
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

Transmisor Inalámbrico de Potencia Eléctrica

presentada por

Ing. Ismael Cruz Toledo

como requisito para la obtención del grado de
Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis

Dr. Carlos Aguilar Castillo

Codirector de tesis

Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel

Cuernavaca, Morelos, México. Enero de 2018

Cuernavaca, Mor., 08 de enero de 2018.

OFICIO No. DIE/009/2018

Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

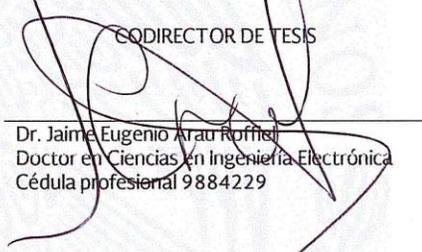
Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Ismael Cruz Toledo** con número de control **M15CE099** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Transmisor Inalámbrico de Potencia Eléctrica"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



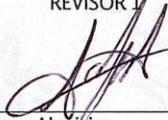
Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

CODIRECTOR DE TESIS



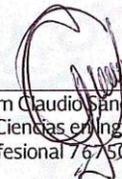
Dr. Jaime Eugenio Arau Ruffiel
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9884229

REVISOR 1



Dr. Jesús Aguayo Alquicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

REVISOR 2



Dr. Abraham Claudio Sanchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante
Expediente

RFEJ/lrr.



Cuernavaca, Mor., 9 de enero de 2018

OFICIO No. SAC/014/2018

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. ISMAEL CRUZ TOLEDO
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **"Transmisor Inalámbrico de Potencia Eléctrica"**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGIA AL SERVICIO DE MEXICO"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr



*Dedico esta tesis
A mi familia por su apoyo
A lo largo de mi vida*

Gracias

Sé el cambio que quieres ver en el mundo

Agradecimientos

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, por ser ese lugar, donde aprendes más de uno mismo, gracias.

Agradezco a quienes fueron mis guías, Dr. Carlos Aguilar Castillo y Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, que con paciencia, siempre estuvieron ahí para encender una idea en medio de la oscuridad mental, gracias.

Agradezco a mis revisores, el Dr. Abraham Claudio Sánchez y Dr. Jesús Aguayo Alquicira, por ser parte de la investigación haciendo comentarios con el fin de fortalecer el proyecto, gracias.

A mis profesores (Dr. Carlos Aguilar Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, Dr. Hugo Calleja Gjumlich, Dr. Jesús Dario Mina Antonio), por su impecable enseñanza dentro y fuera del aula, por darle solución a mi curiosidad y aumentar mi capacidad de imaginar.

Al Dr. Marco Antonio Oliver Salazar (QEPD), por ser una gran persona y maestro, quién fue mi primer tutor, y esa persona que se encargó y ocupó de mí el primer año, que hoy seguro está en un mejor lugar, gracias.

Al Dr. Mario Ponce Silva, por ser gran maestro y amigo, por ayudarme y asesorarme, que al igual que mis asesores me llevó de la mano en el análisis del proyecto, gracias.

Agradezco al personal de Cenidet por el apoyo otorgado, tanto en el aspecto académico como personal, en especial a la Lic. Lorena, quien con energía siempre me correteó, control escolar, biblioteca y centro de cómputo, gracias.

A CONACYT, por creer siempre en los estudiantes de México, brindándoles la oportunidad de superarse día a día, demostrando los valores y principios morales del país.

Tabla de contenido

Capítulo 1	1
Introducción	2
Antecedentes	3
Transferencia inalámbrica de energía eléctrica	5
Ubicación del problema	6
Objetivo	8
Objetivos específicos	9
Motivación	9
Bibliografía	9
Capítulo 2	11
Esquema de un sistema de cosecha de energía	12
Onda Electromagnética	13
Transmisor de Potencia Inalámbrica	13
Acoplamiento Inductivo Resonante	14
Convertidor CD-CA	15
Sistemas de transferencia de energía en la literatura	19
Resumen	23
Bibliografía	24
Capítulo 3	26
Descripción por etapas	27
Inversores de alta frecuencia.	27
Tanques resonantes	30
Puente rectificador	32

Esquema de solución	34
Bibliografía	35
Capítulo 4	37
Elementos pasivos	38
Elementos activos	51
Diseño de L	53
Diseño de PCBs e implementación	55
Bibliografía	59
Capítulo 5	60
Esquema del banco de pruebas	61
Identificación de variables de medición	61
Protocolo de pruebas	63
Resultados experimentales: Mediciones y registro de datos	64
Capítulo 6	78
Conclusión	79
Trabajos futuros	81

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo introductorio se definen las directrices del trabajo de investigación a través de la ubicación y planteamiento del problema, definición de objetivos, alcances, motivación, etc.

Introducción

Las baterías fueron la principal fuente de energía, desde su invención en 1799, hasta que se inició la instalación de redes eléctricas a finales del siglo XIX. A partir de ese momento, la utilización de ellas se redujo a las aplicaciones móviles [1]. En un principio las baterías eran de gran tamaño, pero a medida que los dispositivos redujeron de tamaño, se exigió que las baterías también evolucionaran a tamaños más reducidos. Por otro lado, la construcción de baterías emplea materiales altamente contaminantes, como plomo, ácido, níquel, cadmio, yodo, etc. Si a esto le sumamos la gran cantidad de dispositivos móviles en uso, resulta que existe un peligro de gran dimensión que implica la contaminación ambiental por la construcción y desecho de las baterías. Si se quiere solucionar el problema ocasionado por el uso de baterías, es necesario encontrar alternativas para su sustitución.

La solución lógica es no utilizarlas y buscar fuentes de energía *permanente*, es decir formas de obtener energía sin necesidad de grandes capacidades de almacenamiento. Para ello se requeriría de fuentes que permanentemente estén suministrando potencia a los sistemas [1]. En este sentido existen manifestaciones de energías renovables (Viento, sol, petróleo, electromagnética) que podrían utilizarse como fuentes alternas de energía; dentro de las manifestaciones podemos mencionar las vibraciones, ondas electromagnéticas, calor, etc.

Un concepto que en últimas fechas se vislumbra, es la viabilidad del suministro de energía en aplicaciones de baja potencia, la cosecha de energía (*energy harvesting*) de las fuentes señaladas previamente. Aunque cosechar energía implica retos técnicos importantes que es necesario identificar, formular y dar solución de la mejor manera, tal que sea viable [2], entre las manifestaciones más interesantes se encuentra la electromagnética, la cual, está presente casi en todos lados.

El desarrollo del tema se basa en transmitir potencia eléctrica de forma electromagnética, y así evitar medios físicos, entre las aplicaciones más usadas es la carga de vehículos eléctricos en altas potencias y recientemente en dispositivos móviles de baja potencia (celulares, relojes, etc.). Aunque es una forma muy seductora de cargar dispositivos existen muchos

problemas alrededor (mayormente la eficiencia) que evitan que más aplicaciones emerjan; un ejemplo de ellas es la transmisión inalámbrica de bajas potencia, que ha estado inactiva dado las bajas eficiencias, la complejidad y la poca disponibilidad de materiales.

El tema de tesis tiene como finalidad proveer un ambiente controlado con el cual se pueda estudiar cosecha de energía de la energía electromagnética como la generada por estaciones de radio y televisión, buscando resultados de viabilidad en dispositivos de bajas potencias. Se pretende diseñar un acoplamiento inductivo resonante, con el cual se pueda tener un ambiente controlado para producir ondas electromagnéticas, recibirlas (transformando la energía electromagnética en eléctrica mediante bobinas), almacenarlas y aplicarla en una carga.

Antecedentes

La proliferación de dispositivos móviles en la sociedad actual es una realidad inobjetable como se muestra en la Figura 1.1, esto alentado por el altísimo grado de penetración que han tenido las redes sociales y por la necesidad de mantenerse conectado. Y a esto hay que agregarle la cantidad de dispositivos móviles que se prevé estarán *on-line* en distintas aplicaciones como automóvil, comodidades en el hogar, tráfico, clima, etc. Se estima que serán 50 billones de dispositivos interconectados en la red [3].

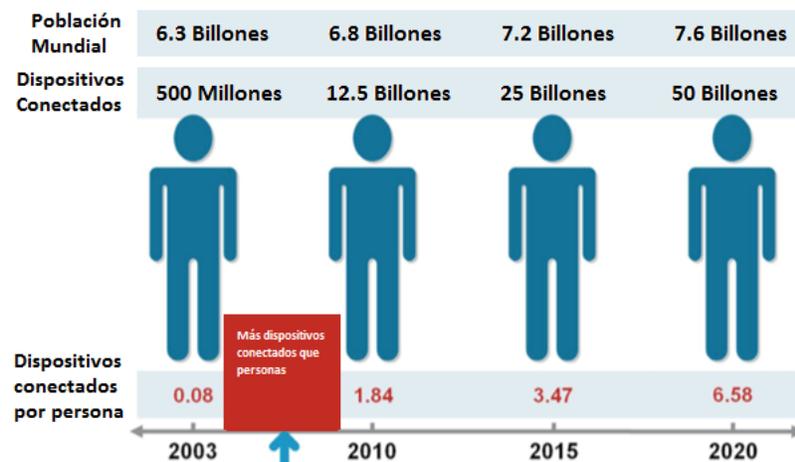


Figura 1.1 Evolución de los dispositivos portátiles en el mundo

El común denominador en todos estos dispositivos es portabilidad; es esto lo que el usuario actual busca, y solo es posible con la integración de la fuente de energía. Típicamente las baterías, de distintas tecnologías, son las encargadas de suministrar la potencia durante el tiempo de uso, pero también es cierto que cada vez somos más exigentes en ese sentido. No obstante que se ha mejorado la tecnología de baterías, es un hecho que es impráctico pensar en cambiar y desechar 50 billones de baterías, no solo por el costo y disponibilidad sino porque los materiales con que se fabrican las baterías son altamente contaminantes. Definitivamente, se debe pensar en alternativas viables, económica y ambientalmente hablando, para resolver el tema de suministro de energía de dispositivos móviles [3, 4,5].

El medio ambiente es un entorno con gran cantidad de energía, tan solo es necesario llevar a cabo los procesos adecuados para obtenerla. Por poner ejemplos, se tiene energía disponible a través del sol, el viento, gradientes de temperatura, señales electromagnéticas y vibraciones, propias de la naturaleza o creadas por nosotros mismos para comunicaciones (señales de radio, televisión, WiFi, etc.). Se puede asumir que es susceptible alimentar dispositivos portátiles mediante manifestaciones de energía del medio ambiente, pero es necesario identificar las tecnologías apropiadas para obtenerla.

Una de las manifestaciones más prometedoras es la de radio frecuencia. El interés por la energía que se obtiene de las señales de RF radica en que es la manifestación de energía que está presente siempre y prácticamente en cualquier lugar. Y además, el transductor para la cosecha de energía ya forma parte de los sistemas portátiles, tan solo es necesario ingeniarse la manera de convivir las funciones. Las oportunidades de investigación en esta área se presentan en el diseño y análisis de sistemas multi-banda (las fuentes de radio tienen un amplio rango de frecuencias), es decir, sistemas que sean capaces de cosechar energía en un rango de frecuencia entre 80 Khz y 120Khz, con la eficacia más alta. Para ello es necesario idear acondicionadores con impedancia de acoplamiento, ya sea pasivo o activo, que se adapte a las condiciones de la señal de radio entrante [6].

Los circuitos o convertidores con impedancia variable no son un problema para nada trivial, y se requiere desarrollar y analizar configuraciones de redes de circuitos que sean capaces de

hacer esto. Las señales de RF (3Hz-300Ghz) pueden llegar a valores tan pequeños de energía electromagnética (mW-uW), lo que llevaría a la necesidad de implementar sistemas sumamente pequeños a tal grado que escapan a las capacidades del laboratorio del CENIDET. Por este motivo, como un primer paso en el desarrollo de un sistema de cosecha de energía RF, es la implementación de un emulador de transmisor con niveles apropiados a las capacidades de CENIDET. Es sobre esto que trata el tema de tesis, desarrollar un convertidor electrónico que permita transmitir potencia eléctrica de manera inalámbrica, y evaluar su funcionamiento en términos de distancia, y de transmisión, así como la implementación y evaluación del receptor de la potencia transmitida.

Transferencia inalámbrica de energía eléctrica

La transferencia de energía inalámbrica es una tecnología para transmitir energía a través de campos electromagnéticos [7] [8], en la Tabla 1.1 se muestra la caracterización al utilizar éstas tecnologías [9]. Estos sistemas en general están conectados a una fuente de energía (la red) que la convierte en un campo electromagnético para que uno o más dispositivos “receptores” conviertan a DC o AC los campos. Los dispositivos tipo transmisor pueden ser antena, una bobina de alambre o una placa metálica, las cuales transforman la potencia de la fuente en un campo electromagnético oscilante.

La energía inalámbrica utiliza los mismos campos que los dispositivos de comunicación (radio, televisión, Wi-Fi, etc.). Aunque, el objetivo de éstos es transmitir información, por lo que la cantidad de energía que llega al receptor no es tan importante, siempre que sea suficiente para que la información pueda ser recibida [10] [11]. Por el contrario en la transferencia de energía lo más importante es la cantidad de energía que llega al receptor, por lo que la eficiencia es el parámetro más importante y por ésta razón la tecnología de energía inalámbrica están limitadas a la distancia en comparación a las tecnologías de comunicación [8].

Tabla 1.1 Tecnologías de transferencia de energía

Tecnología	Rango	Directividad	Frec	Dispositivo	Aplicaciones
Acoplamiento inductivo	Corta distancia	Baja	Hz-MHz	Bobina de alambre	Cepillo de dientes eléctricos, Calentadores, Estufa de inducción, etc.
Acoplamiento inductivo resonante	Corta distancia	Baja	KHz-GHz	Bobinas en resonancia, redes resonantes	Vehículos eléctricos, implantes biomédicos, carga portátil de baterías, etc.
Acoplamiento capacitivo	Corta distancia	Baja	KHz-MHz	Electrodos con placas de metal	Carga portátil de baterías, smartcards, etc.
Acoplamiento magnetodinámico	Corta distancia	-	Hz	Imanes giratorios	Carga de vehículos eléctricos, implantes biomédicos, etc.
Microondas	Larga distancia	Alta	GHz	Parabólicos, reactenas, antenas de parche	Satélites, aviones teledirigidos, etc.
Ondas de luz	Larga distancia	Alta	THz	Láser y lentes	Alimentación de drones

Ubicación del problema

Los sistemas de transferencia de energía inalámbrica es una de las tecnologías más prometedoras para abastecer de energía a dispositivos de baja potencia con el fin eliminar medios físicos, y en un futuro abastecerlos de energía permanentemente eliminando el uso de las baterías en los dispositivos [12]. Las baterías al estar compuestas por materiales como el mercurio, cadmio, litio, plomo, que son sumamente tóxicas para la salud y el ambiente, en la Tabla 1.2 se en listan las consecuencias que tienen [13]. Además, las baterías tienen una vida útil de 3 años y tienen entre 300 y 1000 cargas (Baterías de cadmio y Ni-MH) y una

pila alcalina usada y arrojada a la basura puede contaminar hasta 100 mil litros de agua y originar cáncer, problemas en riñón, pulmón y el sistema nervioso central [14]

Tabla 1.2 Daño originado por elementos de una batería

Sustancia	Fuente de exposición	Daño a la salud	Daño al ambiente
Mercurio	Al respirar aire contaminado, ingerir agua o alimentos contaminados.	Cancerígeno, daño al cerebro, riñones y al feto (retraso mental, habla, andar coordinación).	Contamina el agua y tierra (los depósitos naturales de mercurio).
Cadmio	Lugares donde se manufacturan productos con cadmio, al consumir alimentos o agua contaminados por cadmio	Respirarlo provoca lesiones en los pulmones e ingerirlo a los riñones y estómago, altas dosis provoca la muerte y es cancerígeno.	Se combina con el aire cuando se quema carbón y desechos domésticos, minerías
Níquel	Ingerir alimentos, reacción alérgica y contacto de la piel con el suelo, agua o metales contaminados por níquel.	Respirarlo produce bronquitis crónica, cáncer de pulmón y de los senos nasales.	Liberado por la industria (al quemar petróleo, carbón y basura) a la atmosfera y se adhiere a las partículas de polvo que se depositan en los suelos contaminándolos.
Litio	Industria de cerámica, en la medicina como antidepressivo y en sistemas de aire acondicionado (Lenntech).	Neurotóxico y tóxico para el riñón, la intoxicación produce fallas respiratorias, depresión del miocardio, edema pulmonar estupor profundo, daño al sistema nervioso ocasionando un coma o la muerte.	Se combina fácilmente con el agua afectando a la biología dentro de los mantos acuíferos (se han encontrado pequeñas cantidades de litio en peces)
Plomo	Respirar aire o polvo, comer o tomar agua contaminada, al ingerir trozos de pintura seca con plomo o jugar con tierra contaminada.	Daño al sistema nervioso, riñones y sistema reproductivo.	Se adhiere al suelo y puede traspasarse a las aguas subterráneas (dependiendo del compuesto del plomo y el suelo).

El tema de tesis se enfoca en implementar un transmisor de potencia inalámbrica, lo cual implica realizarlo de la manera más eficiente. Figura 1.2 muestra la configuración general de un transmisor de potencia por medio de ondas electromagnéticas. Podemos identificar una estructura de conversión de CD – CA con el cual se le aplica una forma de onda sinusoidal al elemento transmisor de energía electromagnética (antena o bobina). Además, se muestra

una etapa adicional para la recolección de energía, así como del procesamiento y almacenamiento.

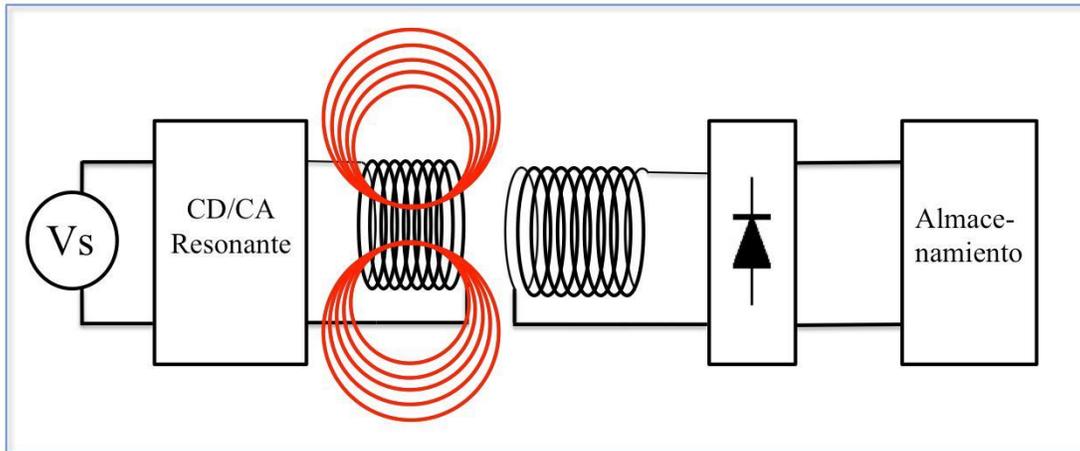


Figura 1.2 Esquema general de un sistema de transferencia de energía eléctrica

Para cada una de las etapas existen múltiples alternativas de implementación; aunque es necesario identificar, de entre las alternativas disponibles, las que mejor desempeño presenten de acuerdo a las metas que se planteen en el trabajo de tesis. La etapa de conversión de CD a CA deberá implementarse con la eficiencia más alta posible, por lo que se analizan las 3 opciones de conversión resonantes (multi-resonantes, cuasi-resonantes o bien resonantes). Además, las formas de onda de CA generadas deberán ser con la calidad tal que permita la máxima transmisión de potencia. Por otro lado, la etapa de recolección debería ser capaz de captar la máxima potencia, ello exige la *sintonización* adecuada del circuito receptor.

Un elemento crítico en el sistema es la bobina de transmisión y recepción, ya que de acuerdo a las condiciones de fabricación o distancia se modifican sus características y afectan el acoplamiento con el convertidor CD – CA. Esto significa que se debe abordar el análisis en conjunto y de esa manera realizar el control de manera apropiada.

Objetivo

Analizar alternativas para la implementación de un transmisor de potencia inalámbrico, que emule las condiciones que permitan un sistema de cosecha de energía electromagnética.

Objetivos específicos

1. Revisión de técnicas actuales de cosecha de energía, esto nos permitirá conocer profundamente el estado de la técnica para de esa manera establecer oportunidades de mejora.
2. Revisión de circuitos resonantes de alta eficiencia que sean apropiados para acoplar la transmisión de potencia inalámbrica.
3. Validación teórica y experimental de un convertidor transmisor de potencia inalámbrica.
4. Discusión de resultados del transmisor y receptor de potencia, hacia su potencial aplicación como generador de energía electromagnética para el estudio de cosecha de energía de la misma.

Motivación

En CENIDET se pretende construir un sistema de transferencia de energía inalámbrica teniendo como objeto de estudio el transmisor de potencia eléctrica para poder trabajar con el tema de cosecha de energía por ondas electromagnéticas, un transmisor capaz de emular varios espectros de frecuencia con el fin de tener diferentes casos de estudio.

Bibliografía

[1] Casanova Gómez, “*Sistemas de cosecha de energía para sistemas electrónicos autónomos*” 2013, pag 3-10.

[2] Farmer, Justin R.. A “*comparison of power harvesting techniques and related energy storage issues*”. M.S Thesis. Dept. Mech. Eng., Virginia Polytechnic Institute and State Univ. Blacksburg, VA; 2007

[3] Cisco, “*The Internet of Things: How the Next Evolution of the Internet Is Changing Everything*”, April 2011.
https://www.cisco.com/web/about/ac79/docs/innov/IoT_IBSG_0411FINAL.pdf.

- [4]http://download.intel.com/newsroom/kits/research/2013/pdfs/Data-Society_Infographic.pdf.
- [5] http://download.intel.com/newsroom/kits/iot/pdfs/Intelligent_Everything.pdf.
- [6] Wen Hann Wang “*Inventing a Better Future Intelligence Everywhere*” Semicon Korea2015 Keynote, February 2015 <https://www.youtube.com/watch?v=7O8db24gi4Q>.
- [7] Shinohara, Naoki (2014). “*Wireless Power Transfer via Radiowaves*. John Wiley & Sons”. pp. ix–xiii. ISBN 1118862961.
- [8] Gopinath, Ashwin (August 2013). “*All About Transferring Power Wirelessly*”. Electronics for You E-zine. EFY Enterprises Pvt. Ltd.: 52–56.
- [9] Sun, Tianjia; Xie, Xiang; Zhihua, Wang (2013). “*Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*”. Springer Science & Business Media. pp. 5–6. ISBN 1461477026.
- [10] Sazonov, Edward; Neuman, Michael R. (2014). “*Wearable Sensors: Fundamentals, Implementation and Applications*. Elsevier”. pp. 253–255. ISBN 0124186661.
- [11] Naoki Shinohara, “*Wireless Power Transfer via Radiowaves*”, John Wiley & Sons, pp. 27-28.
- [12] Beeby, Stephen; White, Neil (2010). “*Energy Harvesting for Autonomous Systems*”. Artech House. pp. 1–2. ISBN 159693719X.
- [13] Marisa Jacott (2017, 20 de Junio), “*Pilas y baterías: Tóxicos en casa*”. GREENPEACE. [PDF]. 2-3. Disponible en: www.greenpeace.org/mexico/global/mexico/report/2006/1/pilas-y-bater-as.pdf.
- [14] rqm, 2013, Enero 30. “*Contaminación por pilas alcalinas puede causar la muerte*”. EL UNIVERSAL.mx, Disponible: <http://archivo.eluniversal.com.mx/articulos/76164.html>.

Capítulo 2

Estado del arte y Marco teórico

El contenido de este capítulo muestra el marco conceptual relacionado con el trabajo de investigación, se divide en 3 partes, la primera muestra los conceptos referentes a los sistemas de cosecha de energía inalámbrica, esquemas y conceptos.

La segunda parte del contenido es la revisión del estado del arte de los convertidores CD/CA, artículos que abordan esquemas de transferencia de energía electromagnética a través de un acoplamiento inductivo.

Por último se revisan las características de las topologías, desempeño, eficiencia para elegir la más adecuada para el desarrollo de tesis.

Esquema de un sistema de cosecha de energía

El auge de la tecnología de cosecha de energía se basa sobre todo en su utilidad en dispositivos autónomos, como por ejemplo los microsensores inalámbricos. Las redes inalámbricas de sensores autónomos, se está convirtiendo cada vez más en una solución muy atractiva para una gran variedad de aplicaciones (Ver Figura 2.1) [15]. Estos sensores pueden dar información en tiempo real y de forma instantánea desde lugares remotos, incluso en ambientes hostiles. Teniendo en cuenta que en estos dispositivos, la potencia que aporta es el factor limitante, la combinación de métodos de absorción de energía, junto con una gestión inteligente de las redes expandiría el mercado de estas aplicaciones [15].



Figura 2.1 Esquema general de un sistema de cosecha de energía

En lo que competen los sistemas de cosecha de energía por ondas electromagnéticas, la fuente o suministro de energía para el cosechador, son los transmisores inalámbricos de potencia eléctrica, es decir, antenas, satélites, radios, etc. Como se muestra en la Figura 2.2 todo elemento capaz de comunicarse vía inalámbrica emite potencia inalámbrica.



Figura 2.2 Dispositivos que emiten energía electromagnética

Onda Electromagnética

Las ondas electromagnéticas como se muestra en la Figura 2.3 es una radiación de tipo campo electromagnético variable, es decir, una combinación de campos eléctricos y magnéticos oscilantes, que se propagan a través del espacio transportando energía de un lugar a otro, desde el punto de vista clásico la radiación electromagnética son las ondas electromagnéticas generadas por las fuentes del campo electromagnético y que se propagan a la velocidad de la luz [16].

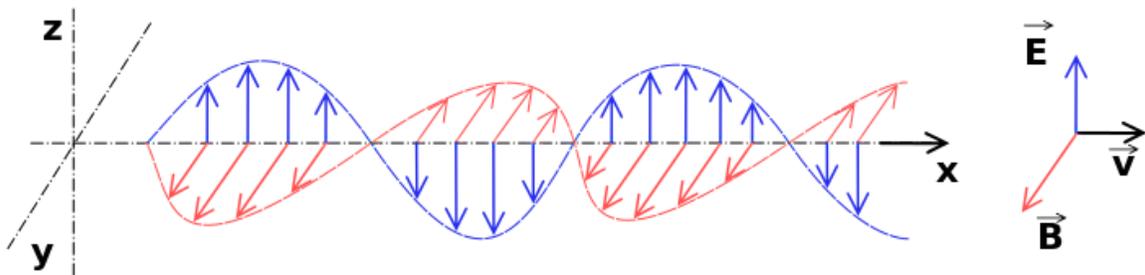


Figura 2.3 Onda electromagnética en composición por el campo eléctrico y magnético

Transmisor de Potencia Inalámbrica

La transmisión inalámbrica de energía (ver Figura 2.4), fue inventada por Nikola Tesla y consiste en transmitir energía eléctrica de una fuente de alimentación a un dispositivo sin la utilización de un conductor eléctrico. En términos prácticos es útil cuando es inconveniente o peligroso la utilización de cables por lo que la energía se transmite a través del espacio por un campo electromagnético a un dispositivo que devuelve esta energía a energía eléctrica. Existen dos tipos de transferencia de energía, no-radiativa y radiativa. En las técnicas de no-radiativas o campo cercano las distancias de transferencia son cortas, utilizando acoplamiento magnético entre electrones [15,17].

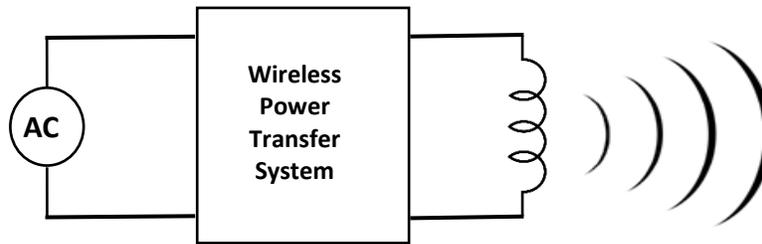


Figura 2.4 Esquema general de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia eléctrica

Acoplamiento Inductivo Resonante

Se denomina acoplamiento inductivo resonante a la transmisión de energía eléctrica inalámbrica cercana entre dos bobinas acopladas magnéticamente que forman parte de circuitos resonantes diseñados para resonar en la misma frecuencia. Este proceso se desarrolla en un transformador resonante, un componente eléctrico que consiste de dos bobinas de alto Q enrolladas en el mismo núcleo con condensadores conectados entre las espiras para acoplar los dos circuitos LC.

En este caso los dos circuitos LC se encuentran en dispositivos diferentes; una bobina transmisora en un dispositivo que transmite potencia a través de un espacio a una bobina resonante receptora; Algunas de estas bobinas se muestran en la Figura 2.5. Esta tecnología está siendo desarrollada para proveer potencia y cargar dispositivos portátiles tales como teléfonos celulares y computadoras tipo tabletas a distancia, sin necesidad de conectarlos a la red eléctrica.

La transferencia resonante funciona haciendo que en una bobina se establezca una corriente oscilante. Lo cual genera un campo magnético oscilante. Debido a que la bobina es resonante, la energía almacenada en la bobina se disipa de manera relativamente lenta a lo largo de muchos ciclos; pero si la segunda bobina es colocada en proximidad, la bobina puede absorber gran parte de la energía antes de que la misma se pierda, aún si se encuentra a cierta distancia, los campos utilizados son predominantemente no-radiativos, campos cercanos, ya que todo los implementos son mantenidos a menos de una distancia de $1/4$ de la longitud de onda; estos campos irradian poca energía desde el transmisor hacia el infinito [18,19].

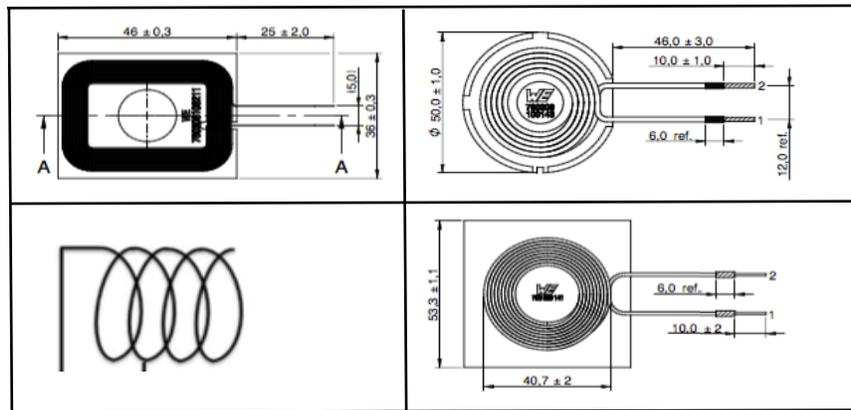


Figura 2.5 Tipos de bobinas para transferencia de energía

Convertidor CD-CA

Los convertidores CD-CA se componen de una fuente de CD en la entrada del sistema, se procesa mediante un inversor de alta frecuencia y una red resonante para tener una señal de CA en la salida como se muestra en la Figura 2.6.

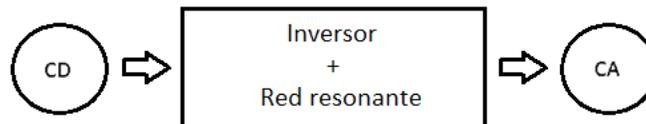


Figura 2.6 Convertidor CD-CA

Inversores

La función de los inversores es invertir la corriente directa a corriente alterna como se muestra en la Figura 2.7, con la magnitud y frecuencia deseada; consta de un oscilador que controla un transistor, el cual se utiliza para interrumpir la corriente entrante y generar una onda rectangular, ésta alimenta a un transformador para suavizarla y haciéndola sinusoidal.

La transformación de corriente directa en alterna, se hace mediante conmutación estratégica de interruptores de voltaje, tiene muchas pérdidas, por ello se coloca filtro (capacitores e inductores) para atenuar los armónicos a la señal cuadrada de esta manera la transferencia de energía es más eficiente, esto se debe a que los elementos inductivos para transferir energía trabajan con señales sinusoidales [20].

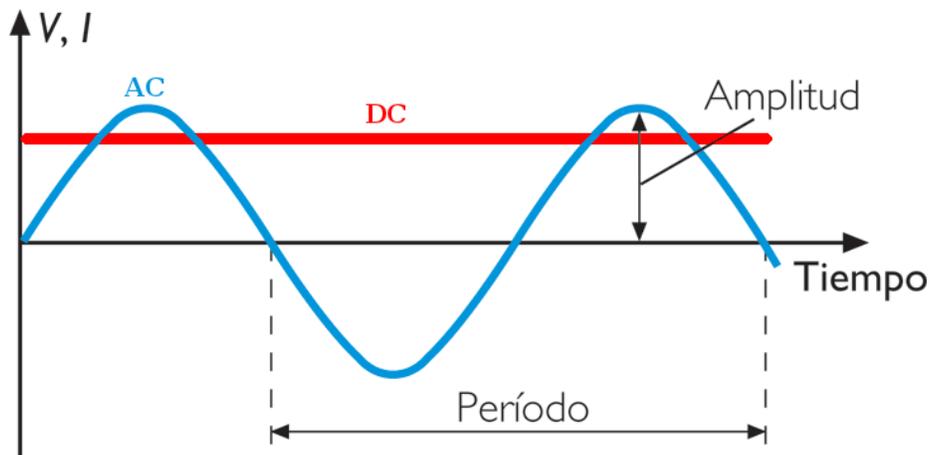


Figura 2.7 Corriente directa y corriente alterna

El objetivo del inversor es transformar una señal constante proveniente de una fuente y mediante un proceso de conmutación genere una señal cuadrada unipolar o bipolar, la salida del inversor depende de la topología usada y los tiempos en alto y bajo dependerán del control asociado al inversor.

En la Figura 2.8 se muestra una señal bipolar proveniente de topologías como:

- Puente completo
- Medio puente con entrada partida
- Medio puente con salida capacitiva

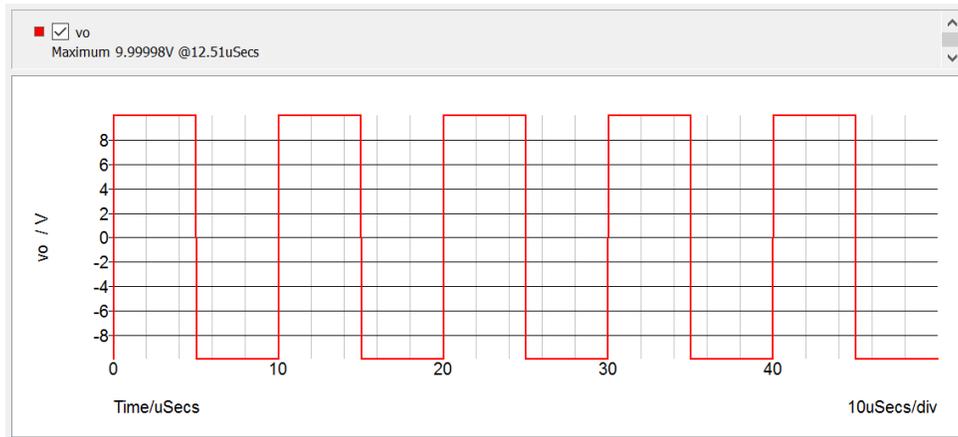


Figura 2.8 Señal bipolar

La Figura 2.9 muestra una señal del tipo cuadrada unipolar producida por las siguientes topologías.

- Medio puente

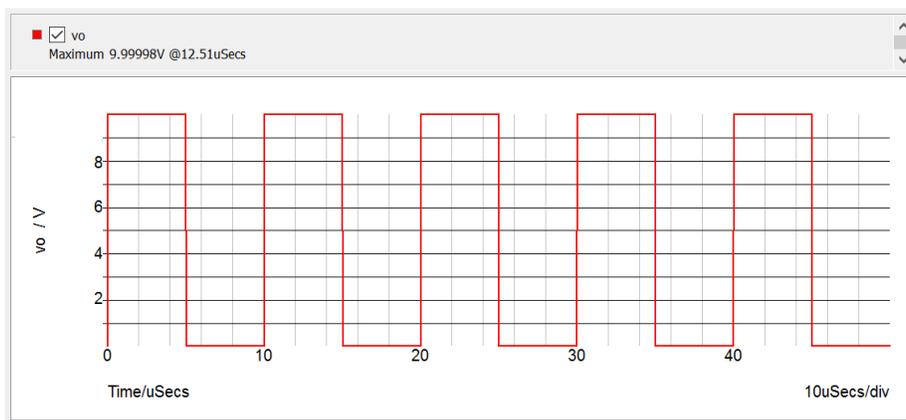


Figura 2.9 Señal unipolar

Además de los inversores convencionales existen los inversores multinivel llamados así porque su tensión antes del filtro está compuesta por varios niveles de voltaje, en la Figura 2.10 se muestra un esquema básico de inversores con (a) dos, (b) tres y (c) m niveles [21].

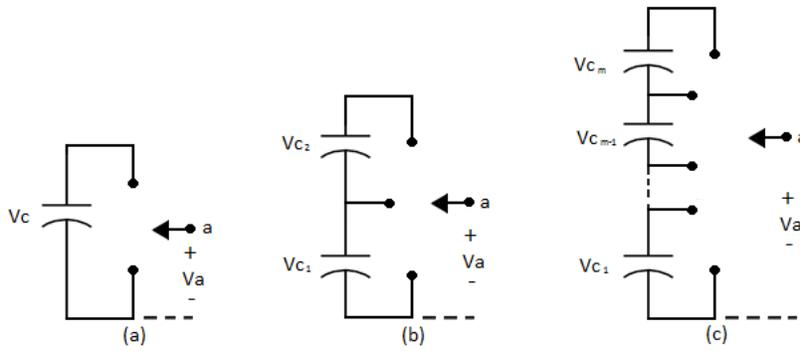


Figura 2.10 Esquema básico de inversores multinivel Tomada de [21]

Para m cantidad de niveles se necesitan n fuentes +1 como se muestra en la siguiente Ecuación 2.1

$$m = n + 1$$

Ecuación 2.1

Un mayor número de niveles implica un aumento proporcional de componentes activos y la complejidad del control, como ventaja que se tiene es que se disminuye la distorsión armónica total (THD) como se muestra en la Figura 2.11, además de disminuir el filtro.

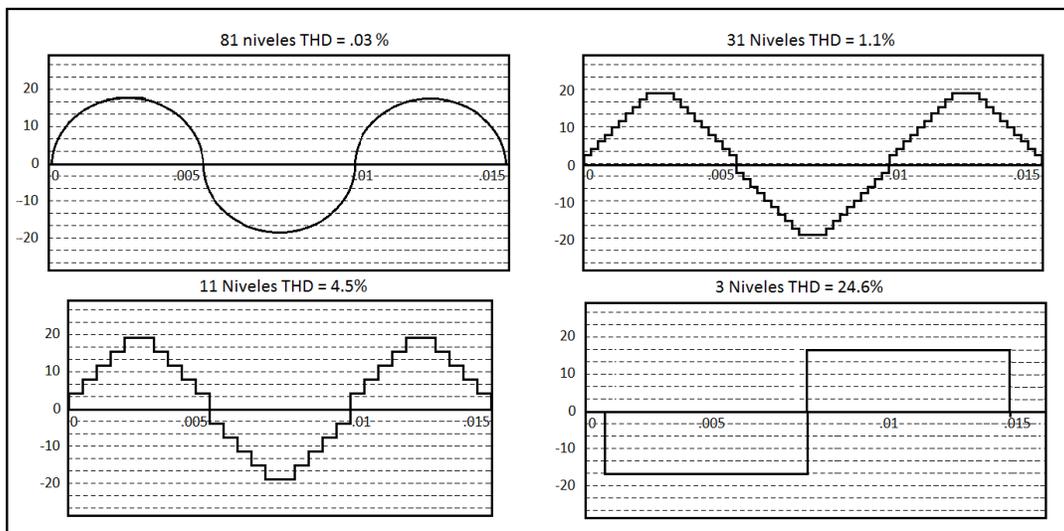


Figura 2.11 Señales sinusoidales de diferentes inversores Tomada de [22]

Red resonante

Son aquellas topologías que contengan elementos L y C y en combinación a una adecuada estrategia de conmutación produzcan una señal sinusoidal con el sobreposicionamiento de la señal de voltaje y corriente, logrando que conmuten a tensión y voltaje 0 en los interruptores para reducir las pérdidas, éstos circuitos trabajan a alta frecuencia y al hacerlo los valores reactivos disminuyen [23].

Sistemas de transferencia de energía en la literatura

En [24] utiliza, bobinas autoresonantes en régimen fuertemente acoplado (Ver Figura 2.12), muestra eficiencias de 40% a una distancia por encima de 2 m a 60 watts, se presenta un modelo cuantitativo de la potencia de transferencia, el modelo tiene un 5% de error en comparación a los resultados experimentales.

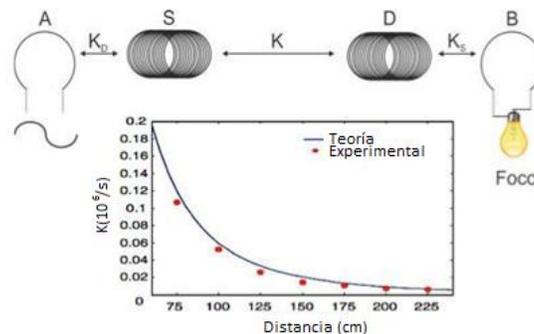


Figura 2.12 Constante de acoplamiento vs distancia y esquema de transmisión utilizado en [17]

En [25] se utiliza la transferencia de energía inductiva (IPT, *inductive power transfer*), sin embargo, el control es más complicado del habitual y tiene una baja eficiencia. En el circuito IPT compensado existe un conflicto en la capacidad de control del sistema y la alta eficiencia en condiciones de carga variable; se propone un diseño y un método de optimización para mejorar la eficiencia y una buena capacidad de controlar el voltaje de salida, utilizando el esquema de la Figura 2.13.

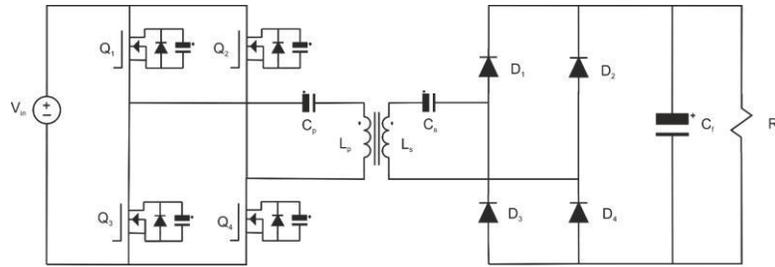


Figura 2.13 Esquema utilizado en [13]

En [26] se investiga una nueva forma de transferir energía, con un enfoque por medio de bobinas helicoidales en el transmisor y un circuito LC resonante en el receptor como se observa en la Figura 2.14. En el sistema propuesto se optimiza la frecuencia de resonancia propia de los parámetros a 3.4 Mhz, con logros, en la eficiencia, obteniendo una mínima de 40% cuando la distancia entre el transmisor y el receptor es de 1 metro, el resonador helicoidal tiene un beneficios a baja frecuencia y son de fácil configuración.

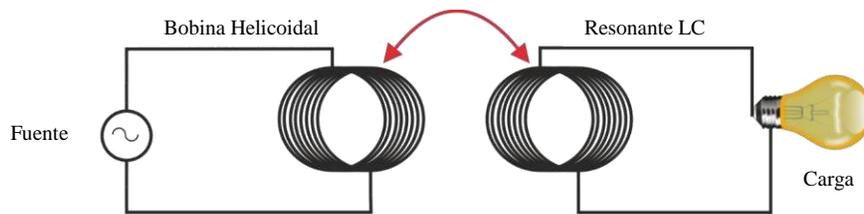


Figura 2.14 Configuración utilizada en [12]

En [27] proponen un análisis de un sistema de transferencia inalámbrica de potencia (WPTS, *Wireless Power Transfer system*) para determinar el requisito de impedancia óptima en el sistema de acoplamiento, rectificador y el convertidor Boost-Buck CD-CD para aumentar la eficiencia, este nuevo convertidor es un convertidor boost encascada con un buck, diseñado para proveer la impedancia óptima basado en el esquema de la Figura 2.15, en un WPTS para varias cargas, entre ellas una carga resistiva, ultracapacitiva y baterías. El WPTS propuesto opera a 13.56 MHz y logra eficiencias por encima del 70% en el laboratorio.

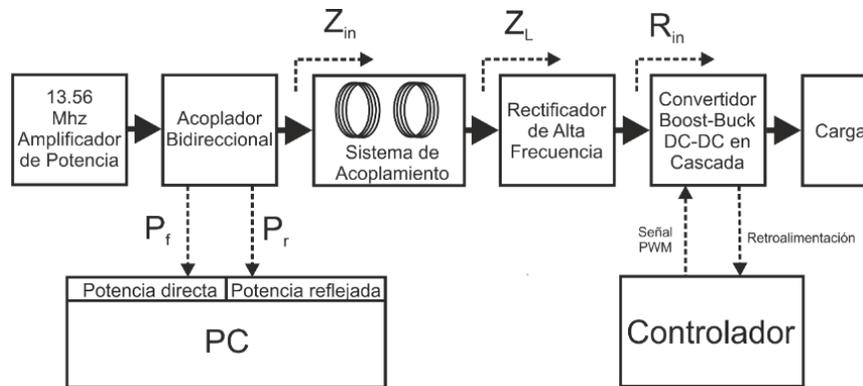


Figura 2.15 Esquema utilizado en [14]

En [28] se presenta un método para adaptar los cambios de conmutación producidos por las cargas para un inversor clase E, usado como transmisor un bobina en un WTPS basado en acoplamiento inductivo como se muestra en la Figura 2.16, se muestra que por control de ciclo de trabajo de los interruptores y el valor de inductancia alimentado en CD, el inversor clase E puede ser sintonizado a operación óptima de conmutación en los cambios de distancia entre las bobinas de un WPTS, se presenta el análisis matemático basado en una representación de espacio de estados lineal por partes del inversor y el enlace inductivo.

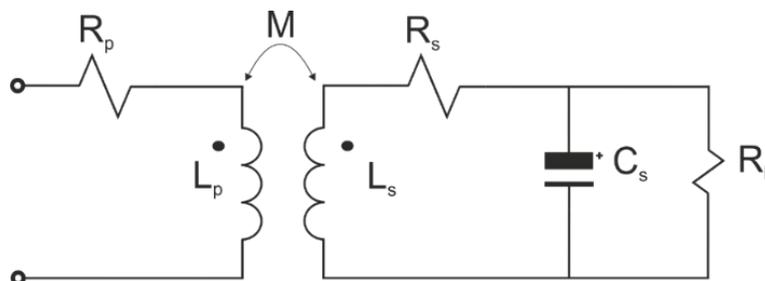


Figura 2.16 Esquema utilizado en [15]

En la Figura 2.16 se muestra el enlace inductivo del WPTS, y en la Figura 2.17 se muestra el circuito implementado, el circuito inversor clase E.

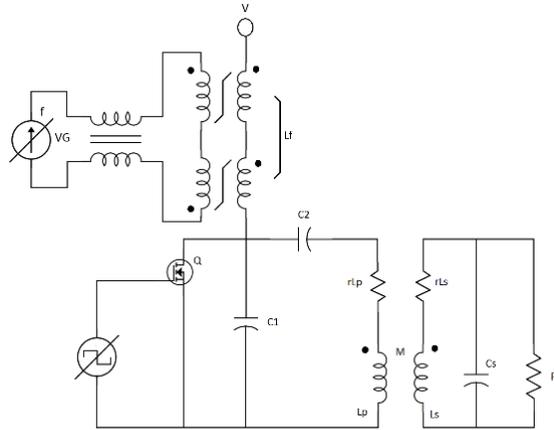


Figura 2.17 Circuito inversor clase E y enlace inductivo [15]

En [29] se presentan una forma de analizar las ecuaciones de los coeficientes de estimación de acoplamiento en varias configuraciones de WPTS, usando información de un sólo lado, ya sea del lado del transmisor o del receptor del WPTS, las ecuaciones presentadas y validadas para el caso de una sola bobina receptora, y para el caso de múltiples bobinas receptoras como se muestra en la Figura 2.18; cada ecuación se verificó vía simulación e implementación, un sistema experimental para las ecuaciones de los coeficientes estimación de acoplamiento es construido para estimar la parte de recepción utilizando un convertidor CD-CD (buck, boost, buck-boost)

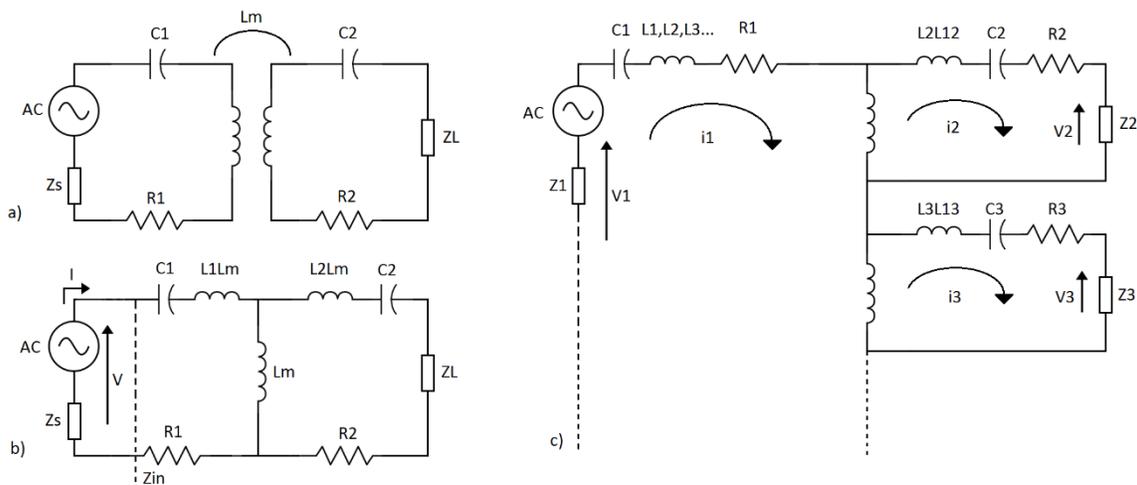


Figura 2.18 a) Circuito equivalente, b) Circuito equivalente Tipo T, c) Circuito equivalente para un sistema con múltiples receptores

En [30] Se propone un nuevo método de modelado dinámico basado en el concepto de modos acoplados a sistemas de transferencia de energía inalámbrica (WPTS) que utilizan acoplamiento de resonancia magnética (Ver Figura 2.19). El método propuesto tiene por objetivo la dinámica del sistema general de WPTS, incluyendo el inversor y el rectificador no lineal. Utiliza las amplitudes y fases de modos acoplados en lugar de corrientes resonantes y tensiones que varían lentamente para describir las resonancias acopladas. Tres modelos analíticos, modelo promediado, modelo de pequeña señal, y el modelo de red de la conductancia, se desarrollan secuencialmente mediante el uso del método propuesto.

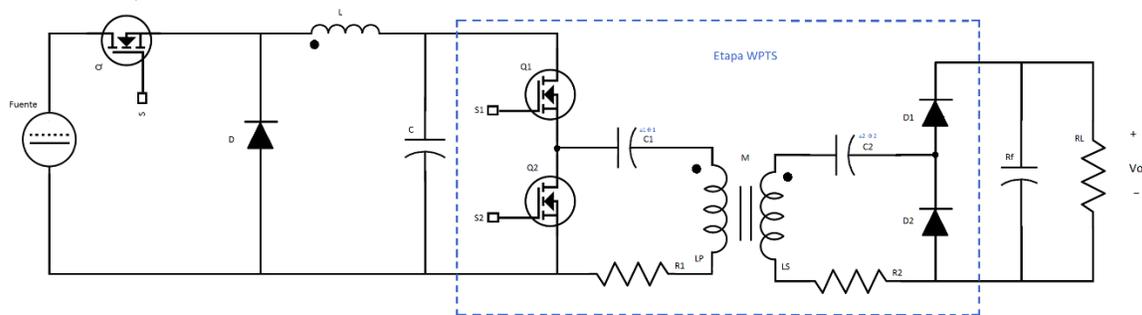


Figura 2.19 Circuito de la prerregulación del WPTS

Resumen

Los artículos revisados en el estado del arte y marco teórico describen cómo se conforma un WPTS; las diferentes formas de acoplamiento, parámetros de operación, topologías en el transmisor y receptor, diseños de bobinas, métodos de control y analíticos para hacer más eficiente un WPTS. Así como, la relación que hay en utilizar un rango de frecuencia y la distancia de transmisión de energía, el tamaño y forma del acoplamiento inductivo con la cantidad de energía transferida y la eficiencia de transferencia con la distancia entre el transmisor y el receptor.

Como objeto de investigación para este proyecto se opta por implementar un acoplamiento inductivo para el caso de 1 bobina receptora, utilizar bobinas comerciales, un análisis basado en una potencia de salida, trabajar con frecuencias bajas y utilizar un receptor pasivo.

Bibliografía

- [15] Shinohara, N. “*Wireless power transfer via radiowaves*”. John Wiley & Sons, 2014.
- [16] Miralles, J. M. (Ed.). “*La teledetección en el seguimiento de los fenómenos naturales*”. Recursos renovables: agricultura. Universidad de Valencia. 1991.
- [17] Bush, S. F. “*Smart Grid: Communication-Enabled Intelligence for the Electric Power Grid*”. John wiley & sons. 2014.
- [18] Carr, J. “*Secrets of RF circuit design. McGraw-Hill*”, Inc.. 2000 pag. 193-195.
- [19] Abdel-Salam, M. “*High-Voltage Engineering: Theory and Practice, Revised and Expanded*”. CRC Press. 2000.
- [20] Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodríguez, “*Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*”, © 2011 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-05751-3.
- [21] Brogeras B. “*Diseño y Validación del Control*”, 2011. Leganes.
- [22] WordPress, 2010, Noviembre. Obtenido de: http://jmirez.files.wordpress.com/2010/11/74_comp_dif_escalones.jpg.
- [23] Capítulo 2, “*Convertidores resonantes*”. Consultado en Noviembre del 2016 en: [http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2_-_Convertidores_resonantes.pdf?sequence=6](http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2/_Convertidores_resonantes.pdf?sequence=6).
- [24] André Kurs, Aristeidis Karalis , Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher and Marin Soljacic “*Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances*”, Research Articles, Science Vol 317 6 Julio 2007, Pag. 83-86.
- [25] Wei Zhang, Student Member, IEEE, “*Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer Systems*”, JANUARY 2014, pag. 191-200.

- [26] Young- do Kim , “*A New Design of Wireless Power Transfer System Using Hellical Resonators Applicapable To Multi- Channel Power Transmission*”, WPTC 2014, pag. 277-279.
- [27] Minfan Fu, Student Member, IEEE ,”*A Cascaded Boost–Buck Converter for High-Efficiency Wireless Power Transfer Systems*”, AUGUST 2014, pag. 1972-1980.
- [28] Samer Aldhaher, Patrick Chi-Kwong Luk, *Senior Member, IEEE* , “*Wireless Power Transfer Using Class E Inverter With Saturable DC-Feed Inductor*”, JULY/AUGUST 2014, vol. 20, pag. 2710-2718.
- [29] Vissuta Jiwariyavej, Takehiro Imura, and Yoichi Hori, *Members, IEEE* “*Coupling Coefficients Estimation of Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonance Coupling Using Information From Either Side of the System*”. IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 3, NO. 1, MARCH 2015.
- [30] Hongchang Li, Student Member, IEEE, Kangping Wang, Student Member, IEEE, Lang Huang, Student Member, IEEE, Wenjie Chen, Member, IEEE, and Xu Yang, Member, IEEE, “*Dynamic Modeling Based on Coupled Modes for Wireless Power Transfer Systems*”. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 30, NO. 11, NOVEMBER 2015.

Capítulo 3

Propuesta de Solución

En este capítulo se describe una solución al planteamiento del problema mediante la documentación realizada, se compara y elige la mejor opción.

Con las etapas seleccionadas se genera un esquemático electrónico, con el fin de, implementarlo en el laboratorio, para posteriormente obtener resultados.

Descripción por etapas

Los convertidores CD-CA son circuitos compuestos por varias etapas según sea la aplicación, para nuestro caso usaremos un esquema que se divide en 2 partes, un inversor de alta frecuencia para cambiar una señal de CD a una de tipo cuadrada (unipolar o bipolar) seguido de un circuito tanque que convertirá la señal cuadrada en una sinusoidal; en Figura 3.1 se muestran las etapas que tendrá el prototipo.

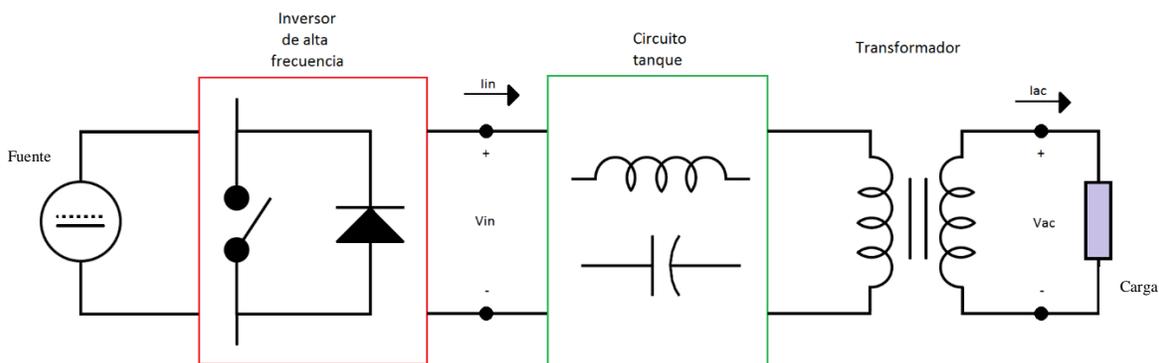


Figura 3.1 Convertidor CD-CA

Existen diversas topologías en la etapa del inversor y circuitos tanques, a continuación se mencionarán los vistos en los casos de estudio así como el funcionamiento de los mismos.

Inversores de alta frecuencia.

Los inversores de alta frecuencia son una configuración de elementos de conmutación los cuales transforman una señal de CD en una señal interrumpida o bipolar [1].

Medio puente con entrada partida: Este tipo de inversores (Figura 3.2) tiene 2 elementos pasivos (capacitores) que dividen la señal V_1 de entrada en dos partes y dos activos (MOSFET), los cuales conmutan con un desfase de 180° . La señal V_{OUT} de salida es bipolar de $+V_1/2$ a $-V_1/2$.

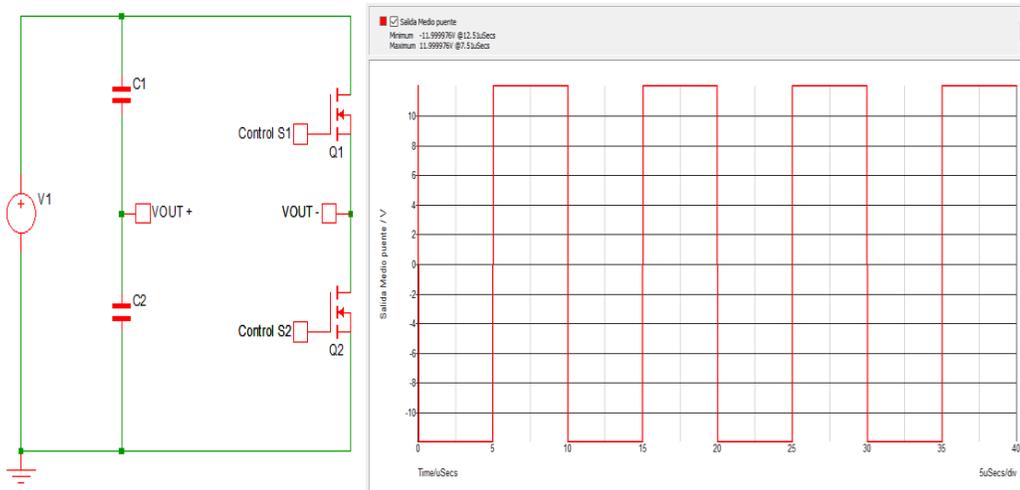


Figura 3.2 Inversor medio puente con entrada partida

Puente completo: Este inversor, como se muestra en la Figura 3.3, contiene 4 elementos activos, los cuales conmutan con dos señales de control a cada par de MOSFET con la distribución que se muestra en la Figura 11, resultando una señal VOUT de salida bipolar de $+V1$ a $-V1$.

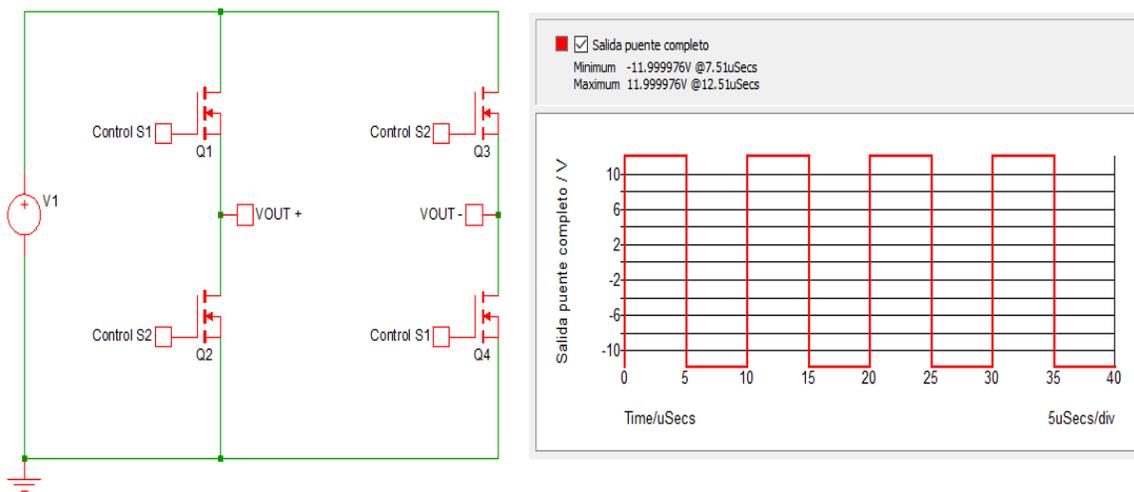


Figura 3.3 Inversor puente completo

Medio puente: Este inversor como se muestra en la Figura 3.4 contiene 2 elementos activos y una señal VOUT de salida unipolar que va de 0 a $V1$.

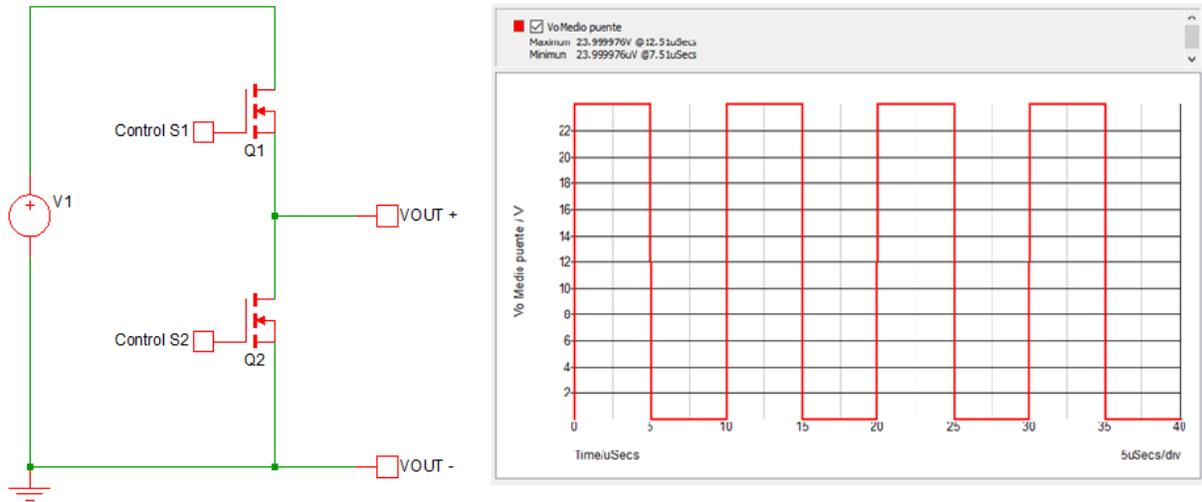
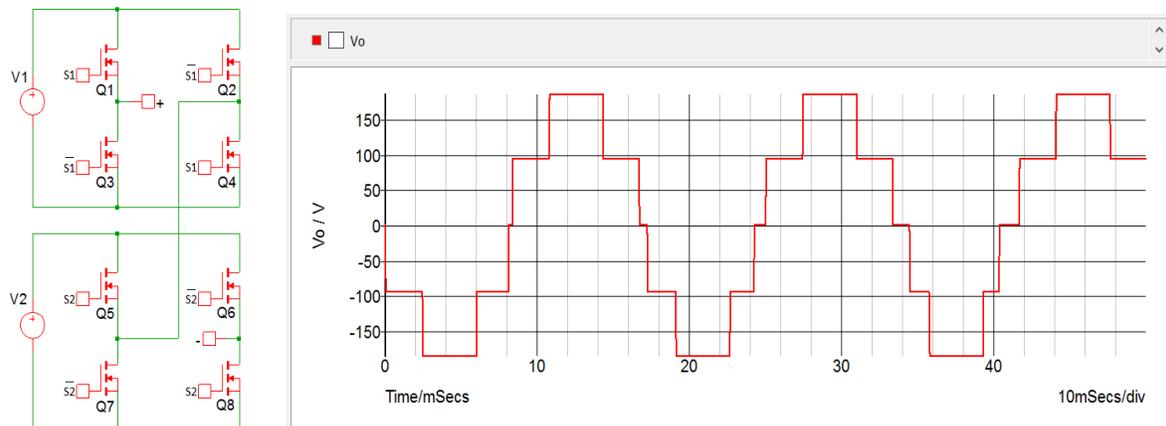


Figura 3.4 Inversor medio puente

Inversor multinivel: El inversor multinivel, sintetiza una onda de tensión en varias tensiones de cd escalonadas. Existen diferentes topologías de inversores multinivel, sin embargo, se pueden clasificar en tres estructuras básicas.



En la Tabla 3.1 se muestran algunas de las características de los inversores de un nivel y los multinivel

Tabla 3.1 Características de los diferentes inversores

Inversor	Elementos Activos	Elementos Pasivos	Salida
----------	-------------------	-------------------	--------

Medio Puente con Entrada Partida	2	2	Bipolar Vin/2 a -Vin/2
Puente completo	4	0	Bipolar Vin a -Vin
Medio Puente	2	0	Unipolar 0 a Vin
Multinivel	Dependen de la cantidad de niveles	0	Bipolar V1*m a -V1*m

Realizada la comparativa se opta por utilizar un medio puente con entrada partida con el fin de tener una señal bipolar de salida y una menos cantidad de elementos activos en su topología.

Tanques resonantes

Las topologías de los tanques resonantes son la parte que transforma la señal cuadrada en una señal sinusoidal, en los casos de estudio se vieron las siguientes [2]:

- Circuito LC
- Circuito LLC
- Circuito LCC

El circuito de la Figura 3.5 es el tanque resonante más simple, la desventaja es que sólo tiene 1 punto de resonancia para satisfacer condiciones de operación por diseño, dado que se tiene un valor predeterminado de L, encontrar un punto de resonancia para esta topología con un valor predeterminado y con datos de diseño ya impuestos es difícil encontrar un valor C que satisfaga las necesidades del prototipo.

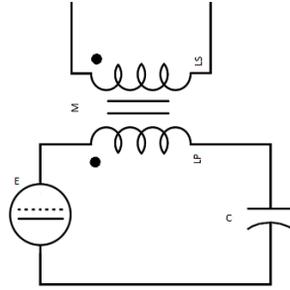


Figura 3.5 Circuito LC

El tanque resonante de la Figura 3.6 es un circuito que tiene n puntos de resonancia para operar; es un circuito que proporciona más variables para manipular y encontrar un punto de resonancia que opere bajo condiciones de diseño con elementos ya predeterminados.

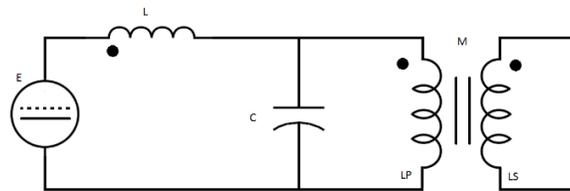


Figura 3.6 Circuito LLC

El circuito de la Figura 3.7 al igual que el circuito LLC, tiene n puntos de resonancia en los que puede operar, la desventaja de este circuito es que por lo general tiene un acoplamiento de carácter capacitivo; dado que el prototipo pretende transferir energía mediante un acoplamiento inductivo, puede ser una desventaja considerable.

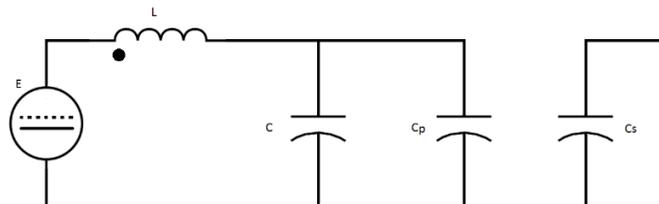


Figura 3.7 Circuito LCC

Puente rectificador

En las topologías revisadas para transferir energía electromagnética mediante un acoplamiento inductivo se divide en dos partes, la parte que transfiere la energía y la que recibe y procesa en una aplicación. Para la etapa de recolección y procesamiento se utilizan rectificadores activos o pasivos; en la Figura 3.8 se muestran 3 ejemplos en su versión pasiva y activa (utilizando la configuración Figura 3.9)

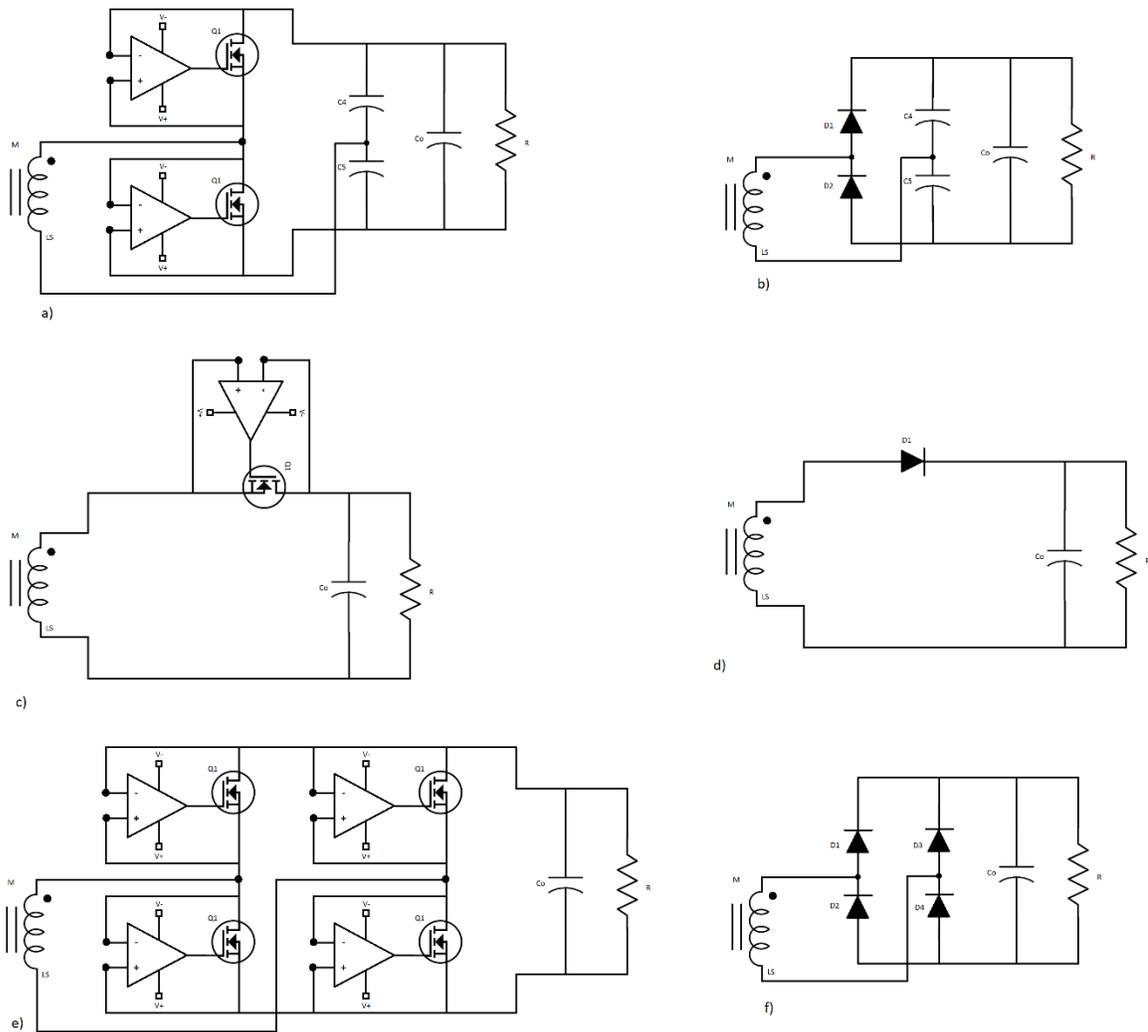


Figura 3.8 Rectificadores activos y pasivos

Las configuraciones mostradas en Figura 3.8 son las siguientes:

Pasivos:

- Medio puente con doblador de tensión
- Puente completo
- Media onda

Activos:

- Medio puente con diodos activos con doblador de tensión
- Puente completo con diodos activos
- Media onda con diodo activo

La configuración de activos y pasivos se diferencia por la utilización de diodos activos que son un comparador operacional que activa un MOSFET como se muestra en la Figura 3.9 [3].

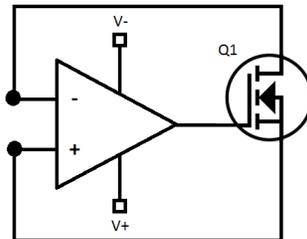


Figura 3.9 Diodo activo

La configuración activa podría proporcionar mayor eficiencia si se elige apropiadamente al MOSFET. Las pérdidas en los diodos activos son por conducción (en menor proporción por conmutación), y al activarse mediante un amplificador operacional operando como comparador no necesita un mínimo de voltaje para hacer la conmutación en el MOSFET.

Los puentes rectificadores pasivos están formados por diodos; los tienen una caída de voltaje definida por el material de construcción, con lo cual, para trabajar es necesario un voltaje mayor, es decir $v_{rec} > v_d$, esta caída aumenta por el número de diodos en serie, originando

que $v_{rec} > n * v_d$; En un rectificador, puente de diodos hay dos diodos operando por cada $\frac{1}{2}$ ciclo de una señal sinusoidal, por lo que la condición de la Ecuación 3.1 es necesaria para operar; modelando el mismo rectificador se puede conocer la eficiencia como se muestra en la Ecuación 3.2 y las pérdidas con la Ecuación 3.3 y Ecuación 3.4.

$$V_{rec} > 2V_d \quad \text{Ecuación 3.1}$$

$$\eta_{rec} = 1 - \frac{2 * V_d}{V_o} \quad \text{Ecuación 3.2}$$

$$p_{conHS} = R_{dsHS} * I_{out}^2 * \tau \quad \text{Ecuación 3.3}$$

$$p_{conLS} = R_{dsLS} * I_{out}^2 * (1 - \tau) \quad \text{Ecuación 3.4}$$

Donde:

$$\tau = \frac{t}{T} < 1$$

T: Periodo

t: Tiempo en alto

τ : Ciclo de trabajo

Esquema de solución

Analizando las topologías revisadas se elige el esquema de la Figura 3.10, es un inversor medio puente con doblador de tensión más a un tanque resonante LLC en la parte del transmisor, y del lado del receptor es un rectificador pasivo con doblador de tensión con carga resistiva.

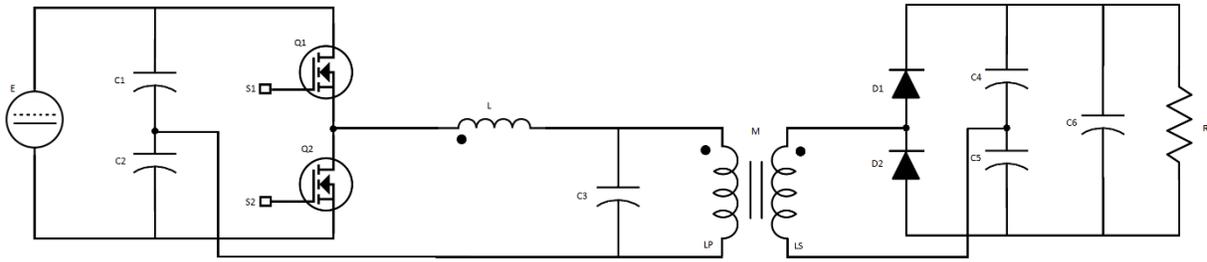


Figura 3.10 Esquema propuesto para el transmisor inalámbrico de potencia eléctrica

El esquema mostrado en la Figura 3.11 muestra una variante del esquema propuesto, se utilizan diodos activos en la parte de la rectificación, esta variante puede dar resultados interesantes si se realiza una buena elección en los componentes que hacen un diodo activo (MOSFET y amplificador operacional).

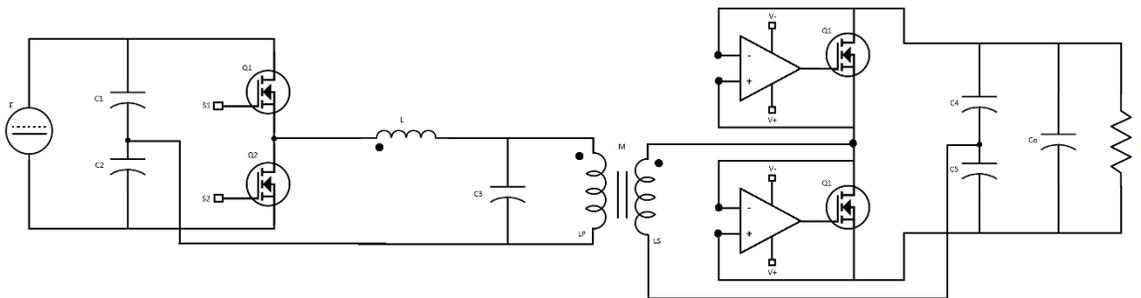


Figura 3.11 Esquema propuesto con la inclusión de los diodos activos

Bibliografía

- [1] Ernesto Bárcenas Bárcenas, "Análisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel", Tesis de maestría, Cuernavaca. Morelos, Diciembre 2012.
- [2] A. Khoshsaadat and J. S. Moghani, "Fifth-Order T-Type Passive Resonant Tanks Tailored for Constant Current Resonant Converters," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. PP, no. 99, pp. 1-12. doi: 10.1109/TCSI.2017.2730282

[3] A. Tapia Hernández, “Análisis de alternativas que permitan incrementar la eficiencia en convertidores que acondicionan la energía producida por recolectores de energía”, Tesis Doctoral, Cuernavaca. Morelos, Febrero 2016

Capítulo 4

Diseño e Implementación

En este capítulo se describen las actividades relacionadas con el diseño e implementación del prototipo, se explica la metodología para el diseño y se hace una descripción de los pasos para la implementación.

Por último se hace una recopilación de datos a través del seguimiento de un protocolo de pruebas para finalizar con un análisis de los datos.

Elementos pasivos

El esquema propuesto en la Figura 3.10 del capítulo 3 muestra una serie de componentes pasivos y activos que actuarán para cumplir con los objetivos de diseño, los valores pasivos se encuentran con el siguiente análisis.

En la Figura 4.1 se muestra el circuito que se va a analizar.

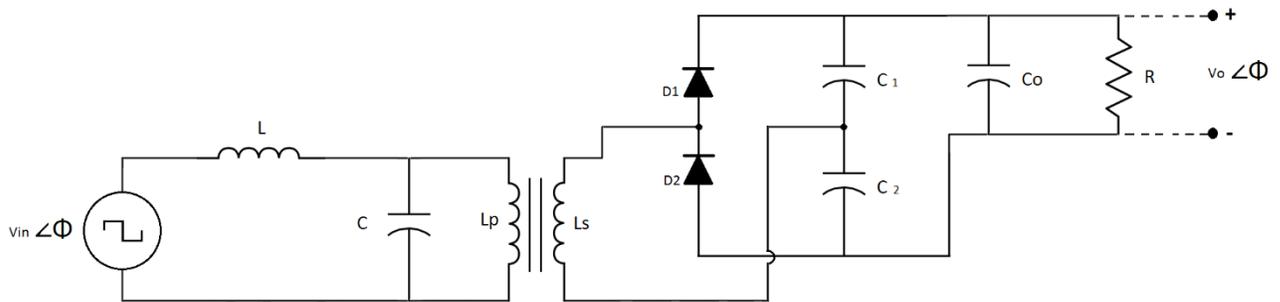


Figura 4.1 Circuito analizado

Para analizar el circuito de la Figura 4.1, primero se debe reducir en circuitos equivalentes, hasta llegar a un circuito serie o paralelo, y así, resolverlo con las metodologías existentes [1] [2]. Primero podemos notar que el rectificador doblador de tensión se puede representar como un rectificador puente completo con $2V_o$; asumiendo esto, podemos simplificar de la siguiente manera (Figura 4.2) y representar las siguientes equivalencias.

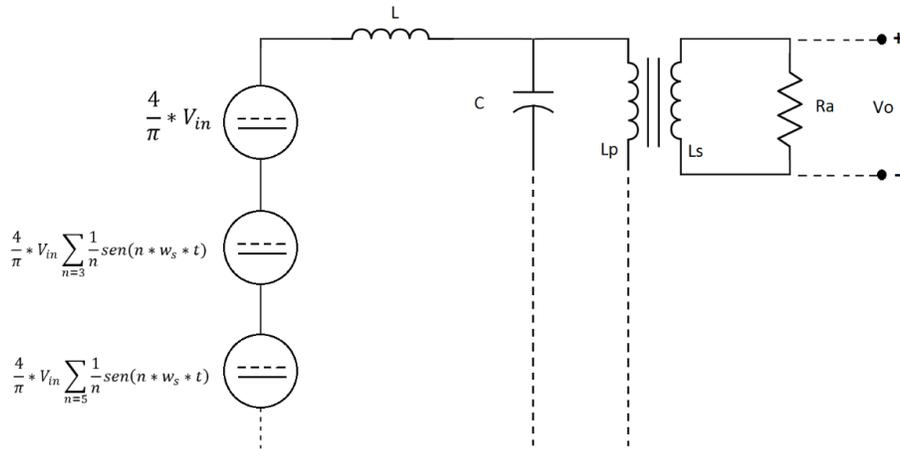


Figura 4.2 Circuito equivalente 1

Donde la fuente cuadrada de entrada se representa con la suma de sus señales armónicas y la resistencia de salida pasa a tener el modelo de la red del rectificador y capacitor de filtrado como se muestra en la Figura 4.2.

Dado que la mayor cantidad de energía en la descomposición de Fourier de la señal cuadrada está en la fundamental (Ecuación 4.1) y que la relación entre L_p y L_s es de 1, se recude el circuito anterior al Figura 4.3 donde a) muestra un circuito con las variables intactas y b) con el renombre en reactancias de los componentes de almacenamiento.

$$R_a = \frac{8}{\pi^2} R \quad \text{Ecuación 4.1}$$

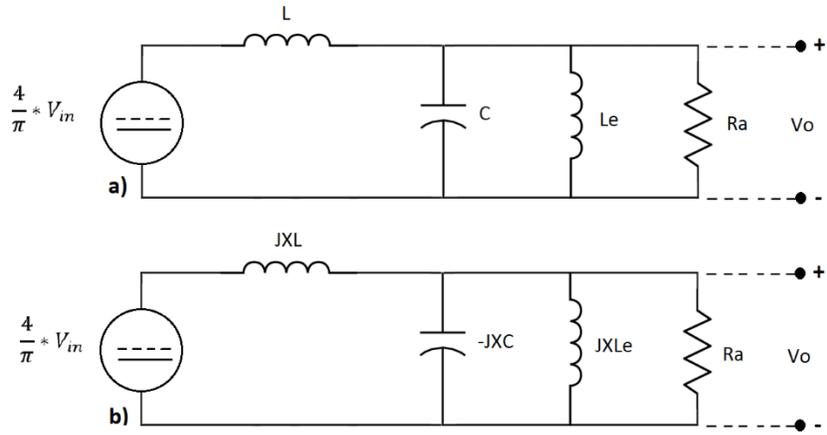


Figura 4.3 Circuito equivalente 2

Siguiendo con la reducción del circuito se realiza la suma en paralelo de $JX_C || JX_{Le}$ y el circuito se reescribe como se muestra en la siguiente Figura 4.4 donde $-JX_{Ce}$ representa la suma.

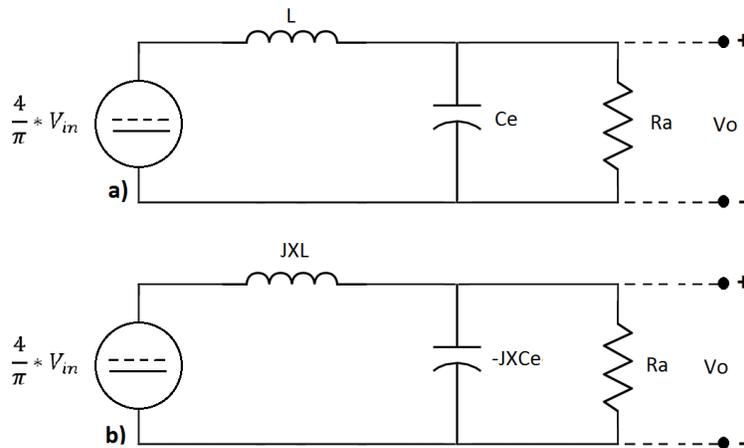


Figura 4.4 Circuito equivalente 3

A continuación pasamos el circuito de la Figura 4.4 a un circuito serie como la Figura 4.5 mediante la suma en paralelo de $R_a || -JX_{Ce}$ y haciendo la manipulación matemática de la Ecuación 4.2 y reescribimos el circuito con las nuevas equivalencias.

$$Z_{ee} = \frac{R_a * -jX_{C_e}}{R_a - jX_{C_e}} \quad \text{Ecuación 4.2}$$

Multiplicando por el complejo conjugado y acomodando.

$$Z_{ee} = \frac{X_{C_e}^2 * R_a - jX_{C_e} * R_a^2}{R_a^2 + X_{C_e}^2} \quad \text{Ecuación 4.3}$$

Separamos la parte real y parte imaginaria negativa de Z_{ee} reescribiéndola de la siguiente manera.

$$X_{C_{ee}} = \frac{X_{C_e} * R_a^2}{R_a^2 + X_{C_e}^2} \quad \text{Ecuación 4.4}$$

$$R_{a2} = \frac{X_{C_e}^2 * R_a}{R_a^2 + X_{C_e}^2} \quad \text{Ecuación 4.5}$$

Reescribimos el circuito al de la Figura 4.5 en donde nos queda un circuito serie RLC que es más fácil resolver con los métodos tradicionales.

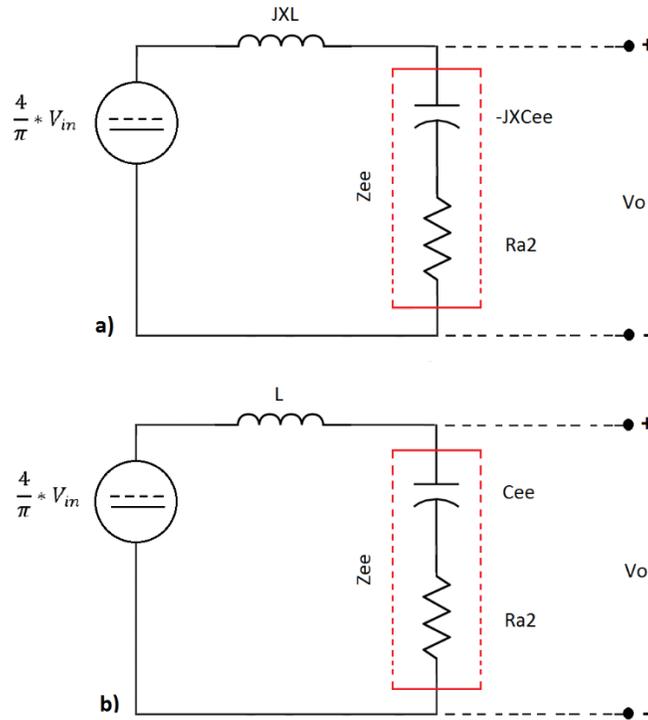


Figura 4.5 Circuito equivalente 4

Lo primero que se puede hacer es obtener V_o con un divisor de tensión.

$$V_o = V_{in} * \frac{Z_{ee}}{Z_{ee} + JXL} \quad \text{Ecuación 4.6}$$

Encontramos M

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_{ee}}{Z_{ee} + JXL} \quad \text{Ecuación 4.7}$$

Donde

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_{a2} - JXC_{ee}}{R_{a2} - JXC_{ee} + JXL} = \frac{R_{a2} - JXC_{ee}}{R_{a2} + J(XL - XC_{ee})} \quad \text{Ecuación 4.8}$$

Tomando en cuenta que

$$XL = Q * R_{a2} \quad \text{Ecuación 4.9}$$

Sustituyendo la Ecuación 4.9 en la Ecuación 4.8 y obteniendo la magnitud tenemos que

$$M = \left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{\sqrt{R_{a2}^2 + XC_{ee}^2}}{\sqrt{R_{a2}^2 + (Q * R_{a2} - XC_{ee})^2}} \quad \text{Ecuación 4.10}$$

Manipulando la ecuación

$$M^2 = \frac{R_{a2}^2 + XC_{ee}^2}{R_{a2}^2 + (Q * R_{a2} - XC_{ee})^2} \quad \text{Ecuación 4.11}$$

$$M = \frac{R_{a2}^2 \left(1 + \frac{XC_{ee}^2}{R_{a2}^2} \right)}{R_{a2}^2 + (Q * R_{a2})^2 - 2 * Q * R_{a2} * XC_{ee} + (XC_{ee})^2} \quad \text{Ecuación 4.12}$$

Obtenemos

$$M^2 = \frac{R_{a2}^2 \left(1 + \frac{XC_{ee}^2}{R_{a2}^2} \right)}{R_{a2}^2 \left[1 + Q^2 - \frac{2 * Q * XC_{ee}}{R_{a2}} + \left(\frac{XC_{ee}}{R_{a2}} \right)^2 \right]} = \frac{1 + \left(\frac{XC_{ee}}{R_{a2}} \right)^2}{1 + \left(Q^2 - \frac{XC_{ee}}{R_{a2}} \right)^2} \quad \text{Ecuación 4.13}$$

Si

$$\frac{XC_{ee}}{R_{a2}} = \frac{XC_e * R_a^2}{XC_e^2 * R_a} = \frac{R_a}{XC_e} \quad \text{Ecuación 4.14}$$

Sustituimos en la Ecuación 4.13

$$M^2 = \frac{1 + \left(\frac{R_a}{XC_e}\right)^2}{1 + \left(Q^2 - \frac{R_a}{XC_e}\right)^2}$$

Ecuación 4.15

Dado que la frecuencia de resonancia en estos circuitos RLC serie

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L * C_{ee}}}$$

Ecuación 4.16

Manipulando la ecuación

$$\omega_o^2 * \frac{L}{\omega} = \frac{1}{\omega * C_{ee}} = XC_{ee} = \frac{XC_e * R_a^2}{R_a^2 + XC_e^2}$$

Ecuación 4.17

También

$$XL = \omega * L \therefore L = \frac{XL}{\omega}$$

Ecuación 4.18

Reacomodando la Ecuación 4.17

$$\frac{\omega_o^2}{\omega^2} * XL = \frac{XC_e * R_a^2}{R_a^2 + XC_e^2}$$

Ecuación 4.19

Definimos

$$\beta = \frac{\omega_o}{\omega}$$

Ecuación 4.20

Sustituyendo la Ecuación 4.9 y Ecuación 4.20 en Ecuación 4.17

$$\beta^2 * Q * R_{a2} = XC_{ee} \quad \text{Ecuación 4.21}$$

Reacomodando y recordando la Ecuación 4.14

$$\beta^2 * Q = \frac{XC_{ee}}{R_{a2}} \therefore \frac{R_a}{XC_e} \quad \text{Ecuación 4.22}$$

Sustituyendo la Ecuación 4.22 en Ecuación 4.15

$$M = \frac{\sqrt{1 + (\beta^2 * Q)^2}}{\sqrt{1 + (Q^2 - \beta^2 * Q)^2}} = \frac{\sqrt{1 + \beta^4 * Q^2}}{\sqrt{1 + Q^4 - 2 * Q^3 * \beta^2 + \beta^4 * Q^2}} \quad \text{Ecuación 4.23}$$

$$M = \frac{\sqrt{1 + \beta^4 * Q^2}}{\sqrt{1 + Q^2 * (Q - \beta^2)^2}} \quad \text{Ecuación 4.24}$$

Si $\beta = 1$

$$M = \sqrt{1 + Q^2} \quad \text{Ecuación 4.25}$$

Habiendo realizado el análisis del circuito RLC serie podemos encontrar los valores y “desdoblar” los valores para encontrar los circuitos equivalentes restantes hasta llegar al circuito original.

Antes de obtener los valores primero debemos conocer los parámetros de operación.

Datos:

$$V_{orec} = 25V$$

$$F = 100 \text{ kHz}$$

$$P_{orec} = 5w$$

$$Q = 5$$

Recordamos las ecuaciones generales de las reactancias L y C donde $\omega = 2 * \pi * f$

$$jXL = \omega * L \quad Y \quad -jXC = \frac{1}{\omega * C} \quad \text{Ecuación 4.26}$$

De la Ecuación 4.5

$$R_{a2} = \frac{XC_e^2 * R_a}{R_a^2 + XC_e^2} \quad \text{Ecuación 4.27}$$

De la Ecuación 4.21 con $\beta = 1$

$$XC_{ee} = Q * R_{a2} \quad \text{Ecuación 4.28}$$

Obtenemos la capacitancia de despejar C la ecuación general de las reactancias

$$C_{ee} = \frac{1}{\omega * XC_{ee}} \quad \text{Ecuación 4.29}$$

Dado que $XL = XC_{ee}$ deben ser iguales para que exista resonancia obtenemos L de la Ecuación 4.28

$$XL = Q * R_{a2} \quad \text{Ecuación 4.30}$$

Obtenemos la inductancia de despejar L la Ecuación 4.26 general de las reactancias

$$L = \frac{XL}{\omega} = \frac{XC_{ee}}{\omega} \quad \text{Ecuación 4.31}$$

En la siguiente figura se muestra como queda el circuito serie RLC

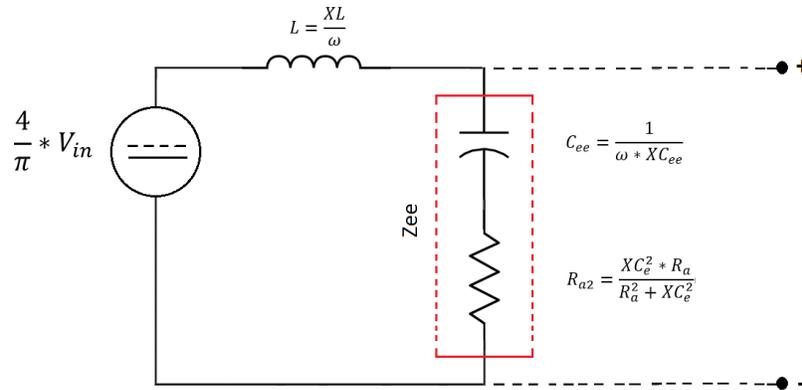


Figura 4.6 Circuito resultante 1

Se continúa con el desdoble del circuito ahora encontrando los siguientes valores

Obtenemos R_a

$$R_a = \frac{V_o}{P_o} \quad \text{Ecuación 4.32}$$

De la Ecuación 4.22

$$XC_e = \frac{R_{a2}}{Q} = \frac{R_{a2}}{(M^2 - 1)} \quad \text{Ecuación 4.33}$$

Obtenemos la capacitancia de despejar C la Ecuación 4.26 general de las reactancias

$$C_e = \frac{1}{\omega * XC_e} \quad \text{Ecuación 4.34}$$

El circuito resultante con los nuevos valores encontrados se muestra en la siguiente Figura 4.7

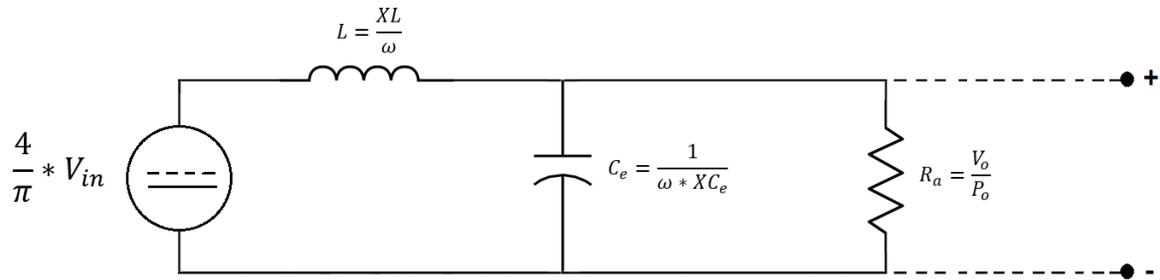


Figura 4.7 Circuito resultante 2

Para el siguiente circuito tenemos la condición de $L_e = 10 \mu H$ para resolverlo debemos usar la equivalencia de la Ecuación 4.35.

$$XC_e = XC || XL_e \quad \text{Ecuación 4.35}$$

Manipulando

$$\frac{1}{XC_e} = \frac{1}{XC} + \frac{1}{XL_e} \quad \text{Ecuación 4.36}$$

Conociendo XL_e y XC_e despejamos la Ecuación 4.36 para obtener XC

$$\frac{1}{XC} = \frac{1}{XC_e} - \frac{1}{XL_e} = \frac{1}{\frac{1}{\omega * C_e}} - \frac{1}{\omega * L_e} = \omega * C \quad \text{Ecuación 4.37}$$

Encontramos el valor de C

$$C = \frac{1}{\omega} * \left(\omega * C_e - \frac{1}{\omega * L_e} \right) = \frac{1}{\omega^2} * (\omega^2 * C_e * L_e - 1) \quad \text{Ecuación 4.38}$$

La Figura 4.8 muestra el nuevo circuito

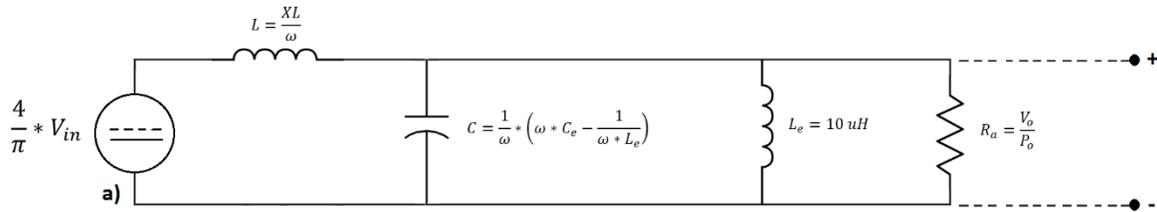


Figura 4.8 Circuito resultante 3

Para el siguiente circuito no se necesita de cálculos, sin embargo está sujeto a dos condiciones.

- Mismo número de vueltas
- Misma inductancia

Con estas condiciones la relación de transformación es 1 y el circuito queda como en la Figura 4.9.

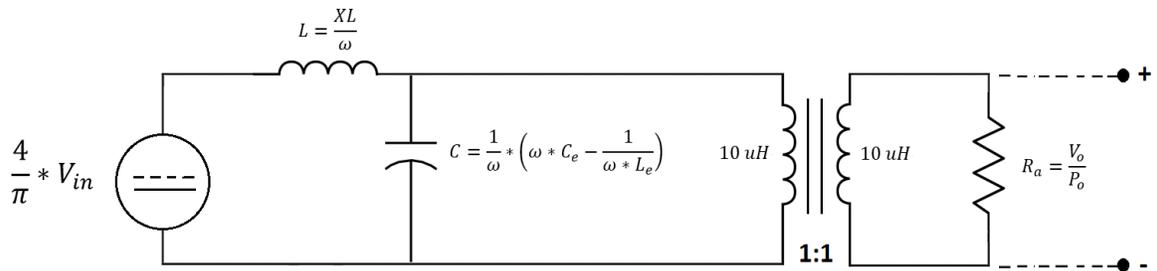


Figura 4.9 Circuito resultante 4

Finalizamos el análisis pasando al circuito original con las ecuaciones restantes. Encontramos el valor de voltaje

$$V_{ac} = \frac{V_o}{M} \quad \text{Ecuación 4.39}$$

Obtenemos la fundamental

$$V_{inrec} = \frac{\pi}{4} * V_{ac} \quad \text{Ecuación 4.40}$$

Donde

$$V_{ac} = \frac{P_{orec}}{I_{in}} \text{ y } I_{in} = .8 \text{ A} \quad \text{Ecuación 4.41}$$

Obtenemos la resistencia de salida

$$R = \frac{\pi^2}{8} * R_a \quad \text{Ecuación 4.42}$$

Y el circuito queda como se muestra en la Figura

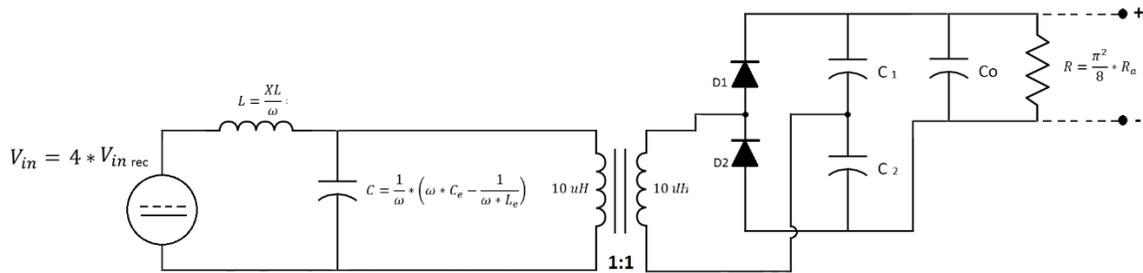


Figura 4.10 Circuito resultante 5

Como se había mencionado al inicio, los valores de salida y entrada un esquema con doblador de tensión como el de la Figura 4.11 se deben de ajustar; con la Ecuación 4.43, y considerando que $V_{odoblador} = 2 * V_{orec}$; se obtienen que, $V_{out} = 2 * 25 = 50V$, y se obtienen la Ecuación 4.44.

$$P_{in} = P_{out} \quad \text{Ecuación 4.43}$$

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R} = \frac{50^2}{125} = 20W \quad \text{Ecuación 4.44}$$

Para que la corriente de entrada no cambie por el efecto del doblador de tensión se debe calcular una nueva entrada; con la potencia de salida del esquema de rectificación de diodos y del doblador se puede obtener la proporción que debe tener el nuevo valor de voltaje de entrada, resultado en la Ecuación 4.46.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{orec}} = \frac{20W}{5W} = 4 \quad \text{Ecuación 4.45}$$

$$V_{in} = 4 * V_{inrec} \quad \text{Ecuación 4.46}$$

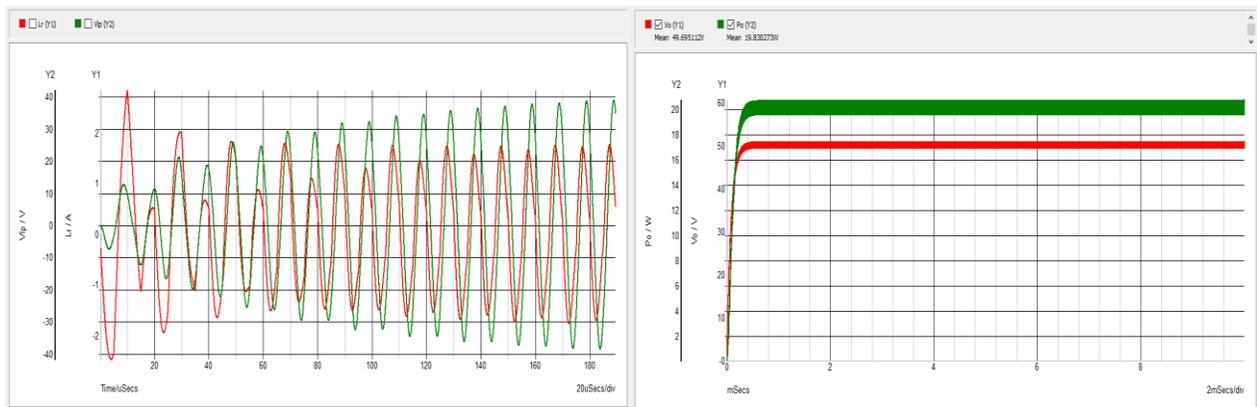


Figura 4.11 Señales de voltaje y corriente de resonancia, voltaje y potencia en la carga

Elementos activos

Encontrados los valores de los componentes pasivos, ahora toca encontrar los componentes activos que satisfagan las condiciones de operación del diseño. Los interruptores usados en el inversor medio puente con entrada partida deben de cumplir con los siguientes parámetros.

1. Voltaje Drain-Source ≥ 25 V
2. Corriente Drain-Source ≥ 2 A
3. Baja Resistencia Draine-Source

Los MOSFET de la Tabla 4.1 son los que se consideraron para ser utilizados.

Tabla 4.1 Características de los MOSFET sujetos a elección

MOSFET	V_{DS} (V)	I_{DS} (A)	R_{DS} (m Ω)
IRF340	400	10	550
IRF530	100	14	160
IRF630	250	9	400

Con esta comparación se concluye que el MOSFET IRF530 es idóneo para el prototipo. Además los interruptores también utilizan diodos en la parte del receptor, para la elección de éstos se observaron las características de algunos dispositivos en la Tabla 4.2

Tabla 4.2 Características de los diodos sujetos a elección

Diodos	V_f (V)	V_r (V)
HFA15TB60	1.7	600
20CT150	.6	160
STP541H100CT	.96-.67	100
TUF508	1.85	1000
805Q045	.44	30
MBR3045CT	.62	45
MBR20200CTG	.76-89	200
MUR160	1.25-1.05	600
PMEG4050EP	.7	50

Los diodos MBR3045CT SCHOTTKY y PMEG4050EP SCHOTTKY son los que tienen las mejores características, con lo cual, se implementaran dos receptores utilizando los estos diodos en el rectificador con doblador de tensión, en la Figura 4.12 se muestra que además tienen diferente encapsulado por lo que la comparación del rendimiento entre ambos diodos generará un mayor conocimiento del prototipo.

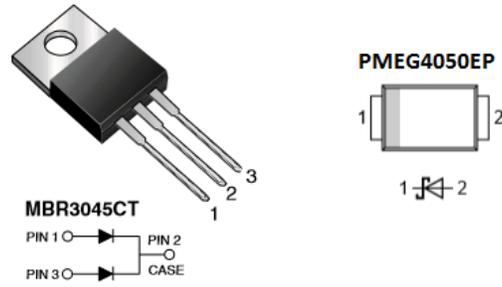


Figura 4.12 Diodo MBR3045CT SCHOTTKY y PMEG4050EP SCHOTTKY

Diseño de L

El diseño de la bobina nombrada L del diseño se realizó mediante la metodología utilizada en [3] llamado método de la constante geométrica el cual se muestra en la Figura 4.13

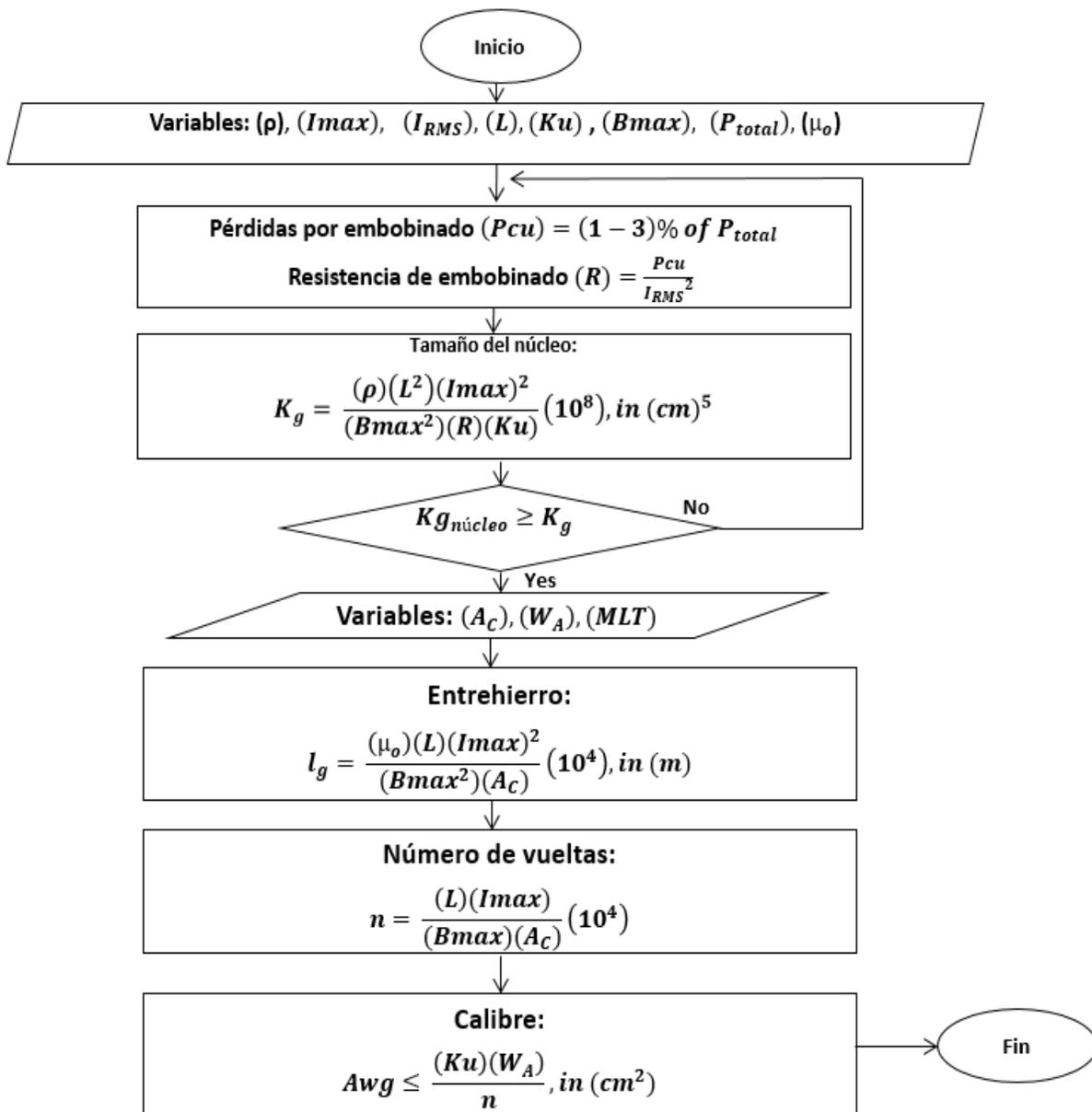


Figura 4.13 Método de la constante geométrica para realizar un inductor

Con en el diagrama de flujo se encuentra qué carrete es suficiente para la bobina, así también, nos proporciona el número de vueltas, el largo del alambre y el grosor del alambre con esta información teórica se construye la bobina.

Diseño de PCBs e implementación

Seleccionado el material con el que se implementará el prototipo comenzamos con el diseño PCB para la elaboración de las placas, para ello primero se diseñan los footprints de componentes a utilizar con las medidas del fabricante. En el Software Proteus 8.1 se diseñan las placas de los receptores, potencia y control, en la Figura 4.14 se muestra el diseño en PCB del receptor utilizando los diodos PMEG4050EP, el diseño se hizo a doble cara para optimizar el tamaño, con el fin de tener la menor cantidad de pérdidas por conducción y rapidez.

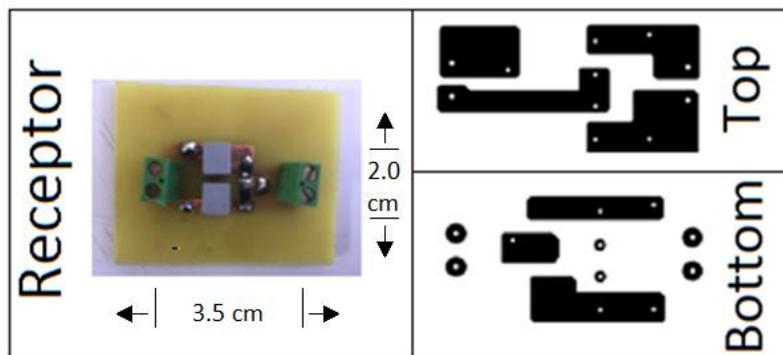


Figura 4.14 Rectificador con doblador de tensión utilizando los diodos PMEG4050EP

En la Figura 4.15 se muestra el segundo diseño de receptor ahora con los diodos MBR3045CT, se muestra un diseño a doble cara siendo que los diodos a diferencia de los PMEG4050EP no son de montaje superficial, esto se realizó para tener una mayor compactación entre los componentes y tener el mejor rendimiento.

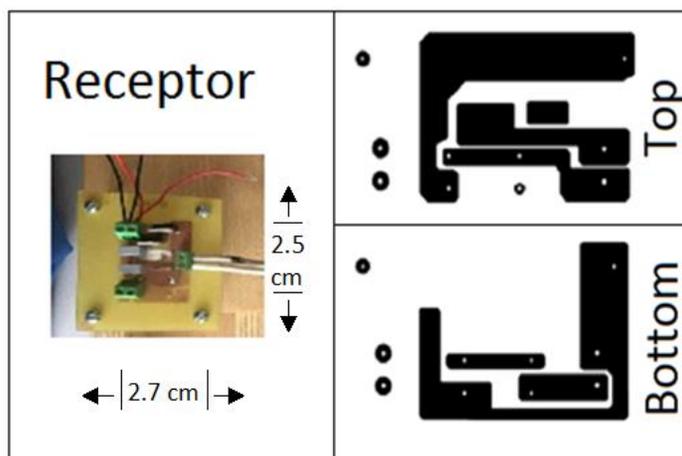


Figura 4.15 Rectificador con doblador de tensión utilizando los diodos MBR3045CT

En la etapa de potencia de potencia se integra el inversor de alta frecuencia y el tanque resonante; en la Figura 4.16 se presenta la placa construida, en la parte izquierda de la placa realizada se muestran los elementos interruptores que harán operar al circuito mediante un módulo de control externo, a la izquierda de la Figura se muestra el impreso

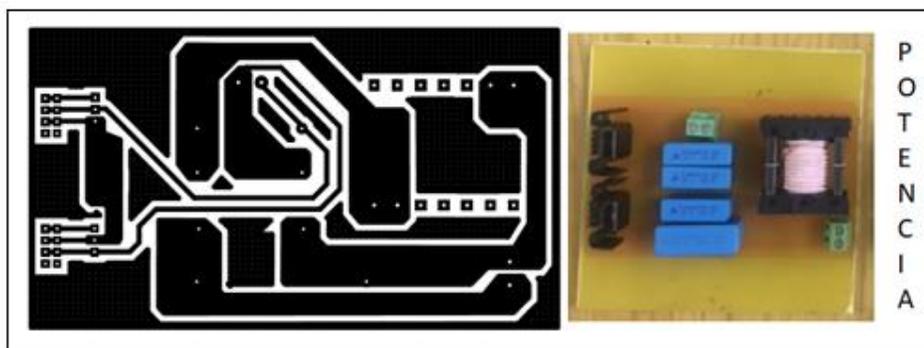


Figura 4.16 Circuito de potencia conformado por el inversor medio puente con entrada partida y un circuito LLC

El módulo de control de la Figura 4.19 se implementó mediante la configuración del integrado UC3825 (Figura 4.17) con el fin de generar dos señales cuadradas desfasadas 180°. La configuración, además de proporcionarnos estas señales, también puede modificar la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo menor al 50 por ciento.

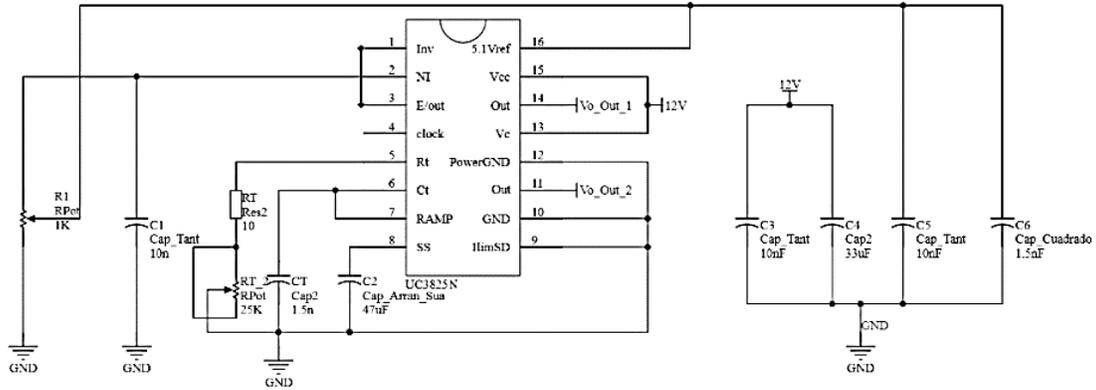


Figura 4.17 Configuración del UC3825

Para acoplar el módulo de control con la etapa de potencia se debe implementar un aislamiento entre estas dos partes, para ello se utilizó el optoacoplador HCPL2611 para aislar y un MIC4421 para activar el disparo de operación de los elementos de conmutación de la etapa de potencia.

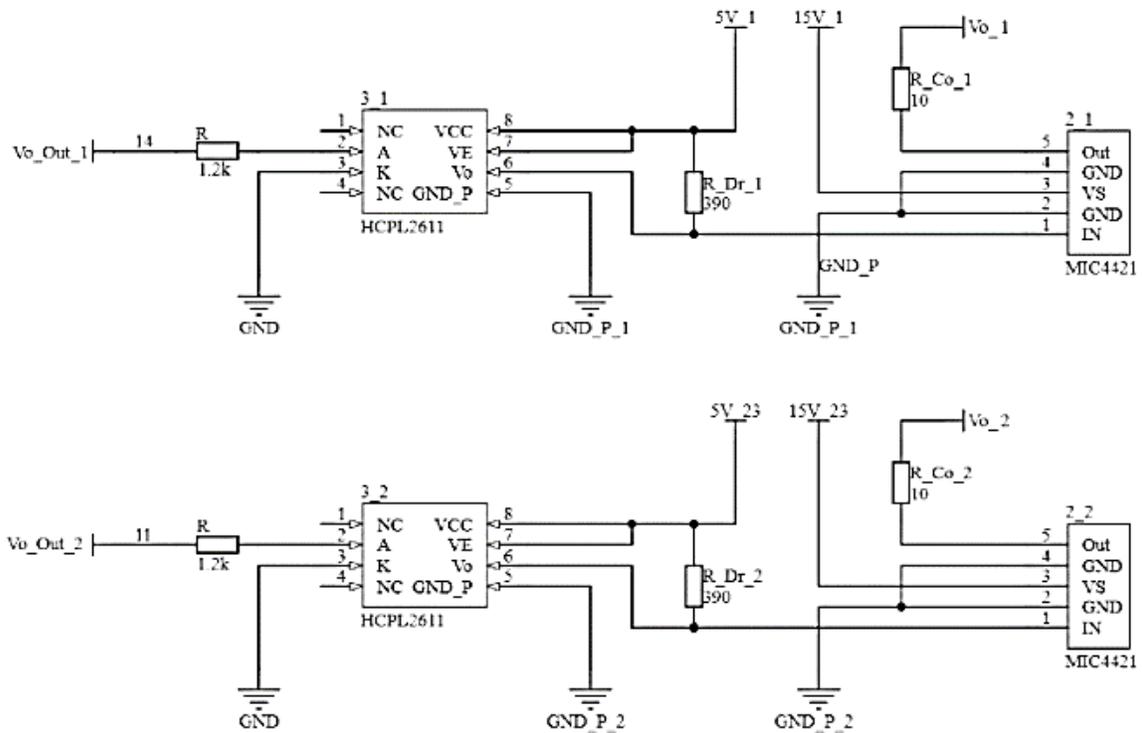


Figura 4.18 Acoplamiento entre la señal de control y la etapa de potencia}

La Figura 4.19 muestra el PCB del módulo de control que interactúa con la etapa de potencia en donde se encuentra el inversor y tanque resonante.

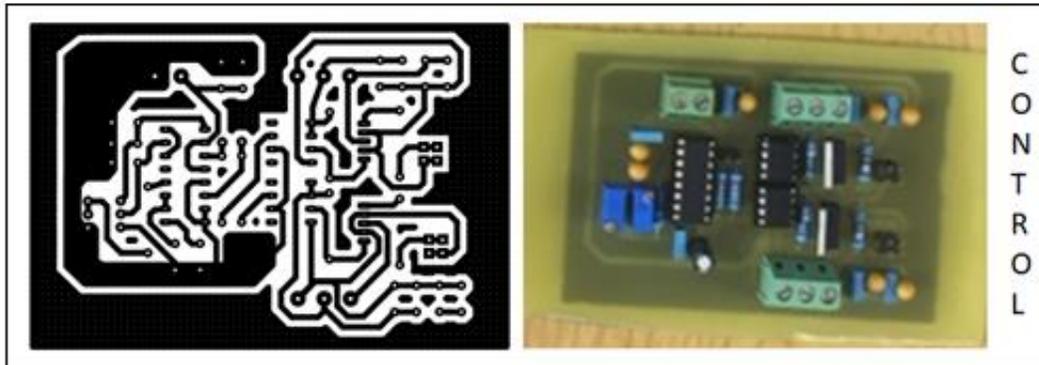


Figura 4.19 Circuito de control para la placa de potencia

Para llevar a cabo las pruebas del prototipo es necesario una estructura capaz de mantener rígidas las bobinas de transmisión y que a su vez la distancia entre ellas pueda ser regulada sin perder la línea de vista entre ellas, para ello se diseñó la estructura de la Figura 4.20 en el Software SolidWork.

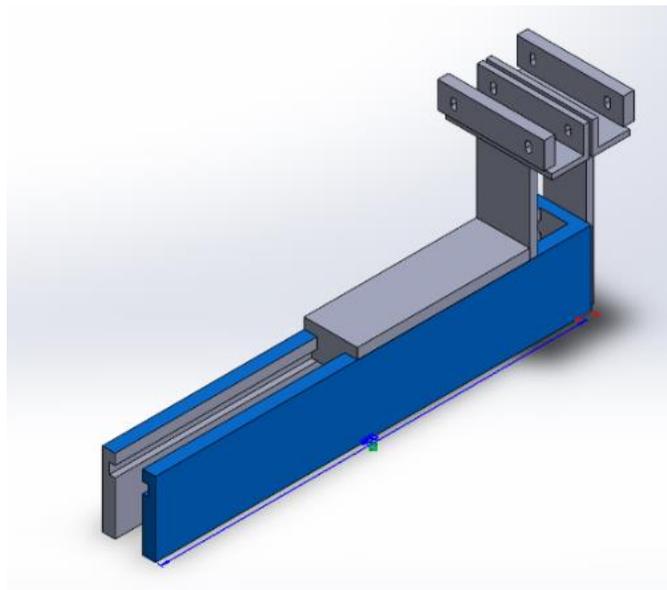


Figura 4.20 Estructura para las pruebas del prototipo transmisor de energía eléctrica

La Figura 4.21 muestra la estructura implementada, se opta por utilizar madera como material de construcción para evitar corto circuito y continuidad en la estructura. En la figura se muestra el montaje del prototipo, la colocación de las bobinas transmisoras y el lugar donde se coloca una de las placas para que se mueva a medida que el experimento avanza.

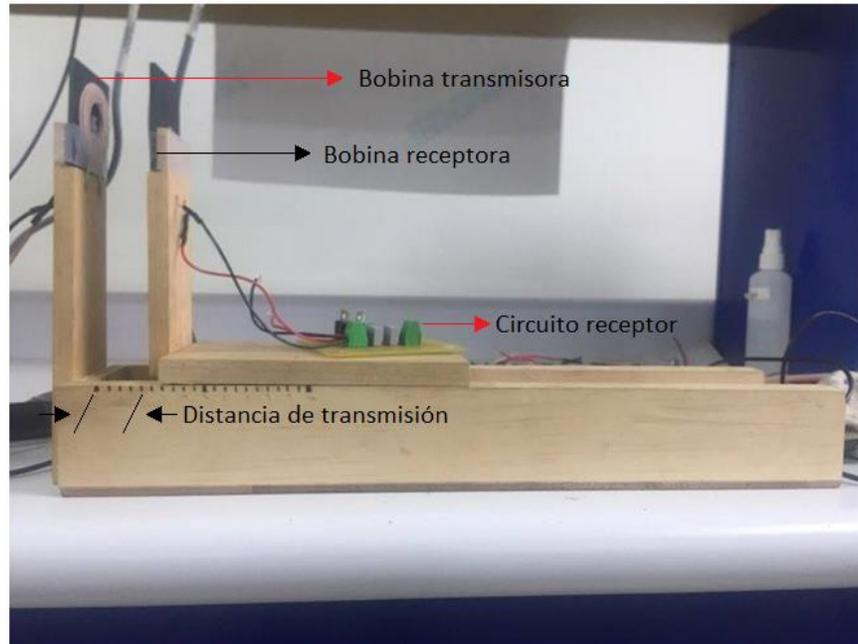


Figura 4.21 Estructura para las pruebas del prototipo transmisor de energía eléctrica

Bibliografía

- [1] M. Ponce-Silva, Apuntes de clase: Redes resonantes, “*Convertidores CD-CA*”, Cenidet, Cuernavaca. Morelos, 2015.
- [2] E. Vargas-Zacarías, M. Ponce-Silva, J. A. Aqui-Tapia and V. H. Olivares-Peregrino, "Design and implementation of a test circuit for characterization of fluorescent lamps operated with the Dielectric Barrier Discharge," *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, Guanajuato, 2016, pp. 121-125. doi: 10.1109/CIEP.2016.7530742.
- [3] J. Sandoval-Romero, “*Evaluación e Implementación de un Microinversor con Puerto de Rizo*”, Tesis de maestría, Cuernavaca 2017.

Capítulo 5

Resultados Experimentales

En este capítulo se describen las actividades relacionadas con la obtención de resultados experimentales del prototipo implementado, se explica a detalle el protocolo utilizado para obtener las señales en el transmisor de energía electromagnética.

Por último, los datos generados mediante el protocolo de pruebas se mostrarán en forma de tablas y gráficas para establecer conclusiones a partir de los datos de funcionamiento.

Esquema del banco de pruebas

Para proporcionar una idea general de los elementos que integran el banco de pruebas, en la Figura 5.1 se presenta un diagrama a bloques de cada una de las partes que lo integran y que además hicieron posible la obtención de los resultados experimentales del prototipo implementado.

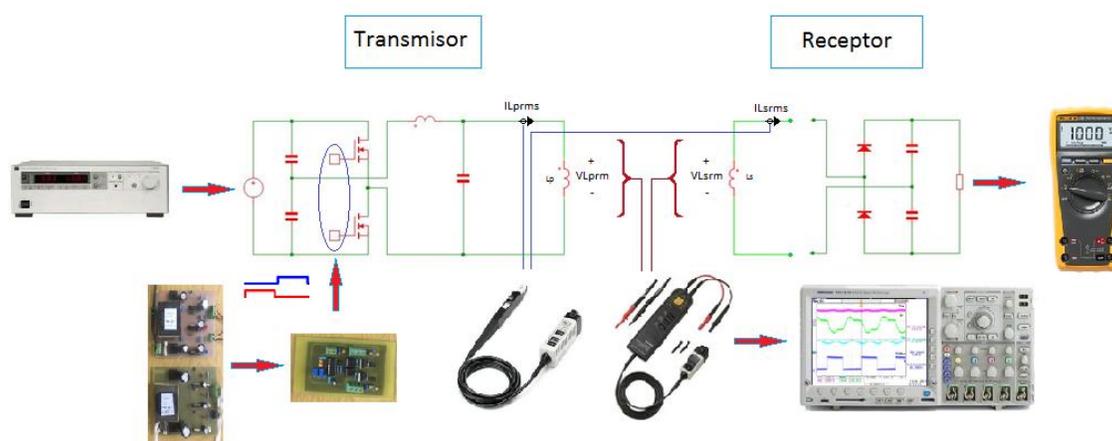


Figura 5.1 Banco de pruebas

Identificación de variables de medición

El proceso de obtención de los datos a través del banco de pruebas, es de vital importancia para definir las variables que están involucradas en los datos obtenidos.

Las variables se pueden clasificar de dos tipos:

- Variables primarias: Son las que se obtienen directamente de los instrumentos de medición
- Variables secundarias: Se obtienen a través del procesamiento de las variables primarias

En la Tabla 5.1 se muestran las variables primarias utilizadas en los procesos de medición.

Tabla 5.1 Variables primarias

Variable	Descripción
V_{in}	Voltaje de entrada
I_{in}	Corriente de entrada
V_o	Voltaje de salida
I_{pRMS}	Corriente RMS de la bobina primaria
I_{sRMS}	Corriente RMS de la bobina secundaria
V_{pRMS}	Voltaje RMS de la bobina primaria
V_{sRMS}	Voltaje RMS de la bobina secundaria

En el Figura 5.2 se muestran los puntos de medición del esquema electrónico, los multímetros se utilizaron para obtener las mediciones de voltaje de CD y el osciloscopio es utilizado para obtener las medidas de corriente y voltaje rms.

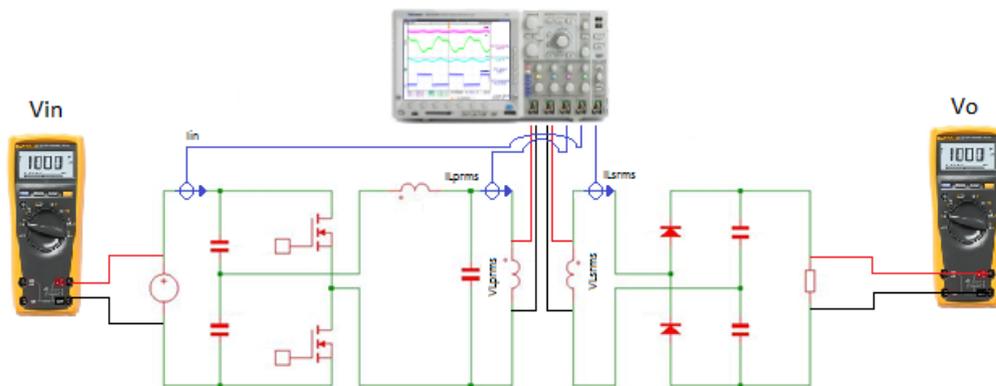


Figura 5.2 Puntos de medición en el sistema

En la Tabla 5.2 se muestran las variables secundarias, obtenidas a través de las variables primarias.

Tabla 5.2 Variables secundarias

Variable	Descripción	Cálculo
----------	-------------	---------

P_{in}	Potencia de entrada	$P_{in} * I_{in}$
P_o	Potencia de salida	$\frac{V_o^2}{R}$
P_{Lp}	Potencia en la bobina primaria	$V_{Lprms} * I_{Lprms}$
P_{Ls}	Potencia en la bobina secundaria	$V_{Lsrms} * I_{Lsrms}$
η_{total}	Eficiencia total	$\frac{P_o}{P_{in}} * 100$
η_{tra}	Eficiencia de transferencia	$\frac{P_{Ls}}{P_{Lp}} * 100$

Protocolo de pruebas

El protocolo de pruebas está constituido por los siguientes pasos:

➤ Paso 1. Puesta en Operación

1. Verificar que el control del medio puente funcione correctamente
2. Ajustar la frecuencia a la que opera el sistema
3. Unir la placa de control con la del circuito LLC
4. Alimentar el circuito de 0+ hasta 24V
5. Observar que haya resonancia, entre la señal de corriente L1 y de voltaje drenaje-fuente del interruptor 2
6. Ver si el voltaje de salida es el correcto
7. Ajustar la frecuencia para tener la mayor transferencia de potencia

➤ Paso 2. Registro de datos

1. Colocar las puntas de medición de voltaje en los lugares vistos en la Figura 5.2
2. Poner a funcionar el sistema como se muestra en el paso 1

3. Anotar en una tabla los valores visibles de las variables primarias
4. Hacer el cálculo para las variables secundarias ($P_o, P_{in}, \eta_{total}, \eta_{tra}$)
5. Con la función MATH del osciloscopio obtenemos la P_{Lp} y P_{Ls} multiplicando las variables primarias $V_{Lprms} * I_{Lprms}$ y $V_{Lsrms} * I_{Lsrms}$
6. Cambiamos la distancia de transferencia entre L_p y L_s a más .5cm
7. Sintonizamos la frecuencia para que haya la mayor cantidad de energía trasferida
8. Repetimos los pasos del 2 al 6 hasta llegar a 3 cm.
9. Apagar el transmisor disminuyendo el voltaje de alimentación de la placa de potencia a 0 y posteriormente se apaga la placa de control
10. Reemplazamos la placa del receptor por otra placa con el mismo circuito con distintos elementos (diodos)

Resultados experimentales: Mediciones y registro de datos

Siguiendo los pasos del protocolo de pruebas, a continuación se muestran los datos obtenidos.

En la Tabla 5.3 se recopilaron los valores de voltaje de entra y salida del sistema a cada una de las distintas distancias con la frecuencia a la que fueron ajustadas para su máxima transferencia utilizando en el rectificador del receptor los diodos MBR3045CT SCHOTTKY.

Tabla 5.3 Voltajes de entrada y salida

Voltaje Entrada-Salida			
Frecuencia (KHz)	Distancia (cm)	Vi (V)	Vo (V)
86.6	0	24.08	50.2
96.7	0.5	24.08	54.3
96.6	1	24.08	50.3
110.3	2	24.2	28
118.1	3	24.2	15.3

En la Figura 5.3 se muestra la tendencia del voltaje de salida con respecto a la distancia, observándose una caída cada vez más pronunciada a mayor distancia.

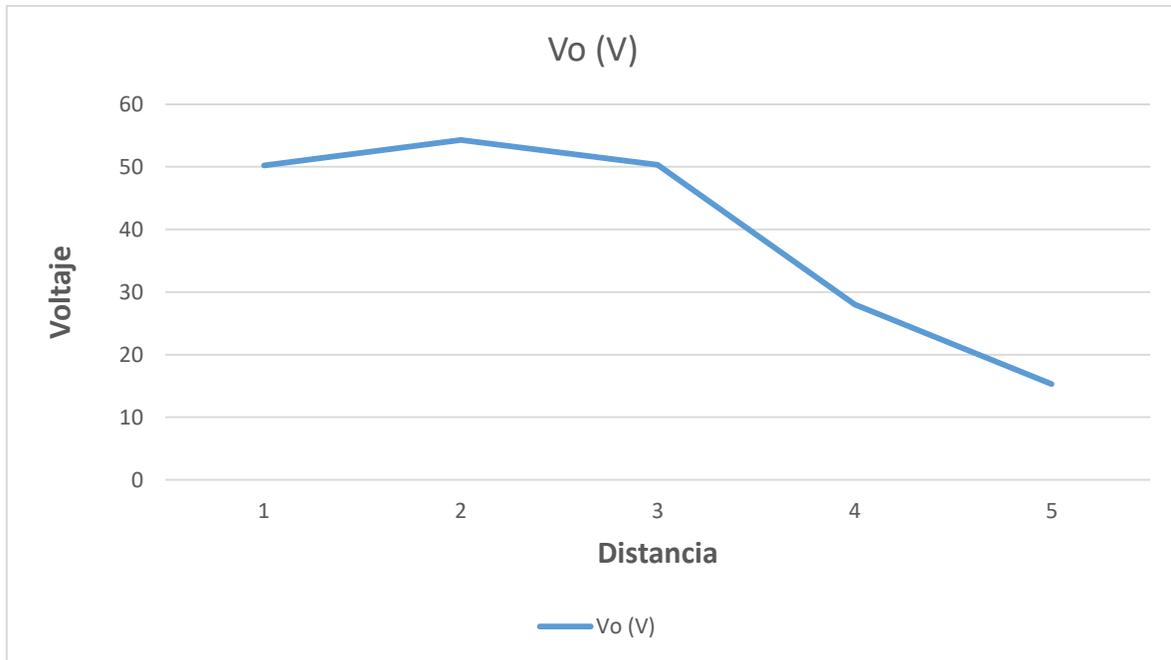


Figura 5.3 Voltaje de salida

En la Tabla 5.4 se muestra la potencia P_{Lp} y P_{Ls} del sistema a cada distancia del experimento, las potencias son obtenidas con las operaciones $V_{Lprms} * I_{Lprms}$ y $V_{Lsrms} * I_{Lsrms}$, utilizando la función MATH, con los valores obtenidos se calcula la eficiencia de transferencia del sistema.

Tabla 5.4 Potencia en los inductores Lp y Ls

Potencia Lp-Ls			
Distancia (cm)	Plp (W)	Pls (W)	Eficiencia
0	16.8	16.5	98.214
0.5	25.6	19.8	77.343
1	34.1	18.4	61.129
2	36.4	6.45	20.1562
3	46	2.56	5.5652

En la Figura 5.4 se describe de mejor manera el fenómeno de transferencia de energía al variar la distancia de acoplamiento aun ajustando la frecuencia para tener el mayor rendimiento.

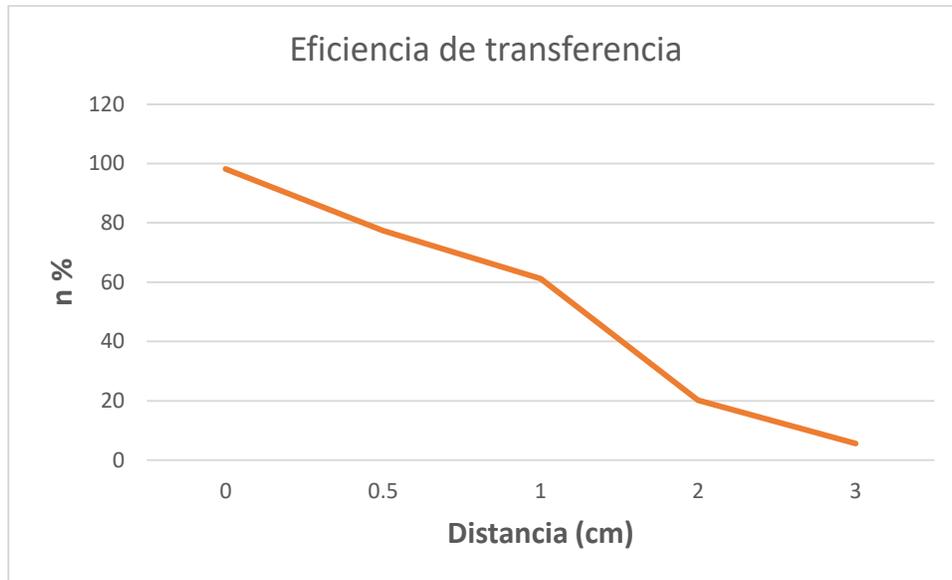


Figura 5.4 Eficiencia del acoplamiento inductivo

En la Figura 5.5 se muestra un oscilograma de las medidas obtenidas del osciloscopio en los puntos de medición mostrados en Figura 5.2, las señales llevan como nombre:

- Canal 2: Sintonizador.
- Canal 3: Corriente rms en L_p .
- Canal 4: Voltaje rms en L_p .
- Rojo: Multiplicación entre la señal de corriente y voltaje rms mediante la función MATH (M)

Los valores arrojados por el osciloscopio son los que están en la Tabla 5.4 en la columna P_{lp} , que es la potencia en la bobina primaria (transmisora), cuando se captura el dato, se comprueba que las señales de corriente y voltaje estén en resonancia y tengan una forma sinusoidal, el valor con el color azul que se muestra en el oscilograma, esta señal se utiliza para sintonizar el convertidor para tener la mayor cantidad de energía transmitida.

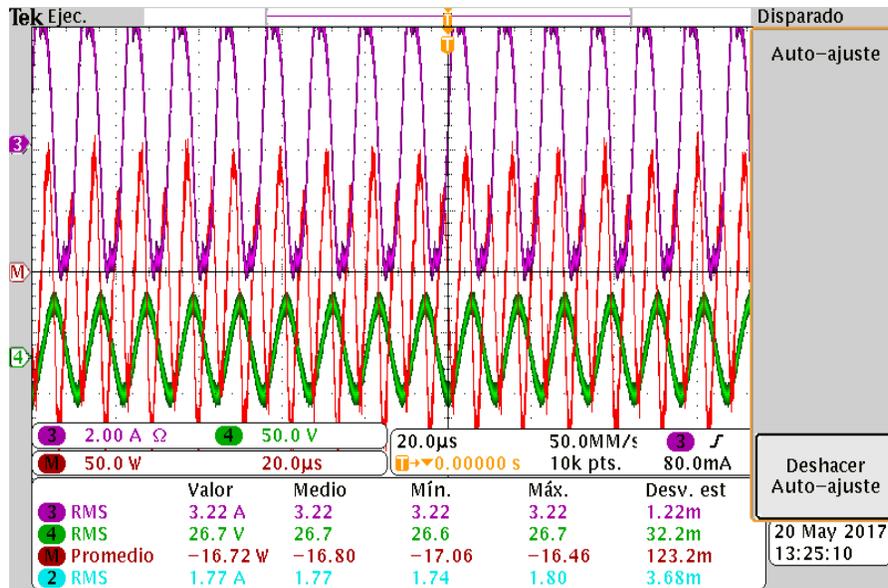


Figura 5.5 Oscilograma del voltaje y corriente RMS de L_s

La Figura 5.6 se muestra un oscilograma de las formas de onda de corriente y voltaje medidas en la bobina secundaria (receptora), a partir de lo cual se estima P_{ls} y se registra en la columna de la Tabla 5.4, y con los valores obtenidos de P_{lp} y P_{ls} podemos conocer la eficiencia en la transferencia de energía a cada distancia de prueba.

- Canal 2: Sintonizador.
- Canal 3: Corriente rms en L_s .
- Canal 4: Voltaje rms en L_s .
- Rojo: Multiplicación entre la señal de corriente y voltaje rms mediante la función MATH (M)

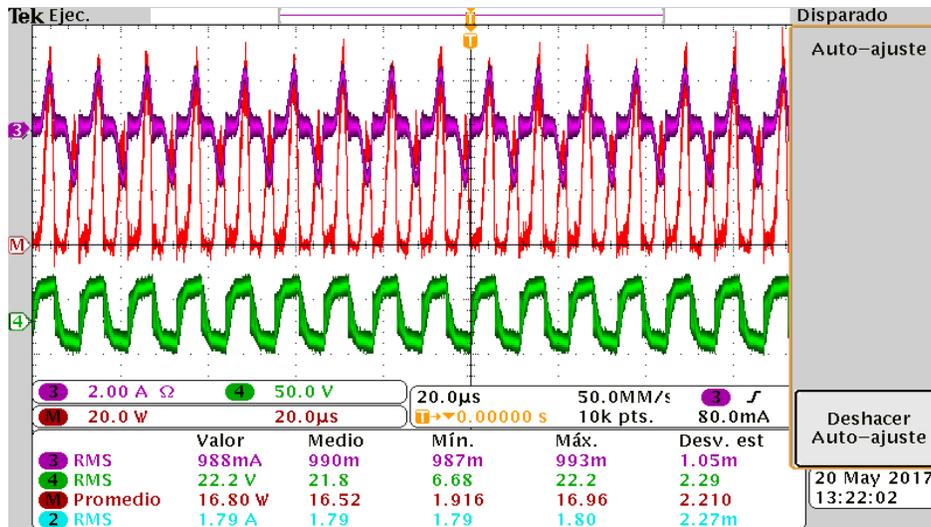


Figura 5.6 Oscilograma del voltaje y corriente RMS de Ls

Con los datos obtenidos del osciloscopio se observa la eficiencia de transferencia en el acoplamiento inductivo; también se pueden vislumbrar la eficiencia entrada-salida total del sistema. Todo esto con el contenido de la Tabla 5.4 y de los cálculos para obtener las variables secundarias y generar la Tabla 5.5.

Tabla 5.5 Potencias de entrada y salida

Eficiencia Entrada-Salida			
lin (A)	Pin (W)	Po (W)	Eficiencia
0.88	21.1904	16.335	77.08679402
1.32	31.7856	19.44	61.15977046
1.7	42.236	17.306666	40.97610096
1.9	46.38	5.44	11.72919362
2.1	50.82	1.5606	3.070838253

A través de los datos de la Tabla 5.5 se genera la Figura 5.7, en la cual se muestra la eficiencia total de sistema de transferencia de energía desde la fuente hasta la carga.

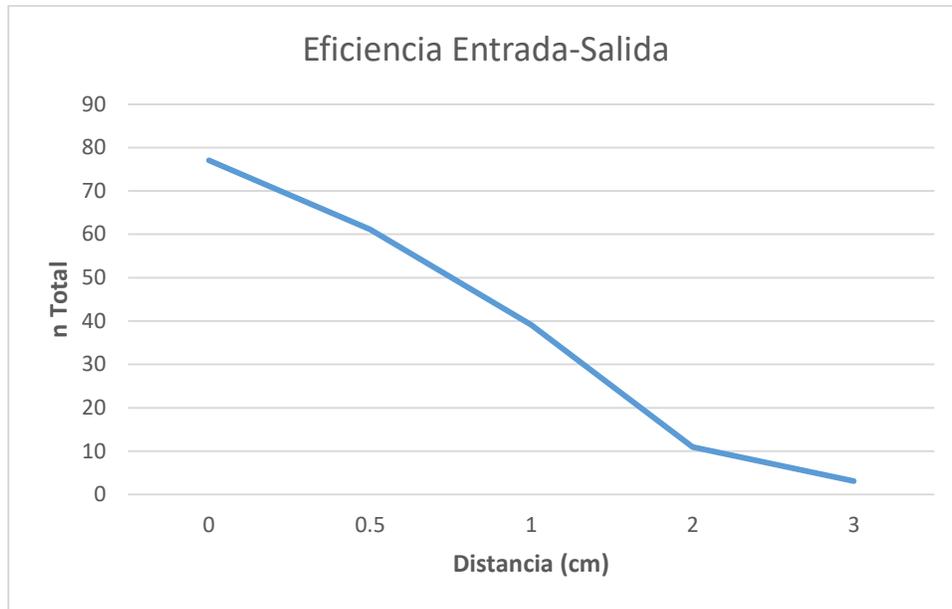


Figura 5.7 Eficiencia del WPTS

Con los datos obtenidos se muestra una tendencia negativa en la eficiencia, a medida que el acoplamiento entre L_p y L_s disminuye. A través de la ley de la conservación de la energía, y con las variables primarias y secundarias se pueden conocer las pérdidas en el sistema.

En el Figura 5.8 se muestra el análisis en bloques. Como se observa, en cada diferencia de potencias obtenidas las pérdidas se pueden calcular con la Ecuación 5.1.

$$\rho_{inversor+filtro} = P_{in} - P_{Lp} = V_{in} * I_{in} - V_{Lprms} * I_{Lprms} \quad \text{Ecuación 5.1}$$

Asumiendo que las pérdidas en los componentes pasivos es 0 podemos encontrar las pérdidas en los interruptores con la siguiente Ecuación 5.2.

$$\rho_{interruptores} = \frac{\rho_{convertidor}}{2} \quad \text{Ecuación 5.2}$$

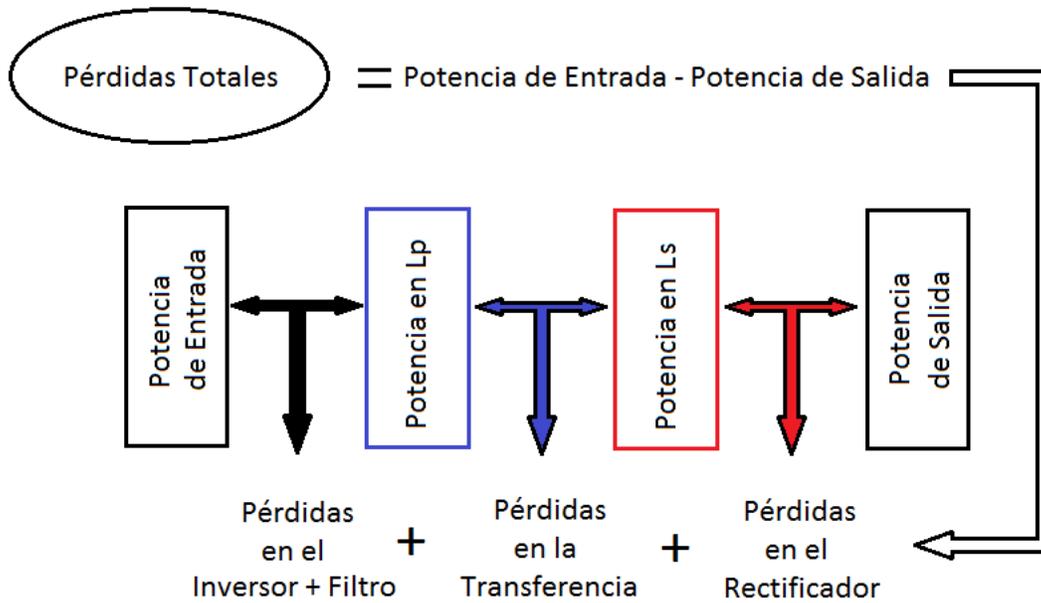


Figura 5.8 Diagrama a bloques de las pérdidas del WPTS

En la Tabla 5.6 se muestran las pérdidas en el inversor + filtro obtenidas con el análisis del diagrama a bloque y la Ecuación 5.1, generando los siguientes datos.

Tabla 5.6 Pérdidas en el inversor + filtro

Distancia (cm)	Pérdidas Totales (W)	Pérdidas en el inversor + filtro (W)
0	4.8554	4.3904
0.5	12.3456	6.1856
1	24.9293333	8.136
2	40.94	9.98
3	49.2594	4.82

En la Figura 5.9 se grafican las pérdidas en el inversor + filtro contra la distancia de transmisión. A medida que la distancia aumenta las pérdidas aumentan hasta los 2 cm, después de los 2 cm las pérdidas disminuyen debido a la baja transmisión de potencia.

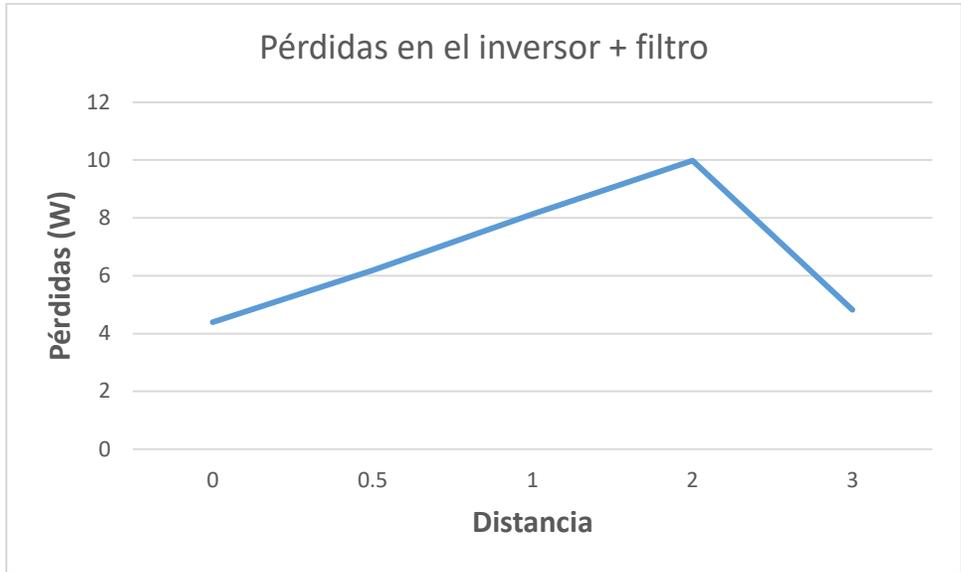


Figura 5.9 Pérdidas en el inversor + filtro

En el Figura 5.8 se muestra el análisis en bloques, se calculan las pérdidas en la transferencia de energía entre L_p y L_s se obtiene con la Ecuación 5.3.

$$P_{transferencia} = P_{Lp} - P_{Ls} = V_{Lprms} * I_{Lprms} - V_{Lsrms} * I_{Lsrms} \quad \text{Ecuación 5.3}$$

La Tabla 5.7 contiene los valores obtenidos de la Ecuación 5.3 a cada distancia de prueba.

Tabla 5.7 Pérdidas en la transferencia

Distancia (cm)	Pérdidas Totales (W)	Pérdidas en Transferencia (W)
0	4.8554	0.3
0.5	12.3456	5.8
1	24.9293333	15.7
2	40.94	29.95
3	49.2594	43.44

En la siguiente Figura 5.10 se muestra el comportamiento de las pérdidas por transferencia, se observa que, tiene una tendencia más pronunciada a medida que la distancia entre L_p y L_s aumenta.



Figura 5.10 Pérdidas entre L_p y L_s

En la Figura 5.8, también se muestra el diagrama a bloques para obtener las pérdidas en el rectificador, las cuales se calculan con la siguiente Ecuación 5.4.

$$P_{\text{rectificador}} = P_{Ls} - P_o = V_{Lsrms} * I_{Lsrms} - \frac{V_o^2}{R} \quad \text{Ecuación 5.4}$$

Asumiendo que las pérdidas en los componentes pasivos es 0 podemos encontrar las pérdidas en los diodos con la Ecuación 5.5.

$$P_{\text{diodos}} = \frac{P_{\text{rectificador}}}{2} \quad \text{Ecuación 5.5}$$

En la Tabla 5.8 se muestran las pérdidas en el rectificador obtenidas por la Ecuación 5.5.

Tabla 5.8 Pérdidas en el rectificador

Distancia (cm)	Pérdidas Totales (W)	Pérdidas en Rectificador (W)
0	4.8554	0.165
0.5	12.3456	0.36
1	24.9293333	1.09333333
2	40.94	1.01
3	49.2594	0.9994

La Figura 5.11 muestra un aumento en las pérdidas hasta llegar a 1cm, seguido, comienza a tener pérdidas similares debido a que el acoplamiento entre L_p y L_s es igual de bajo.

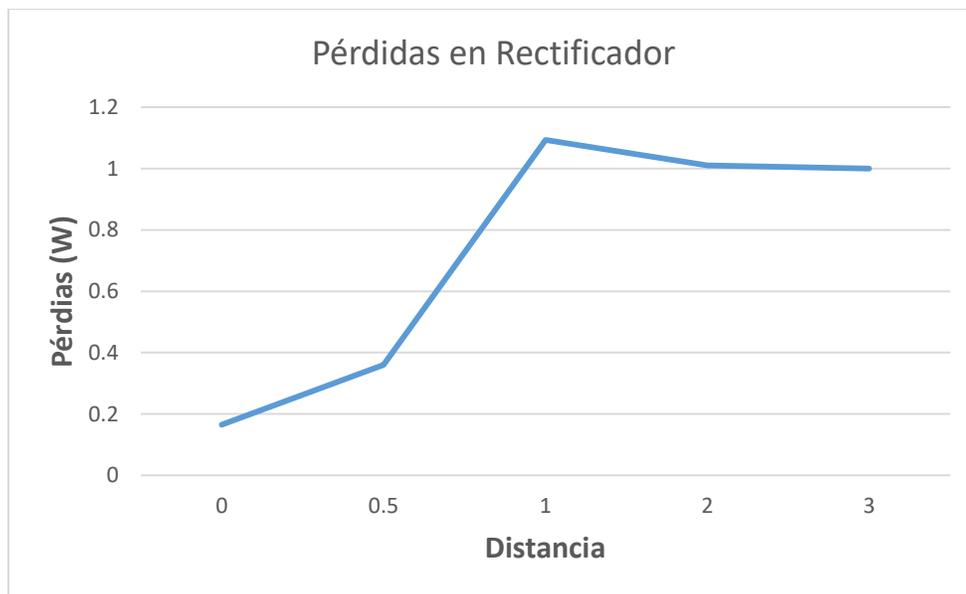


Figura 5.11 Pérdidas en el rectificador

Los siguientes resultados son los que se obtuvieron colocando el rectificador con los diodos PMEG4050EP SCHOTTKY en el receptor, en la cual, sólo se hicieron pruebas hasta .5 cm. En la Tabla 5.9 se observan los datos de voltaje de entrada y salida.

Tabla 5.9 Voltajes de entrada y salida

Voltaje Entrada-Salida			
Frecuencia (KHz)	Distancia (cm)	Vi (V)	Vo (V)
89.4	0	24.08	50
96.1	0.5	24.08	53

En la siguiente Figura 5.12 se muestra como el voltaje de salida es de 50v con una entrada de 24v como se asumió.

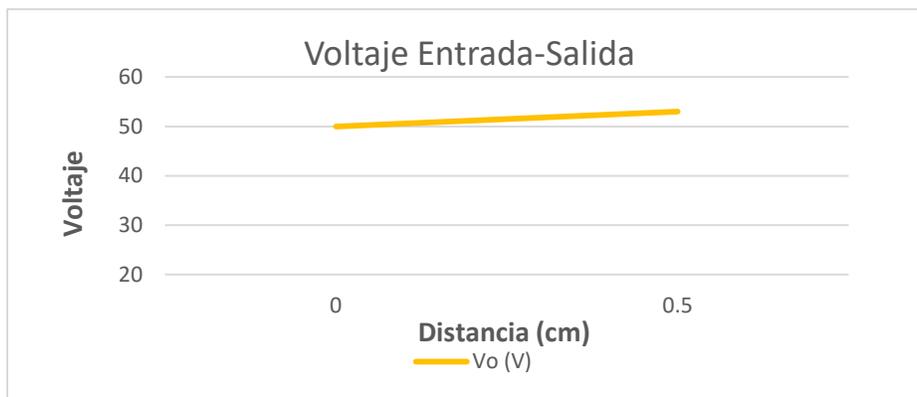


Figura 5.12 Voltaje de salida

En la Tabla 5.10 se muestra la eficiencia de transferencia del transmisor al receptor mediante el acoplamiento inductivo.

Tabla 5.10 Potencias en los inductores Lp y Ls del acoplamiento

Potencia Lp-Ls				
Frecuencia (KHz)	Distancia (cm)	P _{lp} (W)	P _{ls} (W)	Eficiencia
89.4	0	15.5	15.4	99.35483
96.1	0.5	25.6	19	74.21

En la Figura 5.13 se muestra como la eficiencia cae a medida que la distancia de transferencia aumenta.

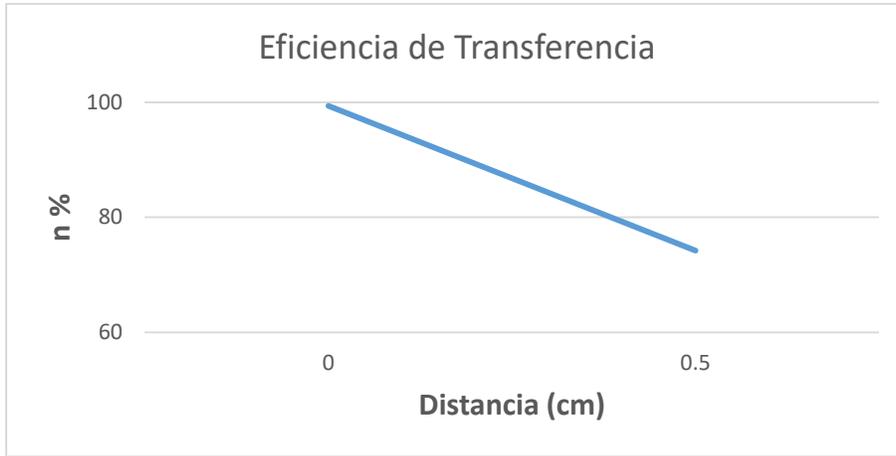


Figura 5.13 Eficiencia en la transferencia

La Tabla 5.11 muestra los valores de eficiencia con los diodos PMEG4050EP SCHOTTKY, los valores obtenidos son mediante los cálculos de las variables secundarias de la Tabla 5.2

Tabla 5.11 Eficiencia total del prototipo

Eficiencia Entrada-Salida			
I _{in} (A)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eficiencia
0.77	18.541	15.2	81.9778
1.2	28.896	18.72666	64.8071

La Figura 5.14 muestra el comportamiento de la eficiencia del prototipo conforme se avanza en el protocolo de pruebas.

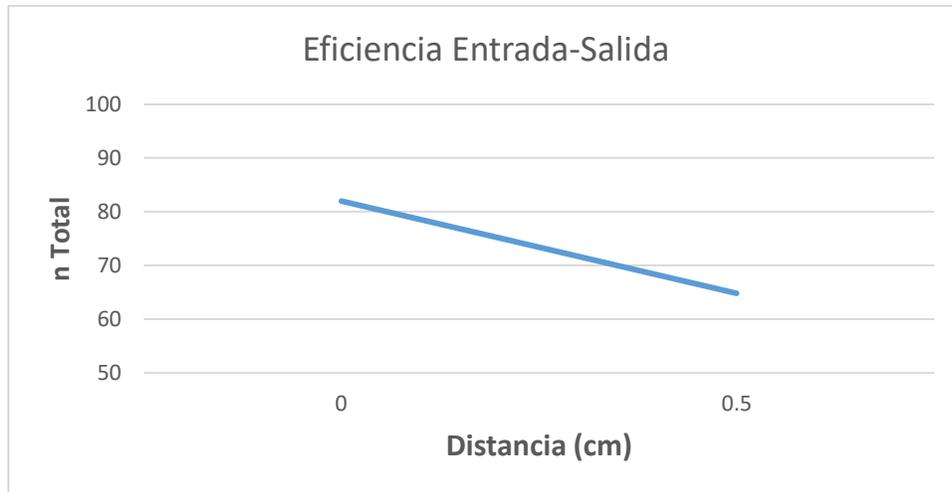


Figura 5.14 Eficiencia total del prototipo

En la Tabla 5.12 se muestran las pérdidas en el convertidor, rectificador y transferencia del sistema utilizando las ecuaciones y los diagramas de las pérdidas de los anteriores resultados.

Tabla 5.12 Distribución de pérdidas en el prototipo

Pérdidas Totales (W)	Pérdidas en convertidor	Pérdidas en Rectificador	Pérdidas en Transferencia
3.3416	3.0416	0.2	0.1
10.16933333	3.296	0.27333333	6.6

La distribución de pérdidas de la Figura 5.15 muestra una similitud cuantitativa a su homólogo de los resultados obtenidos utilizando los diodos MBR3045CT SCHOTTKY.

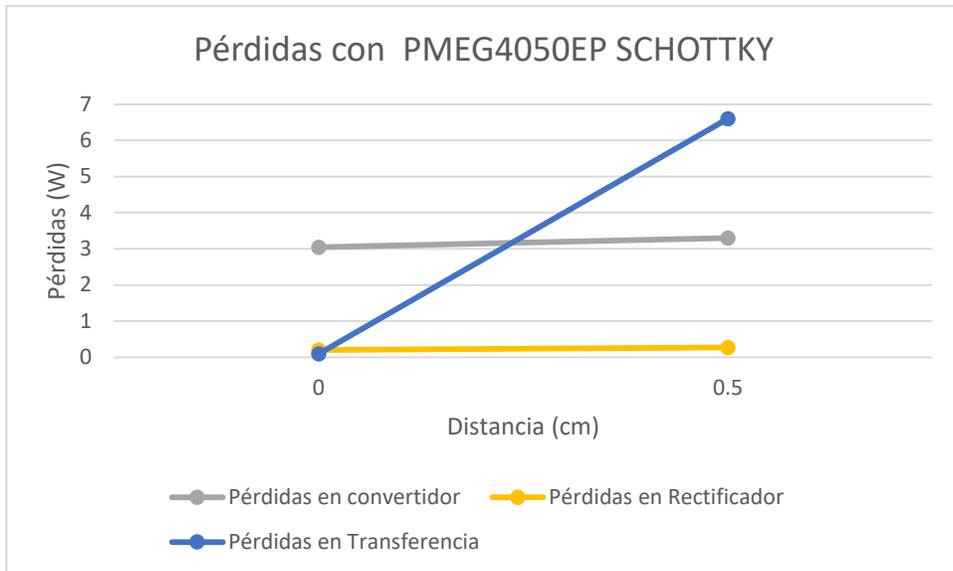


Figura 5.15 Distribución de pérdidas en el prototipo usando PMEG4050EP SCHOTTKY

Capítulo 6

Conclusión y Trabajos a futuro

A continuación se resumen las actividades y resultados, se hacen conclusiones, y se vislumbran trabajos que se pueden hacer para mejorar.

Conclusión

La transmisión de energía inalámbrica (ondas electromagnéticas) es una práctica muy común en aplicaciones de comunicación: transmisión de datos de audio y video). Recientemente se ha empleado este tipo de transmisión para la recarga de baterías en aplicaciones de vehículos eléctricos, teléfonos celulares, etc.; la gran diferencia entre las primeras aplicaciones mencionadas y las segundas es el nivel de la potencia transmitida y la frecuencia de transmisión. A mayor distancia, mayor frecuencia, pero menor nivel de potencia. En las aplicaciones de comunicación, sin importar el nivel de potencia, se trata de energía que puede recuperarse y emplearse en otras tareas además de la comunicación de datos. De hecho, este es un tema de investigación muy fuerte actualmente, donde la meta principal es cosechar la energía de las ondas electromagnéticas originalmente enviadas para datos y almacenar dicha energía para su posterior uso en otras aplicaciones. Esta idea debe ir de la mano del desarrollo de dispositivos de muy bajo consumo de energía, lo cual es también un tema de investigación creciente en las aplicaciones del internet de las cosas. Se prevé que poco tiempo se podrá alimentar a sensores de variables como temperatura, presión, humedad, etc., dispositivos claves en la transición hacia un mundo conectado globalmente.

El principal reto en la cosecha de energía electromagnética es el apropiado acoplamiento del receptor con la onda de energía recibida por éste. Y por otro lado es la eficiencia del receptor en situaciones de muy bajos niveles de potencia (tensión y corriente). En CENIDET no se tiene la capacidad para la implementación de tales niveles de parámetros eléctricos, se tiene limitantes en equipos de medición y en técnicas para la implementación de circuitos electrónicos y de impresos de tales necesidades. Esta es la principal razón por la que nace este tema de tesis. Ante la eminente demanda de desarrollos tecnológicos en la era del internet de las cosas, es necesario desarrollar las capacidades técnicas en este ámbito de aplicaciones. Y en este sentido se buscó emprender en el desarrollo de un transmisor de energía electromagnética con niveles de frecuencia y potencia viables para las capacidades de infraestructura con la que se cuenta en CENIDET, que permitirá posteriores desarrollos de temas de investigación y sería un parteaguas en otras aplicaciones.

Durante la realización del proyecto de tesis se investigaron distintas alternativas de transmisión de potencia inalámbrica, especialmente la que se realiza por medios inductivos, esencialmente porque es la que permite transmisión a bajas frecuencia y tiene la capacidad de enviar a algunos centímetros hasta algunas unidades de potencia. Además, se documentaron distintas estructuras de potencia para la implementación del convertidor transmisor y del receptor. Con base a la documentación realizada, se optó por implementar un convertidor resonante medio puente con una bobina transmisora disponible comercialmente: bobina plana (würth elektronik). Cabe señalar que esta selección condicionó la frecuencia de operación y los niveles de corriente con los que se opera al prototipo. Aun cuando el objetivo principal es la implementación del transmisor, es necesaria la implementación del receptor para de esta manera caracterizar las características de operación del prototipo. Para el receptor se implementó uno del tipo pasivo (diodo rectificador sin controlar). Se realizaron pruebas hasta cinco centímetros logrando transmitir hasta 250 mili watts. A distancias menores se alcanzó a transmitir alrededor de 15 watts con eficiencia aceptable. Con base a la documentación e implementación realizada, se pueden resumir algunas conclusiones.

- La transmisión inalámbrica mediante acoplamiento inductivo es apropiada para la transmisión a distancias cortas; a menor distancia es posible transmitir potencia – hasta 20 watts, con eficiencia por encima del 80%; esto con las bobinas planas de las dimensiones disponibles en el laboratorio de CENIDET.
- En la transmisión con bobinas es importante una perfecta línea de vista. Durante las pruebas experimentales se observó disminución de la eficiencia de transmisión cuando las bobinas perdían la línea de vista. Así también es importante que tanto la bobina transmisora como la bobina receptora tengan dimensiones similares.
- La frecuencia de operación limita la capacidad para transmitir mayores niveles de potencia. Durante la experimentación, como solo se dispone de un tamaño de bobina, solo fue posible realizar pruebas con una frecuencia de operación. Sin embargo, se realizaron pruebas a frecuencia diferentes, alcanzando mayor distancia, pero la eficiencia del convertidor disminuye al operar fuera de resonancia.

- La transmisión inalámbrica de potencia mediante bobinas planas, a relativa baja frecuencia, es una buena alternativa para aplicaciones de baja potencia, donde se requiera alto aislamiento (1cm de distancia al aire aísla 20 KVolts). Estas aplicaciones pueden ser cargadores de baterías de baja potencia (celulares y en general baterías de baja capacidad), o bien para la alimentación de circuitos de control para dispositivos semiconductores en aplicaciones de requerimientos de alta tensión de aislamiento en su circuito de control.

Trabajos futuros

Con los resultados obtenidos del proyecto de tesis se vislumbran los siguientes trabajos futuros:

- Implementación del sistema en lazo cerrado cuya meta principal sea la operación en resonancia, esto incrementa la eficiencia del convertidor de potencia empleado en la transmisión.
- Desarrollar topologías para el receptor con la capacidad de adaptarse a las condiciones de frecuencia de operación. De igual manera al transmisor, la operación en resonancia incrementa la eficiencia del receptor. Una alternativa es la implementación con diodos activos empleando transistores de muy baja resistencia serie. Además, es importante adaptar la impedancia de entrada del receptor de tal manera que se maximice la transmisión de potencia.
- Implementación del concepto de transmisión inalámbrica para el disparo de dispositivos semiconductores tipo MOSFET o IGBT en una aplicación de media tensión, donde el requerimiento de aislamiento del circuito impulsor exige aislamiento de varias decenas de volts. Así también se pueden implementar desarrollos tecnológicos relacionados con cargadores de baterías de baja potencia para distintas aplicaciones.

