol metodu olarak da bobinden akan akım dalga şeklinin ve bobinin üzerindeki gerilim dalga şeklinin sıfır geçişleri saptanarak aralarındaki faz farkı ölçülecektir. Bu faz farkının bobinler arasındaki ortak endüktans ile ilişkisi irdelenecektir. Böylelikle ikinci taraftan akım ve gerilim bilgisi okunmadan sistem verimini maksimize eden frekans noktası tespit edilecektir.

KAYNAKLAR

- [1] **Jang, Y. ve Jovanovic, M.** (2003). A Contactless Electric Energy Transmission System for Portable-Telephone Battery Charges. *Journal of IEEE*. Cilt. 50, no. 3, Sf. 520-527.
- [2] **Bhutkar, R. ve Sapre, S.** (2009). Wireless energy transfer using magnetic resonance. The 2nd International Conferences on Computer and Electrical Engineering, Dubai, Birleşik Arap Emirlikleri, 28 – 30 Ağustos.
- [3] **Fincan B. ve Üstün Ö.** (2012). Kablosuz Enerji Transferinde Bazı Kısıtlar ve Çözümler. ELECO, Bursa, Türkiye, 29 Kasım – 01 Aralık.
- [4] **Fincan B. ve Üstün Ö.** (2014). A study on solutions for wireless energy transfer limitations. The 7th IET international conference on Power Electronics, Machines and Drives, Manchester, Birleşik Krallık, 8 -10 Nisan.
- [5] **Moradewicz, A.J. ve Kazmierkowski, M.P.** (2009). High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter. *Bulletin of Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, Cilt. 57, no. 4, Sf. 375-381.
- [6] **Omori H., Iga Y., Morizane T., Kimura N., Nakagawa K., Nakaoka, M.** (2012). A Novel wireless EV charger using SiC single-ended quasi resonant inverter for home use. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, Novi Sad, Sırbistan, 4 – 6 Eylül.
- [7] **Kusaka K. ve Itoh J.** (2012). Input Impedance Matched AC-DC Converter in Wireless Power Transfer for EV Charger. 15th International Conference on Electrical Machines and Systems, Sapporo, Japonya, 21 – 24 Kasım.
- [8] **Ağcal A.** (2014). Kablosuz enerji transferinde farklı hava aralıkları ve karakteristik empedanslara göre verim analizi (Yüksek lisans tezi), YTÜ.
- [9] **Mazlouman, J., Mahanfar, S. and Kaminska B.** (2009). Mid-range wireless energy transfer using inductive resonance for wireless sensors. *IEEE*

International Conference on Computer Design, Lake Tahoe, Amerika Birleşik Devletleri, 4 – 7 Kasım.

- [10] **Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., Soljacic, M.** (2007). Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, *Science*, Cilt. **317**, no. 5834, pp. 83-86.
- [11] **Waffenschmidt, E ve Staring T.** (2009). Limitation of inductive power transfer for consumer applications. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, İspanya, 8 – 10 Eylül.
- [12] **Charles R. Sullivan** (1999). Optimal Choice for number of strands in a Litz-wire transformer winding. *IEEE Trans on Power Electronics*, vol. **14**, no. 2, Sf. 283-291.
- [13] **Karakaya, U.** (2007). Motor control via wireless energy and information transfer (Yüksek Lisans Tezi), İTÜ.
- [14] **Johns B.** (2011). An introduction to the wireless power consortium standard and TI's compliant solutions.
- [15] **Imura, T., Uchida, T. ve Hori Y.** (2009). Basic Experimental Study on Helical Antennas of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by using Magnetic Resonant Couplings. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, Amerika Birleşik Devletleri, 7 – 11 Eylül.
- [16] **Imura, T. Uchida, ve Y. Hori** (2009). Flexibility of Contactless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV. *World Electric Vehicle Journal*, Cilt. **3**, Sf. 1 – 10.
- [17] **Imura, T. ve Hori Y.** (2010). Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula. *IEEE Trans. Industrial Electronics* Vol. **58**, no. 10, Sf. 4746-4752.
- [18] **Teck Chuan Beh, T. Imura, M. Kato, Y. Hori** (2010). Basic study of improving efficiency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on impedance matching, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Sf. 2011-2016, 4 – 7 Temmuz.
- [19] Url-1<<http://www.ornl.gov/adm/partnerships/events/>>, alındığı tarih 29.06.2014
- [20] **Tacer, E.** (2005). Elektromekanik Enerji Dönüşümü (Birinci ve İkinci Bölümler), İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi.

- [21] **Chetty, P.R.K.** (1992). Resonant Power Supplies and their Status. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Cilt 7, no.4, 23 -29.
- [22] **Miller H. C.** (1987). Inductance Formula for a Single layer Circular Coil *Proc. of the IEEE*, vol. 75, no. 2, Sf. 256- 257.
- [23] **Jackson J.D.** (1999). Classical Electrodynamics, Wiley, New York.
- [24] **Grover, F. W.** (1964). Inductance Calculations, Chaps. 2 and 13, Dover, New York.
- [25] **Abramowitz, M. and I. A. Stegun** (1972). Handbook of Mathematical Functions, National Bureau of Standards Applied Mathematics, Series 5, Washington DC.
- [26] **Kassakian, J. G., Schlect M. F., Verghese G. C.** (1992). Principles of Power Electronics. Addison-Wesley, New York.
- [27] **Budhia, M., Covic, G. A. ve Boys J. T.** (2011). Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, Sf. 3096–3108.
- [28] **Kazmierkowski M.P. ve Moradewicz A. J.** (2012). Unplugged but connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems. *IEEE industrial electronics magazine*, Cilt 6, no. 4, 47 -55.
- [29] **Kamikawai, R. et al.** (1985). Electrical Parameter Analysis from Three-Dimensional Interconnection Geometry, *IEEE Trans. On Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, Cilt. 8, no. 2, Sf. 269 – 274.
- [30] **Lundin R.** (1985). A handbook formula for the inductance of a single layer circular coil. *Proc. IEEE*, vol. 7, Sf. 1428-1429.
- [31] **Wheeler H.A.** (1928). Simple inductance formulas for radio coils, *Proc. of I.R.E.*, vol. 16.no. 10, 1398 -1400.
- [32] **Queiroz, A. C. M.** (2005). Mutual Inductance and Inductance Calculations by Maxwell's Method.
- [33] **Fincan B.** (2012). Kablosuz Enerji Transferi (Lisans Bitirme Projesi), İTÜ.
- [34] **Sinha, D., Bandyopadhyay, A., Sadhu, P.K., Pal N.** (2010). Computation of Inductance and AC Resistance of a Twisted Litz Wire for High Frequency Induction Cooker. International Conference on Industrial Electronics, Control and Robotics, Orissa,Hindistan, 27 – 29 Aralık.

- [35] **Mizuno, T. Yachi, S. Kamiya, A. ve Yamamoto D.** (2011). Improvement in Efficiency of Wireless Power Transfer of Magnetic Resonant Coupling Using Magnetoplated Wire. *IEEE Trans. on Magnetics* Cilt. **47**, no. 10, Sf. 4445- 4448.
- [36] **Dowell P.L.** (1966). Effects of Eddy Currents in Transformer Windings *Proceedings of the IEE*, Cilt. **113**, no. 8, Sf. 1387-1394.
- [37] **Ferreira, J.A.** (1994). Improved analytical modelling of conductive losses in magnetic components. *IEEE Trans. Power Electron.* Cilt. **9**, no. 1, Sf. 127–131.
- [38] **Wojda R.P. ve Kazimierczuk M.K.,** 2012. Winding Resistance of Litz-Wire and Multi-Strand Inductors. *IET Power Electronic*, Cilt. **5**, no. 2, 257-268.
- [39] **Field, R.F.** (1937). “The measurement of mutual inductance”, *Electrical Measurements Technique and Its Industrial Applications*, The General Radio Experimenter, Cilt **11**, no. 8.
- [40] **Li, H. L. Hu, A. P. ve Covic G. A.** (2010). A power flow control method on primary side for a CPT system. *International Power Electronic Conference*, Sapporo, Japonya, 21 – 24 Haziran.
- [41] **Wu, H. H., Covic, G.A. ve Boys, J.T.** (2009). AC Processing Controllers for IPT Systems. *Wireless Power Transfer – Principles and Engineering Explorations*, Chapter 12, Intech.
- [42] **Madawala U. K. ve Thrimawithana D. J.** (2009). A single controller for inductive power transfer systems. *35th IEEE Annu. Conf. Ind. Electron*, Sf. 109–113, Porto, Portekiz, 3 – 5 Kasım.
- [43] **Moradewicz, A. J.** (2008). Contactless energy transmission system with rotatable transformer: Modeling, analyze and design. (doktora tezi), Electrotech. Institute, Warsaw, Poland.
- [44] **Miskiewicz, R. ve Moradewicz, A. J.** (2011). Contactless power interface for plug-in electric vehicles in V2G systems. *Bull. Polish Acad. Sci., Tech. Sci.*, Cilt. **59**, no. 4, Sf. 561–568.
- [45] **Matysik, J. T.** (2007). The current and voltage phase shift regulation in resonant converters with integration control. *IEEE Trans. Ind. Electron.* Cilt. **54**, no. 2, Sf. 1240–1242.
- [46] **Theodoridis, M. P.** (2012). Effective capacitive power transfer. *IEEE Trans. Power Electron.* Cilt. **27**, no. 12, Sf. 4906–4913.

- [47] **Y. Fujita, A. Hirotsune, ve Y. Amano** (2006). Contactless power supply for layer-selection type recordable multi-layer optical disk. IEEE Optical Data Storage Topical Meeting, Montreal, Canada, 23-26 Nisan.
- [48] **Van der Pijl, F. F. A., Bauer, P., Ferreira, J. A. ve Polinder H.** (2006). Design of an inductive contactless power system for multiple users. IEEE IAS Ann. Meeting Sf. 343–349.
- [49] **Van der Pijl, F. F. A., Bauer, P., Ferreira, J. A. ve Polinder H.** (2007). Quantum control for an experimental contactless energy transfer system for multiple users. *in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting* Sf. 1876–1883.
- [50] **Apneseth, Ch., Dzung, D., Kjesbu, S., Scheible, G. ve Zimmermann, W.** (2002). Introduction wireless proximity switches. ABB Rev., no. 4, Sf. 42–49.
- [51] **O'Brien, K., Scheible, G. ve Gueldner H.** (2003). Analysis of wireless power supplies for industrial automation systems. IEEE-IECON'03. 2-6, Nov. Roanoke, VA Sf. 367–372, vol. **1**.
- [52] **Akshya K. Swain, Michael J. Neath, Madawala** A Dynamic Multivariable State Space Model for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems, *IEEE Trans. On Power Electronics*, Cilt **27**, no. 11, 4772 – 4780.
- [53] **Si, P., Hu, A. P., Malpas, S. and Budgett, D.** (2008). Frequency Control Method for regulating power to implantable devices. *IEEE Trans. Cilt* **2**, no. 1, Sf. 22-29.
- [54] Url-2<<http://news.techworld.com/>>, alındığı tarih 29.06.2014.
- [55] Url-3<<http://elecreate.com/>>, alındığı tarih 29.06.2014.
- [56] Url-4<<http://www.powermat.com/>>, alındığı tarih 10.10.2014.

EKLER

EK A: Seri Rezonans Güç Elektroniği Devresinin PCB Kartı

EK B: Sidhu özendüktans hesaplama yöntemi için Matlab Kod

EK C: Neumann özendüktans hesaplama yöntemi için Matlab kodu

EK D: Eksenleri Kaymış Bobinlerin Özendüktans Hesaplaması için Matlab Kodu

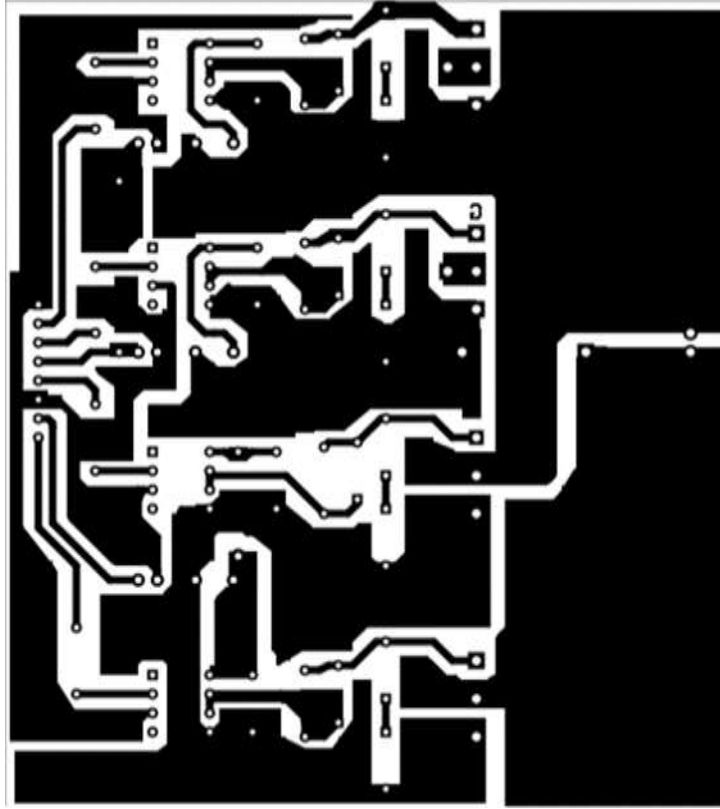
EK E: Sidhu yöntemi - Hava nüveli bobinlerin endüktanslarının hesaplanması için matlab kodu

EK F: Lindun yöntemi - Hava nüveli bobinlerin endüktanslarının hesaplanması için matlab kodu

EK G: Ardunio Kod

EK H: DSP TMS320F28335 Kod

EK A



Şekil A.1 : Rezonans çevirici elektronik kart

EK B

$r1 = 0.35$; % radius of first coil in meters

$r2 = 0.35$; % radius of second coil in meters

$z = 0.09$; % distance between coils

$C1 = 2*r1/((2*r1)^2 + z^2)^{0.5}$ % CONSTANT1

$C2 = 4*r1*r2/((r1+r2)^2 + z^2)$; % CONSTANT2

$nuzero = 4*pi*10^{(-7)}$;

$a0 = 1$; %initial value

$b0 = (1-C1^2)^{0.5}$; %initial value

$c0 = C1$;

$a = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$;

$b = [b0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$;

$c = [c0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$;

for $i=1:1:7$

$a(i+1) = 0.5*(a(i) + b(i))$

$b(i+1) = (a(i)*b(i))^{0.5}$

$c(i+1) = 0.5*(a(i) - b(i))$

end

$A = a(7)$;

%if $(a[i+1] - b[i+1] < 0.01) \ \& \ (c[i+1] < 0.01)$

$\%a = a[i+1]$;

$\%c = c[i+1]$;

% end

$F = pi/(2*A)$;

$E = F*(1-0.5*(c(1) + 2*c(2) + 4*c(3) + 8*c(4) + 16*c(5)))$;

$M = 2*nuzero*((r1*r2)^{0.5})*((1-C2/2)*F-E)/C1$

EK C

```
b = 0.09; % distance

r1 = 0.35; % radius of first coil

r2 = 0.35; % radius of second coil

N1=8; % the turn number of first coil

N2=8; % the turn number of second coil

nuzero= 4*pi*10^(-7); % free space permittivity

CONSTANT = b*b + r1*r1 + r2*r2;

C = 2*r1*r2;

x = [0:2*pi/3001:2*pi]

a = sqrt(CONSTANT + C*cos(x));

d= cos(x);

e = d./a;

%e = abs(e);

h = 2*pi/3001;

s = e(1)+e(3002);

% simpson 3/8 (n intervals)

for i=0:1:999

s = s+ 3* e(2+i*3) + 3* e(3+i*3) + 2* e(4+i*3);

end

INTEGRAL_RESULT=s*3*h/8;

RESULT = abs(INTEGRAL_RESULT)

plot (x,e)

M = N1*N2*nuzero*r1*r2*RESULT/2 % mutual inductance
```


EK D

```
Rp= 0.35; % radius of primary coil
Rs= 0.35; % radius of second coil
c = 0.02; % distance between coils
d = 0.14; % lateral distance between center of coils
alfa = Rs / Rp;
beta = c / Rp;
nuzero= 4*pi*10^-7;
integral = 0;

for phi=0:pi/2000:pi;
    V = sqrt(1 + power((d/Rs),2)-2*(d/Rs)*cos(phi));
    k = sqrt(4*alfa*V/(power((1 + alfa*V),2) + power(beta,2)));
    max = 150;
    E = 1;
    for n=1:1:max
        E = E-power((((doubleFact(2*n-1))/(doubleFact(2*n))))^2)*power(k,n)/(2*n-1);
    end
    E = E*pi*0.5;
    K=1;
    for n=1:1:max
        K=K+power((((doubleFact(2*n-1))/(doubleFact(2*n))))^2)*power(k,n);
    end
    K=K*pi*0.5;
    %phih = zeros(1001,1);
    phih = ((2-k)/k)*K - 2*E/k;
    integral=integral + (1 - (d/Rs)*phih)*pi/(power(V,1.5)*2001)
end
M = nuzero*sqrt(Rp*Rs)*integral/pi
function result=doubleFact(n)
    result=1;
    if mod(5,2)==1
        for i=n:-2:1
            result=result*i;
        end
    else
        for i=n:-2:2
            result=result*i;
        end
    end
end
end
```


EK E

```
r= 0.35; % radius of first coil in meters
nuzero = 4*pi*10^(-7);
N=8; % turn numbers
h=0.04; %height of coil
CON = sqrt(4*r*r + h*h)
k = 2*r/CON;

max = 150;
E = 1;
    for n=1:1:max
        E = E-power((((doubleFact(2*n-1))/(doubleFact(2*n))))/2)*power(k,n)/(2*n-1);
    end
E = E*pi*0.5;

F=1;
    for n=1:1:max
        F=F+power((((doubleFact(2*n-1))/(doubleFact(2*n))))/2)*power(k,n);
    end
F=F*pi*0.5;

K =((F-E)*(CON*h)/(r*r) + (4*CON/h)*E - 8*r/h)/(3*pi);
L= nuzero*N*N*pi*r*r*K/h
```


EK F

```
a=0.35; %radius of coil
b= 0.035; %height of coil
nuzero= 4*pi*10^-7;
N = 8; %turn number
Z = 4*a*a/(b*b);
Y= 1/Z;
if (2*a < b)
    K= (1 + 0.383901*Z + 0.017108*Z*Z)/(1+0.258952*Z);
    E= 8*a/(3*pi*b);
    L = nuzero*N*N*pi*a*a*(K-E)/(b*b)
else
    V = (log(8*a/b)-0.5);
    K =(1 + 0.383901*Y + 0.017108*Y*Y)/(1+0.258952*Y);
    E = 0.093842*Y + 0.002029*Y*Y - 0.000801*Y*Y*Y;
    L = nuzero*N*N*a*(V*K+E)
End
```


EK G

```
#include <adc.h>
```

```
float state_voltage;  
float state_current;  
int batVal = 0;    // variable for the A/D value  
float pinVoltage = 0; // variable to hold the calculated voltage  
float batteryVoltage = 0;
```

```
int batMonPin = A4; // input pin for the voltage divider / constant value added  
int batVal = 0;    // variable for the A/D value  
float pinVoltage = 0; // variable to hold the calculated voltage  
float batteryVoltage = 0;
```

```
int analogInPin = A0; // Analog input pin that the carrier board OUT is connected to  
int sensorValue = 0;   // value read from the carrier board  
int outputValue = 0;   // output in milliamps
```

```
void setup()  
{  
  // initialize serial communications at 9600 bps:
```

```
  Serial.begin(9600);
```

```
}
```

```
void loop() {
```

```
  if(Serial.available() > 0)  
  {  
    state_voltage = Serial.write();  
    delay(100)  
    state_current = Serial.write();  
    delay(100)  
  }
```

```
int sampleBVal = 0;  
int avgBVal = 0;  
int sampleAmpVal = 0;  
int avgSAV = 0;
```

```
for (int x = 0; x < 10; x++)  
{ // run through loop 10x
```

```
  // read the analog in value:  
  sensorValue = analogRead(analogInPin);  
  sampleAmpVal = sampleAmpVal + sensorValue; // add samples together
```

```
batVal = analogRead(batMonPin); // read the voltage on the divider
sampleBVal = sampleBVal + batVal; // add samples together

delay (10); // let ADC settle before next sample
}
```

EK H

```
//
// Platform: eZdsp TMS320F28335
// Author: Bekir Fincan
//
#####
#####
//
// FILE:      TUBITAK_1002_files
//
// TITLE:     DSP28335ControlCARD; Wireless Energy Transfer ADC Module
Initialization
//
//           EPWM Module,PWM generation
//           SCI Communication Using Bluetooth Modules HC050 Card

#####
#####
// Version: 1.1
#####
#####
#include "DSP2833x_Device.h"
// external function prototypes
extern void InitSysCtrl(void);
extern void InitPieCtrl(void);
extern void InitPieVectTable(void);
extern void InitCpuTimers(void);
extern void ConfigCpuTimer(struct CPUTIMER_VARS *, float, float);
extern void InitAdc(void);
extern void display_ADC(unsigned int);
extern void SCIA_init(void);
void Gpio_select(void);
void Setup_ePWM1(void);
//interrupt routines
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
interrupt void adc_isr(void);      // ADC End of Sequence ISR
interrupt void SCIA_RX_isr(void);  // SCI-A Receive Interrupt Service
// Global Variables
unsigned int Voltage_VR1;
unsigned int Current_VR1;
int FREQ = 750; //1960 ;
int deltaFREQ = 0;
float Power1 = 0;
float Power2 = 0;
unsigned int StorageVoltage_VR1 = 3300;
float LineriazedCurrent_VR1 = 3300;
float StorageLineriazedCurrent_VR1 = 3300;
float eff = 0;
float storageeff = 0 ;
float A = 0.0015683340832809845;
float B = 0.9968633183343789;
```

```

// Global Variables
float32 message_voltage[]={" Voltage \n\r"};
float32 message_current[]={" Current \n\r"};
#####
#####
//
main code

#####
#####
void main(void)
{
    int counter=0; // binary counter for digital output
    InitSysCtrl(); // Basic Core Init from DSP2833x_SysCtrl.c
    // re-map PIE - entry for SCI-A-TX and SCI-A-RX
    EALLOW;
    PieVectTable.SCIRXINTA = &SCIA_RX_isr;
    EDIS;
    SCIA_init(); // Initialize SCI
    // Enable SCI-A RX Interrupt Group9 interrupt 1
    PieCtrlRegs.PIEIER9.bit.INTx1 = 1;
    // Enable INT9 for SCIA-TX and SCIA-RX:
    IER = 0x100;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;    // Re-enable the watchdog
    EDIS;    // 0x00AF to NOT disable the Watchdog, Prescaler =

64    DINT;    // Disable all interrupts
    Gpio_select();    // GPIO9, GPIO11, GPIO34 and GPIO49 as output
    // to 4 LEDs at Peripheral Explorer Board
    Setup_ePWM1();    // init of ePWM1A
    InitPieCtrl();    // basic setup of PIE table; from DSP2833x_PieCtrl.c
    InitPieVectTable();    // default ISR's in PIE
    InitAdc();    // Basic ADC setup, incl. calibration
    AdcRegs.ADCTRL1.all = 0;
        AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 7;    // 7 = 8 x ADCCLK
        AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    // 1=cascaded sequencer
        AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0;    // divide by 1
        AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;    // single run mode
        AdcRegs.ADCTRL2.all = 0;
        AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;    // 1=enable SEQ1
interrupt    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // 1=SEQ1 start
from ePWM_SOCA trigger
        AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;    // 0= interrupt after
every end of sequence
        AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3;    // ADC clock: FCLK =
HSPCLK / 2 * ADCCLKPS
//
HSPCLK = 75MHz (see DSP2833x_SysCtrl.c)

```

```

                                                                    //
FCLK = 12.5 MHz
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0001; // 2 conversions from
Sequencer 1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0; // Setup ADCINA0 as
1st SEQ1 conv.
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1; // Setup ADCINA1 as
2nd SEQ1 conv.

    EPwm2Regs.TBCTL.all = 0xC030; // Configure timer control register
/*
    bit 15-14  11:  FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
    bit 13      0:  PHSDIR, 0 = count down after sync event
    bit 12-10   000: CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/1
    bit 9-7     000: HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/1
    bit 6       0:  SWFSYNC, 0 = no software sync produced
    bit 5-4     11:  SYNCOSSEL, 11 = sync-out disabled
    bit 3       0:  PRDLD, 0 = reload PRD on counter=0
    bit 2       0:  PHSEN, 0 = phase control disabled
    bit 1-0     00:  CTRMODE, 00 = count up mode
*/
    EPwm2Regs.TBPRD = 100; //2999; // TPPRD +1 = TPWM /
(HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)
                                                                    //
                                                                    = 20 µs / 6.667
ns
    EPwm2Regs.ETPS.all = 0x0100; // Configure ADC
start by ePWM2
/*
    bit 15-14  00:  EPWMxSOCB, read-only
    bit 13-12   00:  SOCBPRD, don't care
    bit 11-10   00:  EPWMxSOCA, read-only
    bit 9-8     01:  SOCAPRD, 01 = generate SOCA on first event
    bit 7-4     0000: reserved
    bit 3-2     00:  INTCNT, don't care
    bit 1-0     00:  INTPRD, don't care
*/
    EPwm2Regs.ETSEL.all = 0x0A00; // Enable SOCA to
ADC
/*
    bit 15      0:  SOCBEN, 0 = disable SOCB
    bit 14-12   000: SOCBSEL, don't care
    bit 11      1:  SOCAEN, 1 = enable SOCA
    bit 10-8    010: SOCASEL, 010 = SOCA on PRD event
    bit 7-4     0000: reserved
    bit 3       0:  INTEN, 0 = disable interrupt
    bit 2-0     000: INTSEL, don't care
*/
    EALLOW;
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;

```

```

EDIS;
InitCpuTimers();    // basic setup CPU Timer0, 1 and 2
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,150,100000);
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;    // ADC
IER |=1;
EINT;
ERTM;
CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;  // start timer0
while(1)
{
    while(CpuTimer0.InterruptCount <5)
    {
        // wait for 500 ms
        EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;    //
Service watchdog #1
        EDIS;
    }
    // Display VR1 voltage
    display_ADC(Voltage_VR1);
    while(CpuTimer0.InterruptCount <10)    // wait for
1000 ms
    {
        EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;    //
Service watchdog #1
        EDIS;
    }
    // Display VR2 voltage
    display_ADC(Current_VR1);
    CpuTimer0.InterruptCount = 0;

    LineriazedCurrent_VR1 = A * (Current_VR1 +
StorageVoltage_VR1) + B * StorageLineriazedCurrent_VR1;
    Power1 = LineriazedCurrent_VR1 * Voltage_VR1;
    Power2 = message_voltage [] * message_voltage [];
    eff = Power2 / Power1 ;
    if (eff = storageeff)
    {
        FREQ = FREQ;
        deltaFREQ = 0;
    }
    if (storageeff < eff && deltaFREQ > 0)
    {
        FREQ = FREQ + deltaFREQ;
        deltaFREQ = 10;
    }
    if (storageeff < eff && deltaFREQ < 0)
    {

```

```

        FREQ = FREQ + deltaFREQ;
        deltaFREQ = - 10;
    }
    if (storageeff > eff && deltaFREQ > 0)
    {
        FREQ = FREQ - deltaFREQ;
        deltaFREQ = 10;
    }
    if (storageeff < eff && deltaFREQ < 0)
    {
        FREQ = FREQ - deltaFREQ;
        deltaFREQ = - 10;
    }
    StorageLineriaziedCurrent_VR1 = LineriaziedCurrent_VR1;
    StorageVoltage_VR1 = Voltage_VR1;
    Storageeff = eff;
    EPwm1Regs.DBRED = EPwm1Regs.TBPRD*0.02;
    // 10 microseconds delay
    EPwm1Regs.DBFED = EPwm1Regs.TBPRD*0.02;
    EPwm1Regs.TBPRD = FREQ;
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = FREQ / 2;
    counter++;
}
}
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;          // GPIO15 ... GPIO0 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1;    // ePWM1A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1;    // ePWM1B active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO28 = 1;    // SCIRXDA
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO29 = 1;    // SCITXDA

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;          // GPIO31 ... GPIO16 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;          // GPIO47 ... GPIO32 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;          // GPIO63 ... GPIO48 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;          // GPIO79 ... GPIO64 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;          // GPIO87 ... GPIO80 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
//    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO9 = 1;    // peripheral explorer: LED LD1
at GPIO9
//    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11 = 1;   // peripheral explorer: LED LD2
at GPIO11
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0;          // GPIO63-32 as inputs

```

```

//      GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;    // peripheral explorer: LED LD3
at GPIO34
//      GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO49 = 1; // peripheral explorer: LED LD4 at
GPIO49
      GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;              // GPIO87-64 as inputs
      EDIS;
}
void SCIA_init()
{
    SciaRegs.SCICCR.all = 0x0027;    // 1 stop bit, No loopback
                                     // ODD parity, 8 char bits,
                                     // async mode, idle-line protocol
    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0003;    // enable TX, RX, internal SCICLK,
                                     // Disable RX ERR, SLEEP, TXWAKE
    // SYSCLOCKOUT = 150MHz; LSPCLK = 1/4 = 37.5 MHz
    // BRR = (LSPCLK / (9600 x 8)) - 1
    // BRR = 487 gives 9605 Baud
    SciaRegs.SCIHBAUD  = 487 >> 8;    // Highbyte
    SciaRegs.SCILBAUD  = 487 & 0x00FF; // Lowbyte
    SciaRegs.SCICTL2.bit.TXINTENA = 1;    // enable SCI-A Tx-ISR
    SciaRegs.SCICTL2.bit.RXBKINTENA = 1;    // enable SCI_A Rx-ISR
    SciaRegs.SCIFFTX.all = 0xC060;    // bit 15 = 1 : relinquish from Reset
                                     // bit 14 = 1 :
Enable FIFO
                                     // bit 6 = 1 : CLR
TXFFINT-Flag
                                     // bit 5 = 1 :
enable TX FIFO match
                                     // bit 4-0 : TX-
ISR, if TX FIFO is 0(empty)
    SciaRegs.SCIFFCT.all = 0x0000;    // Set FIFO transfer delay to 0
    SciaRegs.SCIFFRX.all = 0xE065;    // Rx interrupt level = 5
    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0023;    // Relinquish SCI from Reset
}
// SCI-A Receive Interrupt Service
interrupt void SCIA_RX_isr(void)
{
    int i;
    char buffer[16];
    for (i=0; i<16; i++) buffer[i] = SciaRegs.SCIRXBUF.bit.RXDT;
    if (strncmp(buffer, "Voltage", 5) == 0)
    {
        SciaRegs.SCIFFTX.bit.TXFIFOXRESET = 1; // enable TXFIFO
        SciaRegs.SCIFFTX.bit.TXFFINTCLR = 1 ; // force TX-ISR
    }
    if (strncmp(buffer, "Current", 5) == 0)
    {
        SciaRegs.SCIFFTX.bit.TXFIFOXRESET = 1; // enable TXFIFO
        SciaRegs.SCIFFTX.bit.TXFFINTCLR = 1 ; // force TX-ISR
    }
}

```

```

    }
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFORESET = 0;    // reset RX-FIFO pointer
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFORESET = 1;    // enable RX-operation
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFINTCLR = 1;    // clear RX-FIFO INT Flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP9;
}
interrupt void adc_isr(void)
{
    Voltage_VR1 = AdcMirror.ADCRESULT0;    // store results global
    Voltage_VR2 = AdcMirror.ADCRESULT1;
    // Reinitialize for next ADC sequence
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;    // Clear INT SEQ1 bit
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to
    PIE
}
void Setup_ePWM1(void)
{
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;    // CLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // HSPCLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;    // up - down mode
    EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0060;    // set ePWM1A on CMPA
    up
    // clear
    ePWM1A on CMPA down
    EPwm1Regs.TBPRD = 1960;    // 1KHz - PWM signal
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 980;    // 50% duty cycle first
    EPwm1Regs.DBRED = EPwm1Regs.TBPRD*0.02;    //
    10 microseconds delay
    EPwm1Regs.DBFED = EPwm1Regs.TBPRD*0.02;    //
    for rising and falling edge
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;    // ePWM1A = RED
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;    // S3=1 inverted signal at
    ePWM1B
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;    // ePWM1A = source for RED &
    FED
}
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    CpuTimer0.InterruptCount++;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;    // service WD #2
    EDIS;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
//=====
//=====
// End of SourceCode.//

```


ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Bekir Fincan

Doğum Yeri ve Tarihi: 26.06.1988

Adres: İstasyon caddesi Gülbahçe sokak Merve Apartmanı No:9/3 Erenköy İstanbul

E-Posta: fincan@itu.edu.tr

Lisans: Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yayın ve Patent Listesi:

• Ustun O.; Tuncay R. N., Kivanc O.C.; Fincan B.; Tosun G.; “Development and Implementation of Field Weakening Algorithm for Brushless DC Motors” *ELECO*, Bursa, 2014 (Turkish)

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- Fincan B., Üstün Ö.,” Kablosuz Enerji Transferinde Bazı Kısıtlar ve Çözümler” *ELECO*, 2012
- Fincan B., Ustun O., “A Study on Solutions for Wireless Energy Transfer Limitations” *PEMD*, Manchester, 2014