Universidad Peruana de Ciencias Aplicadas

Facultad de Ingeniería

Programa de Ingeniería Electrónica

TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE ENERGÍA ELÉCTRICA

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO

Autor:

Álvaro Rodrigo Benavides Salvá
(0000-0002-0414-3557)

Asesor:

Ing. Moisés Ricardo Gutiérrez Chávez

Lima, 21 de septiembre de 2018

Dedicado a Nikola Tesla, por supuesto

Agradezco especialmente a mi ex profesor Juan Jorge Gonzales, quien me inspiró este tema de tesis y me asesoró durante los cursos de Proyecto electrónico 1 y 2.

RESUMEN

En la presente tesis, se describe cómo la situación actual motiva la investigación en las tecnologías de transmisión inalámbrica de energía eléctrica. Se abordan diferentes alternativas propuestas, como la inducción magnética simple, el uso de ondas electromagnéticas o la inducción magnética resonante. Se establecen los objetivos principales y secundarios de la presente tesis. Se analiza los principios básicos detrás de la transmisión inalámbrica de electricidad: electricidad, magnetismo, inducción electromagnética, resonancia eléctrica, entre otros. Se describe el circuito que se va a utilizar para el prototipo. En el caso del transmisor, se analiza cada módulo de este: fuentes de corriente, inversor, circuito resonante, antena transmisora. En el caso de receptor, se analizan sus módulos: antena receptora, rectificador y regulador de voltaje. Se exhibe las diferentes pruebas hechas al prototipo, con gráficos de los datos obtenidos y un análisis de estos. Se hace análisis de la potencia transmitida en variaciones de distancia y voltaje de fuente y se analiza la eficiencia de transmisión.

Palabras clave : Electricidad, Inalámbrico, Inducción Magnética, Resonancia Eléctrica

ABSTRACT

In this thesis, it is described the current situation and how it motivates research in wireless power transfer technologies. Different proposed alternatives are discussed, such as plain inductive induction, electromagnetic waves use or resonant inductive induction. The main and secondary objectives of this thesis are established. The basic principles behind wireless power transfer are analyzed: electricity, magnetism, electromagnetic induction, electric resonance, among others. The circuit used for the prototype is described. In the transmitter case, each of its modules is analyzed: current sources, inverter, resonant circuit, transmitter antenna. In the receiver case, its modules are analyzed: receiver antenna, rectifier and voltage regulator. Different tests made to the prototype are exhibited, with graphics of the data obtained and an analysis of it. An analysis of the power transmitted in distance and source voltage variations is made and the efficiency of transmission is analyzed.

Keywords: Electricity, Wireless, Magnetic Induction, Electric Resonance

TABLA DE CONTENIDOS:

INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO 1: ESTADO DEL ARTE	3
1.1 Situación energética de dispositivos móviles actual	3
1.2. Motivaciones para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica	4
1.3. Antecedentes de la transmisión inalámbrica de energía eléctrica	5
1.4. Exponentes actuales en transmisión inalámbrica de energía eléctrica	6
1.4.1 Powermat Technologies (desde 2006).....	6
1.4.2. Massachussets Institute of Technology (MIT) y Witricity Corporation (desde 2007).....	7
1.4.3. Energous Corporation (desde 2017).....	9
1.4.4 Air Fuel Alliance (desde 2015)	10
1.4.5. Wireless Power Consortium (desde 2008)	10
1.5. Objetivos.....	11
1.5.1 Objetivo general	11
1.5.2. Objetivos específicos:.....	11
1.6. Viabilidad	12
1.6.1 Ingenieril.....	12
1.6.2 Económica	12
1.6.3 Social	12
CAPÍTULO 2: MARCO TEÓRICO Y CONCEPTUAL	13
2.1. Fundamentos de electricidad	13
2.2. Fundamentos de magnetismo	16
2.3. Inducción electromagnética.....	19
2.4. Transferencia de energía en forma magnética.....	21
2.5. Acople magnético	22
2.5.1. Acople magnético débil.....	25
2.5.2. Acople magnético fuerte.....	27
2.6. Resonancia eléctrica	28
2.6.1 Circuito resonante en serie	28
2.6.2 Circuito resonante en paralelo	30
2.7. Sistemas de rectificación eléctrica.....	31
2.8. Convertidores resonantes.....	34

2.8.1. Convertidor resonante serie	34
2.8.2. Convertidor resonante paralelo.....	36
CAPÍTULO 3: DESARROLLO DEL PROTOTIPO	38
3.1. Sistema	38
3.2 Transmisor.....	38
3.2.1. Fuente de corriente.	40
3.2.2. Inversor.....	42
3.2.3. Circuito resonante.....	44
3.2.4. Antena transmisora.....	46
3.3 Receptor.....	48
3.3.1 Antena receptora.....	49
3.3.2 Rectificador – filtrador	51
3.3.3 Regulador de voltaje.....	51
CAPÍTULO 4: PRUEBAS AL PROTOTIPO	52
4.1. Mediciones en el transmisor.....	52
4.2. Mediciones en el receptor.....	52
4.2.1. Mediciones en la antena	52
4.2.2 Mediciones en la carga	53
CONCLUSIONES.....	56
RECOMENDACIONES	58
ANEXOS.....	63

ÍNDICE DE FIGURAS:

Figura 1.1. Torre de Tesla	5
Figura 1.2. Cargador Powermat instalado en una mesa	7
Figura 1.3. Experimento del MIT	8
Figura 1.4. Automóvil eléctrico cargando con tecnología Witricity	9
Figura 1.5. Tecnología Watt-Up de Energous	10
Figura 1.6. Cargador inalámbrico Qi certificado	11
Figura 2.1. Fuerza entre dos cuerpos cargados	14
Figura 2.2. Campo eléctrico	14
Figura 2.3. Corriente eléctrica	15
Figura 2.4. Campo magnético debido a una carga en movimiento	16
Figura 2.5. Fuerza sobre una carga en movimiento bajo un campo magnético	17
Figura 2.6. Fuerza sobre una corriente eléctrica bajo un campo magnético	18
Figura 2.7. Campo magnético generado por una corriente eléctrica	19
Figura 2.8. Leyes de Faraday y Lenz	20
Figura 2.9. Autoinductancia	21
Figura 2.10 Inductancia mutua	23
Figura 2.11 Circuitos de segundo orden con bobinas acopladas magnéticamente	24
Figura 2.12. Circuitos resistivos con inductores acoplados magnéticamente	25
Figura 2.13. Circuito resonante serie	29
Figura 2.14. Circuito resonante paralelo	31
Figura 2.15. Rectificadores de media onda y onda completa	34
Figura 2.16. Convertidor resonante serie en medio puente	36
Figura 2.17. Convertidor resonante paralelo en medio puente	37
Figura 3.1. Sistema transmisor – receptor del prototipo, medidas en milímetros	38
Figura 3.2. Transmisor	40
Figura 3.3. Diagrama de bloques del transmisor	40
Figura 3.4: Transmisor, fuente de corriente	42
Figura 3.5: Transmisor, inversor	44
Figura 3.6: Transmisor, circuito resonante	46
Figura 3.7. Campo magnético generado por una espira circular	47
Figura 3.8. Diagrama de bloques del receptor	48
Figura 3.9: Receptor	48

Figura 3.10. Modelo de transmisión eléctrica inalámbrica por inducción magnética resonante.....	49
Figura 4.1. Tensiones en el tanque de resonancia del transmisor, para tensión en fuente de 60 V	52
Figura 4.2. Tensión en la antena del receptor.....	53
Figura 4.3. Tensión en salida rectificada.....	53
Figura 4.4. Potencia en la salida rectificada del receptor vs. distancia, para distintas tensiones en fuente	54
Figura 4.5. Eficiencia en potencia vs. distancia, para distintas tensiones en fuente.....	55

ÍNDICE DE TABLAS:

Tabla 4.1. Potencia en la salida rectificada del receptor vs. distancia entre transmisor y receptor, para distintas tensiones de fuente	54
Tabla 4.2. Eficiencia en potencia vs. distancia entre transmisor y receptor, para distintas tensiones de fuente	55

INTRODUCCIÓN

La pregunta es casi ingenua: ¿Por qué, si se pueden transmitir datos entre aparatos de manera inalámbrica, no se pueden energizar estos de la misma manera? Por supuesto, un análisis más concienzudo indicará que esto se debe a las potencias de transmisión que se necesitan irradiar para uno y otro caso: mientras que para el caso de datos, se pueden usar potencias aceptables para el cuerpo humano (sin que dejen de haber, de cuando en cuando, cuestionamientos no obstante los informes que ya han hecho al respecto organismos internacionales), para el caso de la energización se requeriría definitivamente de potencias que, al ser irradiadas, representarían un riesgo patente para la salud.

Por supuesto, ello ya era evidente desde que Nikola Tesla, hace más de 100 años, probara que es posible transmitir potencia eléctrica a distancia mediante campos electrostáticos, pero generando arcos eléctricos claramente visibles desplazándose por el aire. En una época en que la electricidad recién se estaba implantando, él veía esto como la mejor opción para abastecer de corriente eléctrica a todo el mundo. Sin embargo, por cuestiones de eficiencia y seguridad, se prefirió el tendido eléctrico, medio que se utiliza hasta el día de hoy.

Ahora bien, esa red eléctrica cableada no había necesitado ser cuestionada hasta hace unos años, dada su ubicuidad en los centros urbanos. Sin embargo, desde hace poco más de una década, es en esos mismos centros urbanos donde el uso de aparatos portátiles ha aumentado de manera notable, más aún desde el boom de dispositivos ultraportátiles en la última década. Estos aparatos dependen de baterías para su uso, las cuales deben recargarse conectándolas a la red eléctrica constantemente. Desde la masificación de su uso hace dos décadas, se ha hecho cada vez más evidente la dependencia que aún se tiene de la red eléctrica cableada para la carga de baterías y a la dependencia que se tiene de estas.

Bajo este escenario es donde se ha vuelto a plantear si es también factible una manera inalámbrica de cargar estas baterías e, incluso de poder finalmente no depender de los cables. Por supuesto, el planteamiento de Tesla de usar grandes arcos eléctricos no es

ninguna alternativa. Sin embargo, en los últimos años se ha demostrado de que *es posible* usar campos magnéticos para este propósito.

Si bien la posibilidad de transmitir energía eléctrica por medio de campos magnéticos se conoce desde hace más de 100 años (el principio de inducción magnética, con el cual funcionan los motores eléctricos, los generadores y los transformadores data desde los inicios de la electricidad) es recién desde hace un corto tiempo que se está viendo la factibilidad de usar este principio para distancias medias (es decir, a unos metros de distancia en lugar de milímetros). La inducción magnética se puede realizar siempre entre dos inductores; sin embargo, para transferir la energía con mayor eficiencia, es conveniente hacerlo mediante resonancia eléctrica con los llamados circuitos “tanque” conformados por una bobina y un capacitor.

En esta tesis, se analiza lo avanzado hasta el momento en tecnologías de transferencia inalámbrica de energía eléctrica, se revisan los principios teóricos en los que se basa y se propone un prototipo funcional para demostrar su factibilidad, con pruebas y resultados medibles. Finalmente, se analizan las limitaciones que aún existen al día de hoy para implementar esta tecnología de manera masiva.

CAPÍTULO 1: ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se describirá la situación actual o estado del arte en cuanto a la energización de los dispositivos electrónicos portátiles y las alternativas que se han formulado para su plena autonomía energética. Asimismo, se formularán los objetivos que pretende la presente tesis.

1.1 Situación energética de dispositivos móviles actual

En las últimas dos décadas, se ha experimentado un aumento vertiginoso en el uso de dispositivos móviles para comunicación en el Perú. En su anuario estadístico del año 2016, el Ministerio de Transportes y Comunicaciones señalaba que «La densidad de las líneas de telefonía móvil en servicio se situó en 117,4 líneas por cada 100 habitantes a nivel nacional. » (Ministerio de Transportes y Comunicaciones 2016). Asimismo, la Dirección General de Regulación y Asuntos Internos de Comunicaciones, en su boletín estadístico del cuarto trimestre del año 2016, afirmaba que «Al cuarto trimestre del 2016, el número total de líneas de telefonía móvil en servicio fue de 36 991 444 a nivel nacional, mostrando un crecimiento de 8.0% a comparación del mismo periodo en el 2015.» (Dirección General de Regulación y Asuntos Internos de Comunicaciones – MTC 2016)

Paralelamente a su masificado uso existen los medios necesarios para su funcionamiento. Si bien es cierto que la transmisión de información (voz en los primeros modelos, y diversos tipos de datos para las últimas generaciones) es completamente inalámbrica y autónoma, lo mismo no es cierto para su energización. Hasta el día de hoy, esta se basa fundamentalmente en baterías recargables. Como tales, dependen de una conexión periódica a una fuente de corriente directa que las recargue. Esta se obtiene de adaptadores AC/DC, los cuales se conectan a la toma de red eléctrica (en el caso de Perú, 220 V 60 Hz).

1.2. Motivaciones para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica

El uso de adaptadores para recargar los dispositivos móviles conlleva a una serie de problemas. Al no haber, hasta el día de hoy, un estándar unificado para interfaces y conectores, cada marca los diseñaba hasta hace unos años arbitrariamente, incluso para diferentes modelos dentro de ella. En los últimos años, se ha adoptado de manera masiva los estándares USB (Mini-USB primero y Micro – USB después) como un consenso entre las diversas marcas, aunque algunas (como Apple) siguen usando interfaces propietarias. De este modo, se ha aliviado de manera parcial el problema de tener un cargador exclusivo para cada dispositivo que se posee. Además, si bien es cierto que estos adaptadores son de poca corriente (menor o igual a 1 A), el hecho de que dependan no obstante de la toma de red eléctrica para generar esta supone siempre un riesgo latente de choques eléctricos por eventuales desperfectos en el adaptador. Todo ello sumado a la evidente falta de una absoluta autonomía y portabilidad en los dispositivos móviles, al estar sujetos a períodos recurrentes de inmovilidad forzada mientras son recargados.

Frente a estas consideraciones, la transmisión inalámbrica de la energía necesaria para recargar las baterías es algo deseable para, así, finalmente lograr la absoluta portabilidad de los dispositivos móviles.

Hay varias motivaciones en algunos sectores y en los mercados en la tecnología para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica. Estas se pueden agrupar en las siguientes categorías:

1. Conveniencia, al eliminar la necesidad de cables y, por tanto, hacer más atractivos los productos a los clientes.
2. Confiabilidad, ya que al eliminar los cables se hace más sencillo y seguro el uso de los dispositivos móviles.
3. Amigabilidad al medio ambiente, al evitar la necesidad de cables de cobre y transformadores de ferrita.

4. Seguridad, al suprimir el riesgo de cortocircuito en los dispositivos asociado al uso de interconexiones conductivas, y hacerlos a prueba de agua y explosiones al eliminar conectores y cables.
5. Costo, al ser posible energizar varios aparatos por medio de un solo cargador.¹

1.3. Antecedentes de la transmisión inalámbrica de energía eléctrica

El primer intento por realizar transmisión de electricidad sin cables provino de uno de los propios pioneros de los generadores eléctricos: Nikola Tesla, a finales del siglo XIX, buscó transmitir oscilaciones de energía eléctrica entre grandes distancias por medio de picos de corriente alternante circulando un mástil. Sus famosas bobinas fueron implementadas en 1899 en Colorado Springs, EUA y luego en Long Island. Desafortunadamente, su ambicioso proyecto fue liquidado por falta de fondos y nunca pudo determinarse hasta qué distancia se podría haber transmitido mediante estas bobinas.²

Figura 1.1. Torre de Tesla (fuente: <https://tesla.stractest.org/nikola-tesla-colorado-springs-lab/>)

Pasaron varias décadas hasta que la idea de transmitir electricidad de manera inalámbrica fuera reconsiderada. El ejército de los EUA, en los años 50 y 60, desarrolló el proyecto RAMP, el cual buscaba poner una plataforma de observación a alta altitud

¹ Kesler 2013, pág. 8

² Cfr. Fotopoulou y Flynn 2016, p. 166

por largos intervalos de tiempo. En 1964, una plataforma helicóptero con motor eléctrico fue volada a una altitud de 18 m usando solo un rayo microondas dirigido desde tierra.³

En 1975, Raytheon Corporation, en una serie de experimentos en tierra, logró transmitir una potencia total de 30 kW a una distancia de 1.6 km con una eficiencia de 54 % mediante el uso de un rayo dirigido. Esto validó el concepto del proyecto Solar Power Satellite (SPS) desarrollado en 1968 por Peter Glaser, que buscaba proveer energía eléctrica a través de microondas transmitidas por un satélite en órbita que recibiera su energía del sol, con eficiencias cercanas al 100 %, y que nunca fue llevado a la práctica.⁴

1.4. Exponentes actuales en transmisión inalámbrica de energía eléctrica

1.4.1 Powermat Technologies (desde 2006)

Esta tecnología es un ejemplo de transferencia inalámbrica de energía débilmente acoplada (WPT-LC), la cual utiliza solo inductores y resistores en los circuitos del transmisor y el receptor, y consiste en transmitir energía por medio de campos reactivos inductivos en la región cercana de la antena.⁵ Su funcionamiento está limitado a unos cuantos milímetros pero a una muy alta eficiencia. No es una tecnología nueva: se utilizaba antes principalmente en la recarga de las baterías internas de dispositivos como cepillos de dientes eléctricos o mouses inalámbricos.⁶ La limitación de este método es que la mínima distancia de contacto que tiene que haber entre transmisor y receptor no otorga al dispositivo de una mayor autonomía de distancia.

Los productos con la tecnología Powermat utilizan la inducción magnética para cargar baterías de diversos dispositivos móviles. Consisten en un transmisor en forma de plataforma sobre el cual se ubican los dispositivos, en los cuales se ha introducido el receptor adosado a la batería o, en el caso de dispositivos más pequeños, con un cargador propietario. La plataforma transmite por inducción energía al dispositivo en

³ Cfr. Marian y otros 2016, p. 107

⁴ Cfr. Marian y otros 2016, p. 108

⁵ Cfr. Agbinya 2016, p. 151

⁶ Cfr. Marian y otros 2016, p.108

contacto con él, la cual carga su batería.⁷ Por ejemplo, su Charging Spot versión 3.1, según su datasheet, es capaz de entregar hasta 15 W de potencia con hasta 90 % de eficiencia.⁸

Figura 1.2. Cargador Powermat instalado en una mesa (fuente: <https://www.powermat.com/venues/>)

Powermat consiguió presencia en el mercado a través de convenios con grandes compañías como Starbucks para que incorpore cargadores en las mesas de sus establecimientos. Como resultado, Powermat introdujo un estándar a nivel de locales públicos.⁹ A inicios de 2018, sin embargo, Powermat anunció que iba a unirse al Wireless Power Consortium y adoptar el estándar Qi, con el cual ya había hecho sus dispositivos compatibles.¹⁰

1.4.2. Massachussets Institute of Technology (MIT) y Witricity Corporation (desde 2007)

Este es un ejemplo de transferencia inalámbrica de energía fuertemente acoplada (WPT-SC), la que consiste en usar circuitos resonantes en el transmisor y el receptor que trabajen a la misma frecuencia, mientras se usa acople inductivo entre estos dos. La resonancia se obtiene introduciendo capacitores en los circuitos del transmisor y receptor.¹¹

⁷ Cfr. Powermat Technologies 2013

⁸ Cfr. Powermat Technologies 2018

⁹ Cfr. Holly 2015

¹⁰ Cfr. Hill 2018

¹¹ Cfr. Agbinya 2016, p. 151-152

En 2007, un equipo conformado por los departamentos de Física, Ing. Eléctrica, Ciencias de la Computación y el Instituto para Nanotecnologías de Soldadura del Massachusetts Institute of Technology (MIT), liderados por el Prof. Marin Soljačić, fueron capaces de iluminar un foco de 60 W a 7 pies (2.13 m) de distancia de manera inalámbrica. El diseño consistió en dos bobinas de cobre, que constituían cada una un sistema resonante. Una de ellas estaba unida a una fuente; esta bobina emitía un campo magnético no radiante a una frecuencia de megahertz, el que permitía el intercambio de energía con la bobina receptora. Esta estaba especialmente diseñada para resonar con el campo generado. La resonancia de las bobinas garantizaba la fuerte interacción entre ellas y una interacción débil con el resto del entorno.¹² Los responsables del experimento publicaron un paper en la revista Science detallando los principios físicos en los que se basaba y los resultados que habían obtenido.¹³

Figura 1.3. Experimento del MIT (fuente: <http://news.mit.edu/2007/wireless-0607>)

Los beneficios de usar sistemas de transferencia inalámbrica altamente resonantes sobre los sistemas de inducción tradicional son básicamente cuatro:

1. Su flexibilidad en las orientaciones relativas de las antenas del transmisor y el receptor los hace más fáciles de operar.
2. Se puede usar un mismo cargador para varios dispositivos, independientemente de la potencia individual que requiere cada uno.

¹² Cfr. Hadley 2007

¹³ Cfr. Kurs y otros 2007

3. Debido a la habilidad para operar a menores valores de acople magnéticos, los tamaños del emisor y receptor no tienen por qué ser similares.
4. El rango de distancia puede ser aumentado mediante el uso de repetidores resonantes que no requieren alimentación externa.¹⁴

Desde 2007, Witricity Corporation, fundada por ingenieros y científicos del MIT, busca difundir los beneficios de la inducción magnética resonante. Ofrece cargadores eléctricos de 3.6 kW – 11 kW instalables en el suelo para automóviles de elevación media con un 90 % - 93 % (según sostiene) de eficiencia.¹⁵ Tiene una relación cercana con Nissan Motors y uno de sus licenciarios es Toyota Motors. También está incursionando en el mercado de electrónica para el consumidor a través de tecnología de carga inalámbrica incorporada en laptops de la marca Dell.¹⁶

Figura 1.4. Automóvil eléctrico cargando con tecnología Witricity (fuente: <https://asia.nikkei.com/Editor-s-Picks/Japan-Update/TDK-to-develop-wireless-charging-system-for-electric-vehicles>)

1.4.3. Energoous Corporation (desde 2017)

Es un ejemplo de transferencia inalámbrica de energía por microondas (WPT-M). La WPT-M consiste en ondas electromagnéticas de alta frecuencia, usualmente en el rango de los gigahertz, que transmite la energía en el campo radiante lejano. Su uso más difundido es en el suministro de UHF RFID. También se puede usar para energizar dispositivos de baja potencia, aunque con una muy baja eficiencia (1 %)¹⁷. La limitación de este método es la baja potencia a la que puede transmitir, debido a que una alta potencia en un campo electromagnético conlleva riesgos a la salud además de necesitar

¹⁴ Cfr. Kesler 2013, p. 9

¹⁵ Cfr. Witricity Corporation 2017

¹⁶ Cfr. Ray 2017b

¹⁷ Cfr. Marian y otros 2016, p. 109

lugares espaciosos para instalar antenas grandes¹⁸, y la baja eficiencia que puede conseguir ya que una gran parte de la potencia se dispersa.¹⁹

Energous Corporation, con su tecnología Watt-Up, es capaz de transmitir radiofrecuencia a un radio de hasta 5 m (según sostiene) a antenas miniatura que la convierten en corriente directa y que se conectan a los dispositivos. Posee un software que permite controlar el orden y el tiempo de carga de los distintos dispositivos receptores.²⁰

Figura 1.5. Tecnología Watt-Up de Energous (fuente: <http://energous.com/technology/transmitters/>)

1.4.4 Air Fuel Alliance (desde 2015)

Air Fuel Alliance es una alianza de distintas empresas, entre ellas Energous, Powermat Technologies y Witricity Corporation, donde se han creado estándares para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica. Para esto, han dividido la alianza en 3 categorías, según el tipo de transmisión que se use: AirFuel Resonant (WPT-SC), AirFuel RF (WPT-M) y AirFuel Inductive (WPT-LC). AirFuel se formó a partir de las fusión de dos alianzas previamente existentes: Power Matters Alliance y Alliance for Wireless Power.²¹

1.4.5. Wireless Power Consortium (desde 2008)

El Wireless Power Consortium es un grupo de fabricantes que ha creado el estándar Qi, el cual consiste en el uso de tecnología inductiva (resonante o no) para transmitir energía eléctrica. Con más de 200 compañías integrando el consorcio, el estándar Qi

¹⁸ Cfr. Marian y otros 2016, p. 109

¹⁹ Cfr. Iordache, Dumitriu y Niculae 2017, p. 2

²⁰ Cfr. Energous 2017

²¹ Cfr. AirFuel Alliance 2017

aspira a ser un estándar realmente abierto y de uso masivo.²² El estándar Qi ha dominado el mercado de cargadores inalámbricos a nivel de consumidor en los últimos años, con varios accesorios disponibles. Finalmente, con la adopción por parte de Apple del estándar Qi en su Iphone X y la incorporación de Powermat a sus filas, el Wireless Power Consortium ha terminado consolidándose como el líder en estándares para carga inalámbrica de dispositivos.²³ Uno de sus representantes critica las tecnologías desarrolladas por empresas como Witricity y Energous, argumentando que son poco eficientes y seguras.²⁴

Figura 1.6. Cargador inalámbrico Qi certificado (fuente: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/products/details/2873/qi-wireless-charger>)

1.5. Objetivos

1.5.1 Objetivo general

Construir un prototipo funcional que comprende un generador que transmita energía en forma magnética y un receptor que la capte para convertirla en energía eléctrica de corriente continua, con la finalidad de usarla en la alimentación de equipos electrónicos portátiles.

1.5.2. Objetivos específicos:

- a. Diseñar y construir un generador de alta frecuencia con el cual se transmita energía en forma inalámbrica mediante inducción magnética.

²² Cfr. Wireless Power Consortium 2017

²³ Cfr. Holly 2015 y Hill 2018

²⁴ Cfr. Ray 2017a

- b. Diseñar y construir un receptor que capte la energía magnética inducida con potencia de hasta 5 W a una distancia de 30 cm del transmisor.
- c. Diseñar y construir un cargador multipropósito inalámbrico, que utilizando circuitos electrónicos elaborados preferentemente con tecnología disponible en el medio, lo convierta en corriente continua de 5 V, 1 A.
- d. Realizar pruebas y mediciones para validar la eficiencia de esta forma de transmisión de energía eléctrica, a diferentes regímenes de potencia, a diferentes distancias con respecto al transmisor, en el prototipo construido de acuerdo a lo indicado en el apartado b.

1.6. Viabilidad

1.6.1 Ingenieril

Ingenierilmente el proyecto requiere del diseño de un generador de campo magnético. Esto es sencillo de realizar si se toma en cuenta que un campo magnético se puede generar con una corriente alterna. Para este caso se requiere una corriente alterna de alta frecuencia, lo cual se puede implementar con un inversor de potencia. Por lo tanto, su construcción es simple.

1.6.2 Económica

El proyecto tiene un coste de construcción bajo, dado que utiliza componentes disponibles en el medio local en su mayoría. De implementarse un inversor resonante se requerirían capacitores de bajas pérdidas, actualmente solo obtenibles del extranjero. El componente más caro en el mercado local es el controlador de los MOSFET que usaría el inversor.

1.6.3 Social

El proyecto posee mínimo impacto social.

CAPÍTULO 2: MARCO TEÓRICO Y CONCEPTUAL

En este capítulo se verán los fundamentos teóricos y conceptuales que sirven de marco para el tema de transmisión inalámbrica de electricidad y el diseño del prototipo.

2.1. Fundamentos de electricidad

La estructura del átomo está conformada por tres partículas fundamentales: el protón y el neutrón, ambos en el núcleo; y el electrón, 1000 veces menor en masa que los otros dos y orbitando alrededor del núcleo a una distancia 100000 veces mayor a las dimensiones de este.

Los átomos pueden perder o ganar electrones. Cuando un átomo tiene igual número de protones y electrones se le dice que es un átomo neutro; y, cuando tiene más o menos electrones que protones, se le llama un ion negativo o positivo respectivamente. Cuando un cuerpo macroscópico tiene en total más protones que electrones, se dice que tiene carga eléctrica positiva; en el caso opuesto, se dice que tiene carga eléctrica negativa. Un material que permite fácilmente que los electrones se liberen y pasen a otros átomos se le llama material conductor de electricidad; en el caso opuesto, en que es difícil para los electrones desplazarse a otros átomos, se le llama material aislante de electricidad.²⁵

Experimentalmente se observa que un cuerpo lo suficientemente cargado eléctricamente (en el que la diferencia de protones y electrones es considerable) reacciona con otro cuerpo también eléctricamente cargado. Si ambos cuerpos tienen el mismo tipo de carga (positiva o negativa), los cuerpos se repelen; si tienen cargas opuestas, se atraen. ²⁶ En 1784, Charles Augustin de Coulomb descubrió que la fuerza eléctrica que experimentan esos cuerpos cargados, cuando son puntuales (es decir, su tamaño es mucho menor a la distancia que los separa), es proporcional al producto de ambas cargas dividido por su distancia elevada al cuadrado. Matemáticamente:

²⁵ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 689-692

²⁶ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 688

$$F = k \frac{q_1 q_2}{r^2} \quad (2.1)$$

Donde $k = \frac{1}{4\pi\epsilon_0}$ y F está en newtons, si q_1 y q_2 están en coulombs y r en metros²⁷.

Figura 2.1. Fuerza entre dos cuerpos cargados (fuente: <http://colegiobambakatyvaldez.blogspot.pe/2013/07/la-ley-de-coulomb.html>)

Se le denomina campo eléctrico a la fuerza que una carga eléctrica efectuaría en un punto dado si hubiera otra carga eléctrica allí; es decir a la fuerza por unidad de carga eléctrica que efectúa en ese punto. Este campo eléctrico se puede determinar si se pone una carga determinada q_0 (carga de prueba), se mide la magnitud de la fuerza efectuada sobre esta y se divide esa fuerza entre la magnitud de la carga q_0 . Matemáticamente:

$$E = \frac{F}{q_0} \quad (2.2)$$

Donde E está en volts por metro, si F está en newtons y q_0 en coulombs. El vector de campo eléctrico tiene dirección radial a la carga.²⁸

Figura 2.2. Campo eléctrico (fuente: <https://erenovable.com/como-funciona-la-electricidad-que-es-un-campo-electrico/>)

En situaciones electroestáticas, donde las cargas (electrones) prácticamente no se mueven hacia una dirección determinada en particular, el campo eléctrico dentro de un material conductor es 0. Cuando se le impone un campo eléctrico externo, se produce

²⁷ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 693-695

²⁸ Cfr. Young y Freedman 2013, p. 699

una fuerza sobre los electrones del material, los cuales se empiezan a mover hacia la dirección en que los empuja esa fuerza. Al hacerlo, chocan con los átomos colindantes, los cuales hacen que vuelva a tener un rumbo aleatorio; sin embargo, con todo, ha tenido un desplazamiento neto hacia la dirección del campo eléctrico. Eso mismo sucede con todos los átomos a lo largo del conductor, que son afectados prácticamente al mismo tiempo (ya que la velocidad a la que se propaga el campo eléctrico es cercana a la de la luz), y todos los electrones efectúan el mismo desplazamiento neto hacia la dirección del campo eléctrico. A este movimiento de cargas se le llama corriente eléctrica, y se mide por la rapidez con la que la magnitud de la carga que atraviesa una sección del conductor por unidad de tiempo. Matemáticamente:

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (2.3)$$

Si la carga eléctrica estaba expresada en coulombs, la corriente estará expresada en amperes ($1 \text{ A} = 1 \text{ C/s}$).

Figura 2.3. Corriente eléctrica (fuente: <http://instalacioneselectricasresidenciales.blogspot.pe/2016/03/la-corriente-electrica.html>)

A la corriente por unidad de área seccional que atraviesa se le llama densidad de corriente; matemáticamente:²⁹

$$J = \frac{I}{A} \quad (2.4)$$

Esta densidad de corriente en el SI está en amperes por metro cuadrado (A/m^2).

El campo eléctrico externo es provocado por una fuente de energía llamada fuerza electromotriz. Esta fuerza es la que incrementa la energía potencial de cada electrón para que se desplace por el conductor. De ahí que la corriente eléctrica se dé solamente cuando el conductor forma un lazo cerrado con la fuerza electromotriz, ya que esa

²⁹ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 819-821

energía potencial debe de recuperarse después de finalizar el recorrido a fin de que pueda seguir habiendo desplazamiento de cargas y, por ende, la corriente. Tanto la fuerza electromotriz como el potencial eléctrico (la energía potencial por unidad de carga) se miden en volts ($1 \text{ V} = 1 \text{ J/C} = 1 \text{ W/A}$)³⁰

2.2. Fundamentos de magnetismo

Experimentalmente se comprueba que, del mismo modo que una carga puntual produce un campo eléctrico a su alrededor, una carga puntual en movimiento produce otro tipo de campo, llamado campo magnético. Sin embargo, a diferencia del eléctrico, que es radial a la carga, el campo magnético es perpendicular tanto al radio de la carga como a la dirección hacia la cual esta se está desplazando. También experimentalmente se ha demostrado que la magnitud de ese campo magnético es proporcional a la magnitud de la carga y al cuadrado del radio; sin embargo, también es proporcional a la velocidad de la carga y al seno del ángulo que hay entre las direcciones del radio y la velocidad. Matemáticamente:

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{|q| v \sin\varphi}{r^2} \quad (2.5)$$

Donde q es la magnitud de la carga (en coulombs), v su velocidad (en metros por segundo), r la distancia (radial) a la carga (en metros) y φ el ángulo entre la dirección de los dos anteriores. El hecho de que el campo magnético sea perpendicular al plano formado por la distancia radial a la carga y la dirección de desplazamiento de esta le da a este campo una forma de círculos concéntricos a la trayectoria de la carga.

La unidad de campo magnético es el tesla³¹ ($1 \text{ T} = 1 \text{ Wb/m}^2 = 1 \text{ V}\cdot\text{s/m}^2$)

Figura 2.4. Campo magnético debido a una carga en movimiento (fuente: http://laplace.us.es/wiki/index.php/Campo_magn%C3%A9tico_debido_a_una_corriente)

³⁰ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 828-829

³¹ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 924-925

El campo magnético tiene la propiedad de que solo ejerce fuerza sobre cargas en movimiento; esta fuerza es proporcional a las magnitudes del campo magnético, la carga eléctrica y la velocidad a la que esta se desplaza. Matemáticamente:

$$F = |q| v B \operatorname{sen}\varphi \quad (2.6)$$

Donde F está en newtons si q está en coulombs, v en metros por segundo y B en teslas. Esta fuerza magnética es perpendicular a las direcciones de campo magnético y desplazamiento de la carga.³²

Figura 2.5. Fuerza sobre una carga en movimiento bajo un campo magnético (fuente: http://rabfis15.uco.es/proyecto/Fund_teoricos/fuerza%20ejercida%20por%20campo.htm)

Del mismo modo, la fuerza ejercida por un campo magnético sobre un conductor por el que circula corriente eléctrica es proporcional a la intensidad de la corriente y a la longitud del conductor. Matemáticamente:³³

$$dF = I dl \operatorname{Sen}\varphi \quad (2.7)$$

Donde F está en newtons si I está en amperes y l en metros. De nuevo, la fuerza será perpendicular tanto al conductor por donde circula la corriente como al campo magnético.

³² Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 885-886

³³ Cfr. Young y Freedman 2013, pp. 898 - 899

Figura 2.6. Fuerza sobre una corriente eléctrica bajo un campo magnético (fuente: http://rabfis15.uco.es/proyecto/Fund_teoricos/fuerza%20ejercida%20por%20campo.htm)

En el campo magnético, al igual que en el eléctrico, se cumple el principio de superposición; en consecuencia, puede aplicarse para calcular el campo magnético producido por una corriente eléctrica que circula por un conductor:

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{|dQ| v_d \sen\varphi}{r^2} \quad (2.8)$$

Donde Q es la carga total (en coulombs) que se desplaza en la corriente y v_d es la velocidad de deriva de los electrones (en metros por segundo). Por equivalencias, se puede llegar a la siguiente expresión:

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dl \sen\varphi}{r^2} \quad (2.9)$$

Donde I es la corriente que circula por el conductor (en amperes) y l es la longitud de este (en metros). Esta es la llamada ley de Biot y Savart.³⁴ Usando esta ley se puede determinar el campo magnético que tendría un conductor infinitamente largo por el que circula corriente eléctrica³⁵:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (2.10)$$

Este campo magnético tiene forma de círculos concéntricos a lo largo del conductor.

³⁴ Cfr. Young y Freedman 2013, p. 926

³⁵ Cfr. Young y Freedman 2013, p. 929

Figura 2.7. Campo magnético generado por una corriente eléctrica (fuente: <https://www.fisicapractica.com/campo-corriente.php>)

En base a este último resultado, es posible derivar otra ley, conocida como ley de Ampère: esta postula que cualquier integral de línea de un campo magnético dado que siga una trayectoria cerrada es igual a la suma algebraica de las corrientes que circulan a través de la superficie formada por esa trayectoria. Matemáticamente³⁶:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I \quad (2.11)$$

2.3. Inducción electromagnética

Experimentalmente está comprobado que, además de ejercer fuerza sobre cargas en movimientos y corrientes eléctricas, los campos magnéticos pueden inducir fuerzas electromotrices que, a su vez, generan corrientes inducidas.³⁷ De las observaciones al respecto que Faraday hiciera en la década de 1830, enunció la llamada ley de Faraday: la fuerza electromotriz que es inducida por un campo magnético en un conductor cerrado es igual a razón de cambio del flujo magnético con respecto del tiempo que atraviesa la superficie formada por el conductor. Matemáticamente:

$$|\varepsilon| = \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.12)$$

Donde Φ es el flujo magnético, que se define como la integral de la componente del campo magnético paralela a la superficie que atraviesa, a lo largo de toda esa superficie:

$$\Phi = \int_S B \cos \varphi dA \quad (2.13)$$

Donde Φ está en webers, si B está en teslas y A en metros cuadrados. Esta fuerza electromotriz tiene el sentido tal que origina una corriente que produce un flujo

³⁶ Cfr. Young y Freedman 2013, p. 937

³⁷ Cfr. Young y Freedman 2013, 958

magnético que se opone al flujo que la originó en primer lugar. A esto último también se le conoce como la ley de Lenz.³⁸ Matemáticamente, considerando esto último, se suele representar la ley de Faraday así:

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.14)$$

Figura 2.8. Leyes de Faraday y Lenz (fuente: <http://elberth90.blogspot.pe/2012/09/ley-de-faraday.html>)

Una bobina de N vueltas puede autoinducirse una fuerza electromotriz mediante el campo magnético producido por la corriente que circula por ella. Si el flujo total que atraviesa la bobina (es decir, $N\Phi$) es proporcional a la corriente que circula por esta, se puede establecer una relación entre el flujo y la corriente llamada autoinductancia (L):

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (2.15)$$

Donde L está en henrys si Φ está en webers e I está en amperes. Por tanto, la fuerza electromotriz inducida se puede escribir también como:³⁹

$$\varepsilon = -L \frac{dI}{dt} \quad (2.16)$$

³⁸ Cfr. Young y Freedman 2013, 960 - 961 y 967 - 968

³⁹ Cfr. Popović y Popović 2000, p. 268 y Young y Freedman 2013, p. 995

Figura 2.9. Autoinductancia (fuente: <https://www.miniphysics.com/uy1-self-inductance-inductors.html>)

2.4. Transferencia de energía en forma magnética

Un inductor (como una bobina ideal de N vueltas) es un elemento que almacena energía, es decir, es capaz de regresar la energía que tomó del circuito de vuelta a este ya que no la disipa. Esta energía almacenada puede calcularse usando la ley de Faraday en un circuito alimentado con corriente directa considerando que $P = VI$

$$V = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

$$P = \frac{d\Phi(t)}{dt} I(t)$$

$$W = \int I(t) \Phi(t) dt \quad (2.17)$$

Si asumimos que tanto la corriente como el flujo varían linealmente en el tiempo, y ya que el tiempo que la corriente es variable es finito en un circuito de CD, se puede llegar al siguiente resultado:

$$W = \frac{1}{2} I \Phi \quad (2.18)$$

Ya que $\Phi = LI$, también se puede decir que:

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2.19)$$

Donde W está en joules si L está en henrys e I está en amperes. Esta energía es almacenada en forma de campos magnéticos, por lo que también se le llama energía magnética⁴⁰

⁴⁰ Cfr. Popović y Popović 2000, pp. 278 - 280

Es posible determinar también la densidad de energía que almacena el inductor; esto es, la cantidad de energía por unidad de volumen que tiene este. Si el medio es lineal, y el campo magnético generado por el inductor cambia desde 0 hasta un valor final, se puede enunciar la siguiente fórmula:⁴¹

$$\frac{dW}{dt} = \frac{1}{2\mu} B^2 \quad (2.20)$$

Donde μ es la permeabilidad del núcleo del inductor.

2.5. Acople magnético

Teniendo en consideración lo visto en relación a campo magnético y a inducción electromagnética, se puede predecir que un alambre bobinado por el que circula una corriente genera un campo magnético que, en proximidad con otra bobina conductora, induce a su vez una tensión que genera una corriente en esta última. A este fenómeno se le llama inducción mutua y se dice que ambos dispositivos están acoplados magnéticamente.

Si se tiene un inductor en forma de bobina con N vueltas, se puede calcular la tensión que se generaría entre sus extremos en presencia de un campo magnético:

$$v = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.21)$$

Donde ϕ es el flujo magnético que pasa a través de la bobina.

Teniendo dos bobinas con número de vueltas N_1 y N_2 cercanas una a la otra, se puede calcular el voltaje que se inducirá en ambas. En la primera se sabe que:

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (2.22)$$

Considerando ϕ_{12} el flujo producido por la primera bobina que logra enlazarse con la segunda, se tiene:

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} \quad (2.23)$$

⁴¹ Cfr. Popović y Popović 2000, pp. 281 - 282

Si se tiene en cuenta que el flujo producido por una bobina está en función a la corriente, por regla de la cadena se tiene que:

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1} \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (2.24)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} = N_1 \frac{d\phi_{12}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (2.25)$$

Donde L_1 es la autoinductancia de la bobina 1, y a M_{12} se le conoce como la inductancia mutua dela bobina 2 respecto a la bobina 1. Se llega a comprobar que las inductancias mutuas de cada lado son iguales, esto es, $M_{12} = M_{21}$.⁴²

Figura 2.10 Inductancia mutua (fuente: <http://www.eng.unp.edu.ar/electronica/asignaturas/ee016/apuntes/12/12.htm>)

La potencia en el circuito total puede calcularse usando los cálculos de potencia para cada lado.

$$p(t) = i_1 L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 M \frac{di_2}{dt} + i_2 L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2.26)$$

La energía total de un circuito magnéticamente acoplado, cuando se hace aumentar la corriente i_1 desde cero hasta I_1 y la corriente i_2 desde cero hasta I_2 , es:

$$w(t) = \int p(t) dt = L_1 \int_0^{I_1} i_1 di_1 + M I_1 \int_0^{I_2} di_2 + L_2 \int_0^{I_2} i_2 di_2$$

$$w = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + M I_1 I_2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 \quad (2.27)$$

Donde M es la inductancia mutua entre ambas bobinas. Ya que la energía w tiene que ser siempre mayor o igual a 0, por transformaciones se llega a la siguiente restricción:

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.28)$$

⁴² Cfr. Alexander y Sadiku 2006, pp. 556 - 559

Se suele definir una constante llamada coeficiente de acoplamiento que relaciona proporcionalmente a los dos términos de esta última desigualdad:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.29)$$

Donde $0 \leq k \leq 1$. El coeficiente de acoplamiento se utiliza frecuentemente para determinar qué tan magnéticamente acoplado está el circuito.⁴³

Si se tiene un circuito de segundo orden conformado por un resistor, un inductor y un capacitor conectados a una fuente con tensión de entrada V_s , y cuyo inductor está magnéticamente acoplado a otro inductor de un circuito de segundo orden similar con una resistencia de carga R_L , se puede definir las impedancias de cada lado del circuito:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.30)$$

$$Z_2 = R_2 + R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.31)$$

Figura 2.11 Circuitos de segundo orden con bobinas acopladas magnéticamente (fuente: elaboración propia)

La relación entre los voltajes y las corrientes en ambos lados del circuito total puede entonces definirse así:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & Z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Las potencias de entrada y de salida por tanto son:

$$P_{in} = \frac{V_s^2 Z_2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \quad (2.33)$$

⁴³ Cfr. Alexander y Sadiku 2006, pp. 564 - 566

$$P_{out} = \frac{V_S^2 (\omega M)^2 R_L}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \quad (2.34)$$

La eficiencia de potencia, definida como la razón entre la potencia de entrada y la de salida es:⁴⁴

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\left(\frac{V_S^2 (\omega M)^2 R_L}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \right)}{\left(\frac{V_S^2 Z_2}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \right)} = \frac{(\omega M)^2 R_L}{[Z_1 Z_2 + (\omega M)^2] Z_2} \quad (2.35)$$

2.5.1. Acople magnético débil

Se dice que el acople es débil cuando $k \ll 1$. En esta condición no es posible una transferencia de potencia inalámbrica altamente eficiente.

Considérese dos circuitos resistivos con inductores acoplados, el primero conectado a una fuente de tensión alterna estable y el segundo conectado a una impedancia de carga Z_L , puede obtenerse la impedancia de entrada del circuito total vista desde la fuente:

$$Z_{in} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_L} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_L} = R_1 + j\omega L_1 + Z_R \quad (2.36)$$

Donde a Z_R se le llama la impedancia reflejada del circuito.⁴⁵

Figura 2.12. Circuitos resistivos con inductores acoplados magnéticamente (fuente: elaboración propia)

Definiendo los factores de calidad:

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}; \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$$

La impedancia de entrada también puede expresarse como:

⁴⁴ Cfr. Agbinya 2016, pp. 155-156

⁴⁵ Cfr Alexander y Sadiku 2006, p. 569 y Agbinya 2016, p. 160

$$Z_{in} = \omega L_1 \left(\frac{1+jQ_1}{Q_1} \right) + \frac{\omega k^2 Q_2 Q_L L_1 L_2}{Q_L L_2 (1+jQ_2) + Q_2 L_L (1+jQ_L)} \quad (2.37)$$

Donde Q_L es el factor de calidad de la carga.

Para el caso de Q_1 y Q_2 bajos, la impedancia es aproximadamente resistiva y puede transferirse potencia activa a la carga:

$$Z \cong \frac{\omega L_1}{Q_1} + \frac{\omega k^2 Q_2 Q_L L_1 L_2}{Q_L L_2 + Q_2 L_L} \quad (2.38)$$

Para el caso de Q_1 y Q_2 altos, se tiene la siguiente expresión:

$$Z = j \left(R_1 Q_1 - \frac{k^2 R_1 Q_1 L_2}{L_L + L_2} \right) \quad (2.39)$$

Se observa que la impedancia es aproximadamente imaginaria, por lo que solo se induce potencia reactiva a la carga; en consecuencia, en condiciones de acople débil, no se puede transmitir potencia activa a la carga con factores de calidad altos.⁴⁶

Definiendo las impedancias de cada lado del circuito en función de los factores de calidad:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 = R_1(1 + jQ_1)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 = R_2(1 + jQ_2)$$

Pueden también expresarse la eficiencia de transmisión de potencia para distintos valores de Q_1 y Q_2 .

Cuando Q_1 y Q_2 son bajos ($\ll 1$), $Z_1 = R_1$ y $Z_2 = R_2$ y la eficiencia es:

$$\eta = \frac{(\omega M)^2 R_L}{[R_1 R_2 + (\omega M)^2] R_2} \quad (2.40)$$

Como se había visto, esta es puramente activa y se puede maximizar disminuyendo los valores de los elementos resistivos del circuito y teniendo una resistencia de carga de alto valor.

⁴⁶ Cfr. Agbinya 2016, pp. 159 - 161

Si Q_1 y Q_2 son ambos iguales a 1, $Z_1 = \sqrt{2}R_1 e^{j\frac{\pi}{4}}$ y $Z_2 = \sqrt{2}R_2 e^{j\frac{\pi}{4}}$, por lo que la eficiencia es:

$$\eta = \frac{(\omega M)^2 R_L}{[2R_1 R_2 + (\omega M)^2] \sqrt{2} R_2 e^{j\frac{\pi}{4}}} \quad (2.41)$$

La parte real de esta potencia compleja es:

$$\eta = \frac{(\omega M)^2 R_L}{[2R_1 R_2 + (\omega M)^2] R_2} \quad (2.42)$$

Que es menor que la potencia transmitida cuando Q_1 y $Q_2 \ll 1$.

Si, por último, Q_1 y Q_2 son altos ($\gg 1$), $Z_1 = jR_1 Q_1$ y $Z_2 = jR_2 Q_2$, la eficiencia por tanto es:

$$\eta = \frac{-j(\omega M)^2 R_L}{[-R_1 R_2 Q_1 Q_2 + (\omega M)^2] Q_2 R_2} \quad (2.43)$$

La eficiencia es puramente imaginaria, pues toda la potencia en la carga es reactiva y no se transfiere potencia activa⁴⁷

2.5.2. Acople magnético fuerte

El acople magnético fuerte es cuando $k \approx 1$. En ese punto el acople magnético se puede modelar como un transformador ideal.

Considérese un circuito de segundo orden acoplado magnéticamente. En condiciones de resonancia eléctrica, las potencias de entrada y salida son:

$$P_{in} = \frac{V_S^2 Z_2}{R_1 R_2 + (\omega M)^2} = \frac{V_S^2 / R_1}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (2.44)$$

$$P_{out} = \frac{V_S^2 (\omega M)^2 R_L}{R_1 R_2 + (\omega M)^2} = \frac{V_S^2 k^2 Q_1 Q_2 R_L}{R_1 R_2 (1 + k^2 Q_1 Q_2)^2} \quad (2.45)$$

Y, por tanto, la eficiencia de transmisión de potencia desde la fuente hasta la carga, cuando el circuito es resonante, es:

⁴⁷ Cfr. Agbinya 2016, pp. 161-162

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2 R_L}{R_2(1+k^2 Q_1 Q_2)} \quad (2.46)$$

En acople fuerte, esto se reduce a:

$$\eta = \frac{Q_1 Q_2 R_L}{R_2(1+Q_1 Q_2)} \quad (2.47)$$

Si los valores de Q_1 y Q_2 son grandes ($k^2 Q_1 Q_2 \gg 1$), la eficiencia puede aproximarse a⁴⁸:

$$\eta = \frac{R_L}{R_2} \quad (2.48)$$

Con valores de calidad altos se puede transmitir potencia activa a la carga.

2.6. Resonancia eléctrica

La resonancia eléctrica ocurre cuando la respuesta en frecuencia de un circuito tiene un máximo local y la frecuencia de la señal es tal que la respuesta es cercana o igual a ese máximo. Para que se de resonancia eléctrica en un circuito este tiene que constar tanto de capacitancias como de inductancias, puesto que durante la resonancia la energía del circuito se conserva intercambiándose permanentemente entre el campo magnético del inductor y el campo eléctrico del capacitor.⁴⁹

2.6.1 Circuito resonante en serie

Un circuito resonante en serie es aquel que puede ser modelado básicamente como un circuito conformado por una resistencia, una inductancia y una capacitancia en serie alimentados por una fuente de voltaje E . La resistencia engloba a todas aquellos elementos resistivos provenientes de la resistencia interna de la fuente, de la resistencia del inductor y de cualesquiera resistores añadidos al circuito. Por suma de impedancias, la resistencia equivalente del circuito será:

$$Z_T = R + jX_L - jX_C = R + j(X_L - X_C) \quad (2.49)$$

Si se consigue que X_L sea igual a X_C , entonces:

⁴⁸ Cfr. Agbinya 2016, p. 156 - 157

⁴⁹ Cfr. Boylestad 2007, pp. 871 - 872

$$Z_{T_s} = R \quad (2.50)$$

Es decir, la impedancia total se vuelve igual a únicamente al valor de la resistencia R , que es el menor valor que puede llegar a tener la impedancia en un circuito resonante serie.

Figura 2.13. Circuito resonante serie (fuente: <https://circuitglobe.com/what-is-series-resonance.html>)

Por substituciones, ya que $X_L = \omega L$ y $X_C = 1/(\omega C)$, se puede llegar a calcular la frecuencia angular de resonancia en función de los componentes físicos del circuito⁵⁰:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_s \quad (2.51)$$

A esa frecuencia, la corriente será E/R , que es la máxima que puede tener ya que Z es el mínimo. La corriente y el voltaje, en resonancia, están en fase y los voltajes del inductor y el capacitor están en fase opuesta uno del otro y a $\pm 90^\circ$ de la corriente. Ya que los voltajes de ambos son idénticos (por ser su Z igual en resonancia), se cancelan mutuamente. Considerando todo esto, se puede decir que el factor de potencia del circuito es igual a 1 debido a que la potencia reactiva del inductor y el capacitor va circulando entre ambos componentes en resonancia.

El factor de calidad de un circuito resonante es la razón entre la potencia que hay entre la potencia reactiva que hay en los componentes reactivos (inductor y capacitor) y la potencia que hay en el resistor. Por tanto, es una medida de la potencia reactiva contra la potencia activa del circuito. Esta puede determinarse entonces como:

⁵⁰ Cfr. Boylestad 2007, pp. 872-873

$$Q_s = \frac{I^2 X_L}{I^2 R} = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega_s L}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (2.52)$$

El voltaje en el inductor o capacitor en resonancia es igual a $Q_s E$. Es decir, en resonancia en serie, los componentes reactivos de un circuito pueden alcanzar valores mucho más altos que los de la misma fuente.⁵¹

2.6.2 Circuito resonante en paralelo

Un circuito resonante paralelo puede modelarse como un circuito con una resistencia R , una inductancia L y una capacitancia C en paralelo con una fuente de corriente. En la configuración en paralelo, la impedancia es máxima cuando hay resonancia ($X_L = X_C$) y, por tanto, para una fuente de corriente dada, produce el máximo voltaje.

En los circuitos reales, se debe tomar en consideración la resistencia del inductor. Para ello, se modela la impedancia Z_{RL} de este como una reactancia pura en serie con una resistencia:

$$Z_{RL} = R_L + jX_L \quad (2.53)$$

Esta impedancia puede transformarse a una del mismo valor pero con la reactancia y la resistencia en paralelo:

$$Z_{RL} = R_p // jX_{Lp} \quad (2.54)$$

Donde:

$$R_p = \frac{R_L^2 + X_L^2}{R_L}$$

$$X_{Lp} = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L}$$

Si se considera que la fuente de corriente tiene una resistencia R_s , podemos expresar la resistencia total como:

$$R = R_s // R_p \quad (2.55)$$

⁵¹ Cfr. Boylestad 2007, pp. 874 - 876

Figura 2.14. Circuito resonante paralelo (fuente: <https://www.electrical4u.com/rlc-circuit/>)

La frecuencia a la que ocurre la máxima impedancia depende, entonces, también de R_L y es:

$$f_m = f_s \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{R_L^2 C}{L} \right)} \quad (2.56)$$

Donde $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ es la frecuencia de resonancia sin considerar R_L .

La impedancia total del circuito, vista desde la fuente, sería:

$$Z_T = R // X_{Lp} // X_C \quad (2.57)$$

El factor de calidad sería⁵²:

$$Q_p = \frac{R}{X_{Lp}} \quad (2.58)$$

2.7. Sistemas de rectificación eléctrica

Un circuito rectificador es aquel que convierte corriente alterna a un valor constante de corriente directa. La corriente no debe de necesariamente ser completamente constante, pero su valor promedio en el tiempo sí lo debe de ser. Por tanto, una corriente rectificada puede ser pulsante y presentar armónicos.

Para implementar estos circuitos, se utiliza diodos rectificadores; dispositivos que se comportan como una resistencia idealmente alta cuando el voltaje en uno de sus lados (llamado cátodo) es mayor que el otro (llamado ánodo), y se comporta como un conductor con caída de tensión idealmente baja en el caso contrario. Usualmente los

⁵² Cfr. Boylestad 2007, 885-891

valores suelen ser en la práctica unos 10 kΩ para la resistencia en corte y una caída de 0.7 V en tensión.⁵³

Un rectificador muy sencillo es el rectificador de media onda. Este se suele usar solo con circuitos de baja potencia, ya que la corriente media que entrega la fuente no es cero y, por consiguiente, ocasiona un daño al transformador de la fuente a largo plazo. El rectificador de media onda se implementa poniendo en serie un diodo en el circuito; de este modo, solo cuando la corriente esté en un sentido fluirá a través de la carga. Como resultado, de la onda de la fuente, solo la mitad positiva se mantiene, mientras la mitad que era negativa se vuelve cero; de ahí el nombre del rectificador. Los valores de tensión promedio y tensión RMS de salida, para una fuente sinusoidal de tensión pico V_m , son:⁵⁴

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} ; V_{rms} = \frac{V_m}{2}$$

En general, para la mayoría de circuitos se utiliza el rectificador de onda completa, ya que en él la corriente promedio de la fuente es cero y no se afecta esta. Además, la tensión de salida del rectificador ofrece menos rizado que el de media onda. Las dos configuraciones más habituales para implementarlo son el rectificador con transformador de toma media y el rectificador en puente.⁵⁵

El rectificador con transformador de toma intermedia se implementa con dos diodos y un transformador de aislamiento con toma central, de tal forma que en ambos extremos de la salida del transformador se coloque un diodo (ambos en el mismo sentido) y en la toma intermedia se coloque la carga; los tres dispositivos se unen en el otro lado. Cuando la corriente circula en un sentido, uno de los dos diodos conduce y el otro está en corte; y viceversa en el otro sentido. Ambos diodos están en serie en la misma dirección con la carga cuando conducen, por lo que la corriente en esta siempre es positiva.⁵⁶

Uno de los defectos de este rectificador es que, cada vez que entra en corte, los diodos tienen que soportar una tensión negativa pico de 2 veces la tensión pico en la

⁵³ Cfr Rashid 2015, p. 6

⁵⁴ Cfr. Hart 2001, pp. 65-66

⁵⁵ Cfr. Hart 2001, p. 115

⁵⁶ Cfr. Rashid 2015, p. 82

carga, por lo que requiere diodos con mayores valores máximos en sus especificaciones.⁵⁷

El rectificador en puente se implementa con 4 diodos y puede llevar o no transformador de aislamiento (no es necesaria la toma central, en caso de usarse). Los diodos se colocan en forma de puente alrededor de la carga, con dos nodos unidos a cada extremo de la fuente (o la salida del transformador) y los otros dos unidos a cada extremo de la carga. Cada nodo unido a la carga debe de estar unido a dos diodos por un mismo lado (cátodo o ánodo) y cada nodo unido a la fuente debe de estar unido a dos diodos por lados opuestos. El puente así configurado hará que, en cada sentido de la corriente (o mitad de la onda), solo dos diodos estén conduciendo y los otros dos estén en corte, de tal modo que los dos diodos que estén conduciendo en ese momento siempre estén en serie con la carga en el mismo sentido. La tensión inversa pico que recibe cada diodo cuando está en corte es igual a la tensión pico de carga.⁵⁸

La tensión promedio y la tensión RMS de salida del rectificador de onda completa, para una tensión de entrada al rectificador con pico V_m , es:

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} ; V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

Para una carga resistiva, las corrientes simplemente son las tensiones divididas entre el valor de la resistencia.⁵⁹

$$I_{cd} = \frac{2V_m}{\pi R} ; V_{rms} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}}$$

En el diseño de un circuito rectificador, se debe de tener en cuenta, en general, las corrientes que circularán por los diodos cuando estén conduciendo y las tensiones en los extremos del diodo cuando esté en corte. Se debe de tener en cuenta, además, de los armónicos que aún están presentes en la corriente y la tensión de salida del rectificador. Normalmente, para eliminar estos armónicos, se usan filtros compuestos de inductores y/o capacitores.⁶⁰

⁵⁷ Cfr. Hart 2001, p. 118

⁵⁸ Cfr. Rashid 2015, p. 83

⁵⁹ Cfr. Rashid 2015, p. 84 y Hart 2001, p. 119

⁶⁰ Cfr. Rashid 2015, pp. 108 – 110.

Figura 2.15. Rectificadores de media onda y onda completa (fuente: http://electronika2.tripod.com/info_files/fvlineales.htm)

2.8. Convertidores resonantes

Un convertidor resonante es un circuito que, teniendo como fuente una señal de tensión continua, genera una onda cuadrada a una carga compuesta de resistencia, inductancia y capacitancia; si la frecuencia a la que conmuta de signo esta onda es igual o cercana a la frecuencia de resonancia de la carga, sus componentes armónicas serán filtradas y quedará casi solamente la fundamental, con lo que en la carga habrá una tensión casi puramente senoidal.⁶¹ Una ventaja de los convertidores resonantes es que los interruptores que realizan la conmutación para generar la onda cuadrada realizan la transición encendido apagado y viceversa en condiciones en los que la corriente o la tensión que hay a través de ellos es casi 0, por lo que las pérdidas de potencia por conmutación son mínimas.⁶²

2.8.1. Convertidor resonante serie

Para el caso de un convertidor resonante en serie, es decir, en el que se alimenta con una fuente de tensión alterna cuadrada una carga resonante en serie, a la frecuencia de

⁶¹ Cfr. Hart 2001, p. 379

⁶² Cfr. Hart 2001, p. 366

resonancia la corriente alcanza un valor máximo y solo la componente fundamental de la onda de tensión cuadrada aparece en la carga:

$$V_p = \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (2.59)$$

Donde V_{dc} es el valor de la onda cuadrada de tensión.

Se puede controlar el valor de la tensión de salida del convertidor resonante haciendo variar la frecuencia de conmutación de los interruptores que generan la onda cuadrada de tensión. Dependiendo del factor de calidad del circuito, la caída de tensión por unidad de variación de la frecuencia de conmutación será mayor o menor. Si la frecuencia de conmutación es muy lenta comparada con la frecuencia de resonancia, las componentes de los armónicos superiores empiezan a tener presencia en el circuito. Este problema no ocurre con frecuencias más rápidas que la resonante, cuyo límite está impuesto más bien por los límites máximos a los que pueden conmutar los interruptores.

Una manera de implementar el circuito resonante serie es mediante dos interruptores en modo de medio puente, cada uno alimentado por una fuente de tensión continua. Se debe de tener en cuenta de que cada interruptor debe de poder transmitir corriente en varios sentidos, ya que, si la frecuencia de conmutación es diferente de la frecuencia resonante de la carga, la corriente estará en adelanto o en retraso con respecto a la tensión. También se debe de tener en cuenta de que en esos casos las pérdidas durante la conmutación ya no serán mínimas, ya que habrá una componente de corriente en los interruptores durante el encendido o el apagado de estos. Se debe de tener cuidado asimismo de nunca tener ambos interruptores encendidos al mismo tiempo ya que se crea un cortocircuito; esto se evita introduciendo un tiempo de retraso entre el apagado de un interruptor y el encendido del otro.⁶³

⁶³ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, p. 202-210.

Figura 2.16. Convertidor resonante serie en medio puente (fuente: http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1909-36672016000200002)

Otra manera de implementar el convertidor resonante en serie es con la configuración de puente completo, con lo cual ya no se requiere dos fuentes de tensión ni se somete a los interruptores a la tensión en corte de ambas fuentes. Adicionalmente, se puede controlar amplitud de la tensión en la carga mediante el control del ciclo de trabajo de la onda cuadrada de tensión. La implementación en puente completo requiere, sin embargo, del doble de interruptores.⁶⁴

2.8.2. Convertidor resonante paralelo

En el caso de un convertidor resonante en paralelo, la carga es un circuito compuesto por resistencia, inductor y capacitor en paralelo; y está alimentada por una onda cuadrada de corriente. Nuevamente, las mismas consideraciones que en el caso serie se toman en cuenta si la frecuencia de conmutación difiera con la de resonancia.

Un convertidor resonante en paralelo se puede implementar también con una configuración de medio puente. Para ello, se utiliza dos fuentes de corriente continua; esto se puede implementar mediante fuentes de tensión en serie con inductancias de alto valor. Los interruptores deben de poder bloquear tensión en corte en ambos sentidos y se debe de tener cuidado de que ambos nunca estén abiertos al mismo tiempo.⁶⁵

⁶⁴ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, pp. 221-223.

⁶⁵ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, pp- 212-217.

Figura 2.17. Convertidor resonante paralelo en medio puente (fuente: https://www.researchgate.net/figure/The-two-conventional-parallel-resonant-inverters_fig1_264020282)

Es posible asimismo implementar el convertidor resonante paralelo en configuración en puente completo, con una sola fuente de corriente y el doble de interruptores. Estos últimos solo necesitan resistir la corriente de una de las fuentes, y la corriente total en la carga se puede variar mediante el ciclo de trabajo de la onda cuadrada de corriente.⁶⁶

⁶⁶ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, pp. 221-223.

CAPÍTULO 3: DESARROLLO DEL PROTOTIPO

En este capítulo se examinará el sistema implementado, los bloques que comprende y los criterios de diseño en cada uno de estos.

3.1. Sistema

El prototipo comprende un transmisor y un receptor. Ambos han sido implementados teniendo en cuenta la simplicidad del diseño vs. la función que realiza. Se analizará cada uno por separado.

Figura 3.1. Sistema transmisor – receptor del prototipo, medidas en milímetros (fuente: elaboración propia)

3.2 Transmisor

Para el prototipo de transmisor se ha determinado usar inversores resonantes en paralelo. Estos usan fuentes de DC que se comportan como fuentes de corriente, lo cual

se logra poniendo inductores en serie con una fuente de voltaje.⁶⁷ La razón de usar estos inversores es debido a que, en resonancia, circula en el inductor del tanque LC una alta corriente reactiva, lo que en nuestro caso generará el campo magnético del transmisor.

Se ha decidido usar un circuito inversor conmutado por un generador externo de señal de alta frecuencia, el cual se hará funcionar a la frecuencia de resonancia del tanque resonador. Esta señal será alimentada a un controlador para compuerta de MOSFET que proporcionará la corriente necesaria para conmutar los transistores en alta frecuencia.

Los módulos en los que se divide el transmisor son:

- Fuente de corriente
- Inversor de corriente
- Circuito resonante
- Antena transmisora

Una onda cuadrada, proveniente del generador de señales, conmuta el circuito inversor a la frecuencia de resonancia; el circuito inversor convierte la corriente directa de la fuente en una señal alterna de potencia a esa frecuencia, la cual es alimentada al circuito resonante que genera una corriente elevada en comparación con la que entrega la fuente. Esa corriente circula por la antena transmisora y es la que genera el campo magnético en esta.

⁶⁷ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, p. 212

Figura 3.2. Transmisor (fuente: elaboración propia)

Figura 3.3. Diagrama de bloques del transmisor (fuente: elaboración propia)

3.2.1. Fuente de corriente.

Dado que el circuito es, en esencia, un inversor de corriente, necesita una fuente a una corriente constante. Esto se logra poniendo en serie con la fuente de tensión inductores de la medida suficiente para impedir la variación de la corriente durante el tiempo en que conmuta el inversor. Como son dos fuentes de corriente (una para cada sentido de esta en el circuito tanque) se deben utilizar dos inductores.

La magnitud de la corriente que entrega la fuente así conformada es dependiente de la resistencia equivalente vista en fuente. Sea R_s la resistencia equivalente en paralelo a cada fuente de corriente y V la tensión de la fuente, la corriente que entrega cada fuente es:

$$I = \frac{\pi^2 V}{4R_S} \quad (3.1)$$

Se han elegido bobinas toroidales por su capacidad de soportar corrientes promedio del orden de los amperes. A este respecto, debe señalarse que el máximo valor del cual se dispone en el mercado local es el de 330 μH y solo existen de color amarillo (diseñado para el rango de los megahertz). Es decir, no existe en el mercado local el modelo óptimo para la frecuencia de operación de esta aplicación, la cual por los valores disponibles para implementar el tanque de resonancia es de aprox. 670 kHz.

En paralelo a la fuente de tensión se han puesto condensadores en paralelo, con el fin de eliminar transitorios. Se utilizaron condensadores MKT (polipropileno con película metálica), dada su baja resistencia en serie equivalente (ESR). De estos el máximo valor que hay en el mercado local es el de 470 nF. Se pusieron en paralelo 10 de estos condensadores, para disminuir aún más la ESR, con lo que la capacitancia equivalente es de 2.35 μF .

Se puso en serie con la fuente de tensión un resistor de 1 Ω . Este solo se introdujo con el propósito de servir para medir las corrientes que ingresan al tanque, y el valor escogido hace que sea igual numéricamente a la caída de tensión entre sus terminales. Este resistor se escogió de 5 W para poder resistir corrientes promedio de hasta 2 A.

Las salidas de este módulo (denominadas I1 e I2 en la figura 3.4) se conectan al tanque resonante. Durante el funcionamiento del circuito, pasará corriente por ambas salidas, ya que de manera alternada una estará puesta a tierra (mediando solamente la resistencia interna del MOSFET en conducción) y la otra estará conectada al tanque resonante formando un circuito de segundo orden.

Figura 3.4: Transmisor, fuente de corriente (fuente: elaboración propia)

3.2.2. Inversor

EL inversor se construye con dos MOSFET del mismo tipo. Estos transistores deben de ser capaces de soportar un voltaje de bloqueo en reversa equivalente a la tensión máxima que puede surgir en el tanque resonante. Esta es igual a:

$$V_p = \pi V_{DC} \quad (3.2)$$

Dado que se desea probar el prototipo a tensiones de entrada de hasta 60 V, se utilizaron transistores IRF740N de National Semiconductors, capaces de un voltaje de bloqueo de hasta 400 V. Estos transistores son capaces de soportar hasta 10 A de corriente.

Los transistores llevan un diodo rectificador de alta velocidad en serie a su drenaje. Este diodo permite que el transistor pueda bloquear tensión tanto positiva como negativa en caso de que el inversor se conmute a una frecuencia distinta a la de resonancia; esto generaría tensiones negativas en el drenaje que, sin diodo bloqueándolas, resultarían en cortocircuito con tierra dado el diodo de cuerpo del MOSFET. Para esta aplicación usamos un diodo UT5404, el cual puede bloquear hasta 400 V en reversa y soportar hasta 3 A de corriente.

Las compuertas de los transistores son accionadas por un controlador; en el caso específico de este prototipo es el TC4428 de Microchip. Este controlador puede entregar

hasta 1.5 A de corriente y tiene una resistencia interna promedio de 7Ω . Sus salidas son complementarias, por lo que una sola señal lógica sirve para conmutar ambos transistores de manera alternada. El controlador está alimentado por una fuente de corriente directa de 12 V (tensión suficiente para conmutar los MOSFET), y entre el controlador y las compuertas median sendas resistencias de 10Ω , valor suficientemente bajo para que fluya la corriente necesaria a la compuerta del MOSFET para que este conmute a la frecuencia requerida (670 kHz).

La corriente pico que circulará por las compuertas se calcula usando el voltaje de alimentación del controlador y la resistencia total entre la fuente y la compuerta, y considerando que al inicio de la conducción del MOSFET el voltaje de la compuerta es igual al voltaje umbral del transistor.

$$I_G = \frac{V_{DC} - V_T}{R_i + R_G} = \frac{15 \text{ V} - 2 \text{ V}}{17 \Omega} = 0.765 \text{ A}$$

La potencia promedio de la resistencia de compuerta se puede calcular a partir de la corriente promedio en la resistencia total entre fuente y compuerta. Si esta corriente puede modelarse como la de un circuito RC en carga, la corriente promedio es:

$$I_m = \frac{\int_0^t (V_{DC} - V_T) e^{-t/RC} dt}{(R_i + R_G)t} = \frac{-RC(V_{DC} - V_T) e^{-t/RC} + RC(V_{DC} - V_T)}{(R_i + R_G)t} \quad (3.3)$$

Para los valores usados en el prototipo, la corriente promedio sería aproximadamente 0.018 A.

La potencia promedio en la resistencia de compuerta sería:

$$P_m = I_m^2 \times R_G = (0.018 \text{ A})^2 \times 10 \Omega = 0.94 \text{ W}$$

En atención a esto, se ha escogido usar resistores de 2 W en las compuertas.

Entre la compuerta del transistor y tierra hay una resistencia pull-down de $10 \text{ k}\Omega$, esta tiene la función de evitar el bloqueo de uno de los transistores en estado de conducción ante una entrada flotante en las compuertas o un encendido rápido del voltaje en los drenajes, por medio de una ruta a tierra cuando la compuerta no está activada. Se elige un valor alto de resistencia para que, cuando la compuerta esté activada, las corrientes

que circulan por esa resistencia estén en el orden de los miliamperes, por eso mismo pueden usarse resistores de ¼ de watt.

Las entradas de este módulo (denominadas I1 e I2 en la figura 3.5) se conectan al tanque resonante. Dependiendo del transistor que esté activado, uno de los extremos del tanque resonante estará puesto a tierra, cortocircuitando la fuente de corriente de ese lado, y el otro unirá el tanque con la otra fuente de corriente.

Figura 3.5: Transmisor, inversor (fuente: elaboración propia)

3.2.3. Circuito resonante

El tanque resonante (compuesto por un capacitor y un inductor) convierte la onda cuadrada de corriente alterna que las fuentes alimentan por medio del inversor en una onda de voltaje senoidal con una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del circuito tanque. Esta se encuentra en función de los valores del inductor y del capacitor por la fórmula:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

El tanque resonante se conecta tanto a las salidas de la fuente de corriente como a las entradas del inversor. Durante cada ciclo formará un circuito RLC con la fuente de corriente que no está cortocircuitada, y entre sus extremos se formará una onda senoidal de tensión.

El voltaje pico de esta onda en relación a voltaje de la fuente se calcula usando la fórmula para el valor promedio de una señal rectificada de onda media:⁶⁸

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} \quad (3.5)$$

Por lo tanto, podemos concluir que el voltaje pico en el tanque es igual a π veces el voltaje de fuente.

La corriente reactiva que circula entre el inductor y el capacitor en paralelo a ambos drenajes puede calcularse dividiendo el voltaje pico por la impedancia de estos. El resultado es una corriente alta, del orden de decenas de amperes; esto es, centenas de veces mayor que la corriente que proporciona la fuente. Si bien estas corrientes son de sentido opuesto en ambos componentes y se cancelan mutuamente, en el interior de cada componente existen y lo someten a una alta potencia reactiva; por ello, se debe procurar usar componentes que toleren esas corrientes.

En el caso del capacitor, este debe de tener una resistencia equivalente muy baja, para que las pérdidas por calor sean mínimas. Para ello, se deben escoger capacitores de polipropileno (MKT, MKP o FKP), cuyas pérdidas comparativamente con las de capacitores hechos con otros materiales es baja. En capacitores de mylar o electrolíticos, las pérdidas son tan grandes que producen el colapso del dispositivo. Asimismo, para disminuir la resistencia equivalente lo más posible, se deben utilizar capacitores para el mayor voltaje disponible. Dado que se procura obtener la mayor frecuencia de resonancia, se busca el menor valor posible de capacitancia.

Para esta aplicación, solo se disponía de capacitores FKP marca Wima obtenidos años atrás de segunda mano en el mercado local. Actualmente, solo se pueden obtener en el extranjero. De estos, el menor valor del que se disponía era de 68 nF. Se disponía de dos de ellos, por lo que se pusieron en serie para lograr un valor equivalente de 34 nF.

⁶⁸ Cfr. Kassakian, Schlecht y Verghese 1991, pág. 217

En el caso del inductor, este debe de tener una sección de área lo suficientemente grande para minimizar las pérdidas por calor. Para este caso, se escogió un tubo de cobre de 10 mm de diámetro para construir el inductor, cuya inductancia equivalente es de $1.65 \mu\text{H}$. Este se encuentra instalado sobre una base independiente a la placa del circuito, para que el calor disipado no pase a esta.

Con estos valores de inductancia y capacitancia en el tanque, la frecuencia de resonancia es de aprox. 670 kHz.

Figura 3.6: Transmisor, circuito resonante (fuente: elaboración propia)

3.2.4. Antena transmisora

En el caso de este prototipo, el inductor del circuito tanque es a su vez la antena de transmisión. Esta convierte la corriente de alta magnitud que circula a través de ella en campo magnético que se emite hacia el entorno.

Se ha optado por usar para el inductor un tubo de cobre en forma de espira circular a fin de simplificar los cálculos, dado que en la literatura ya se encuentran desarrolladas las fórmulas para esta configuración. El hecho de que la frecuencia de resonancia dependa del valor de la inductancia de la espira hace difícil escoger un valor óptimo de sus dimensiones a priori. Intentando equilibrar una frecuencia de resonancia y una distancia de transmisión adecuadas se optó por un diámetro de 55 cm para la espira.

Esta espira genera un campo magnético de forma toroidal alrededor de toda su longitud. Por ley de Biot y Savart (ecuación 2.9) se puede determinar la intensidad de campo magnético a una distancia d de la espira. En particular, la componente a lo largo del eje que atraviesa perpendicularmente al plano de la espira por su centro se puede determinar como:

$$dB = \frac{r}{d} \frac{\mu_0 I}{4\pi d^2} dl$$

$$B = 2\pi r \frac{r}{d} \frac{\mu_0 I}{4\pi d^2} = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 I r^2}{d^3} \quad (3.6)$$

Donde r es el radio de la espira.⁶⁹

Figura 3.7. Campo magnético generado por una espira circular (fuente: <http://classnotes.org.in/class-10/magnetic-effects-of-electric-current/magnetic-field-due-to-a-current-through-circular-loop/>)

La inductancia de las espiras se puede aproximar por la fórmula:

$$L = \mu_0 r \left(\ln \frac{8r}{a} - 2 \right) \quad (3.7)$$

Donde r es el radio de la espira y a es el radio de la sección del tubo de cobre.⁷⁰ Para nuestro caso, $r = 55$ cm y $a = 5$ mm, por lo que $L = 1.65$ μ H.

La inductancia mutua entre las antenas de transmisión y receptor, para cuando ambas son espiras circulares, es compleja de calcular; para ello, puede usarse la fórmula de Neumann, que aplica una integral de línea doble al producto de las diferenciales de longitud de ambas antenas entre la distancia entre ellas:

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \oint \oint \frac{dl_1 dl_2}{R} \quad (3.8)$$

Donde M es la inductancia mutua, l_1 y l_2 son las circunferencias de ambas antenas.⁷¹ Una solución semi-analítica de esta fórmula, para espiras de radios r_1 y r_2 y distancia entre ellas d , es la siguiente⁷²:

⁶⁹ Cfr. Tucker 2013, p. 35

⁷⁰ Cfr. Tucker 2013. p. 46

$$M = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left[\left(\frac{2}{\alpha} - \alpha \right) K(\alpha) - \frac{2}{\alpha} E(\alpha) \right] \quad (3.9)$$

Donde $K(\alpha)$ y $E(\alpha)$ son las integrales elípticas completas de primer y segundo orden

respectivamente, y $\alpha = \sqrt{\frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2 + d^2}}$

3.3 Receptor

El receptor recibe el campo magnético emitido por el transmisor y lo convierte nuevamente en energía eléctrica. Esto lo realiza por medio del principio de inducción magnética, apoyándose en la resonancia para lograr la recepción máxima de campo. Posteriormente lo convierte en corriente directa para alimentar una carga que simula un dispositivo portátil.

El receptor comprende los siguientes módulos:

- Antena receptora
- Rectificador de la corriente recibida
- Regulador de la tensión de salida.

Figura 3.8. Diagrama de bloques del receptor (fuente: elaboración propia)

Figura 3.9: Receptor (fuente: elaboración propia)

⁷¹ Cfr. Fotopoulou y Flynn 2016, p.197 y Tucker 2013, p. 48

⁷² Cfr. Fotopoulou y Flynn 2016, p.200 y Tucker 2013, p. 50

3.3.1 Antena receptora

La antena receptora está constituida por una espira de las mismas características que la de la antena transmisora, la que se encuentra físicamente separada de la placa a efectos de tener su propia base en la que esté estable). Las dimensiones de la antena receptora se mantienen idénticas a las de la del transmisor para maximizar la inductancia mutua, lo que se deriva de la ecuación.

Eléctricamente paralela a la antena se encuentra un capacitor cuyo propósito es sintonizar el receptor a la misma frecuencia de resonancia de la onda transmitida. De este modo, se maximiza la recepción del campo magnético a través del aire entre el transmisor y el receptor. La frecuencia a la que resuena la antena receptora está determinada, al igual que en tanque resonante del transmisor, por el producto de su inductancia y la capacitancia en paralelo:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.10)$$

Ya que las dimensiones de la antena receptora son iguales, su inductancia debe de ser idéntica. Para que la frecuencia de resonancia sea idéntica (670 kHz), por tanto, el capacitor en paralelo debe de ser del mismo valor que en el tanque resonante del transmisor. Se usaron 2 capacitores de 68 nF en serie para lograr los 34 nF necesarios. Dado que las corrientes en el receptor no son altas, el capacitor de la antena receptora no necesita tener las mismas dimensiones que necesitaba el del transmisor.

Figura 3.10. Modelo de transmisión eléctrica inalámbrica por inducción magnética resonante (Fuente: elaboración propia)

Usando la teoría de circuitos, se puede modelar la transmisión inalámbrica de energía eléctrica cuando se opera en resonancia, para una resistencia de carga R en el receptor;

esto se observa en la figura 3.8. Sean I , i_1 , i_2 , i_R las corrientes en la fuente, la bobina-antena del transmisor, la bobina-antena del receptor y la carga; ω la frecuencia angular de resonancia; M la inductancia mutua entre las bobinas-antenas; y X la reactancia tanto en los condensadores como los inductores cuando el sistema está en resonancia; se tienen las siguientes ecuaciones:

$$-jX(i_1 - I) + jXi_1 - j\omega Mi_2 = 0$$

$$-j\omega i_1 + jXi_2 - jX(i_2 - i_R) = 0$$

$$-jX(i_R - i_2) + Ri_R = 0$$

Estas tres ecuaciones se pueden expresar también de la siguiente manera:

$$jXI = j\omega Mi_2$$

$$0 = -j\omega Mi_1 + jXi_R$$

$$0 = jXi_2 + (R - jX)i_R$$

Resolviendo para cada variable, se tiene:

$$i_2 = \frac{XI}{\omega M}$$

$$i_R = \frac{-jXi_2}{R - jX} = \frac{-jX^2 I}{\omega M(R - jX)}$$

Por tanto la corriente en la carga en función de la corriente de fuente es:

$$i_R = \frac{I}{\frac{\omega M}{X} \left(1 + j\frac{R}{X}\right)} \quad (3.11)$$

La tensión en la carga es igual a la corriente multiplicada por la resistencia de carga:

$$v_R = Ri_R = \frac{RI}{\frac{\omega M}{X} \left(1 + j\frac{R}{X}\right)} = \frac{I}{\frac{\omega M}{RX} \left(1 + j\frac{R}{X}\right)} = \frac{I}{\frac{\omega M}{X} \left(\frac{1}{R} + j\frac{1}{X}\right)}$$

$$|v_R| = \frac{I}{\frac{\omega M}{X} \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}} \quad (3.12)$$

3.3.2 Rectificador – filtrador

Este circuito rectifica la señal de alta frecuencia recibida en la antena receptora. Para hacerlo, se usaron diodos Schottky 1N5822. Estos diodos son útiles tanto por la frecuencia a la que pueden operar como por el hecho de que ejercen una caída de tensión menor a los diodos de silicio, lo cual ejerce menores pérdidas sobre la tensión recibida.

Para filtrar la onda rectificada se usó un capacitor MKT debido a sus bajas pérdidas. El valor máximo que se pudo encontrar en el mercado local fue de 1 μF .

3.3.3 Regulador de voltaje

Para el regulador de voltaje se ha usado un diodo zener en paralelo con la carga. El uso de un método de regulación sencillo supone menores pérdidas en esta etapa y, para la carga que se pretende usar, se justifica este enfoque. Para cargar dispositivos que funcionan vía USB con una corriente promedio de consumo de 1A, se ha dispuesto un zener 1N5338B de 5.1 V y 5 W con una resistencia en serie de 1 Ω .

Despreciando la resistencia interna del zener, se tiene los siguientes rangos de voltaje en los que puede trabajar la entrada del regulador:

$$1 \text{ mA} \leq i_z \leq 930 \text{ mA}$$

$$1 \text{ mA} \leq \frac{V - 5.1}{1} - 1 \leq 930 \text{ mA}$$

$$6.101 \text{ V} \leq V \leq 7.030 \text{ V}$$

CAPÍTULO 4: PRUEBAS AL PROTOTIPO

En este capítulo se realizarán pruebas al prototipo construido y se analizarán los datos obtenidos.

4.1. Mediciones en el transmisor

En la figura 4.1 están las gráficas medidas con osciloscopio de las tensiones con respecto a tierra en ambos lados del tanque resonante (y la antena) del transmisor y la gráfica derivada matemáticamente de su diferencia. Se observa que esta última es una senoide de tensión pico aproximadamente igual a π veces la tensión de fuente (en este caso, 60 V). Se observa además que existe en cada extremo un momento en que la tensión es negativa, por lo que la frecuencia de conmutación de los transistores es ligeramente inferior a la frecuencia de resonancia.

Figura 4.1. Tensiones en el tanque de resonancia del transmisor, para tensión en fuente de 60 V (fuente: elaboración propia)

4.2. Mediciones en el receptor

4.2.1. Mediciones en la antena

La figura 4.2 muestra la señal obtenida en la antena del receptor. Se observa la distorsión de forma de la señal en relación a la del transmisor; esta distorsión es provocada por la etapa de rectificación posterior. La frecuencia de la onda se mantiene igual a la del transmisor.

Figura 4.2. Tensión en la antena del receptor (fuente: elaboración propia)

4.2.2 Mediciones en la carga

La figura 4.3 muestra la forma de la señal después de la etapa de rectificación. Se observa que la señal, salvo por un ligero rizado, ha sido filtrada a solo su componente de directa.

Figura 4.3. Tensión en salida rectificada (fuente: elaboración propia)

La tabla 4.1 muestra la potencia a la salida de la etapa de rectificación, es decir, a la potencia de la resistencia de $5\ \Omega$ en paralelo con el zener de $5.1\ \text{V}$ y en serie con la resistencia de $1\ \Omega$, para distintas distancias entre transmisor y receptor y distintas tensiones en fuente. La figura 4.4 muestra los datos en una gráfica. Se observa que el comportamiento es mejor modelado por curvas exponenciales; es decir, para una tensión de fuente en el transmisor dada, la potencia recibida decae exponencialmente a medida que aumenta la distancia entre transmisor y receptor. La potencia sobrepasa el umbral

de los 5 W a una distancia máxima de aprox. 20 cm para una tensión de fuente de 30 V y aprox. 33 cm para una tensión de fuente de 60 V.

		POTENCIA (W)						
DISTANCIA (cm)		20	25	30	35	40	45	50
TENSIÓN DE FUENTE	20 V	2.17924	1.1898	0.6901	0.4228	0.2724	0.1764	0.11537
	30 V	5.0964	2.8648	1.6103	1.0065	0.634	0.4140	0.2688
	40 V	8.69768	5.4248	3.1305	1.8525	1.1554	0.7447	0.4902
	50 V		7.6360	4.8688	2.9761	1.8737	1.2366	0.825
	60 V			6.8328	4.471	2.8585	1.9036	1.25125

Tabla 4.1. Potencia en la salida rectificada del receptor vs. distancia entre transmisor y receptor, para distintas tensiones de fuente (fuente: elaboración propia)

Figura 4.4. Potencia en la salida rectificada del receptor vs. distancia, para distintas tensiones en fuente (fuente: elaboración propia)

La tabla 4.2 muestra la eficiencia en potencia de la misma salida de la tabla 4.2 respecto a la fuente, para distintas distancias entre transmisor y receptor y distintas tensiones en fuente. Se observa que, para una cierta distancia, las eficiencias para distintas tensiones de fuente son aproximadamente iguales. La figura 4.5 muestra los datos en una gráfica. Se observa que del mismo modo que la figura 4.4 el comportamiento puede modelarse por una curva que decae exponencialmente. A 20 cm, para todas las tensiones de fuente, la eficiencia es aprox. 25 %, mientras que a 30 cm es aprox. 10 %.

EFICIENCIA EN POTENCIA								
DISTANCIA (cm)		20	25	30	35	40	45	50
TENSIÓN DE FUENTE	20 V	24.5%	15.78%	9.83%	6.37%	4.22%	2.79%	1.84%
	30 V	25.3%	16.72%	10.28%	6.75%	4.39%	2.92%	1.93%
	40 V	23.3%	17.45%	11.12%	6.99%	4.50%	2.96%	1.98%
	50 V		15.36%	10.71%	6.97%	4.53%	3.06%	2.07%
	60 V			9.90%	6.96%	4.63%	3.14%	2.09%

Tabla 4.2. Eficiencia en potencia vs. distancia entre transmisor y receptor, para distintas tensiones de fuente (fuente: elaboración propia)

Figura 4.5. Eficiencia en potencia vs. distancia, para distintas tensiones en fuente (fuente: elaboración propia)

CONCLUSIONES

1. Se diseñó y construyó un generador de oscilación externa, de alta frecuencia, con el cual se emitió energía en forma magnética, usando el principio de inducción. Este generador utiliza el principio de resonancia eléctrica para generar la mayor cantidad de campo magnético posible para una tensión de fuente dada, maximizando la corriente en la antena inductora por medio de capacitores en paralelo.
2. Se diseñó y construyó un receptor que también operaba bajo el principio de resonancia eléctrica para maximizar la corriente recibida mediante inducción magnética. A la salida de este, se construyó un cargador electrónico para convertir la corriente alterna de alta frecuencia captada por el receptor en corriente continua, mediante un puente de diodos de alta frecuencia, un filtro con capacitor y un regulador, para proveer una salida estable de 5 V.
3. Con el sistema construido, se logró obtener la transmisión en forma inalámbrica de 5W de potencia (5 V, 1 A) a una distancia máxima de 30 cm. Esta potencia representa el consumo de un dispositivo portátil (smartphone) cuando se encuentra en modo de carga. Para conseguir esta distancia, se requirió usar en el transmisor una tensión de 60 V en la fuente.
4. La distancia máxima de transmisión está en función de la tensión de la fuente en el transmisor y la impedancia de carga en el receptor. Es decir, a medida que la carga en el receptor requiere de más potencia, se requiere más potencia en el transmisor para una misma distancia. Ya que el objetivo era una potencia de 5 W, se necesitaba un incremento de aprox. 10 V en la tensión de fuente para conseguir un incremento en la distancia máxima de aprox. 5 cm.
5. Se observó mediante las gráficas que la potencia recibida en la carga, para una tensión de fuente dada, decae en forma exponencial a medida que aumenta la distancia de separación. Esta relación no parece derivar directamente de las fórmulas halladas para la inductancia mutua en función de la distancia de separación, donde

las relaciones eran mediante integrales elípticas, por lo que se debe de buscar otra explicación en una posterior investigación.

6. Se observó que la eficiencia en potencia es idéntica para distintas tensiones de fuente, siendo que su valor solo cambia en función a la distancia de separación. Esta también decae en forma exponencial con respecto a la distancia. A 20 cm, esto es, menos de la mitad del radio de la antena, esta era de poco más del 20%. Las pérdidas en potencia no solo se deben al campo magnético dispersado, sino a las pérdidas en las etapas de rectificación y regulación del receptor.
7. Si se considera que, para unas antenas de 55 cm de diámetro y, para una distancia de 20 cm, se consiguió solo una eficiencia de 25 %, se concluye que la tecnología de transmisión de energía eléctrica por acople magnético resonante es apropiado solo para distancias cortas, del orden de la décima parte de las dimensiones de la antena. Solo a esa distancia las eficiencias serán razonables (mayores al 50 %).
8. Se dedujo que una aplicación principal para esta tecnología es la energización de dispositivos a través de paredes, máquinas rotativas o tejido humano; es decir, en aplicaciones donde el uso de cables es imposible y el uso de baterías inconveniente. En estas, la baja eficiencia de la transmisión es una consecuencia tolerable en virtud de la facilidad de uso que ofrece a cambio.

RECOMENDACIONES

1. Rehacer el circuito del transmisor, utilizando varios capacitores en paralelo/serie en el tanque de resonancia. De esta manera, pueden usarse capacitores de dimensiones menores ya que se reparte entre varios la potencia reactiva que circula por cada uno. Al usar capacitores más pequeños, son menos costosos de adquirir.
2. Probar otras configuraciones en las antenas. En particular, probar con espiras circulares de varias vueltas, cuyas fórmulas de inductancia son fáciles de derivar de las de la de una sola vuelta. Verificar si, a mayor número de vueltas, la inductancia mutua aumenta y, con ello, la transmisión de una potencia dada a mayor distancia.
3. Verificar el efecto de la frecuencia a la que se transmite sobre la distancia de transmisión. No se pudo encontrar en la literatura una fórmula que las relacionara directamente, pero durante las pruebas del prototipo se observó que, a mayor frecuencia de transmisión, mayor era la distancia de transmisión obtenida, para una misma tensión en la fuente. Para esto se debe de trabajar modificando el valor de la capacitancia en paralelo a las antenas, ya que modificar la inductancia de las antenas trae como consecuencia modificar la inductancia mutua entre estas.
4. Implementar el transmisor con un circuito de puente completo en lugar de uno de medio puente. La única ventaja aparente es la necesidad de menos entrega de corriente por parte de la fuente. La dificultad es usar el doble de transistores para la conmutación del inversor.
5. Desarrollar un control automático para la frecuencia en el transmisor, de tal modo que genere siempre el valor máximo de tensión en el tanque de resonancia, con el fin de aumentar la eficiencia. Del mismo modo, implementar un circuito en el receptor que varíe su frecuencia de resonancia para que siempre esté sintonizada con la del transmisor.
6. Implementar en el receptor un sistema de regulación más robusto. En particular, utilizar reguladores de conmutación (convertidores DC-DC), los cuales son los que generan menos pérdidas.

7. Descartar la experimentación con transmisión inalámbrica de energía para distancias mayores a 10 % - 20 % las dimensiones de las antenas, por ser muy poco eficiente, y privilegiar las pruebas a distancias cortas. En particular, experimentar la transmisión a través de barreras físicas, tanto no metálicas como metálicas.

BIBLIOGRAFÍA:

AGBINYA, Johnson I. (2016) Wireless Power Transfer, 2nd Edition. Aalborg, River Publishers.

AIRFUEL ALLIANCE (2017) (<http://www.airfuel.org/>) Sitio web de la alianza, donde se busca difundir los estándares implementados por esta para distintos tipos de transmisión inalámbrica de electricidad (fecha de consulta: 18 de octubre de 2017).

ALEXANDER, Charles K. y SADIKU, Matthew N. O. (2006) Fundamentos de circuitos eléctricos, traducción al español de la 3ra edición. México: McGraw-Hill Interamericana.

BOYLESTAD, Robert L. (2007) Introductory Circuit Analysis. New Jersey: Pearson Education.

DIRECCIÓN GENERAL DE REGULACIÓN Y ASUNTOS INTERNACIONALES DE COMUNICACIONES – MTC (2016) Estadísticas de Servicios Públicos de Telecomunicaciones – Cuarto Trimestre 2016 (fecha de consulta: 10 de octubre de 2017) (https://www.mtc.gob.pe/comunicaciones/regulacion_internacional/estadistica_catastro/documentos/2016/Bolet%C3%ADn%20IV%202016.pdf) .

ENERGOUS (2017) (<http://energous.com/>) Sitio web de la compañía Energous, donde detallan aspectos de su tecnología y sus productos. (fecha de consulta: 13 de octubre de 2017).

FOTOPOULOU, Kyriaki y FLYNN, Brian (2016) Inductive Wireless Power Transfer Using Circuit Theory. En: Agbinya, Johnsohn I. (2016) Wireless Power Transfer, 2nd Edition, pp. 165-216. Aalborg, River Publishers.

HADLEY, Franklin (2007) Goodbye wires... (fecha de consulta: 6 de mayo de 2013) (http://www.mit.edu/~soljacic/MIT_WiTricity_Press_Release.pdf).

HART, Daniel W. (2001) Introducción a la electrónica de potencia, traducción al español. Madrid: Pearson.

HILL, Simon (2018) Powermat admits defeat as Qi wins wireless charging (fecha de consulta: 10 de mayo de 2018) (<https://www.digitaltrends.com/mobile/powermat-joins-wpc/>).

HOLLY, Russel (2015) Qi or Powermat? What's the difference and which should you choose? (fecha de consulta: 10 de mayo de 2018) (<https://www.androidcentral.com/qi-or-powermat-whats-difference-and-which-should-you-choose>).

IORDACHE, Mihai, DUMITRIU, Lucia y NICULAE, Dragos (2016) Power Transfer by Magnetic Induction Using Coupled – Mode Theory. En: Agbinya, Johnsohn I. (2016) Wireless Power Transfer, 2nd Edition, pp. 1 - 72. Aalborg, River Publishers.

KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F. y VERGHESE, George C. (1991) Principles of Power Electronics. Reading, Massachusetts: Addison Wesley Publishing Company.

KESLER, Morris (2013) Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance. (fecha de consulta: 6 de mayo de 2013) (<http://witricity.com/pdfs/highly-resonant-power-transfer-kesler-witricity-2013.pdf>).

KURS, André y otros (2007) Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Resonances. *En: Science*, vol. 317, issue 5834, pp. 83 – 86 (fecha de consulta: 15 de mayo de 2018) (<http://science.sciencemag.org/content/317/5834/83/tab-pdf>).

MARIAN, Vlad y otros (2016) Low Power Rectenna Systems for Wireless Energy Transfer. *En: Agbinya, Johnsohn I. (2016) Wireless Power Transfer, 2nd Edition*, pp. 105 - 150. Aalborg, River Publishers.

MINISTERIO DE TRANSPORTES Y COMUNICACIONES (2016) Anuario Estadístico 2016 (fecha de consulta: 11 de mayo de 2018) (https://www.mtc.gob.pe/estadisticas/publicaciones/anuarios/ANUARIO_ESTADISTICO_2016.pdf).

POPOVIĆ, Zoya B. y POPOVIĆ, Branko D. (2000) Introductory Electromagnetics. Upper Saddle River: Prentice Hall.

POWERMAT TECHNOLOGIES (2013) (<http://powermat.com/home/>) Sitio web de la compañía, donde expone su catálogo de soluciones (fecha de consulta: 16 de Junio de 2013).

POWERMAT TECHNOLOGIES (2017) Charging Spot 3.1 Datasheet (<https://www.powermat.com/wp-content/uploads/2017/12/Charging-Spot-3.1-data-sheet-2017Dec14.pdf>) (fecha de consulta: 15 de mayo de 2018).

RASHID, Muhammad H. (2015) Electrónica de potencia, traducción al español de la 4ta edición. México, Pearson.

RAY, Tiernan (2017a) CES: Energous, WiTricity Tech ‘Inefficient, Unsafe,’ Say the Qi (fecha de consulta: 10 de mayo de 2018) (<https://www.barrons.com/articles/ces-energous-witricity-tech-inefficient-unsafe-say-the-qi-1483645071>).

_____ (2017b) WiTricity CEO: Wireless Charging Moves Forward in Autos (fecha de consulta: 10 de mayo de 2018) (<https://www.barrons.com/articles/witricity-ceo-wireless-charging-moves-forward-in-autos-1505944442>).

SCHNEIDER, David (2010) A Critical Look at Wireless Power: Wireless power at a distance is still far away (fecha de consulta: 24 de junio de 2014) (<http://spectrum.ieee.org/transportation/mass-transit/a-critical-look-at-wireless-power>).

TUCKER, Christopher A. (2013) Ph. D. Dissertation on the Transmission of Wireless Power by Magnetic Resonance (<http://centaur.reading.ac.uk/36738/1/Tucker-2013-phd.pdf>) (fecha de consulta: 23 de mayo de 2018).

WIRELESS POWER CONSORTIUM (2017) (<http://www.wirelesspowerconsortium.com/>) Sitio web del consorcio, donde expone los beneficios de su estándar unificado para transmisión inalámbrica de energía. (fecha de consulta: 18 de octubre de 2017).

WITRICITY CORPORATION (2017) (<http://www.witricity.com/>) Sitio web de la compañía, donde se promueve su tecnología para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica por inducción magnética resonante a distancias medias (fecha de consulta: 18 de octubre de 2017).

YOUNG, Hugh D. y FREEDMAN, Roger A. (2013) Sears y Zemansky: Física Universitaria con Física Moderna, traducción al español de la 13ª edición. México: Pearson.

ANEXOS

ANEXO 1 : IRF740, datasheet

IRF740

N - CHANNEL 400V - 0.48 Ω - 10 A - TO-220
PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF740	400 V	< 0.55 Ω	10 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.48 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	400	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{DS} = 20 k Ω)	400	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _e = 25 °C	10	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _e = 100 °C	8.3	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	40	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _e = 25 °C	125	W
	Derating Factor	1.0	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	4.0	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{so} ≤ 10 A, di/dt ≤ 120 A/μs, V_{DS} ≤ V_{BRDSS}, T_j ≤ T_{JMAX}

First Digit of the Datecode Being Z or K. Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

October 1998

1/8

UF5400 THRU UF5408

ULTRAFAST EFFICIENT PLASTIC RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts Forward Current - 3.0 Amperes

DO-201AD

Dimensions in inches and (millimeters)

FEATURES

- ♦ Plastic package has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-0
- ♦ Glass passivated chip junction
- ♦ Low cost
- ♦ Ultrafast recovery time for high efficiency
- ♦ Low forward voltage, high current capability
- ♦ Low leakage
- ♦ High surge capability
- ♦ High temperature soldering guaranteed: 250°C, 0.375" (9.5mm) lead length for 10 seconds, 5 lbs. (2.3 kg) tension

MECHANICAL DATA

Case: JEDEC DO-201AD, molded plastic body over passivated chip

Terminals: Plated axial leads solderable per MIL-STD-750, Method 2026

Polarity: Color band denotes cathode end

Mounting Position: Any

Weight: 0.04 ounce, 1.1 grams

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOLS	UF5400	UF5401	UF5402	UF5403	UF5404	UF5405	UF5406	UF5407	UF5408	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	210	280	350	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	Volts
Maximum average forward rectified current, 0.375" (9.5mm) lead length at $T_A=55^{\circ}\text{C}$	$I_{(AV)}$	3.0									Amps
Peak forward surge current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method) at $T_A=55^{\circ}\text{C}$	I_{FSM}	150.0									Amps
Maximum instantaneous forward voltage at 3.0A	V_F	1.0					1.7				Volts
Maximum DC reverse current $T_A=25^{\circ}\text{C}$ at rated DC blocking voltage $T_A=100^{\circ}\text{C}$	I_R	10.0					75.0				μA
							200.0				
Maximum reverse recovery time (NOTE 1) $T_J=25^{\circ}\text{C}$	t_{rr}	50.0					75.0				ns
Typical junction capacitance (NOTE 2)	C_J	45.0					38.0				pF
Typical thermal resistance (NOTE 3)	$R_{\theta JA}$ $R_{\theta JL}$	20.0 8.5									$^{\circ}\text{C/W}$
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	-55 to +150									$^{\circ}\text{C}$

NOTES:

(1) Reverse recovery test conditions: $I_F=0.5\text{A}$, $I_R=1.0\text{A}$, $t_F=0.25\text{A}$

(2) Measure at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0 Volts

(3) Thermal resistance from junction to lead and from junction to ambient with 0.375" (9.5mm) lead length, both leads attached to heatsink

9/2/98

MICROCHIP TC4426/TC4427/TC4428

1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers

Features

- High Peak Output Current – 1.5A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
 - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability – 1000 pF in 25 nsec (typ.)
- Short Delay Times – 40 nsec (typ.)
- Matched Rise and Fall Times
- Low Supply Current:
 - With Logic '1' Input – 4 mA
 - With Logic '0' Input – 400 μ A
- Low Output Impedance – 7 Ω
- Latch-Up Protected: Will Withstand 0.5A Reverse Current
- Input Will Withstand Negative Inputs Up to 5V
- ESD Protected – 4 kV
- Pinouts Same as TC426/TC427/TC428

Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Line Drivers
- Pulse Transformer Drive

General Description

The TC4426/TC4427/TC4428 are improved versions of the earlier TC426/TC427/TC428 family of MOSFET drivers. The TC4426/TC4427/TC4428 devices have matched rise and fall times when charging and discharging the gate of a MOSFET.

These devices are highly latch-up resistant under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500 mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against electrostatic discharge (ESD) up to 4 kV.

The TC4426/TC4427/TC4428 MOSFET drivers can easily charge/discharge 1000 pF gate capacitances in under 30 nsec and provide low enough impedances in both the 'ON' and 'OFF' states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

Other compatible drivers are the TC4426A/TC4427A/TC4428A family of devices. The TC4426A/TC4427A/TC4428A devices have matched leading and falling edge input-to-output delay times, in addition to the matched rise and fall times of the TC4426/TC4427/TC4428 devices.

Package Types

ANEXO 4: Transmisor, diagrama en KiCad

ANEXO 5: Transmisor, PCB en KiCad

ANEXO 6: Receptor, diagrama en KiCad

ANEXO 7: Receptor, PCB en KiCad

ANEXO 8: Transmisor y receptor contruidos