



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



WCS

Carga Inalámbrica de Vehículos Eléctricos

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Santiago Artus, Víctor Marín, Enzo Viera

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTOR

Benigno Rodríguez..... Universidad de la República
Pablo Pérez..... Universidad de la República

TRIBUNAL

Leonardo Barboni..... Universidad de la República
Rafael Canetti..... Universidad de la República
Pablo Pérez..... Universidad de la República
Benigno Rodríguez..... Universidad de la República

Montevideo
jueves 8 agosto, 2019

WCS

Carga Inalámbrica de Vehículos Eléctricos, Santiago Artus, Víctor Marín, Enzo Viera.

Esta tesis fue preparada en \LaTeX usando la clase *iietesis* (v1.1).

Contiene un total de 172 páginas.

Compilada el jueves 8 agosto, 2019.

<http://iie.fing.edu.uy/>

Let the future tell the truth, and evaluate each one according to his work and accomplishments. The present is theirs; the future, for which I have really worked, is mine.

NIKOLA TESLA

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Agradecemos a nuestras familias y amigos por el apoyo brindado durante estos meses de realización del proyecto.

A la Facultad de Ingeniería, especialmente a nuestros tutores, Benigno Rodríguez y Pablo Pérez por los consejos y materiales ofrecidos, como también la dedicación hacia nuestras inquietudes durante este tiempo.

Agradecemos también a los compañeros de facultad que nos brindaron acceso a sus proyectos de grado y demás materiales, en especial a Guillermo Flieller por la ayuda ofrecida a la hora de simular los distintos circuitos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

Este proyecto está orientado al estudio y diseño de un sistema de carga inalámbrica para vehículos eléctricos. La motivación principal para el desarrollo de un sistema inalámbrico abarca aspectos de seguridad y comodidad para los usuarios respecto a la carga mediante conductores, además de mayor libertad de movimiento.

Se realizó un estudio del estado del arte de la transferencia inalámbrica de energía, donde se repasó su historia, así como la de los vehículos eléctricos.

Se desarrolló el fundamento teórico, se analizaron aspectos de diseño y se realizaron simulaciones para los tres principales sistemas de transferencia inalámbrica de energía: inductivo, capacitivo y microondas.

Se definieron criterios para la elección de un sistema y de acuerdo a estos se compararon los distintos sistemas. Se consideró al sistema de carga inalámbrica inductiva como el más adecuado para los propósitos del presente proyecto. Se estudiaron recomendaciones y decretos relacionados con los aspectos de seguridad y salud humana en general, los que se tuvieron en cuenta para el diseño.

Analizando bloque a bloque el sistema inductivo, se definieron parámetros y componentes para un sistema solución. Se simuló y ajustaron en algún caso parámetros a fin de que los resultados fueran los esperados con el diseño planteado.

Finalmente se realizó una estimación de costos para la solución planteada.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Prefacio

En el último tiempo la matriz energética de nuestro país ha evolucionado fuertemente hacia las energías renovables. Se han impulsado construcciones de parques eólicos y fotovoltaicos por todo el territorio nacional.

En Uruguay se esta implementando una ruta de carga para vehículos eléctricos y la empresa UTE ha incorporado varios vehículos eléctricos a su flota. También se ha optado por vehículos eléctricos destinados al servicio de taxímetro.

Si bien los vehículos eléctricos tienen muchas limitantes hoy en día (autonomía, redes de carga inexistentes, alto precio de baterías, etc), las cuales no los hacen competitivos con los vehículos a combustión, un cambio de tecnología impactaría en gran medida para la disminución de la contaminación ambiental.

Por lo expuesto anterior cuando el tutor del grupo, Benigno Rodríguez, propuso el tema de carga inalámbrica de vehículos eléctricos surgió de inmediato el interés en abordar el tema. La motivación fue realizar un trabajo que pueda servir en un futuro para tener un producto con una tecnología en plena etapa de prueba y desarrollo, que en el país tendría un escenario ideal para funcionar. Sin dudas terminó de definir la elección de la carga inalámbrica de vehículos eléctricos para este proyecto.

El presente documento pretende sentar las bases para un trabajo futuro, que pueda realizar la construcción de un prototipo del sistema de carga inalámbrica. Para ello, se realizó un estudio de las tecnologías que pueden utilizarse, se plantearon beneficios y dificultades de cada una de ellas y se definió cuál se consideraba la más adecuada. Se propuso un diseño del sistema y se estimó el costo económico que implicaría llevar a cabo la construcción del mismo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

| | |
|---|------------|
| Agradecimientos | III |
| Resumen | V |
| Prefacio | VII |
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Descripción del proyecto | 1 |
| 1.2. Antecedentes del proyecto | 2 |
| 1.3. Objetivos del proyecto | 2 |
| 1.3.1. Objetivo general | 2 |
| 1.3.2. Objetivos específicos | 2 |
| 1.4. Contenido del documento | 3 |
| 1.5. Historia de la transferencia inalámbrica de energía y de los vehículos eléctricos. | 3 |
| 2. Estado del Arte | 9 |
| 2.1. Introducción a los sistemas de carga inalámbrica | 9 |
| 2.2. Productos comerciales | 12 |
| 2.3. Tecnologías utilizadas | 14 |
| 2.3.1. Sistema inductivo | 15 |
| 2.3.2. Sistema capacitivo | 18 |
| 2.3.3. Sistema basado en microondas | 21 |
| 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía | 23 |
| 3.1. Sistema Capacitivo | 23 |
| 3.1.1. Fundamento teórico | 23 |
| 3.1.2. Diseño | 25 |
| 3.1.3. Simulaciones | 30 |
| 3.2. Sistema Inductivo | 36 |
| 3.2.1. Fundamento teórico | 36 |
| 3.2.2. Diseño | 43 |
| 3.2.3. Simulaciones | 49 |
| 3.3. Sistema de transmisión por microondas | 55 |
| 3.3.1. Fundamento teórico | 55 |
| 3.3.2. Diseño | 65 |

Tabla de contenidos

| | |
|---|------------|
| 3.3.3. Simulaciones | 69 |
| 4. Elección del método de transmisión de energía | 75 |
| 4.1. Criterios de elección | 75 |
| 4.2. Comparación de los métodos de transmisión de energía | 75 |
| 4.3. Elección del sistema | 78 |
| 5. Seguridad y salud humana | 79 |
| 6. Diseño de un sistema inductivo | 83 |
| 6.1. Análisis de los bloques del sistema | 84 |
| 6.1.1. Etapa de Potencia | 84 |
| 6.1.2. Bobinas | 90 |
| 6.1.3. Tanque resonante | 93 |
| 6.1.4. Puente rectificador | 96 |
| 6.1.5. Batería | 99 |
| 6.2. Simulaciones | 102 |
| 7. Estimación de Costos | 119 |
| 8. Conclusiones | 121 |
| 8.1. Conclusiones particulares | 121 |
| 8.2. Conclusiones generales | 123 |
| 8.3. Trabajos futuros | 124 |
| A. | 125 |
| A.1. Código de Matlab Sección 3.2.2 | 125 |
| A.2. Código de Matlab Sección 3.3 | 126 |
| A.3. Simulación del sistema CII para la Sección 4.2 | 128 |
| A.4. Simulación del sistema CIC para la Sección 4.2 | 128 |
| A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW | 129 |
| A.5.1. Clase 3,3 kW | 129 |
| A.5.2. Clase 6,6 kW | 134 |
| A.6. Diseño de la señal de control del puente H | 139 |
| Referencias | 143 |
| Glosario | 150 |
| Índice de tablas | 151 |
| Índice de figuras | 154 |

Capítulo 1

Introducción

1.1. Descripción del proyecto

En los últimos años se ha impulsado globalmente el cuidado del medio ambiente, por lo que ha comenzado una carrera por encontrar y generar tecnologías “amigables” para con este. Actualmente existe un nuevo paradigma de energía, donde las tecnologías de energía renovable para la generación de electricidad han tenido un avance muy significativo; y presentan un cambio importante en la matriz energética.

En el contexto de los vehículos, la energía eléctrica resulta ser una muy buena alternativa a las energías fósiles que entre otras cosas son contaminantes y finitas. Por este motivo, hay gran impulso en el mercado automotriz a la construcción de vehículos eléctricos (VE). Esta clase de vehículos presentan aspectos como el tiempo de carga y la autonomía, factibles de mejoras. Es por esto que la mejora en la carga es considerada un punto clave, y es el principal punto de estudio en este momento junto con la mejora del almacenamiento de energía.

En un principio, la carga de estos vehículos se realizaba conectándolos a la red eléctrica por medio de dispositivos con cables. Actualmente hay un desarrollo importante en lo que refiere a la carga inalámbrica de vehículos eléctricos (CI-VE) [1] [2] [3].

Existen dos tipos de carga:

- Carga estática: se da mientras el vehículo se encuentra estacionado. Esta carga puede darse tanto en el hogar, como en la vía pública en estaciones de carga. Necesita de un elemento emisor y uno receptor, y basa su funcionamiento en la obtención de un buen acople para tener un sistema eficiente. Esto es viable dado que el vehículo se mantiene en reposo.
- Carga dinámica: tiene por objetivo la carga de un vehículo mientras se encuentra en movimiento, pudiendo implementarse en una capa inferior al

Capítulo 1. Introducción

pavimento de una carretera. Este tipo de carga necesita de varios elementos emisores dispuestos estratégicamente a lo largo del camino. En este caso el acople de los dispositivos va cambiando y se da esporádicamente. Su eficiencia no es tan buena respecto a la carga estática, pero el objetivo de este tipo de carga es proporcionarle una mayor autonomía a los VE .

Este proyecto tiene como objetivo estudiar la carga inalámbrica de vehículos eléctricos (CIVE) de forma estática, definir dentro de los métodos existentes el más adecuado desde el punto de vista de su viabilidad técnica para el desarrollo de un prototipo.

1.2. Antecedentes del proyecto

El presente proyecto sigue la línea de investigación de dos proyectos de grado anteriores TIE [28] y TIE_MAX [44].

TIE : Estudia el efecto de resonancia fuertemente acoplada. Se logra aumentar la eficiencia en la transmisión, agregando un tercer bobinado pasivo con frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de trabajo del emisor.

TIE_MAX : Abarca diseño y construcción de un sistema de transferencia inalámbrica de energía, capaz de encontrar y operar en forma mantenida bajo su condición de máxima eficiencia.

1.3. Objetivos del proyecto

1.3.1. Objetivo general

El objetivo del presente proyecto es estudiar la Transferencia Inalámbrica de Energía (TIE) apuntando a la carga inalámbrica de vehículos, determinar la solución más adecuada en función del análisis de los distintos métodos de transmisión de energía inalámbrica; y analizar la viabilidad técnica de la solución elegida.

1.3.2. Objetivos específicos

Los objetivos específicos del trabajo fueron los siguientes:

- Estudio y comprensión del estado del arte.
- Elección de tipo de transmisión inalámbrica.
- Análisis de viabilidad técnica, diseño y simulación de la solución final.
- Estimación de costos para la adquisición de componentes y construcción del prototipo.
- Redacción de un documento que sirva como referencia para posteriores desarrollos en la materia.

1.4. Contenido del documento

Este proyecto se divide en los siguientes capítulos:

- En el Capítulo 1 se realiza una introducción al proyecto, se definen objetivos generales y específicos a cumplir. Además se hace un repaso de la evolución histórica de la TIE y de los VE.
- En el Capítulo 2 se hace un estudio del estado del arte de la TIE, las tecnologías utilizadas y un repaso de los productos comerciales existentes.
- En el Capítulo 3 se estudian tres tipos de sistemas de carga inalámbrica (SCI), inductivo, capacitivo y transmisión con microondas. Para cada uno se realiza un análisis teórico, diseño y simulaciones.
- En el Capítulo 4 se fijan criterios para la elección del método más adecuado para el proyecto. En base a ellos se hace una comparación entre los diferentes sistemas y se realiza la elección del sistema de carga inalámbrica (SCI).
- El Capítulo 5 abarca la seguridad y salud humana. Se analizan las recomendaciones y decretos relacionados al tema, para hacer las restricciones correspondientes en la solución final.
- En el Capítulo 6 se diseña y simula el sistema propuesto de carga inalámbrica inductiva (CII) para la carga de VE. Se presenta el sistema completo y se realiza un análisis teórico de cada bloque, para realizar la elección de parámetros y componentes. Finalmente se hacen simulaciones del sistema final propuesto.
- En el Capítulo 7 se hace una estimación de costos de los materiales y componentes para la construcción del sistema final.

1.5. Historia de la transferencia inalámbrica de energía y de los vehículos eléctricos.

En 1820 Hans Christian Oersted (nacido en Dinamarca en 1777) realizó un experimento del cual concluyó que la electricidad y el magnetismo no eran fenómenos independientes. Este experimento fue considerado el principio del electromagnetismo. Observó que la circulación de corriente por un conductor hacía mover una aguja magnética en su cercanía [67] [39].

En 1826 después de varios trabajos André-Marie Ampère (nacido en Francia en 1775) inspirado en el experimento de Oersted formuló la Ley de Ampère que demuestra que una corriente eléctrica produce un campo magnético al circular por un conductor. Esta ley se muestra en (1.4) [67] [38].

Capítulo 1. Introducción

En 1831 Michael Faraday (nacido en Inglaterra en 1791) formuló luego de experimentar la ley de inducción magnética, observada en (1.3) [44].

En 1860 James Clerk Maxwell (nacido en 1831 en Escocia) presentó la unificación de las fuerzas eléctricas y magnéticas en 4 ecuaciones matemáticas que se muestran en (1.1), (1.2), (1.3) y (1.4). Esta postulación revolucionó el mundo de la física [38] [44].

- Ley de Gauss de campo eléctrico:

$$\phi_E = \oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (1.1)$$

- Ley de Gauss de magnetismo:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (1.2)$$

- Ley de Faraday:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \int \frac{d\vec{B}}{dt} \cdot d\vec{S} \quad (1.3)$$

- Ley de Gauss de magnetismo:

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \iint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (1.4)$$

En el año 1880 se planteó el debate acerca de la generación y distribución de la energía eléctrica. En ese entonces existía una compañía llamada Edison Electricity, propiedad de Thomas Edison (estadounidense nacido en 1847), la que contaba con 24 km de conductores de cobre (primera red eléctrica del mundo). Con ella abastecían hogares y daban energía a fábricas del bajo Manhattan mediante corriente continua (CC), pese a que la CC tenía serias limitaciones, ya que se necesitaba una estación cada 1.6 km para la transmisión.

Nikola Tesla (serbio nacido en 1856) quien era un gran admirador de Edison creía tener la solución a esas limitantes de la CC cambiando ésta por la corriente alterna (CA). En ese momento no existían motores que funcionaran con CA, lo que hacía esta solución inviable hasta ese momento.

Tesla a sus 21 años ganó una beca para estudiar en el Instituto Politécnico en Graz, Austria. En una clase un profesor afirmó que era imposible construir un motor que funcionara con CA, lo que Tesla puso en duda, ya que él pensaba que era posible. Se obsesionó tanto con esta idea que dejó de estudiar tratando de construir el motor y perdió la beca. Estuvo 4 años trabajando en eso, lo que lo llevó a una crisis nerviosa total. Hasta que en 1882 en Budapest, en un paseo “la solución le cayó como un relámpago” (dijo el mismo Nikola). Tenía la idea y un prototipo que

1.5. Historia de la transferencia inalámbrica de energía y de los vehículos eléctricos.

según él funcionaría.

En la primavera de 1884 con 26 años, en New York tuvo una entrevista con Edison, quien lo contrató de inmediato. Cuando tuvo la oportunidad de trabajar con Edison le presentó su idea, que consistía en cambiar el paradigma de ese entonces y realizar la distribución de energía mediante CA. Le presentó también la solución al problema del motor, ya que tenía su prototipo.

Tesla tenía la ilusión de que Edison se convirtiera en su mentor, pero sucedió todo lo contrario. Edison le dijo que estaba perdiendo su tiempo y que no había futuro para la CA. Desilusionado por la situación, Tesla, renunció 6 meses más tarde y se fue a trabajar por su cuenta. Esto generó un distanciamiento y posterior enfrentamiento que se conoció como “la guerra de las corrientes”.

Tesla buscaba financiamiento para desarrollar su idea. George Westinghouse, que se enteró que había trabajado para Edison, lo hizo su socio y le alquiló un laboratorio; si su invento funcionaba lo volvería millonario. Westinghouse de 22 años fue el inventor del freno de aire que usaban los trenes del momento. Con este financiamiento fue posible la construcción por parte de Nikola Tesla del motor de inducción sin escobillas, alimentado con CA presentado ante el American Institute of Electrical Engineers, hoy IEEE.

En 1888 Westinghouse compró las patentes de Tesla por decenas de miles de dólares, convirtiéndolo en un hombre rico. Tesla recibiría 2.5 dólares por cada servicio contratado que utilizara CA.

El 1 de mayo de 1893 en la exposición Universal de Chicago se encendieron 160 mil bombillas, en lo que sería la muestra del triunfo venidero de la CA sobre la CC. Westinghouse le ganó la partida a Edison y consiguió el contrato para iluminar la exposición con CA.

Seis meses después consiguió el contrato para utilizar las cataratas del Niágara para generar electricidad de corriente alterna. Esta CA transformó la vida diaria del siglo XX e hizo muy famoso a Tesla.

Una vez conseguido esto, Tesla centró sus investigaciones en la TIE, su gran obsesión. En la Universidad de Columbia presentó sus inventos decidido a maravillar a ingenieros y algunos inversores influyentes, con el propósito de conseguir patrocinadores, práctica habitual en la época. En esa oportunidad presentó unas lámparas que fueron las precursoras de los tubos flúor de hoy, las llamaba “luz fría”. Eran tubos con gas en su interior, que se encendían frente a la presencia cercana de campos magnéticos inducidos por altos voltajes en una bobina de Tesla.

Con 43 años imaginó un invento que pensaba cambiaría el mundo. Esta idea consistía en distribuir energía eléctrica a nivel mundial, mediante una torre llamada

Capítulo 1. Introducción

Wardenclyffe, que además transmitiría señales de radio e imágenes. Ésta medía 57 metros de alto, tenía un diámetro de 20.7 metros y una puesta a tierra conformada por una varilla de 37 metros enterrada.

A las afueras de Colorado Springs montó un laboratorio, donde comenzó a desarrollar la idea de la construcción de una torre, en un campo que compró con financiamiento de John Jacob Astor. Este financiamiento pretendía desarrollar las lamparas fluorescentes en las que Tesla había estado trabajando, pero prefirió aprovechar el dinero de Astor para construir el mencionado laboratorio. Gastó 100 mil dólares en 8 meses.

Posteriormente obtuvo 150 mil dólares más del banquero John Morgan. Morgan creía que la torre serviría para establecer transmisiones radiofónicas y competir con Marconi para enviar la primera señal de radio transatlántica, pero cuando el todopoderoso banquero descubrió las aspiraciones reales le retiró inmediatamente la financiación [7].

Marconi el 12 de diciembre de 1901 consiguió enviar la primera transmisión inalámbrica a través del Atlántico basándose en 17 patentes de Tesla. Ocho años después recibió el Nobel por inventar la telegrafía inalámbrica, la radio.

Tesla volcó todos sus recursos económicos en la torre, llevándolo a la quiebra en 1903. Si bien la torre nunca quedó operativa totalmente, Tesla pudo operarla con éxito en algunas oportunidades. Realizó varios experimentos y utilizó una frecuencia aproximada de 7.8 Hz (frecuencia terrestre), las ondas viajan mucho más fácil, además Nikola encendió 200 ampolletas a 40 kilómetros de distancia en aquella época [48].

Tesla falleció en abril de 1942 y seis meses más tarde la Corte Suprema de EE. UU. dictó que las patentes del dispositivo inalámbrico de Marconi pertenecieran a Tesla, por lo que Tesla inventó la radio y no Marconi.

El primer VE data de 1838, cuando Robert Davison construyó la primera locomotora eléctrica impulsada por motores alimentados por baterías.

El primer auto eléctrico fue presentado por el francés Gustave Trouvé (nacido en 1839) en las calles de París. Dicho vehículo, era un triciclo de la marca James Starley en el cual Trouvé montó un motor eléctrico Siemens (mejorado por él mismo) y una batería recargable de su autoría [47] [62].

A comienzos de siglo, el 40 % de los automóviles eran impulsados a vapor, el 38 % eran eléctricos, y el 22 % de gasolina. Los VE tenían ciertas ventajas frente a sus competidores. Se caracterizaban por su suavidad en marcha, ser silenciosos, veloces y sin manivelas (frente a los coches a gasolina y vapor) [63].

1.5. Historia de la transferencia inalámbrica de energía y de los vehículos eléctricos.

En 1911 Woods Motors Vehicle Company presentó el primer coche híbrido de gasolina y eléctrico en Chicago. No tuvo éxito debido a su elevado costo, difícil mantenimiento y lentitud.

En 1912 se produjo un cambio importante, los motores a combustión ya no debían ser arrancados por manivelas, dada la mejora de la infraestructura vial y el descubrimiento de reservas petroleras a lo largo del mundo, los VE perdieron lugar en el mercado. El precio y la autonomía pasaron a ser un factor clave en la elección de un coche frente al otro.

Los vehículos a gasolina tenían mayor autonomía, disponibilidad de combustible que los hacía más baratos para recorrer largas distancias y además eran considerablemente más rápidos [63].

Tras los eventos ocurridos, los VE pasaron al olvido hasta los años 60. Por estos años y por motivos ecológicos reaparecen en el mercado, carros de golf eléctricos y pequeños coches urbanos.

En 1990 General Motors presentó en el salón del automóvil de Los Ángeles un VE llamado Impact. En estos años por iniciativas legislativas y por la crisis del petróleo, las grandes compañías comenzaron a investigar el tema [11].

En 1997 se lanzó el Toyota Prius, primer vehículo híbrido producido en masa a nivel mundial. Contaba con dos motores eléctricos y uno a gasolina [42].

En 2007 el Instituto de Tecnología de Massachusetts demuestra experimentalmente la TIE, potencialmente útil para alimentar computadoras portátiles, teléfonos celulares sin cables. Lograron transferir 60W de potencia a más de 2 m de distancia con muy baja eficiencia. Le llamaron "WiTricity" (como en la electricidad inalámbrica) [50].

En 2009 Gunnar Asplund abre la empresa Elways para desarrollar sistemas de carga para vehículos en movimiento.

En 2014 nace el proyecto eRoadArlanda. Se trata de un proyecto de 5 años en conjunto entre la Administración de Transporte Sueca, la empresa Vinnova y la Agencia Sueca de Energía. Tiene como objetivo crear una base de conocimiento para el desarrollo continuo de carreteras y su implementación para vehículos pesados en Suecia y su implementación.

El gobierno sueco tiene como objetivo crear una infraestructura de transporte sin combustibles para el 2030. Se intenta reducir al menos en un 70 % las emisiones de CO₂. Se estima que se deben electrificar 20000 de los 500000 km de las carreteras suecas para asegurar una autonomía plena de los vehículos [42] [23].

Capítulo 1. Introducción

En este proyecto ya se instalaron 2 km de carretera electrificada para la carga de VE. Este proyecto usa una carga por contacto con un riel conductor instalado en la carretera y el vehículo se conecta con un brazo móvil [42]. En mayo de 2017 se registra y aprueba el primer camión totalmente eléctrico para conducir en vías públicas. En setiembre de 2017 el camión eléctrico comienza a transportar mercadería entre Arlanda y la terminal de PostNord en Rosesberg.

Resulta difícil decir hasta donde el futuro llevará a los vehículos eléctricos, claro está que tienen un gran potencial para la creación de un futuro más sostenible. Si globalmente se promueve la transición a vehículos híbridos o eléctricos, estamos camino a una reducción sostenida de las emisiones y una disminución en la dependencia del petróleo.

Capítulo 2

Estado del Arte

2.1. Introducción a los sistemas de carga inalámbrica

Casi el 99% de la energía consumida por el transporte se cubre con derivados del petróleo, lo que supone una dependencia extrema de este combustible. Por otro lado, el CO₂ es un producto directo de todo proceso de combustión, siendo uno de los causantes del efecto invernadero, responsable del calentamiento global de la atmósfera.

La energía eléctrica resulta ser una muy buena alternativa a energías fósiles que entre otras cosas son contaminantes y finitas. Por este motivo, hay gran impulso en el mercado automotriz a la construcción de VE. No obstante los VE presentan dos grandes desventajas, limitaciones en la tecnología de las baterías (baja densidad de potencia) y escasa conexión a la red eléctrica, esto limita el rango de carga y descarga de la batería.

En la actualidad, las baterías que satisfacen las exigencias de los VE son pesadas, costosas y ocupan gran volumen, además los tiempos de carga son largos porque existe un compromiso entre mantener la vida útil y la eficiencia de la batería.

Los VE que actualmente se venden utilizan carga alámbrica o conductiva. Por ejemplo en Uruguay UTE utiliza la Renault Kangoo ZE, carga su batería en 6 horas a 220 V para suministrar 33 kWh. Otro auto usado en Uruguay es el eMin Urban, el cual necesita de 6 a 9 horas para cargarlo a una potencia de 12 kWh.

A continuación se muestra en la Tabla 2.1 una comparativa entre los autos con mayor eficiencia del mercado actual.

Capítulo 2. Estado del Arte

Tabla 2.1: Tabla comparativa de los VE del mercado, ordenada de mayor a menor autonomía.

| MODELO | POTENCIA | AUTONOMÍA | RECARGA RÁPIDA | BATERÍA |
|----------------------|----------|------------|-----------------------|----------|
| Tesla Model S 100D | 611 CV | 632 km | Si - Tipo 2 120 kW | 100 kWh |
| Jaguar I-Place | 400 CV | 600-640 km | Si - CCS 100kW | 90 kWh |
| Tesla Model 3 | 262 CV | 610 km | Si - Tipo 2 120 kW | 80.5 Kwh |
| Hyundai Kona | 204 CV | 546 km | Si - CCS 100 kW | 64 kWh |
| Tesla Model X 100D | 611 CV | 542 km | Si - Tipo 2 120 kW | 100 kWh |
| Nissan LEAF | 220 CV | 550 km | Si - CCS 50 kW | 60 kWh |
| Opel Ampera-e | 204 CV | 520 km | Si - CCS 150 kW | 60 kWh |
| Audi e-tron | 503 CV | 500 km | Si - CCS 150 kW | 100 kWh |
| BYD E6 400 | 122 CV | 400 km | Si - Tipo 2 30 kW | 82 kWh |
| Renault ZOE ZE40 R90 | 92 CV | 403 km | No - Tipo 2 22 kW | 41 kWh |
| Hyundai Ioniq | 120 CV | 395 km | Si - CCS 100 kW | 39.2 kWh |
| BMW i3 | 170 CV | 300 km | Si - CCS 50 kW | 22 kWh |
| Volkswagen e-Golf | 120 CV | 280 km | Si - CCS 100 kW | 28 kWh |

Observaciones Tipo de conectores:

- Conector tipo 2 (IEC 62196-2): Es el homologado como standard Europeo en CA. El conector tipo 2 permite cargas monofásicas de 16 A hasta trifásicas a 63 A, lo que se traduce en potencias desde 3,7 kW hasta 190 kW respectivamente.

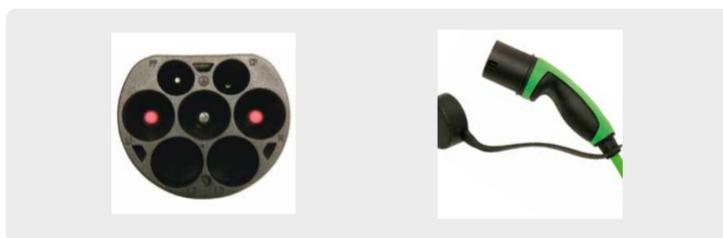


Figura 2.1: Conector Tipo 2.

2.1. Introducción a los sistemas de carga inalámbrica

- Conector CCS (Combo, IEC-62196-3): Este modelo es la versión que se ha adoptado en Europa para carga en continua. La potencia máxima a la que puede operar en AC es de 43 kW y de hasta 100 kW (actualmente solo 50 kW) en DC.



Figura 2.2: Conector CCS.

El sistema clásico de carga requiere necesariamente una conexión eléctrica para cargar la batería del vehículo, por lo que éste se tiene que encontrar inmóvil, esto lleva a que el vehículo no se pueda utilizar durante un tiempo considerable. Otro inconveniente asociado de este tipo de carga es que como cualquier conexión eléctrica, se pueden generar choques eléctrico y chispas al contacto que deterioren el sistema de carga.

Una posible solución a los problemas mencionados es la TIE, posibilitando suministrar energía a través del espacio sin la necesidad de cables. Este tipo de carga se hizo popular en los dispositivos pequeños (celulares, tablets, cepillos de dientes y otros), pero cada vez es más utilizado en sistemas de mayor potencia eléctrica como por ejemplo: autos, ómnibus, aviones [19].

Como se mencionó en la Sección 1.1 la carga de VE se puede clasificar en sistemas de carga estática y sistemas de carga dinámica. El presente trabajo se va a centrar en la TIE aplicada a VE mediante sistemas de carga estáticos.

2.2. Productos comerciales

Varias marcas han presentado diversos sistemas y prometido la comercialización de productos con CII en algunos de sus modelos, pero en la actualidad no es algo que esté instalado en el mercado.

A continuación se citan varios modelos y sistemas que están listos para la comercialización o en sus etapas previas de pruebas.

Los autos eléctricos de la formula E están equipados con Qualcomm Halo wireless charging, como también lo están los autos de los oficiales de la competencia que se encargan de guiar los autos durante las detenciones e incidentes de la carrera, en la que los pilotos deben mantener sus posiciones. Estos dos últimos son los modelos BMW i8 y BMW i3 [65].



Figura 2.3: Auto de carrera de Formula E y los 2 autos de comisarios de carrera (Fuente: [65]).



Figura 2.4: Cargador Qualcomm Halo (Fuente: [40]).

EMT Madrid empresa de transporte público de Madrid había adjudicado a un consorcio liderado por ETRA un proyecto para sistema de Recarga Inductiva. ETRA diseñó y fabricó un sistema de CII que fue instalado en 2 puntos de carga de una línea de ómnibus. Este permite mediante 5 autobuses la operación de la línea durante toda la jornada de manera ininterrumpida. Durante la noche los autobuses se cargan de manera conductiva y durante su recorrido se cargan de forma inductiva entre 6 y 8 minutos en las 2 terminales de carga [45].

La empresa EVATRAN GROUP a diseñado y fabricado estaciones de carga inalámbrica inductivas llamadas PLUGLESS, ofreciendo sus servicios a hogares y negocios en toda América del Norte. Ofrece compatibilidad para cargar los siguientes VE: Tesla Model S, BMW i3 y Nissan LEAF [53].

2.2. Productos comerciales



Figura 2.5: Autobús en estación de carga (Fuente: [45]).



Figura 2.6: Vehículo BMW i3 en estación de carga PLUGLESS (Fuente: [53]).

La empresa BMW tiene en etapa de producción el vehículo BMW 530e iPerformance con sistema de CII BMW Wireless Charging. Este sistema tiene una potencia de carga es de 3.2 kW, que permite que el vehículo se recargue en aproximadamente 3.5 horas [51] [66].



Figura 2.7: BMW 530e iPerformance con sistema de CII BMW Wireless Charging (Fuente: [51]).

2.3. Tecnologías utilizadas

En el esquema 2.8, se exponen las diferentes tecnologías que hoy se conocen de TIE. A su vez, se muestran los sectores donde se aplican.

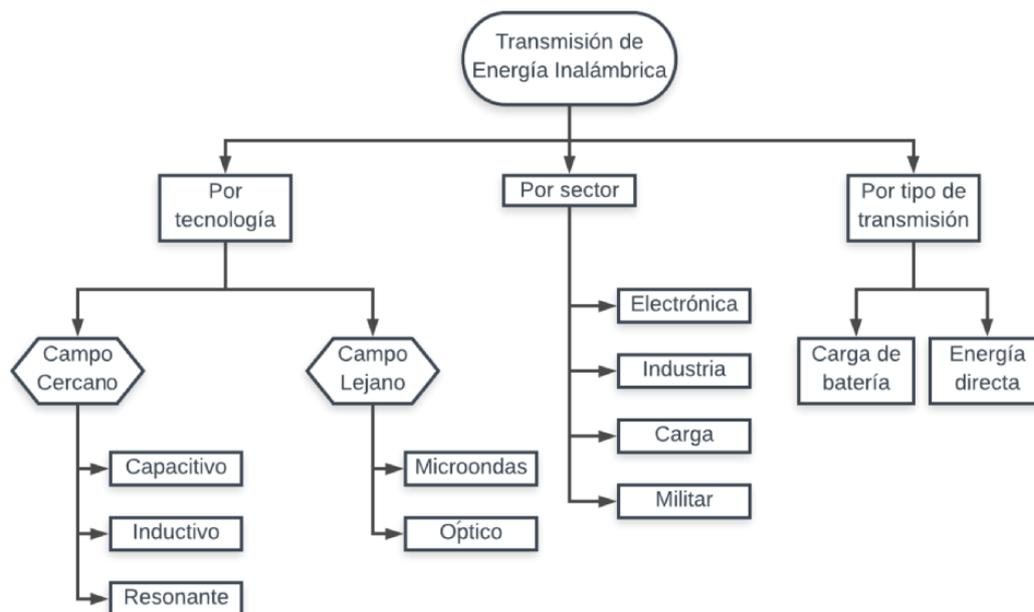


Figura 2.8: Clasificación de tecnologías utilizadas.

- Por tecnología
 - Campo cercano: el rango de trabajo es de centímetros.
 - Capacitivo: Se utilizan campos eléctricos de alta frecuencia para transferir energía eléctrica. Este sistema presenta tres principales ventajas respecto al inductivo: pérdidas de Foucault insignificantes, bajo costo y peso, y presenta menor pérdida de eficiencia al desalinearse las placas.
 - Inductivo: Esta técnica de transmisión inalámbrica se basa en el uso de un campo magnético generado por una corriente eléctrica para inducir una corriente en un segundo conductor.
 - Resonante: Este sistema fue desarrollado recientemente por Witricity [3], el principio de funcionamiento es utilizar una frecuencia particular donde se produce resonancia magnética. Cuando se trabaja en resonancia, la parte capacitiva e inductiva del circuito son iguales, haciendo que la eficiencia sea máxima.
 - Campo lejano: Se pueden realizar transferencias a distancias del orden de los metros.

2.3. Tecnologías utilizadas

- Microondas: En esta técnica se emplean microondas para transmitir energía. Se utiliza una antena para transmitir y una rectena (antena y rectificador) como receptor.
- Óptico: La potencia transmitida es convertida en haz de láser.
- Por sector
 - Electrónica: se utiliza para pequeños dispositivos móviles (celulares, cepillos de diente, etc.)
 - Industria: utilizado en robots y articulaciones móviles donde es muy difícil trabajar con cables de por medio.
 - Carga: este sistema está pensado para VE ya existentes: carros de golf, vehículos industriales, etc.
 - Militar: para tecnología de punta militar. Por ejemplo el proyecto “The Stationary High Altitude Relay Platform (SHARP)” [18].
- Por tipo de transmisión
 - Carga de batería: Se utilizan baterías para cargarlas y luego utilizarlas como fuente de energía para el vehículo.
 - Directa: en la transmisión directa, el dispositivo tiene que estar continuamente “conectado” al sistema de transmisión para que funcione.

A continuación se analizan los principales tipos de TIE que se utilizan en la actualidad, transmisión de energía inductiva (TEI), transmisión de energía capacitiva (TEC) y transmisión de energía por microondas (TEM).

2.3.1. Sistema inductivo

En la actualidad la TEI es la más desarrollada en la CIVE. Una de las razones más importantes es que presentan un menor riesgo para la seguridad y salud humana.

En 2.2 se mencionaron varios sistemas de CII, productos comerciales que existen actualmente y algunos que están en pleno desarrollo. Más allá de eso, a continuación se citaran algunos trabajos donde se presentan aspectos interesantes de diseño y buscan soluciones a los paradigmas que presenta esta tecnología en cuanto a tiempos de carga y autonomía.

La CII es el más desarrollado dentro de las TIE y si bien actualmente ofrece potencias que permiten cargar totalmente el VE en el entorno de seis u ocho horas (sin tener en cuenta la carga rápida, que por lo general significan el 70 % de la carga total), esto no es suficiente para competir con los vehículos a combustión. Esto genera dos grandes ramas de investigación, una es desarrollar sistemas que

Capítulo 2. Estado del Arte

aumenten considerablemente la potencia para que cada vez sea menor el tiempo de carga, la otra es el desarrollo de la carga dinámica lo que proveería al VE de una autonomía que los haga competitivos frente a los vehículos a combustión.

En el trabajo [5] se presenta un diseño de CII para autobuses donde se busca maximizar la capacidad de transferencia de energía inalámbrica, maximizar la eficiencia del sistema y minimizar el campo electromagnético fuera de éste. El sistema funcionando a 20 kHz y a una distancia entre bobinados de 20 cm, logra transferir una potencia de 60 kW con una eficiencia del 80 %, se presenta un sistema de escudos pasivos y activos para minimizar el campo magnético de fuga garantizando la seguridad y salud humana.

Dentro de la CII de forma dinámica, hay trabajos orientados a controladores del lado primario (situados en la carretera) que puedan lograr la continuidad en la transferencia de potencia y la estabilidad de la carga. El trabajo [69] presenta un método de control de dos transmisores (utilizando el diseño de bobina de transmisor segmentado), que consiste en estimar la corriente de salida o el voltaje en un sistema de carga inalámbrica, sin realizar medición directa en la bobina y carga del receptor. En la Fig. 2.9 se observa la estructura del lado primario del sistema.

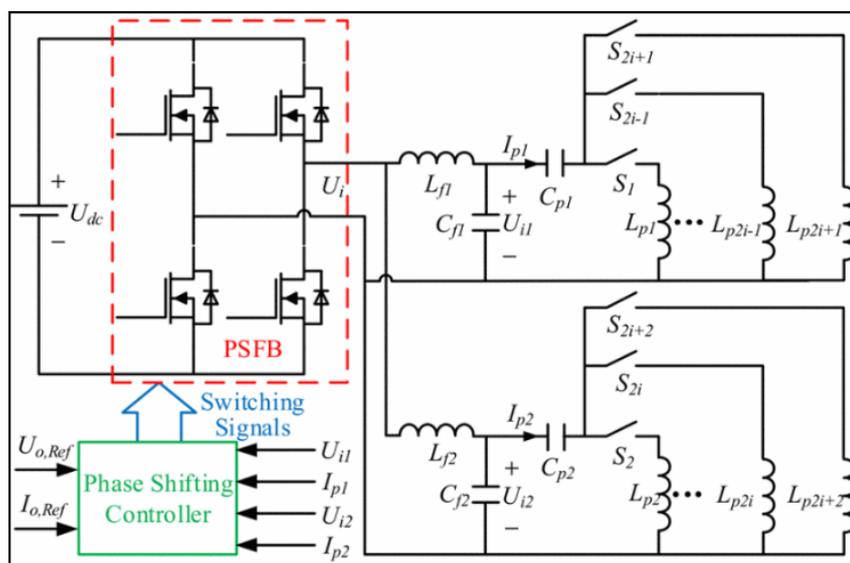


Figura 2.9: Diseño de la estructura del lado primario para TIE dinámicos segmentados (Fuente: [69]).

La utilización eficiente de los recursos energéticos es un tema central en la actualidad. Para ello, se ha pensado en la implementación de sistemas de transferencia de energía inalámbrica inductivo bidireccionales. Particularmente para aplicaciones

2.3. Tecnologías utilizadas

en VE su uso es fundamentado en dos principales aspectos. La carga del vehículo se realiza durante las horas de menor demanda, donde el costo para el cliente es menor y el sistema tiene mayor capacidad de suministro. Por otro lado, el sobrante de energía del vehículo al finalizar la jornada puede ser utilizado como suministro en los horarios pico de demanda, donde el sistema eléctrico se ve más exigido y el costo para el cliente es mayor.

En [22] se puede ver un trabajo en esta línea de investigación. En la Fig. 2.10 se presenta el circuito asociado al sistema bidireccional de carga. En cuanto a diseño, el sistema se caracteriza por ser simétrico, debiendo considerarse dos inversores con su respectivo control.

Finalmente en [22] implementaron un modelo en MATLAB Simulink para simular el sistema, además construyeron un prototipo experimental a escala 1/7 de los valores de diseño para probar el sistema. Ambos respondieron a lo esperado y se concluyó que el modelo era escalable a otros niveles de potencia.

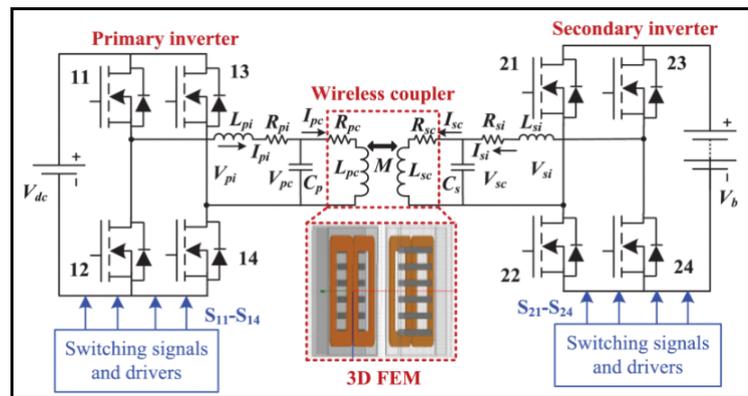


Figura 2.10: Sistema de carga bidireccional de carga de VE (Fuente: [22]).

Los investigadores del Laboratorio Nacional Oak Ridge del Departamento de Energía de los EE.UU han desarrollado un sistema inalámbrico inductivo que transfiere 120 kW de potencia con una eficiencia del 97%, a una distancia de 15 cm en pruebas de laboratorio. Se plantean como próximo paso avanzar las investigaciones para llevar a 200 kW la potencia, para finalmente llegar a transferir 350 kW/ 400 kW, lo que significaría una carga total de los vehículos actuales en 15 minutos [13].

A modo de dar cierre a la sección se presenta la Tabla 2.2, consta de un resumen de trabajos de investigación y prototipos realizados de sistemas de CII de VE.

Capítulo 2. Estado del Arte

Tabla 2.2: Investigaciones y desarrollos de sistemas de carga inductiva (Fuente: [26]).

| Instituto/Corporación | Tipo de vehículo | Distancia de carga (mm) | Frecuencia de operación (kHz) | Rango de potencia (kW) | Eficiencia total del sistema (%) |
|---|--|-------------------------|-------------------------------|------------------------|----------------------------------|
| Compañías e industrias | | | | | |
| Plugless Power (Evatran Group) (2016-17) | Vehículo de pasajeros | 102 | 20 | 3.3-3.6-7.2 | 90 |
| WiTricity Corporation (2009-17) | Vehículo de pasajeros y SUVs | 100-250 | 85 | 3.6-7.7-11 | >90 |
| Qualcomm Halo (2010-17) | Vehículo de pasajeros, deportivo y de carreras | 160-220 | 85 | 3.6-6.6-7-20 | >90 |
| Hevo Power (2017-18) | Vehículo de pasajeros | - | - | 10 | 90 |
| Bombardier Primove (2015-17) | Vehículo de pasajeros y SUVs | 10-30 | - | 3.6-7.2-22-200 | >85 |
| Momentum Dynamic Corporation (2015-17) | Ómnibus y vehículos de carga | 300 | - | 30 | - |
| Conductix-Wampfler (2002-03) | Ómnibus y vehículos de carga | - | 20 | 20 | - |
| Siemens and BMW | Vehículo de pasajeros | 80-150 | - | 3.6 | >90 |
| Delphi (2011-17) | Vehículo de pasajeros | 200 | - | 3.3 | - |
| Grupos de investigación y universidades | | | | | |
| Wuhan University China (2017) | Experimento de laboratorio | 300 | 100 | 6-16 | 81 |
| Korea Institute of Industrial Technology (2016) | Experimento de laboratorio | 150 | 85 | 4 | 93 |
| Michigan State University (2016) | Experimento de laboratorio | 200 | 60 | 1 | 82 |
| KAIST University (2016) | Experimento de laboratorio | 200 | 90 | 3.3 | 95 |
| Oak Ridge National Lab (2013-17) | Prototipo | 100-160 | 19.5 | 3.3-6.6-10 | 90 |
| University of Michigan -Dearborn (2014) | Experimento de laboratorio | 200 | - | 8 | 95.7 |
| University of Auckland (1997-17) | Vehículo de pasajeros | 100-300 | 10-40 | 2-5 | >85 |
| The University of Georgia (2014-17) | Prototipo | 160 | 20 | 3 | >80 |
| Energy Dynamics Laboratory and Utah State University (2012) | Experimento de laboratorio | 152-167 | 20 | 5 | >90 |
| KAIST University (2010-14) | Vehículo de pasajeros y SUVs | 120-200 | 20 | 3 | 72-80 |

2.3.2. Sistema capacitivo

Este sistema es usado típicamente para aplicaciones de baja potencia, ya que incrementarla considerablemente implica tener un voltaje muy alto entre placas. Dentro de la CIVE los sistemas inductivos son los más utilizados, estos generalmente requieren de ferritas para la orientación del flujo magnético, lo que los hace caros, pesados, voluminosos y además limitan la frecuencia a la que puede operar el sistema para limitar las pérdidas en el núcleo [14]

Una alternativa para esto son los sistemas de carga inalámbrica capacitiva (CIC) que presentan ventajas tales como: no necesitan ferritas, tienen menor costo, menor tamaño y son más eficientes a altas frecuencias [34]. Estos sistemas presentan algunos desafíos en cuanto a la implementación, ya que el espacio debajo del cha-

2.3. Tecnologías utilizadas

sis del vehículo es limitado, lo que resulta en una capacidad de acoplamiento muy pequeña debiendo trabajar a altas frecuencias. También existe en este sistema una compleja red de capacitancias parásitas.

Los sistemas CIC en un principio tenían limitaciones de potencia, pero esto cambió sustancialmente en trabajos recientes. Se ha logrado llegar a potencias comparables con las de los sistemas inductivos para la carga de VE (4 veces superiores a las que reportaban los trabajos previos con el método capacitivo). La TIE se da mediante campo eléctrico, este tiene mayor influencia en los materiales que lo rodean por su capacidad de absorber energía, entre ellos el cuerpo humano, por lo que es necesario mitigar este efecto. Actualmente no se comercializan VE con este sistema de carga, pero si se han realizado trabajos donde se diseñaron y construyeron prototipos, obteniendo importantes avances en cuanto a la obtención de rangos de potencia comparables con los sistemas de CII.

Para un entendimiento básico se puede ver [34], donde se plantea un prototipo con placas de acoplamiento formadas por láminas de cobre de 12.25 cm x 12.25 cm. Estas se montan en 2 láminas de aluminio de 1m x 1m que simulan el chasis del vehículo y el piso. Se obtiene como resultado una transferencia de 589 W de potencia a 12 cm de separación entre placas y una densidad de transferencia de potencia (DTP) de $19.6 \text{ kW}/\text{m}^2$ operando a una frecuencia de 6.78 MHz.

En [14] se busca, a partir de lo visto en [34], hacer una optimización de parámetros geométricos, así como de componentes para encontrar una relación favorable entre la DTP y la eficiencia del sistema. Cumpliendo con la restricción de seguridad para la frecuencia de 6.78 MHz, el prototipo de 589 W alcanza una DTP de $19.6 \text{ kW}/\text{m}^2$ a una distancia entre placas de 12 cm y una eficiencia del 88.2%.

En el trabajo [30] se implementa un sistema multi modular, este consiste en poner 2 módulos idénticos en paralelo y con este se logra una disminución del 50% del campo marginal con respecto al que se genera con un solo módulo. Además alcanza una DTP de $21.2 \text{ kW}/\text{m}^2$ y un valor máximo de eficiencia de 89.9%. Otro ejemplo se puede ver en [16] donde se presenta un sistema de ocho placas, el cual reduce los campos de margen en un factor de cinco respecto a un sistema de dos placas, mientras mantiene la misma DTP.

Los inconvenientes antes expuestos para este sistema son abordados en el trabajo [12] para una escala de potencias de kilovatios. Se logra un alto acoplamiento capacitivo implementando en el paragolpe un receptor flexible, lo que minimiza el espacio de aire y limita el campo mientras se da la carga. Este efecto además aumenta entre 3 y 5 veces la capacidad que se da en uno de igual área pero rígido. Este sistema se montó de forma experimental en un coche Corvin Sparrow EV (como se observa en las Figs. 2.11 y 2.12). El voltaje en bornes de la batería es de 156 V (aproximadamente la mitad que los vehículos eléctricos alimentados mediante cable).

Capítulo 2. Estado del Arte

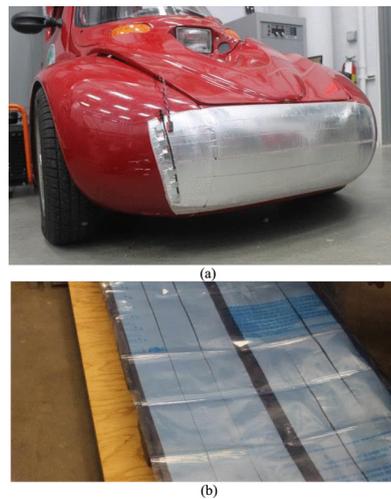


Figura 2.11: (a) Tiras de aluminio del receptor Corbin Sparrow en un parachoques de fibra de vidrio. (b) Parachoques conforme a la estación de carga con tiras de aluminio del transmisor aseguradas en una almohadilla de goma espuma (Fuente: [12]).

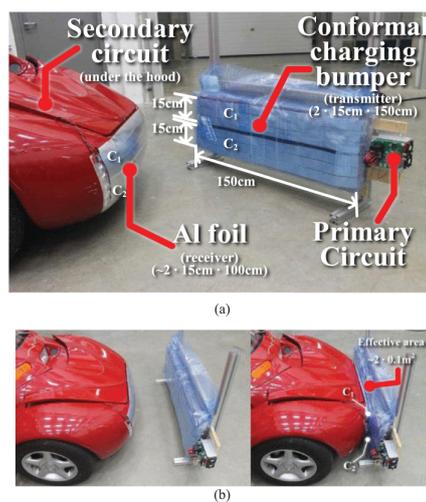


Figura 2.12: (a) Sistema de carga Corbin Sparrow, auto (izquierda) y estación (derecha). (b) Corbin Sparrow acercándose y acoplado con la estación de carga (Fuente: [12]).

Este coche tiene un cargador de 120 V 60 Hz de 1.5 kW y un paquete de 13 baterías conectadas en serie. Los parámetros de estas baterías se presentan en la Tabla 2.3. Se reporta una potencia de 1 kW con aproximadamente 90 % a una frecuencia de 530 kHz y con una capacidad de acoplamiento de 10 nF.

2.3. Tecnologías utilizadas

Tabla 2.3: Parámetros del paquete de baterías de Corbin Sparrow.

| Parámetro | Valor | Parámetro | Valor |
|------------------------------|---------------|---------------------------|---------|
| Fabricante | Optima | Amp. horas | 55 Ah |
| Modelo | D34M | Voltaje por Batería | 12 V |
| Tipo de Batería | Lead Acid AGM | Cantidad de Baterías | 13 |
| Resistencia de la Batería | 2.8 mΩ | Voltaje del Pack | 156 V |
| Resistencia del Pack Batería | 36.4 mΩ | Energía de almacenamiento | 8.6 kWh |

2.3.3. Sistema basado en microondas

En el mundo de la TIE, la carga inalámbrica con microondas (CIM) es la menos popular. Comercialmente no se han desarrollado sistemas de este tipo, pero se ha comenzado a diseñar y estudiar prototipos debido a su flexibilidad en la distancia de carga respecto a sus competidores (inductivo y capacitivo).

Uno de los principales problemas de este tipo de transmisión es la seguridad humana. Al manejar grandes potencias y altas frecuencias (del orden de los GHz), resulta ser perjudicial para las personas exponerse a esta radiación. La Comisión Federal de Comunicaciones, exige una densidad de microondas menor a 1 mW/cm^2 . Otro factor desfavorable es la baja eficiencia de estos sistemas de transmisión, donde las pérdidas en el espacio libre afectan considerablemente la eficiencia del sistema.

Para contrarrestar estos problemas el japonés Naoki Shinohara y colaboradores plantearon diseñar un algoritmo para controlar el haz radiado, de tal forma de obtener un haz uniforme en la zona incidente [33]. A su vez, mejorar la eficiencia total del sistema. Los autores trabajaron con una potencia de 10 kW, una frecuencia de 2.45 GHz y antenas colocadas a una distancia de 6 metros. Con esta configuración obtuvieron el siguiente haz de radiación:

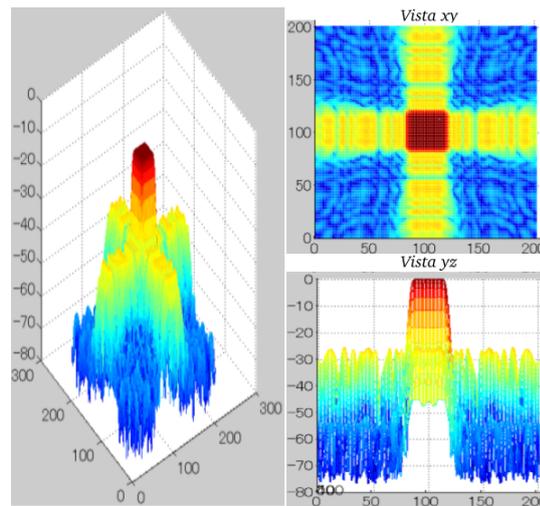


Figura 2.13: Haz optimizado encontrado. Unidades: [eje x]=cm, [eje y]=cm, [eje z]=dBc, (Fuente: [33]).

Capítulo 2. Estado del Arte

Resumiendo los resultados obtenidos, se puede decir que la eficiencia de haz en el área de 1.2 m x 1.2 m fue de 59.2 % (eficiencia entre antenas). También se observó que la eficiencia aumenta si se aumenta el área a 1.4 m x 1.4 m, donde la densidad de haz se encuentra dentro de -2 dBc (dBc es el nivel relativo entre una señal portadora (carrier) y alguno de sus armónicos). La DTP fuera de la guarda fue menor a $1 \text{ mW}/\text{cm}^2$.

El mismo autor en [33], realizó otra investigación de TEM, pero aplicada a distancia corta (10 cm). En este trabajo se plantea un sistema completo de carga para un auto como se muestra en la Fig. 2.14.

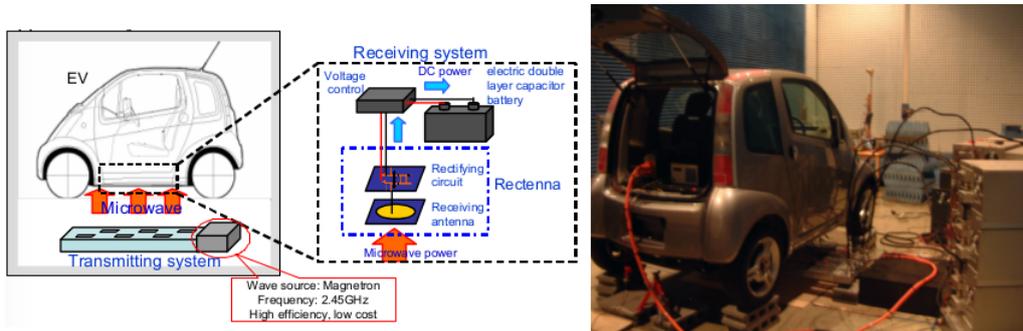


Figura 2.14: Sistema para la carga inalámbrica (Fuente: [33]).

En esta investigación se logró obtener una eficiencia total de 36.85 % (eficiencia de transmisión de 67 % y eficiencia de conversión RF-DC de 55 %), utilizando materiales y elementos baratos. Al rediseñar el circuito y utilizar elementos con mejor eficiencia obtuvieron una eficiencia de transmisión total de 76 %.

En cuanto a la seguridad humana, se realizaron simulaciones de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) y se obtuvo la Fig. 2.15, donde se aprecia que fuera del auto se cumple con las normas de seguridad.

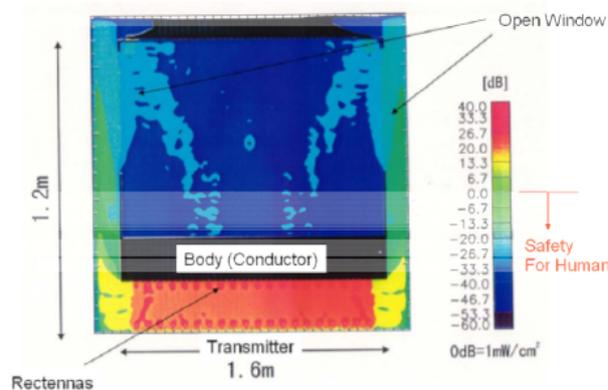


Figura 2.15: Simulación FDTD para carga inalámbrica en corta distancia (Fuente: [33]).

Capítulo 3

Sistemas de carga inalámbrica de energía

3.1. Sistema Capacitivo

3.1.1. Fundamento teórico

El sistema de CIC transfiere la energía usando el campo eléctrico entre las placas del dispositivo como medio. Cada par de placas que se utilizan para la construcción del sistema forman un capacitor. En la Fig. 3.1 se puede ver un capacitor de placas planas paralelas y el campo eléctrico que se forma entre ellas.

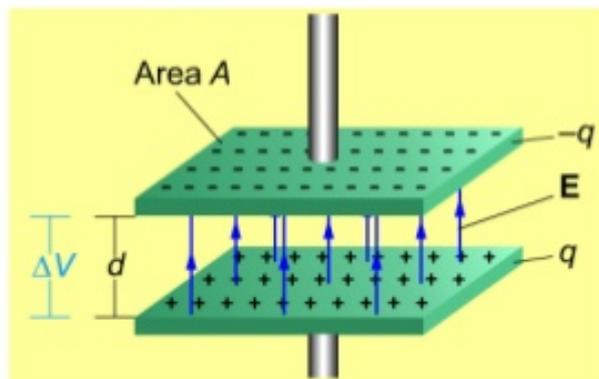


Figura 3.1: Capacitor de placas planas paralelas y campo eléctrico asociado (Fuente: [43]).

La ley de Gauss dice que el flujo eléctrico ($\Phi_{electrico}$) fuera de una superficie cerrada es igual a la carga encerrada (Q) por dicha superficie, dividido la permitividad del vacío (ϵ_0).

$$\Phi_{electrico} = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad (3.1)$$

El flujo eléctrico representa la cantidad de líneas de campo eléctrico que atraviesan una superficie. En una superficie plana, el flujo eléctrico (Φ) se define como el

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

campo eléctrico (E) multiplicado por la proyección del área (A) en la dirección perpendicular a dicho campo. En la Fig. 3.2 se puede ver el campo eléctrico de una placa cargada en la dirección perpendicular a la misma.

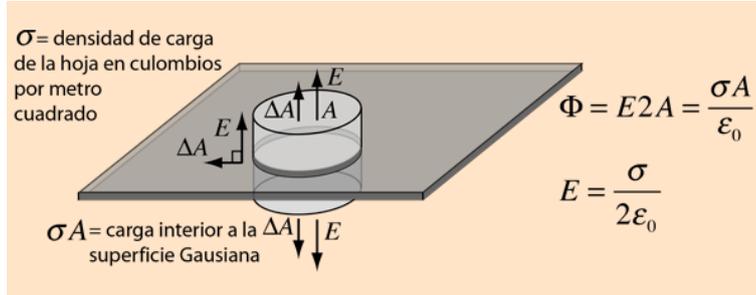


Figura 3.2: Campo eléctrico de una placa cargada (Fuente: [43]).

De la Fig. 3.2 se desprende que el flujo en una placa cargada queda como se muestra en (3.2).

$$\Phi_{electrico} = EA + EA = 2EA \quad (3.2)$$

La densidad superficial de carga (σ) en función de la carga (Q) y el área de una placa (A) se muestra en (3.3) :

$$\sigma = \frac{Q}{A} \quad (3.3)$$

A partir de (3.1) y (3.2) puede observarse que el campo eléctrico para una placa de carga Q y área A se puede expresar de la siguiente manera:

$$E = \frac{Q}{2A\epsilon_0} \quad (3.4)$$

Dadas 2 placas planas paralelas de área A con cargas iguales Q en magnitud pero con signos opuestos y separadas una distancia d , el campo eléctrico entre ellas está dado por:

$$E = \frac{Q}{A\epsilon_0} \quad (3.5)$$

Aplicando la ley de Gauss se obtiene:

$$\Delta V = V_b - V_a = - \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{l} = Ed \quad (3.6)$$

A partir de (3.5) y (3.6) se expresa ΔV como:

$$\Delta V = \frac{Qd}{A\epsilon_0} \quad (3.7)$$

Finalmente se obtiene una expresión para la capacitancia:

3.1. Sistema Capacitivo

$$C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{\varepsilon_0 A}{d} \quad (3.8)$$

La energía en un capacitor se expresa mediante la ecuación (3.12).

$$U = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} \quad (3.9)$$

El capacitor almacena energía (U) en forma de campo eléctrico, puede obtenerse a partir de (3.12) y (3.5) y (3.8).

$$U = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2 A d \quad (3.10)$$

De (3.10) se puede obtener la densidad de energía (ρ) como, la energía sobre el volumen.

$$\rho = \frac{U}{\text{volumen}} = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E^2 \quad (3.11)$$

La corriente de desplazamiento se define como la variación del flujo de campo eléctrico a través de una superficie [61]:

$$I_D = \varepsilon_0 \frac{d\Phi_{\text{electrico}}}{dt} \quad (3.12)$$

3.1.2. Diseño

Analizando varios trabajos realizados con el método de CIC, se expone la complejidad inicial del sistema y una inteligente solución.

En la Fig. 3.3 se muestra el sistema básico TEC adecuado para la carga de un VE. El sistema incluye un inversor de puente completo de alta frecuencia. Luego la red de adaptación de sección en L proporciona ganancia de voltaje y compensa parcialmente la gran capacidad del acoplador. Al aumentar el voltaje aplicado a las placas, limita la corriente de desplazamiento y el voltaje a través del espacio de aire, disminuyendo los efectos de campo de borde (campo eléctrico producido en los bordes de las placas de un capacitor).

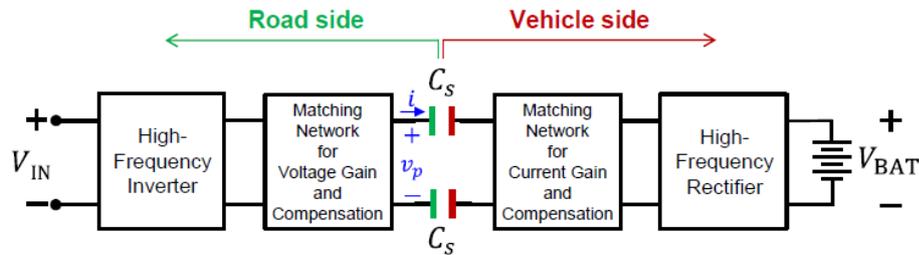


Figura 3.3: Arquitectura de un sistema TEC para VE (Fuente: [34]).

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

El circuito observado en la Fig. 3.4 se compone de un inversor de puente completo, un rectificador de onda completa y redes de adaptación de sección L de una etapa en el lado del piso y el lado del vehículo.

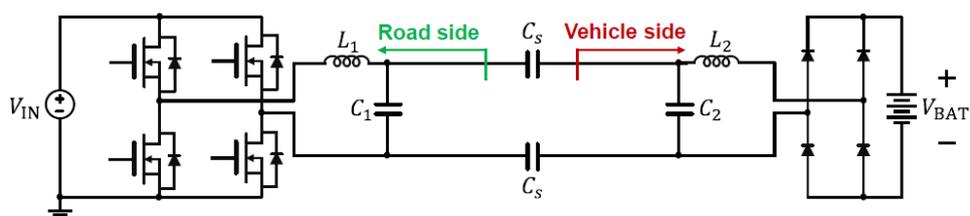


Figura 3.4: Sistema TEC para carga de VE (Fuente: [34]).

La red de adaptación de sección en L del secundario proporciona el resto de la compensación y aumenta la corriente al nivel requerido para cargar la batería del vehículo. Por último, un puente completo de alta frecuencia, el que finalmente se conecta a la batería del vehículo.

Esta representación sencilla se observa en la Fig. 3.5, en la práctica resulta inadecuada, ya que además de las capacitancias impuestas por las placas el sistema se compone de 15 capacitancias parásitas, puede observarse en la Fig. 3.6. Entre ellas están las capacitancias entre el chasis del vehículo y el piso, las de acoplamiento cruzado entre placas, entre placas y chasis, y finalmente entre placas y piso.

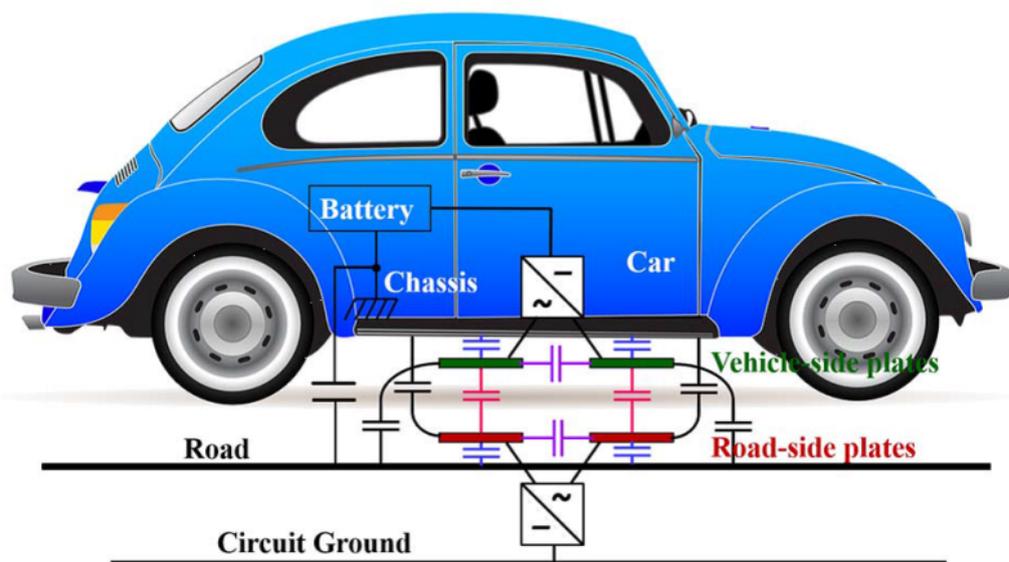


Figura 3.5: Sistema TEC para VE - Modelado capacidades parásitas involucradas (Fuente: [34]).

3.1. Sistema Capacitivo

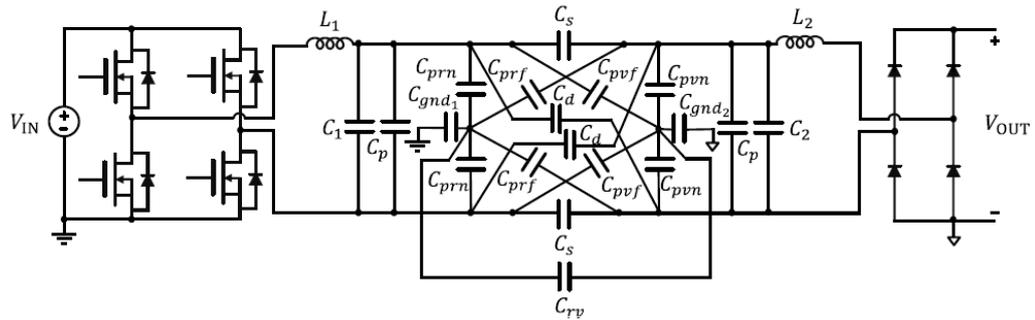


Figura 3.6: Sistema TEC para VE - Modelado con capacidades parásitas (Fuente: [34]).

Se presenta una forma inteligente de implementar el sistema para que algunas de estas capacitancias no influyan en el circuito, para las que efectivamente afectan se presenta una técnica para medirlas y determinar con precisión capacidades equivalentes que simplifican sustancialmente el circuito, llevándolo a uno conocido como “el modelo de 4 capacitancias” [34].

Una pequeña simplificación del circuito anterior se logra asegurando que la tensión que aparece en las capacitancias C_{gnd1} , C_{gnd2} y C_{rv} sea 0 ya que así se evita que circulen las corrientes parásitas por ellas. En primer lugar, se reemplaza cada uno de los inductores de las redes de adaptación por dos inductores de la mitad de su valor y se colocan uno en la trayectoria hacia adelante y el otro en la trayectoria de retorno. De esta manera se obtiene un circuito simétrico como el mostrado en la Fig. 3.7 y se asegura que ninguna de las corrientes parásitas fluya a través de ellos.

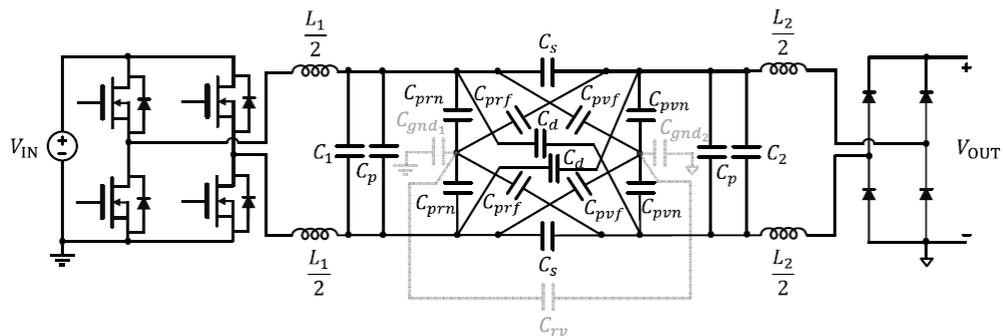


Figura 3.7: Sistema TEC para VE - Modelado con capacidades parásitas, inductores de red divididos simétricamente, mitad en el camino directo y mitad en el camino de retorno (Fuente: [34]).

Este último circuito admite una simplificación muy importante utilizando combinaciones en serie y en paralelo, junto con la teoría de la red de 2 puertos (ver [64]) se llega al modelo de 4 capacitancias mostrado en la Fig. 3.8.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

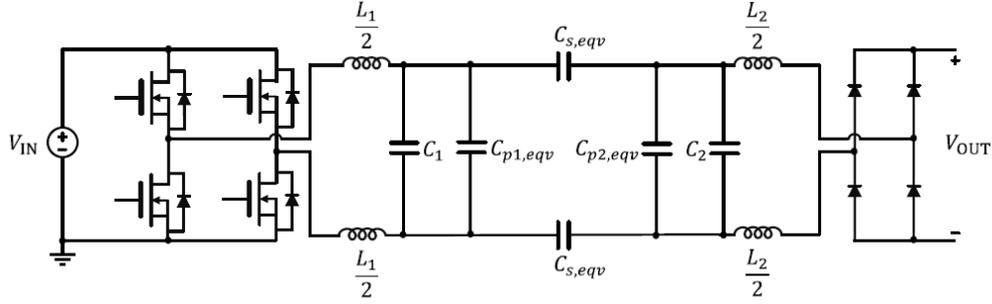


Figura 3.8: Un sistema TEC con inductores divididos simétricamente, y las capacitancias parásitas y de acoplamiento modeladas juntas como una red equivalente de 4 capacitancias (Fuente: [34]).

Las 4 capacitancias del modelo se pueden expresar en términos de las capacidades parásitas originales de la siguiente manera:

$$C_{s,eqv} = C_s - C_d \quad (3.13)$$

$$C_{p1,eqv} = C_p + \frac{C_{prn}}{2} + \frac{C_{pvf}}{2} + C_d \quad (3.14)$$

$$C_{p2,eqv} = C_p + \frac{C_{pvn}}{2} + \frac{C_{prf}}{2} + C_d \quad (3.15)$$

Se observa que los condensadores $C_{p1,eqv}$ y $C_{p2,eqv}$ están en paralelo con C_1 y C_2 respectivamente. Estas capacidades $C_{p1,eqv}$ y $C_{p2,eqv}$ ahora pueden ser absorbidas por las redes de adaptación modificando apropiadamente los valores del condensador de red correspondiente.

Se puede mejorar la eficiencia y la fiabilidad del sistema utilizando las capacitancias $C_{p1,eqv}$ y $C_{p2,eqv}$ como las capacidades de la red de adaptación, eliminando así la necesidad de contar con condensadores discretos de alto voltaje (que introducen pérdidas y pueden ser propensos a rupturas dieléctricas) en dicha red.

Es muy importante conocer los valores de inductancia y capacitancia con un alto grado de precisión para que el sistema responda como se desea. La inductancia se puede medir utilizando técnicas de medición de alta frecuencia, en cambio las capacitancias equivalentes presentan otra dificultad porque provienen de una compleja configuración de capacidades parásitas.

3.1. Sistema Capacitivo

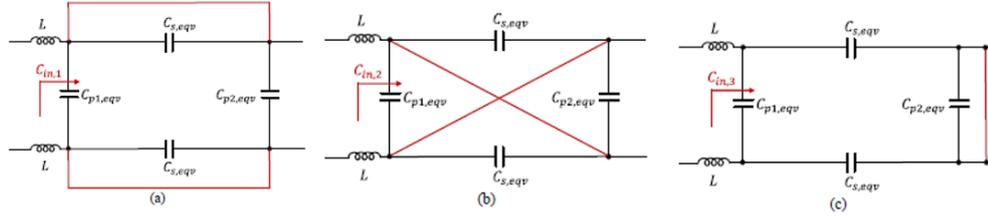


Figura 3.9: Configuraciones de medición para las tres pruebas propuestas para medir las capacitancias equivalentes del modelo de 4 capacitancias: (a) Prueba corta en serie, (b) Prueba corta en diagonal y (c) Prueba corta en paralelo (Fuente: [34]).

Para poder determinarlas con la precisión necesaria se proponen 3 pruebas:

1. Prueba de serie corta

Esta prueba consiste en cortocircuitar las 2 placas de acoplamiento que están en la trayectoria de avance, como también lo están las 2 placas de acoplamiento en la trayectoria de retorno, observado en la Fig. 3.9 (a) Para medir la $C_{in,1}$ buscada, se conectan 2 inductores con el mismo valor conocido a las placas de acoplamiento del lado del piso y se excita el sistema con un voltaje sinusoidal de frecuencia variable. Se varía dicha frecuencia hasta conseguir la resonancia (la tensión de entrada y la corriente de entrada están en fase). Siendo $f_{0,1}$ la frecuencia de resonancia, la capacitancia vista hacia el sistema se puede determinar de la siguiente manera:

$$C_{in,1} = \frac{1}{8\pi^2 f_{0,1}^2 L} \quad (3.16)$$

2. Prueba de diagonal corta

En esta prueba las placas que están en diagonal enfrentadas se cortocircuitan como se muestra en la Fig. 3.9 (b). Procediendo como en la prueba anterior se mide la capacitancia vista. Si la frecuencia de resonancia es $f_{0,2}$, la capacitancia de entrada es:

$$C_{in,2} = \frac{1}{8\pi^2 f_{0,2}^2 L} \quad (3.17)$$

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

3. Prueba de paralelo corta

En esta prueba se cortocircuitan las placas del sistema del lado del vehículo entre sí, como se muestra en la Fig. 3.9 (c). Si la frecuencia de resonancia es $f_{0,3}$, la capacitancia de entradas es:

$$C_{in,3} = \frac{1}{8\pi^2 f_{0,3}^2 L} \quad (3.18)$$

Se demuestra que las capacitancias presentadas en el modelo de 4 capacitancias se pueden expresar en términos de las 3 capacitancias anteriormente mostradas en las pruebas como:

$$C_{s,eqv} = \frac{C_{in,2}}{2} - \frac{C_{in,1}}{2} \quad (3.19)$$

$$C_{p1,eqv} = \frac{C_{in,3}}{2} - \frac{C_{in,2} - C_{in,1}}{4} \quad (3.20)$$

$$C_{p2,eqv} = \frac{3C_{in,1} + C_{in,2}}{4} - \frac{C_{in,3}}{2} \quad (3.21)$$

En el trabajo [34] se diseñó, construyó y probó un prototipo de acuerdo al esquema que se muestra en la Fig. 3.10.

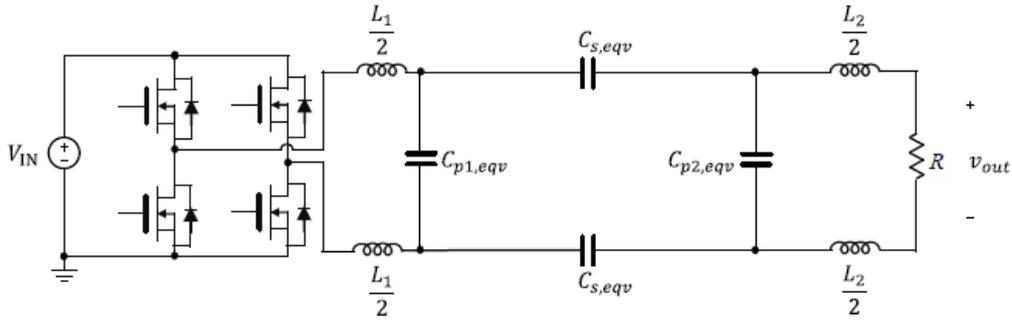


Figura 3.10: Diagrama esquemático del circuito de un prototipo WPT capacitivo de 6.78 MHz, de 589 W y 12 cm de espacio de aire (Fuente: [34]).

3.1.3. Simulaciones

Existen diversos trabajos basados en la TEC. Entre ellos hay muchas configuraciones exploradas con objetivos diversos. Se encontró entre otros, un trabajo que utiliza un sistema compuesto por 2 sistemas básicos dispuestos en paralelo, con el objetivo de mejorar la densidad de transferencia de potencia y a su vez disminuir los campos marginales entre placas con respecto al generado por un único sistema [30].

3.1. Sistema Capacitivo

Anteriormente un trabajo analizaba cambiar la configuración de las placas de acoplador y estudiar los resultados, además de utilizar las bobinas de la red de adaptación y TEI en resonancia. Este último trabajo utilizando un acoplador capacitivo vertical y transfiriendo energía a través de los campos magnéticos y eléctricos logra una mayor potencia transferida y una mejora en la eficiencia [21].

Para las simulaciones realizadas se tomaron dos circuitos básicos, idénticos en el circuito asociado a cada uno pero con algunas diferencias en los valores de los componentes. Se optó por analizar estos debido a la similitud con el sistema inductivo básico, ya que se compararán parámetros como potencia y eficiencia. Ambos sistemas cuentan con un inversor de puente completo (full-bridge inverter) como un primer bloque a continuación de la fuente que alimenta al sistema. Por un tema de complejidad para agregarlos en la simulación, se decidió omitirlos en los circuitos a comparar, poniendo a la entrada una fuente con la tensión y la frecuencia reportadas en cada trabajo.

Tabla 3.1: Parámetros dimensionales y valores de los componentes de un prototipo de un sistema TEC de 6.78 MHz, 598 W y 12 cm de espacio de aire.

| Tamaño de la placa | Tamaño de la hoja de aluminio | Distancia vertical placa-a-hoja | $C_{s,eqv}$ | $C_{p1,eqv}$ | $C_{p2,eqv}$ | L_1 | L_2 |
|--------------------|-------------------------------|---------------------------------|-------------|--------------|--------------|------------|------------|
| 12.25cm x 12.25cm | 1 m x 1 m | 1.27 cm | 0.88 pF | 9.58 pF | 9.58 pF | 49 μ F | 49 μ F |

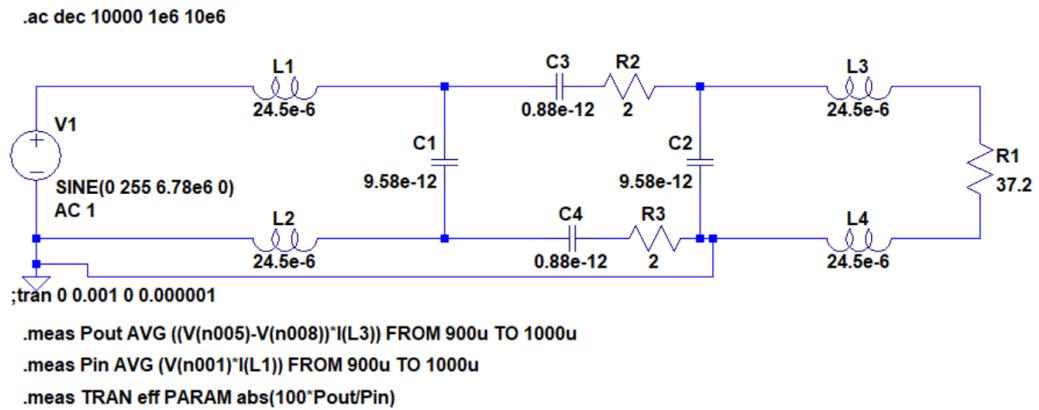


Figura 3.11: Circuito de sistema TEC - $f = 6,78 \text{ MHz}$ - Resistencias R2 y R3 estimadas (Fuente: simulador LTSpice).

En primera instancia se utilizó el circuito asociado al sistema del trabajo [34] con los valores de sus componentes (ver Tabla 3.1). Se observa en la Fig. (3.11).

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

En este primer trabajo se omitió por parte de los autores varios datos, como son: tensión de entrada al sistema y resistencias serie de los componentes.

A modo de estimar la tensión de entrada se tuvo en cuenta una gráfica del trabajo que reportaba la tensión de salida del inversor. Se observó una onda cuadrada con valor de pico próximo a 200 V. Por lo tanto la tensión sinusoidal de entrada al sistema debió tener aproximadamente un valor de pico de 255 V y este valor fue el utilizado en la simulación. Para modelar el rectificador y la carga se tomó una resistencia $R_{rec} = 37,2 \Omega$.

La elección de las resistencias serie de los componentes se realizó mediante la búsqueda de valores típicos en componentes de valores aproximados a los utilizados. Además se agregaron las resistencias R2 y R3 estimadas de las conexiones de las placas de carga con los demás módulos, ya que a la frecuencia de trabajo las pérdidas en las conexiones no se consideran despreciables.

Las simulaciones se realizaron utilizando el programa LTSpice, donde se ingresaron los datos reportados, obteniendo una potencia de salida de 28.73 W y una eficiencia de 96.389%. Dado que la potencia distó en gran medida de la reportada se analizó lo sucedido.

Con la potencia de salida y el valor de tensión se calculó el valor de carga. Dado que se indicaba un valor RMS de la tensión en la carga de $V_{RMS} = 148 V$, se dedujo que el valor de la tensión de pico de la sinusoidal a la salida fue $V_{OUT_{pico}} = 209.3 V$.

Con el valor correcto de tensión y la potencia reportada se calculó el valor de carga como se observa en la (3.22):

$$R_L = \frac{209,3 V^2}{2,598 W} = 37,2 \Omega \quad (3.22)$$

Dado que los valores de los componentes del circuito no son variables, la tensión de entrada es fija y la carga es dada, la única forma de que cambie la potencia es que se modifique la frecuencia. Para analizar el efecto se realizó un barrido de frecuencias en AC en el entorno de la frecuencia de trabajo para ver como variaba la ganancia. Se analizó en el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz.

3.1. Sistema Capacitivo

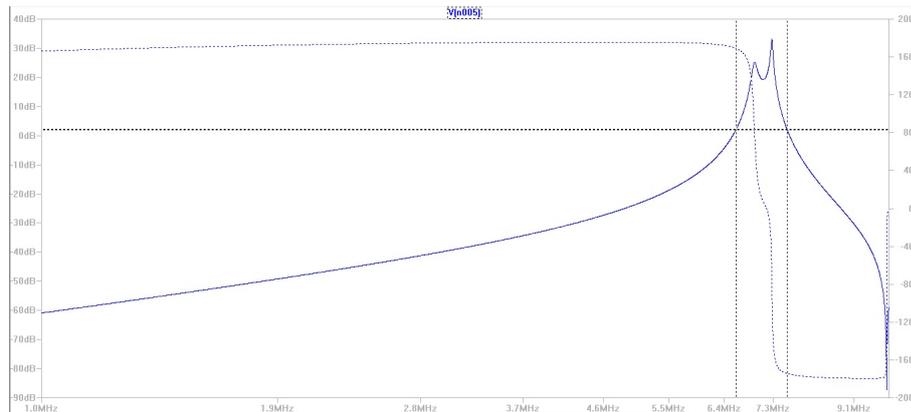


Figura 3.12: Ganancia en función de la frecuencia en el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz (Fuente: simulador LTSpice).

En la Fig. 3.12 se puede observar como la ganancia varía considerablemente con la frecuencia, por lo que se analizó la potencia y la eficiencia en el entorno de la frecuencia de trabajo, teniendo en cuenta los máximos que presenta la gráfica. El intervalo elegido para simular fue [6.6 MHz, 7.58 MHz]. Los resultados obtenidos se observan en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Valores de potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia del sistema para distintos valores de frecuencia.

| Frecuencia (MHz) | P_{out} (W) | P_{in} (W) | Eficiencia(%) |
|------------------|---------------|--------------|----------------|
| 6.60 | 1.87 | 2.17 | 85.87 |
| 6.78 | 13.76 | 14.88 | 92.49 |
| 7.00 | 176.60 | 181.83 | 97.12 |
| 7.20 | 162.98 | 172.97 | 94.22 |
| 7.23 | 318.89 | 342.71 | 93.04 |
| 7.24 | 443.62 | 479.06 | 92.60 |
| 7.25 | 665.72 | 722.59 | 92.13 |
| 7.30 | 634.45 | 709.51 | 89.42 |
| 7.40 | 19.55 | 23.57 | 82.97 |
| 7.58 | 1.50 | 2.20 | 68.03 |

Se observa que un corrimiento en la frecuencia (o condensadores, lo que es equivalente) modifica drásticamente la potencia de salida. Se llega aproximadamente a la potencia declarada ($P_{out} = 589 W$) $P_{out}=584.32 W$ a una frecuencia de $f = 7,247 MHz$ con una eficiencia de 92.28 %.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Teniendo en cuenta estos detalles que presentados por el trabajo anterior, se analiza el comportamiento del sistema y el circuito presentado en el trabajo [14]. El circuito asociado se observa en la Fig. 3.13.

Simulando el sistema con los datos de la Tabla 3.3, con el agregado de las resistencias serie de los componentes, las resistencias R2 y R3 agregadas para reflejar las pérdidas en las conexiones entre placas y el resto del circuito. El circuito se observa la Fig. 3.13.

Tabla 3.3: Comparación de los parámetros del sistema TEC simulado y experimental.

| | A_p | d | h_{ps} | V_{OUT} | L_1 | L_2 |
|------|--------------------|-----------------|-------------------|-----------|--------------------|--------------------|
| Sim. | 159 cm^2 | 25 cm | $1,25 \text{ cm}$ | 284 V | $65,0 \mu\text{H}$ | $61,1 \mu\text{H}$ |
| Exp. | 150 cm^2 | 23 cm | $1,27 \text{ cm}$ | 184 V | $62,9 \mu\text{H}$ | $62,9 \mu\text{H}$ |

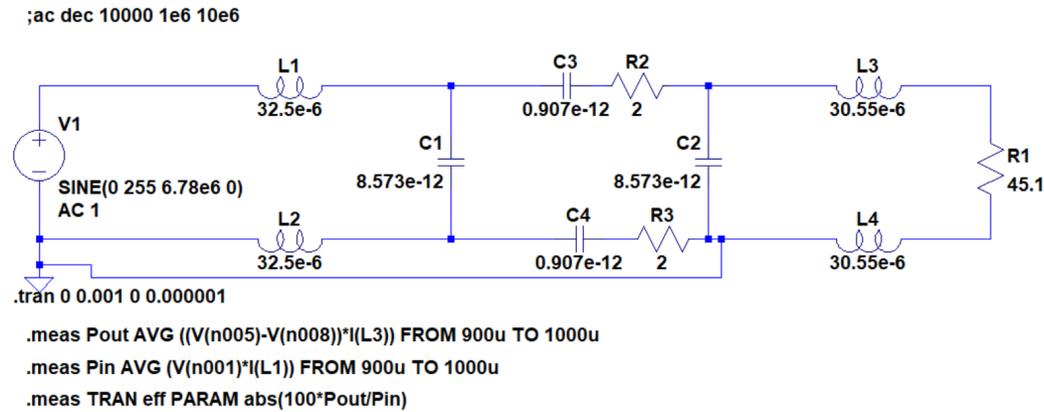


Figura 3.13: Circuito de sistema TEC - $f = 6,78 \text{ MHz}$ - Resistencias R2 y R3 estimadas (Fuente: simulador LTSpice).

Para $C_{sh, equ} = 8.573 \text{ pF}$, $C_{s, equ} = 0.907 \text{ pF}$, la carga $R_L = 45.1 \Omega$ y para la frecuencia de trabajo $f = 6.78 \text{ MHz}$, se obtiene una potencia de salida $P_{out} = 230.6 \text{ W}$. Nuevamente esta potencia no fue la esperada.

Tomando nuevamente el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz se realizó un barrido de frecuencias en AC en el entorno de la frecuencia de trabajo para analizar la evolución de la ganancia. El resultado se observa en la Fig. 3.14.

3.1. Sistema Capacitivo

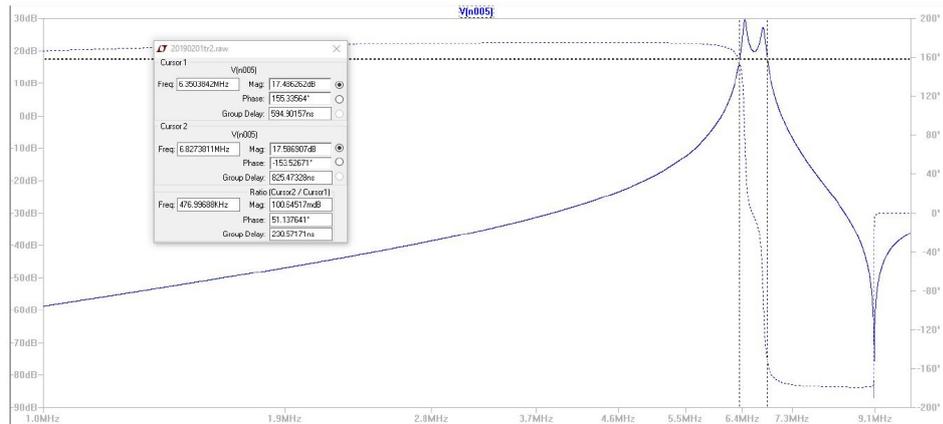


Figura 3.14: Ganancia en función de la frecuencia en el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz (Fuente: simulador LTSpice).

El modelo presentó un comportamiento muy similar al analizado anteriormente, por lo que se optó por el intervalo de frecuencias [6.4 MHz, 6.8 MHz] para apreciar el efecto de una variación de frecuencia en las magnitudes de la potencia y la eficiencia del sistema.

Tabla 3.4: Valores de potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia del sistema para distintos valores de frecuencia.

| Frecuencia (MHz) | P_{out} (W) | P_{in} (W) | Eficiencia (%) |
|------------------|---------------|--------------|----------------|
| 6.80 | 113.26 | 119.74 | 94.59 |
| 6.78 | 230.65 | 242.12 | 95.26 |
| 6.76 | 418.54 | 436.71 | 95.84 |
| 6.75 | 467.94 | 486.94 | 96.09 |
| 6.74 | 443.55 | 460.43 | 96.33 |
| 6.70 | 199.13 | 205.14 | 97.07 |
| 6.60 | 85.63 | 87.65 | 97.69 |
| 6.41 | 436.27 | 458.78 | 95.09 |
| 6.42 | 642.17 | 673.64 | 95.33 |
| 6.40 | 288.23 | 303.86 | 94.85 |

Nuevamente el corrimiento en frecuencia (o lo que es equivalente, cambio en condensadores) modificó considerablemente la potencia de salida. Se llegó a un valor próximo a la potencia declarada ($P_{out} = 589 W$) $P_{out}=587.22 W$ a una frecuencia de $f = 6,4175 MHz$ con una eficiencia de 95.27%. La eficiencia obtenida fue mayor al 88.2% declarado y se asume que la diferencia se da en la pérdida que se da en el inversor de puente completo.

3.2. Sistema Inductivo

3.2.1. Fundamento teórico

Inducción Magnética

En los sistemas de TEI como el de la Fig. 3.15, la bobina emisora o primaria es alimentada por una corriente alterna, generándose un campo magnético. Este campo induce en la bobina receptora o secundaria una corriente que puede ser rectificadora para alimentar una carga.

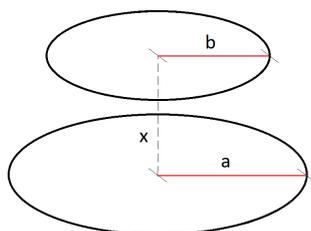


Figura 3.15: Bobinas de radio a y b acopladas magnéticamente.

Factor de Acoplamiento (k)

Es una medida de cuanto flujo magnético generado por la bobina primaria es capturado por la bobina secundaria. Depende tanto de la distancia entre ambos bobinados como de sus características constructivas, y está directamente relacionado con la eficiencia en la transferencia de energía. Se define k como se muestra en (3.23), este puede tomar un valor comprendido entre 0 y 1, 0 representa dos bobinas independientes sin influencia alguna entre ellas y tiene valor 1 cuando el acople es perfecto, es decir todo el flujo generado por el emisor es capturado por el receptor.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.23)$$

Donde:

L_1 es la inductancia de la espira o bobinado del primario.

L_2 es la inductancia de la espira o bobinado del secundario.

M es la inductancia mutua entre L_1 y L_2 .

Los valores de L_1 y L_2 son conocidos y propios de cada proyecto, por lo que para obtener un valor de k , se deberá conocer el valor de M . A continuación se detalla el procedimiento para realizar una estimación de M para bobinados circulares paralelos, centrados sobre el mismo eje. Resulta apropiado para los casos donde no se puede realizar la medida real directa.

Cálculo del factor de acoplamiento - Bobinas Coaxiales [36], [20]

Se considera el arreglo de dos espiras de radios a y b acopladas, con un mismo eje y en planos paralelos a una distancia Z como se observa en la Fig. 3.16. Si por la espira primaria se hace circular una corriente alterna de intensidad I y frecuencia ω , interesa saber que corriente será inducida en la espira secundaria.

Ley de Biot-Savart

La Ley de Biot y Savart establece que el campo magnético producido por una corriente cualquiera en un punto P viene determinado por la siguiente expresión:

$$\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_l \frac{\vec{dl} \times \vec{u}_r}{r^2} \quad (3.24)$$

Donde:

\vec{B} es la intensidad del campo magnético creado en un punto P.

μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío.

I es la intensidad de corriente que circula por \vec{dl} .

\vec{dl} vector en la dirección de la intensidad de corriente.

\vec{u}_r es un vector unitario que une un elemento de corriente $I \cdot \vec{dl}$ con el punto P donde se mide la intensidad del campo magnético \vec{B}

Las siguientes definiciones serán importantes más adelante [20]:

$$r = \sqrt{a^2 + y^2 + z^2 + 2aysin(\gamma)} \quad (3.25)$$

$$\vec{u}_r = \frac{-acos(\gamma)\hat{i} + (y - asin(\gamma))\hat{j} + x\hat{z}}{r} \quad (3.26)$$

$$\vec{dl} = -sin(\gamma)\hat{i} + cos(\gamma)\hat{j} \quad (3.27)$$

Campo magnético generado por el primario

Aplicando la Ley de Biot-Savart se determina el campo magnético producido por una espira circular.

$$B_y = \frac{\mu_0}{4\pi} aiz \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{sin(\gamma)}{(\sqrt{a^2 + y^2 + z^2 - 2aysin(\gamma)})^3} d\gamma \quad (3.28)$$

$$B_z = \frac{\mu_0}{4\pi} ai \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{a - ysin(\gamma)}{(\sqrt{a^2 + y^2 + z^2 - 2aysin(\gamma)})^3} d\gamma \quad (3.29)$$

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Flujo de campo magnético capturado por el secundario

Sea I_1 la corriente por el primario, el flujo a través de la espira secundaria de radio b .

$$\Phi_2 = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_S B_z \cdot dS \quad (3.30)$$

$$\Phi_2 = \mu_0 I_1 a \int_0^b y \cdot dy \int_{\frac{\pi}{2}}^{-\frac{\pi}{2}} \frac{a - y \sin(\gamma)}{(\sqrt{a^2 + y^2 + z^2 - 2a y \sin(\gamma)})^3} d\gamma \quad (3.31)$$

Coefficiente de inducción mutua

Siguiendo con el razonamiento puede darse una expresión para el coeficiente de inducción mutua (M) despejando de (3.31).

$$M = \frac{\Phi_2}{I_1} = \mu_0 a \int_0^b y \cdot dy \int_{\frac{\pi}{2}}^{-\frac{\pi}{2}} \frac{a - y \sin(\gamma)}{(\sqrt{a^2 + y^2 + z^2 - 2a y \sin(\gamma)})^3} d\gamma \quad (3.32)$$

Hasta aquí se ha calculado el coeficiente entre dos circuitos partiendo de la definición. Alternativamente puede utilizarse otra fórmula, observada en (3.33).

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{d\vec{l}_1 d\vec{l}_2}{r} \quad (3.33)$$

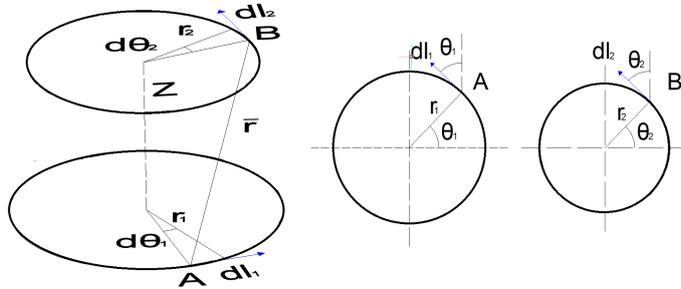


Figura 3.16: Bobinas con radio A y B.

Se define el vector \vec{r} con origen en el punto $A(r_1 \cdot \cos(\theta_1), r_1 \cdot \sin(\theta_1), 0)$ y extremo en $B(r_2 \cdot \cos(\theta_2), r_2 \cdot \sin(\theta_2), z)$.

$$\vec{r} = (r_2 \cos(\theta_2) - r_1 \cos(\theta_1)) \cdot \hat{i} + (r_2 \sin(\theta_2) - r_1 \sin(\theta_1)) \cdot \hat{j} + z \cdot \hat{k} \quad (3.34)$$

Haciendo módulo

$$r = \sqrt{(r_2 \cos(\theta_2) - r_1 \cos(\theta_1))^2 + (r_2 \sin(\theta_2) - r_1 \sin(\theta_1))^2 + z^2} \quad (3.35)$$

3.2. Sistema Inductivo

Sustituyendo en (3.33) se obtiene:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} r_1 r_2 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta_2 - \theta_1) d\theta_2 d\theta_1}{\sqrt{r_1^2 r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\theta_2 - \theta_1) + z^2}} \quad (3.36)$$

Considerando ahora que las espiras se sustituyen por arrollamientos de radios a y b , con N_1 y N_2 vueltas respectivamente, (3.36) se modifica como sigue.

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} r_1 r_2 N_1 N_2 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta_2 - \theta_1) d\theta_2 d\theta_1}{\sqrt{r_1^2 r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\theta_2 - \theta_1) + z^2}} \quad (3.37)$$

Finalmente (3.38) muestra la expresión para el coeficiente de inducción mutua, donde $K(m)$ y $E(m)$ son las integrales elípticas de primera y segunda especie respectivamente.

$$M = \frac{1}{2} \mu_0 \sqrt{(a+b)^2 + z^2} ((2-m)K(m) - 2E(m)) \quad (3.38)$$

$$m = \frac{4ab}{(a+b)^2 + z^2} \quad (3.39)$$

$$K(m) = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{8} \frac{m^2}{1-m^2} \quad (3.40)$$

$$E(m) = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{8} m^2 \quad (3.41)$$

El análisis del cálculo de $K(m)$ y $E(m)$ es realizado a través del código Matlab A.1.

Factor de Calidad [Q]

El factor de calidad (Q) es un parámetro que mide la relación entre la energía reactiva que se almacena y la energía que se disipa en un elemento durante un ciclo. La expresión general es:

$$Q = \frac{2\pi \text{ Energía máxima almacenada por ciclo}}{\text{Energía disipada por ciclo}} \quad (3.42)$$

Q está definido por la siguiente expresión para un bobinado cualquiera:

$$Q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{\omega L}{R_L} \quad (3.43)$$

Puede tener un valor entre ∞ y 0, aunque en la práctica es inviable tener valores encima de 1000. Cuando mayor es el valor, mejores valores de eficiencia se pueden obtener. Para bobinas un valor usual se encuentra entre 50 y 100 [57].

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Acoplamiento Resonante

El acoplamiento magnético ocurre cuando dos o más objetos intercambian energía mediante la oscilación de sus campos magnéticos. Si ambos objetos trabajan a su respectiva frecuencia natural y esta resulta ser aproximadamente igual, entonces el acoplamiento es resonante.

Un sistema eléctrico se dice resonante cuando las componentes imaginarias de sus impedancias se cancelan entre ellas a una misma frecuencia, resultando iguales en módulo pero de signos opuestos. La impedancia resultante es real y es debida a la Resistencia Serie Equivalente (ESR) de los componentes.

El uso de resonancia permite aumentar en gran medida la eficiencia, ya que los únicos factores que influyen negativamente en el rendimiento son las ESR de los componentes. Si se opta por trabajar en resonancia a cada bobina se la debe proveer de un condensador para formar un circuito LC. Se cumplen las expresiones 3.44.

$$\begin{aligned}X_L &= X_C \\ \omega L &= \frac{1}{\omega C} \\ \omega &= \frac{1}{\sqrt{LC}}\end{aligned}\tag{3.44}$$

Considerando que primario y secundario resuenan a la misma frecuencia, entonces es posible transmitir potencia significativamente entre las bobinas a distancias equivalentes a unos pocos diámetros de la bobina, con una eficiencia razonable.

Topologías circuitos de compensación

Existen cuatro topologías básicas de circuitos de compensación, las que se muestran en la Fig. 3.17.

- Serie-Serie (SS)
- Serie-Paralelo (PP)
- Paralelo-Serie (PS)
- Paralelo-Paralelo (PP)

En [70] se puede ver un análisis de estas topologías, el cual se consideró para determinar cual era la más adecuada para este proyecto. En primer lugar hay que tener en cuenta que la elección de la topología depende de la aplicación y cada una de ellas presenta ventajas y también inconvenientes.

Los subíndices en las señales y componentes que de la Fig. 3.17 se asocian de la siguiente manera: “p” refiere al primario, “s” al secundario, “R” a la carga e “i” refiere a la entrada desde el inversor.

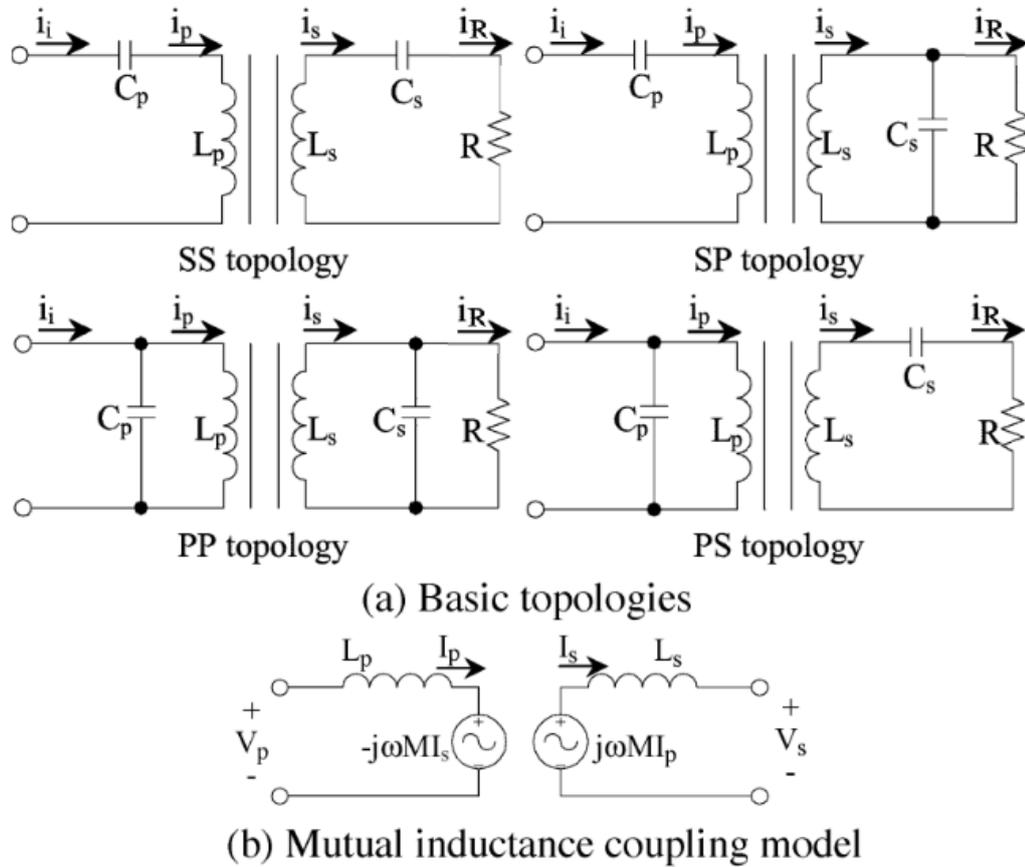


Figura 3.17: Topologías básicas de circuitos de compensación (Fuente: [70]).

Si se utiliza un modelo de inductancia mutua, las 4 topologías se pueden modelar como el circuito mostrado en Fig. 3.17 (b) para el análisis sinusoidal estático. Dado lo anterior los voltajes inducidos como también los reflejados se determinan en función de la mutua (M), la frecuencia de operación (ω) y las corrientes del primario y secundario.

Tabla 3.5: Impedancia secundaria y voltaje/corriente de carga (Fuente: [70]).

| Compensación | Serie | Paralelo |
|---------------------------------|---|---|
| Impedancia del secundario Z_s | $j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R$ | $j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R}}$ |
| Voltaje en la carga V_R | $I_s R$ | V_s |
| Corriente en la carga I_R | I_s | $\frac{V_s}{R}$ |

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Tabla 3.6: Propiedades en el secundario a frecuencia de resonancia ω_0 (Fuente: [70]).

| Compensación | Serie | Paralelo |
|------------------------------------|----------------------------|-----------------------------|
| Resistencia reflejada | $\frac{\omega_0^2 M^2}{R}$ | $\frac{M^2 R}{L_s^2}$ |
| Reactancia reflejada | 0 | $-\frac{\omega_0 M^2}{L_s}$ |
| Factor de calidad secundario Q_s | $\frac{\omega_0 L_s}{R}$ | $\frac{R}{\omega_0 L_s}$ |

Dividiendo la tensión reflejada entre la corriente primaria se obtiene la impedancia reflejada:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (3.45)$$

Z_s es la impedancia de la red secundaria que depende de la topología de compensación que se utilice.

La potencia transferida del primario al secundario se calcula multiplicando la resistencia reflejada (parte real de Z_r) con el cuadrado de la corriente primaria como se muestra en (3.46).

$$P = \Re(Z_r) I_p^2 \quad (3.46)$$

La corriente por la bobina secundaria es:

$$I_s = \frac{j\omega M I_p}{Z_s} \quad (3.47)$$

La Tabla 3.5 muestra la impedancia, la tensión y la corriente secundarias. Se elige la frecuencia de resonancia del primario igual a la del secundario.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} \quad (3.48)$$

Una ventaja de la compensación en serie del secundario es que a la frecuencia de resonancia no hay reactancia reflejada. En cambio con la compensación en paralelo a la frecuencia de resonancia del secundario se refleja una reactancia capacitiva. [70]

Las impedancias de carga vistas por la fuente de acuerdo a la compensación del primario quedan determinadas como sigue:

- en serie

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_r \quad (3.49)$$

- en paralelo

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + Z_r}} \quad (3.50)$$

3.2. Sistema Inductivo

El secundario compensado en serie suministra un voltaje estable, mientras que compensado en paralelo suministra una corriente estable. Compensar el primario en serie reduce el voltaje en el mismo primario, mientras que la compensación en paralelo implica una corriente primaria grande.

Se desea que el sistema tenga una frecuencia de operación constante igual a la determinada en (3.48) y que la corriente primaria sea constante. En caso de cambiar la carga se puede generar un cambio de frecuencia o de fase significativo. En el caso que cambie la frecuencia, deja de valer el supuesto de la frecuencia de resonancia. Si el cambio se produce en la fase puede dejar de tomarse la corriente deseada por superar la capacidad de la fuente de alimentación. En los 2 casos no se podrá entregar la potencia deseada.

Para solucionar los problemas antes mencionados se puede seleccionar arbitrariamente la capacitancia primaria de manera que la componente imaginaria de la impedancia de carga sea nula a la frecuencia de resonancia. Con esto se logra compensar la impedancia primaria, así como la impedancia reflejada en serie con la bobina del primario. Los valores de capacitancias que logran este efecto para cada topología se pueden ver en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7: Capacitancia del primario según tipo de compensación - $C_{pn} = \frac{C_p}{\frac{C_s L_s}{L_p}}$ (Fuente: [70]).

| Topologías | Capacitancia del primario C_p | Capacitancia normalizada del primario C_{pn} | Ejemplos de C_{pn} | | |
|------------|---|--|----------------------|---------|---------|
| | | | $Q_s = 10$ | | |
| | | | k=0.1 | k = 0.2 | k = 0.3 |
| SS | $\frac{C_s L_s}{L_p}$ | 1 | 1.00 | 1.00 | 1.00 |
| SP | $\frac{C_s L_s^2}{L_p L_s - M^2}$ | $\frac{1}{1-k^2}$ | 1.01 | 1.04 | 1.10 |
| PP | $\frac{(L_p L_s - M^2) C_s L_s^2}{\frac{M^4 C_s R}{L_s} + (L_p L_s - M^2)^2}$ | $\frac{1-k^2}{Q_s^2 k^4 + (1-k^2)^2}$ | 1.00 | 0.89 | 0.56 |
| PS | $\frac{C_s L_s}{\frac{M^4}{L_p C_s L_s R} + L_p}$ | $\frac{1}{Q_s^2 k^4 + 1}$ | 0.99 | 0.86 | 0.55 |

De acuerdo a la Tabla 3.7 y el razonamiento anterior, para lograr funcionamiento deseado la capacitancia debería ser independiente de las topologías del primario y secundario, el k y Q del secundario. La topología SS es la más adecuada para esta aplicación, las demás tienen dependencia de al menos una de las mencionadas.

3.2.2. Diseño

Tomando como base del proceso de entendimiento el documento [27], se analizan las topologías de los circuitos de compensación S-S y LCL-LCL allí presentadas.

CONFIGURACIÓN S-S

La Fig. 3.18 ilustra la configuración S-S. Los bobinados L_1 y L_2 , bobina emisora y receptora respectivamente, necesitan para trabajar en resonancia de dos condensadores C_1 y C_2 en serie.

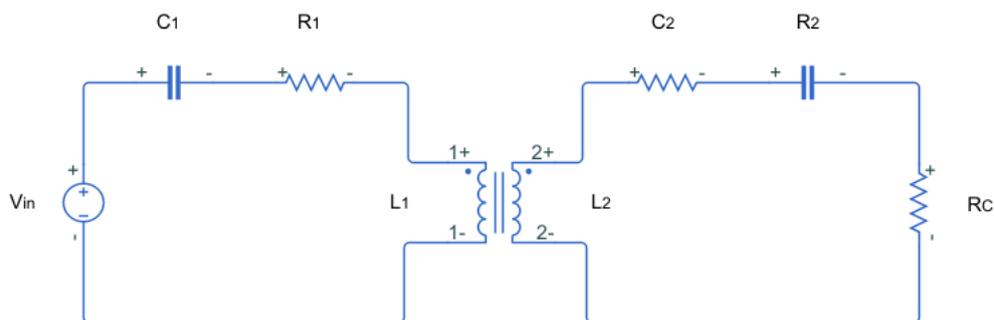


Figura 3.18: Topología S-S.

De (3.44) pueden despejarse los valores para los condensadores.

$$C_x = \frac{L_x}{\omega^2} \quad (3.51)$$

CONFIGURACIÓN LCL-LCL

La topología LCL-LCL puede observarse en la Fig. 3.19. Mediante esta configuración se espera tener un factor alto de potencia tanto del lado emisor como del lado receptor, corriente de carga estable en un rango amplio de carga y pérdidas reducidas en el inversor debido a la corriente de fuente baja.

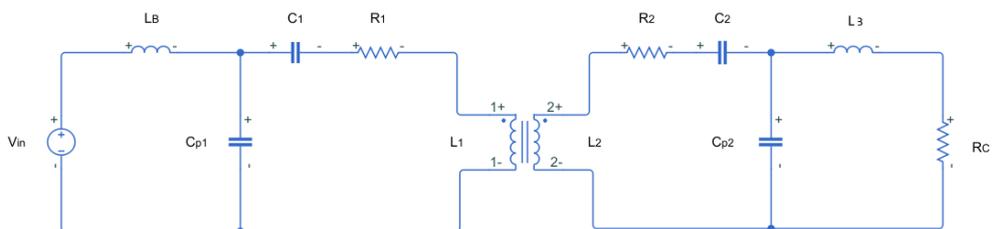


Figura 3.19: Topología LCL-LCL.

Esta configuración en contrapartida a los beneficios antes mencionados, tiene la desventaja de que al variar k y el valor de la carga, deben variarse los inductores $[L_B, L_3]$ y los condensadores de compensación $[C_{P1}, C_{P2}]$.

3.2. Sistema Inductivo

En particular en la carga de un VE, donde dependiendo de cuan cargado (peso) esté o cuan infladas estén las ruedas variará el factor k , no parece ser lo más recomendable ya que los componentes deberían cambiar, necesitando de componentes variables y un control con relativa complejidad.

Los condensadores de compensación C_{P1} y C_{P2} son elegidos tales que sus reactancias cumplan con la siguiente expresión:

$$X_{C_{P_i}} = a_i X_{L_i} \rightarrow \frac{1}{\omega C_{P_i}} = a_i \omega L_i \quad (3.52)$$

Definiendo $L_{i_{eq}} = (1 - a_i)L_i$ entonces:

$$\begin{aligned} L_B &= L_{1_{eq}}, C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_B} \\ L_3 &= L_{2_{eq}}, C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_3} \end{aligned} \quad (3.53)$$

Diseño de los bobinados

En esta sección se pretende tener una primera aproximación al diseño y simulación de sistemas inductivos resonantes. Para ello en base a un diseño de sistema existente, se realizan modificaciones a los bobinados a modo de optimizar k , partiendo de los valores para los componentes declarados.

Los cambios planteados van en dos caminos, forma y dimensiones de bobinados. En cuanto a forma, se consideran bobinas circulares tomando como criterio que el área de las espiras sea igual al área abarcada por los bobinados rectangulares originales. En lo que refiere a dimensiones, se varía el radio hasta que primario y secundario tengan igual diámetro interior.

En [27] se analiza el diseño para dos clases de potencia, 3.3 kW y 6.6 kW a una frecuencia de 85 kHz. En la Tabla 3.8 se observan los valores de los bobinados rectangulares que utilizan, los cuales se modificarán. Tomando los mencionados valores y haciendo uso de la herramienta *Coil 32* se tiene una idea de la configuración circular equivalente de cada bobinado (números de vueltas, cantidad de capas y radio interior entre otros).

Tabla 3.8: Inductancias de Bobinados por clase de potencia [27].

| | 3,3 kW | 6,6 kW |
|---------------------|--------|--------|
| $L_1 [\mu\text{H}]$ | 460,0 | 132,5 |
| $L_2 [\mu\text{H}]$ | 160,0 | 115,9 |

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Las bobinas para 3,3 kW consideradas originalmente pueden observarse en la Fig. 3.20. La bobina transmisora tiene por dimensiones 400 mm x 550 mm y consta de 20 vueltas distribuidas en 3 capas. La bobina receptora fue dimensionada cuadrada de 240 mm x 240 mm con 17 vueltas distribuidas en 2 capas.

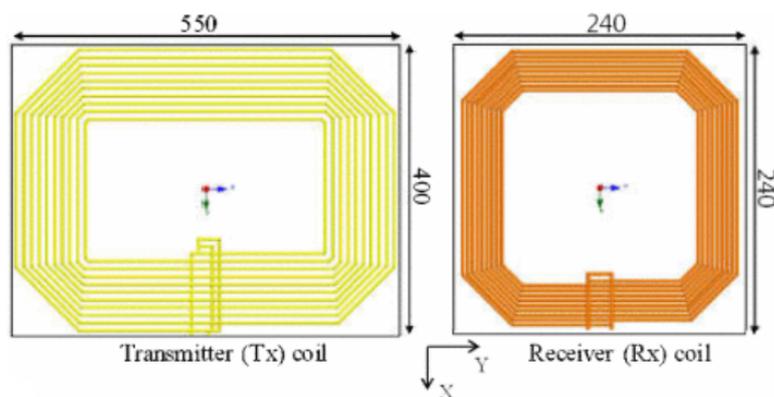


Figura 3.20: Bobinados rectangulares originales de [27] para 3,3kW.

Previo a la carga de valores en el programa y dado que en el artículo no se da detalle, se debe hacer mención del conductor que se utilizará. Se opta por el conductor litz de 0,25Φ y 384 hilos (conductor utilizado en un proyecto de similares características [37]). *Coil 32* no cuenta con la opción de utilizar conductor tipo Litz, por lo que se debe hallar un equivalente de área efectiva de cobre, para el conductor seleccionado será:

$$A = 384\pi \frac{0,25^2}{4} = 18,85 \text{ mm}^2 \quad (3.54)$$

De (3.54) el diámetro que se debe considerar es:

$$d = \sqrt{\frac{4A}{\pi}} = 4,899 \text{ mm} \quad (3.55)$$

Se toma como criterio mantener el área abarcada por los bobinados rectangulares para de elección del radio interior de los bobinados circulares. En la Tabla 3.9 puede observarse el radio equivalente a utilizar.

Tabla 3.9: Equivalencia de bobinados con igual área abarcada.

| | Bobinado rectangular [mm] | Área □ [m ²] | Radio bobina circular [m] | Área ○ [m ²] |
|---------------------|---------------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|
| Bobinado primario | 0,55 x 0,40 | 0,22 | 0,27 | 0,2206 |
| Bobinado secundario | 0,24 x 0,24 | 0,058 | 0,14 | 0,0573 |

Con los valores de área efectiva del conductor, radio interno e inductancia de cada bobinado observado en la Tabla 3.8, puede procederse a la carga de datos en el programa *Coil32*.

3.2. Sistema Inductivo

Las configuraciones sugeridas para la clase 3.3 kW pueden observarse en las Fig. 3.21a y Fig. 3.21b, siendo los detalles de emisor y receptor respectivamente. Se observan pequeñas diferencias en el radio interno de los bobinados, pero dado que lo importante es lograr un valor de inductancia correcto, no son diferencias que necesiten atención y se adoptan como válidos. Entonces los radios a utilizar serán $r_p = 262 \text{ mm}$ y $r_s = 144 \text{ mm}$.

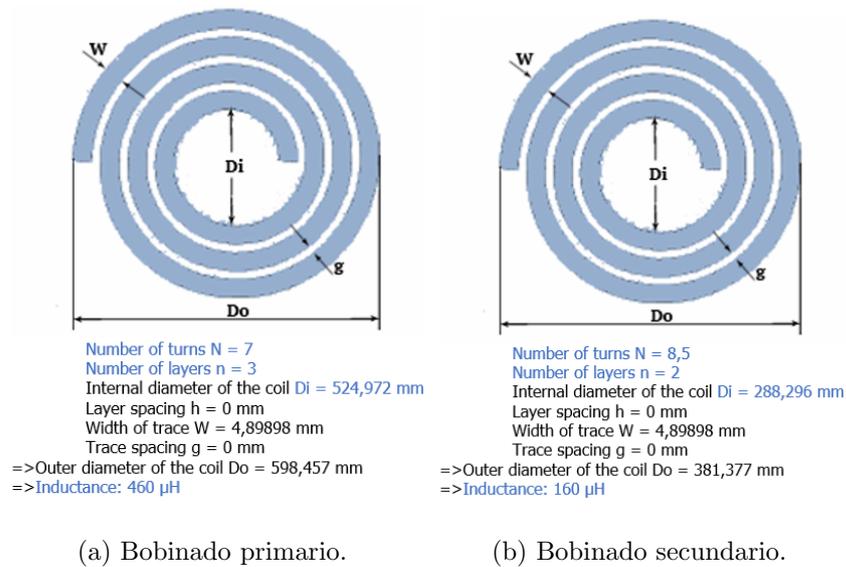


Figura 3.21: Bobinados clase 3,3 kW (Fuente: Coil32).

A modo de ver como varía k con la variante de diseñar los bobinados de igual radio interno, se modifica el del bobinado secundario acercándolo al del primario. Entonces resulta que con radio interior 260 mm y dos capas de 6.25 vueltas se obtiene el mismo valor de inductancia en el secundario.

De igual manera en la Fig. 3.22a se observan los detalles constructivos del bobinado primario para la clase 6,6 kW, mientras que en la Fig. 3.22b los del bobinado secundario. Para esta clase no se contaba con detalles de diseño de los bobinados, por lo que simplemente se busco encontrar sin un criterio definido los valores de inductancia tabulados en la Tabla 3.8. Se utilizó $r_p = 201,6 \text{ mm}$ y $r_s = 108,8 \text{ mm}$. Al igual que lo implementado para la clase 3,3 kW, se llevan al mismo radio interior ambos bobinados. Se logra con radio interior 200 mm y dos capas de 6,25 vueltas cada una.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

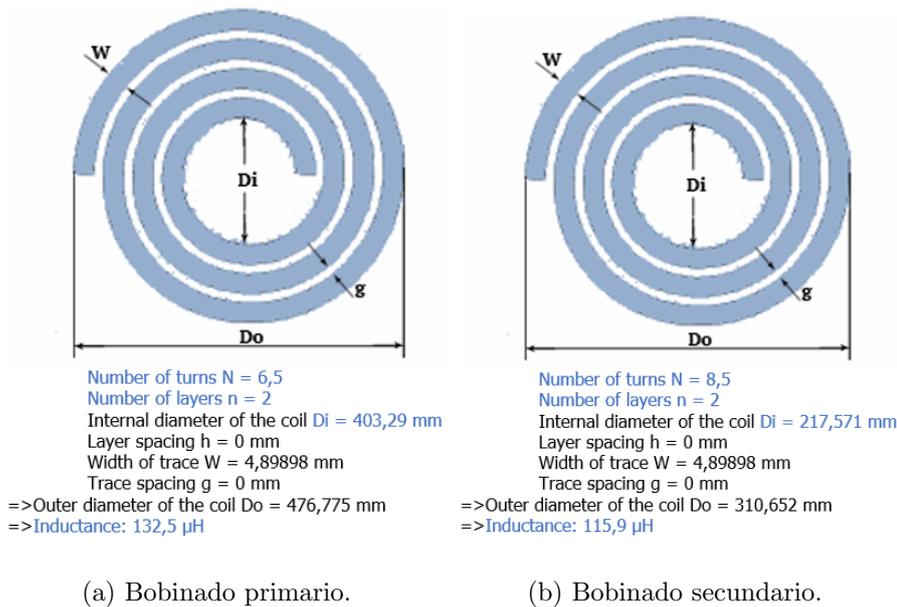


Figura 3.22: Bobinados clase 6,6 kW (Fuente: Coil32).

Para los bobinados sugeridos, se procede a hallar el factor de acoplamiento siguiendo el procedimiento observado en la Sección 3.2.1 donde se obtiene la inductancia mutua M . Para este cálculo se utiliza el código *Calculo_K.m* implementado en *Matlab* [A.1].

La Tabla 3.10 está conformada por valores de factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados utilizando una potencia de 3,3 kW. Como se mencionó anteriormente, para obtener los valores se utilizó el código de Matlab A.1. Para el cálculo de k , se utilizó un bobinado primario con radio $r_p = 262 \text{ mm}$, 7 números de vuelta y 3 capas, mientras que para el bobinado secundario, se utilizó un radio de 144 mm, 8.5 vueltas y 2 capas. Para obtener los valores de k' se utilizó el mismo código de Matlab A.1, pero ahora modificando el bobinado secundario a modo de tener dos bobinados de igual radio. Se utilizó el mismo bobinado primario, radio $r_p = 262 \text{ mm}$, 7 números de vuelta y 3 capas, mientras que para el secundario se utilizó un radio $r_p = 260 \text{ mm}$, 6.25 vueltas y dos capas.

La Tabla 3.11 está conformada por valores de factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados utilizando una potencia de 6,6 kW. Para el cálculo de los valores se realizó el mismo procedimiento que para la Tabla 3.10. Para el cálculo de k , se utilizó un bobinado primario con radio $r_p = 201,6 \text{ mm}$, 6.5 números de vuelta y 2 capas, mientras que para el bobinado secundario, se utilizó un radio de 108,8 mm, 8.5 vueltas y 2 capas. En el cálculo de k' se utilizaron bobinados de igual radio. Se utilizó el mismo bobinado primario, radio $r_p = 201,6 \text{ mm}$, 6.5 números de vuelta y 2 capas, mientras que para el secundario se utilizó un radio $r_p = 200 \text{ mm}$, 6.25 vueltas y dos capas.

3.2. Sistema Inductivo

Tabla 3.10: Factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados $z(\text{cm})$ con potencia de $3,3 \text{ kW}$ ($L_p = 460 \mu\text{H}$, $L_s = 160 \mu\text{H}$).

| $z(\text{cm})$ | k | k' | $z(\text{cm})$ | k | k' | $z(\text{cm})$ | k | k' |
|----------------|--------|--------|----------------|--------|--------|----------------|--------|--------|
| 10 | 0.1718 | 0.3530 | 20 | 0.0959 | 0.1780 | 30 | 0.0532 | 0.1010 |
| 11 | 0.1629 | 0.3267 | 21 | 0.0903 | 0.1676 | 31 | 0.0503 | 0.0958 |
| 12 | 0.1541 | 0.3031 | 22 | 0.0850 | 0.1579 | 32 | 0.0476 | 0.0909 |
| 13 | 0.1456 | 0.2819 | 23 | 0.0801 | 0.1489 | 33 | 0.0450 | 0.0864 |
| 14 | 0.1374 | 0.2628 | 24 | 0.0755 | 0.1405 | 34 | 0.0426 | 0.0821 |
| 15 | 0.1295 | 0.2454 | 25 | 0.0711 | 0.1327 | 35 | 0.0404 | 0.0781 |
| 16 | 0.1221 | 0.2295 | 26 | 0.0671 | 0.1255 | 36 | 0.0383 | 0.0743 |
| 17 | 0.1150 | 0.2150 | 27 | 0.0633 | 0.1187 | 37 | 0.0363 | 0.0708 |
| 18 | 0.1082 | 0.2016 | 28 | 0.0597 | 0.1124 | 38 | 0.0344 | 0.0674 |
| 19 | 0.1019 | 0.1894 | 29 | 0.0564 | 0.1065 | 39 | 0.0327 | 0.0643 |

Tabla 3.11: Factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados $z(\text{cm})$ con potencia de $6,6 \text{ kW}$ ($L_p = 132,5 \mu\text{H}$, $L_s = 115,9 \mu\text{H}$).

| $z(\text{cm})$ | k | k' | $z(\text{cm})$ | k | k' | $z(\text{cm})$ | k | k' |
|----------------|--------|--------|----------------|--------|--------|----------------|--------|--------|
| 10 | 0.1466 | 0.2940 | 20 | 0.0677 | 0.1308 | 30 | 0.0330 | 0.0670 |
| 11 | 0.1360 | 0.2684 | 21 | 0.0628 | 0.1218 | 31 | 0.0309 | 0.0631 |
| 12 | 0.1260 | 0.2458 | 22 | 0.0582 | 0.1135 | 32 | 0.0289 | 0.0594 |
| 13 | 0.1166 | 0.2256 | 23 | 0.0541 | 0.1059 | 33 | 0.0271 | 0.0559 |
| 14 | 0.1079 | 0.2076 | 24 | 0.0502 | 0.0989 | 34 | 0.0254 | 0.0527 |
| 15 | 0.0997 | 0.1914 | 25 | 0.0467 | 0.0924 | 35 | 0.0238 | 0.0498 |
| 16 | 0.0922 | 0.1769 | 26 | 0.0435 | 0.0865 | 36 | 0.0224 | 0.0470 |
| 17 | 0.0853 | 0.1636 | 27 | 0.0405 | 0.0811 | 37 | 0.0211 | 0.0444 |
| 18 | 0.0789 | 0.1517 | 28 | 0.0378 | 0.0760 | 38 | 0.0199 | 0.0420 |
| 19 | 0.0731 | 0.1408 | 29 | 0.0353 | 0.0714 | 39 | 0.0187 | 0.0398 |

En las Tablas 3.10 y 3.11 logra observarse la tendencia decreciente del factor de acoplamiento al aumentar la distancia entre los bobinados. Por otro lado, al comparar k y k' , se puede ver que hay una mejora del factor al utilizar bobinados de igual radio.

En lo que sigue se considerarán bobinas con un factor de calidad próximo a 80, considerando que un valor usual para bobinas en la práctica se encuentra entre 50 y 100 como se mencionó en la Sección 3.2.1. Este valor se utilizará para hallar R_1 y R_2 cada caso de estudio.

3.2.3. Simulaciones

La sección simulaciones pretende hacer una comparación entre las clases de potencia $3,3 \text{ kW}$ y $6,6 \text{ kW}$, considerando las configuraciones tratadas hasta ahora. Se

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

utilizan los valores hallados para k , logrando así aproximarse al sistema real para cada condición.

El análisis consta de simular el sistema realizando dos ejercicios distintos:

- se deja fija la distancia entre los bobinados (k fijo) y se realiza un barrido de carga de 5Ω a 50Ω .
- se deja fija la carga y se realiza un barrido de distancia entre bobinados de 1 cm a 40 cm .

De los datos extraídos de las simulaciones se pretenderá analizar la evolución de la potencia entregada a la carga y la eficiencia con la que el sistema lo hace.

Topología S-S

La Tabla 3.12 está compuesta por los valores de los componentes a utilizar en las simulaciones de la configuración serie-serie, contemplando las dos clases de potencia.

Tabla 3.12: Componentes de topología S-S.

| | 3.3 kW | 6.6 kW |
|--------------------|--------|--------|
| L_1 [μH] | 460.0 | 132.5 |
| L_2 [μH] | 160.0 | 115.9 |
| C_1 [nF] | 7.62 | 26.50 |
| C_2 [nF] | 21.91 | 30.30 |
| R_1 [Ω] | 3.00 | 0.85 |
| R_2 [Ω] | 1.00 | 0.75 |

Topología LCL-LCL

De igual manera en la Tabla 3.13 está compuesta por los valores de los componentes a utilizar en las simulaciones de la configuración LCL-LCL, contemplando ambas clases de potencia.

3.2. Sistema Inductivo

Tabla 3.13: Componentes de topología LCL-LCL.

| | 3.3 kW | 6.6 kW |
|--------------------|--------|--------|
| L_1 [μH] | 460.0 | 132.5 |
| L_2 [μH] | 160.0 | 115.9 |
| C_1 [nF] | 8.2 | 33.1 |
| C_2 [nF] | 24.4 | 37.8 |
| C_{P_1} [nF] | 21.91 | 30.30 |
| C_{P_2} [nF] | 24.4 | 37.8 |
| R_1 [Ω] | 3.00 | 0.85 |
| R_2 [Ω] | 1.00 | 0.75 |
| L_B [μH] | 32.2 | 26.5 |
| L_3 [μH] | 16.0 | 23.2 |
| X_1 [Ω] | 0.93 | 0.80 |
| X_2 [Ω] | 0.9 | 0.8 |

El trabajo de referencia no especifica valores de R_1 y R_2 para las configuraciones S-S y LCL-LCL, tanto para 3,3 kW como para 6,6 kW. Entonces haciendo uso de 3.43 y tomando $Q = 80$ se tienen los valores de resistencia observados en las Tablas 3.12 y 3.13.

Clase 3,3kW

Las figuras Figs. 3.23 y 3.24 muestran los circuitos simulados para la clase 3, 3 kW.

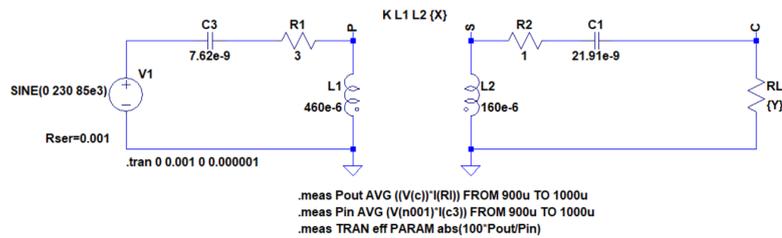


Figura 3.23: Circuito de simulación, configuración S-S 3, 3 kW (Fuente: LTSpice).

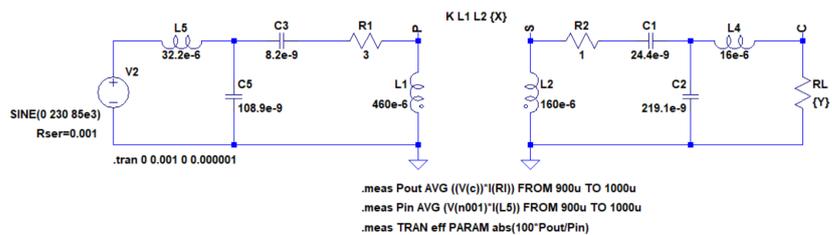
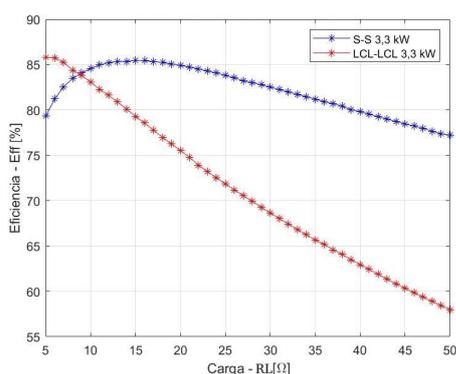


Figura 3.24: Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 3, 3 kW (Fuente: LTSpice).

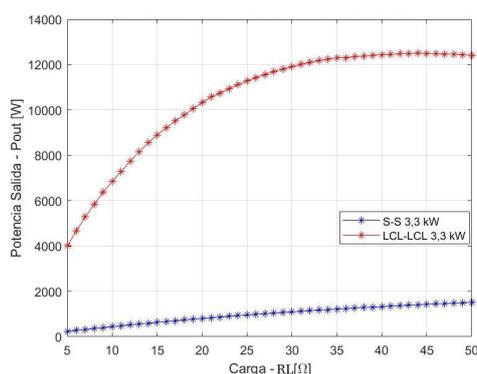
Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

En la Fig. 3.25a se observa la evolución de la eficiencia del sistema variando la carga R_L . La distancia entre los bobinados se deja fija en $z = 10 \text{ cm}$, entonces de la Tabla 3.10 el valor para $k = 0,1718$. Desde una carga $R_L = 7 \Omega$ en adelante es claro que el sistema S-S funciona de manera más eficiente que el LCL-LCL, la pérdida de eficiencia relativa puede deberse a que el sistema LCL-LCL está conformado por una cantidad mayor de componentes aumentando las perdidas en cada uno. En particular para $R_L = 10 \Omega$ las eficiencias obtenidas en las configuraciones S-S y LCL-LCL fueron 84,56 % y 83,09 % respectivamente, mientras que en [27] declaraban 93,10 % y 89,50 % manteniéndose la diferencia entre ambos sistemas. Las diferencias pueden deberse a las resistencias consideradas en los circuitos resonantes.

En la Fig. 3.25b se observa que la configuración LCL-LCL tiene mayor capacidad de potencia entregada a la carga.



(a) Eficiencia/Carga - distancia=10 cm



(b) Potencia / Carga - distancia=10 cm

Figura 3.25: Simulación del circuito 3.24 (en rojo) y del circuito 3.23 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando R_L para la clase 3,3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados).

Habiendo realizado un barrido de distancia entre los bobinados dejando fija la carga R_L , se desprende de la Fig. 3.26a que ambos sistemas evolucionan de manera similar cuando se alejan los bobinados, en lo que refiere a la caída de eficiencia. Por otra parte, la potencia entregada a la carga si bien en un tramo es mayor para la configuración LCL-LCL, tiene una caída abrupta con pequeñas variaciones. El sistema S-S tiene una tendencia creciente en cuanto a potencia disponible en la carga.

3.2. Sistema Inductivo

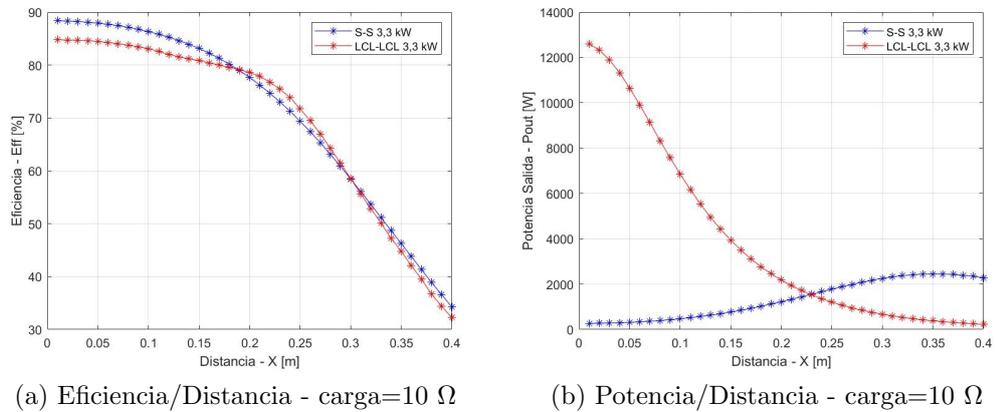


Figura 3.26: Simulación del circuito 3.24 (en rojo) y del circuito 3.23 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando la distancia entre bobinados para la clase 3,3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados).

Clase 6,6 kW

La Fig. 3.27 y Fig. 3.28 muestran los circuitos simulados para la clase 6,6 kW. Para esta clase de potencia no se cuenta con resultados de referencias por lo que el análisis será del estilo de la clase 3,3 kW.

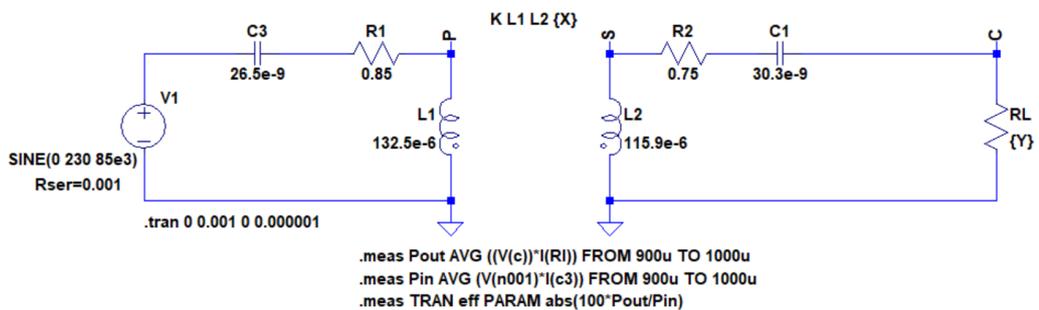


Figura 3.27: Circuito de simulación, configuración S-S 6,6 kW (Fuente: LTSpice).

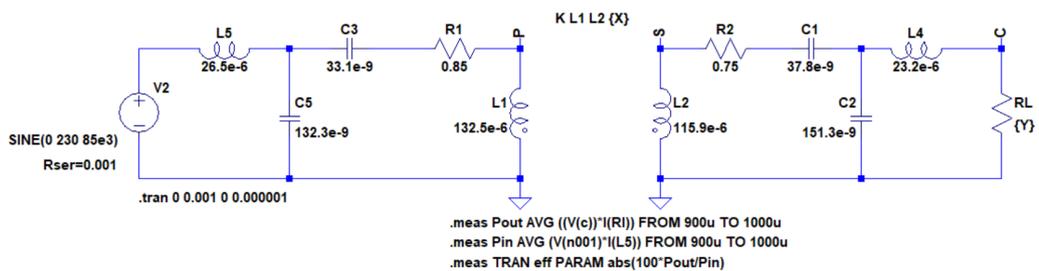
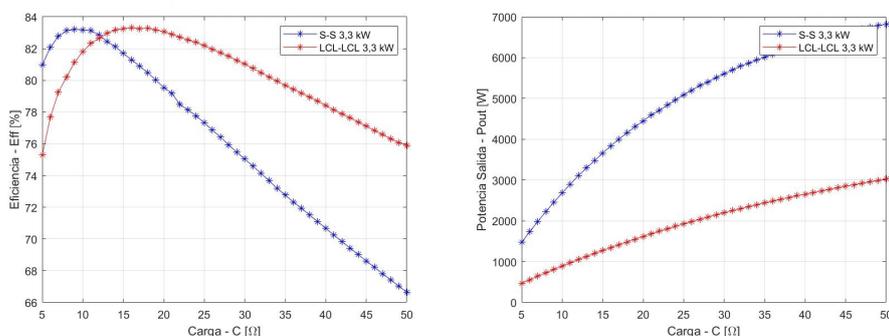


Figura 3.28: Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 6,6 kW (Fuente: LTSpice).

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Al realizar el barrido de carga para una distancia fija en $z = 10 \text{ cm}$, es decir $k = 0,1466$ según lo visto en la Tabla 3.11, se obtienen las Fig. 3.29a y Fig. 3.29b. Para la configuración S-S la carga óptima resultó ser $R_L = 9 \Omega$, donde la eficiencia de la transferencia fue de 83,21%. Por otra parte para la configuración LCL-LCL se dió en $R_L = 16 \Omega$, con 83,32% de eficiencia.

Observando los resultados para $R_L = 10 \Omega$ al igual que el análisis de referencia, resulta que las eficiencias fueron 83,19% y 81,81%, siendo 1,4 puntos porcentuales mejor la configuración S-S.



(a) Eficiencia/Carga - distancia=10 cm (b) Potencia / Carga - distancia=10 cm

Figura 3.29: Simulación del circuito 3.28 (en rojo) y del circuito 3.27 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando R_L para la clase 3,3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados).

En cuanto se hace el barrido de distancia entre bobinados, dejando fija la carga $R_L = 10 \Omega$ se obtienen las Fig. 3.30a y Fig. 3.30b. La evolución de ambas configuraciones es similar teniendo una caída mayor de eficiencia por parte de la configuración LCL-LCL. Si se toma como condición una eficiencia mayor a 70%, S-S estaría en el rango hasta una distancia de 17 cm y LCL-LCL hasta 15 cm. Por otra parte, la potencia entregada a la carga tiene tendencia decreciente para la configuración LCL-LCL. El sistema S-S tiene una tendencia creciente en particular hasta los 17 cm de distancia donde dejaría de cumplir la condición de eficiencia impuesta.

3.3. Sistema de transmisión por microondas

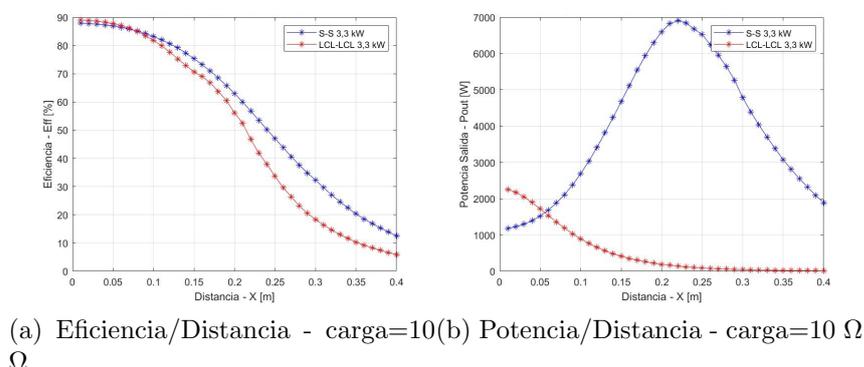


Figura 3.30: Simulación del circuito 3.28 (en rojo) y del circuito 3.27 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando la distancia entre bobinados para la clase 6, 6 kW (En A.5 se muestran los valores graficados).

3.3. Sistema de transmisión por microondas

3.3.1. Fundamento teórico

Principios básicos de las antenas

Definición Una antena es un dispositivo (conductor metálico) diseñado con el objetivo de emitir y/o recibir ondas electromagnéticas hacia el espacio libre. Una antena transmisora transforma energía eléctrica en ondas electromagnéticas, una receptora realiza la función inversa. [59]

Tipos de antenas [8]

Se suele clasificar las antenas según su estructura, existiendo tres clases de ellas: antenas de hilo, antenas de apertura y antenas planas.

- Antenas de hilo: Aquellas antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo. La longitud del hilo no suele ser mayor que la longitud de la onda. Las antenas más utilizadas de este tipo son: dipolo y el monopolo vertical.
- Antenas de apertura: Aquellas antenas en las que la radiación sale a través de una embocadura. Dentro de este tipo de antenas se incluye:
 - Apertura delimitada por paredes metálicas conductoras: ranuras, bocinas
 - Apertura definida por porción de la superficie frontal plana en la que los campos de la onda colimada por aquella toma valores significativos: lentes y reflectores.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

- Antenas planas: Aquellas antenas cuyo elemento radiante es bidimensional, suele ser rectangular o circular. Requiere muy poco espacio, por esta razón es empleado en la telefonía móvil.

Las antenas se pueden ordenar en arreglos de forma lineal o bidireccional. Esto permite hacer antenas inteligentes, donde se puede configurar el diagrama de radiación obteniendo una mayor eficiencia y ganancia.

Bandas de frecuencia de trabajo

Tabla 3.14: Clasificación de bandas por frecuencia (Fuente: [60]).

| Banda | Denominación | Frec. mín. | Frec. máx. | λ máx. | λ mín. |
|-------|--------------------------|------------|------------|----------------|----------------|
| ELF | Extremely Low Frequency | - | 3 kHz | - | 100 km |
| VLF | Very Low Frequency | 3 kHz | 30 kHz | 100 km | 10 km |
| LF | Low Frequency | 30 kHz | 300 kHz | 10 km | 1 km |
| MF | Medium Frequency | 300 kHz | 3 MHz | 1 km | 100 m |
| HF | High Frequency | 3 MHz | 30 MHz | 100 m | 10 m |
| VHF | Very High Frequency | 30 MHz | 300 MHz | 10 m | 1 m |
| UHF | Ultra High Frequency | 300 MHz | 3 GHz | 1 m | 10 cm |
| SHF | Super High Frequency | 3 GHz | 30 GHz | 10 cm | 1 cm |
| EHF | Extremely High Frequency | 30 GHz | 300 GHz | 1 cm | 1 mm |

Se define λ como la longitud de onda en espacio libre y se puede calcular como $\lambda = c/f$ (donde c es la velocidad de la luz y f la frecuencia de trabajo).

Parámetros utilizados para el estudio de antenas

Para describir las características de una antena existen varios parámetros básicos que pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard IEEE 145-1973.

- Impedancia de entrada

Se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada. Dicha impedancia es en general compleja, la parte real se denomina resistencia de antena y la parte imaginaria reactancia de antena.

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad (3.3.56)$$

La parte resistiva representa la disipación. Se puede descomponer en dos componentes, una de radiación y otra de pérdida por disipación de calor:

$$R_A = R_R + R_L \quad (3.3.57)$$

3.3. Sistema de transmisión por microondas

Se define la resistencia de radiación como la relación entre la potencia total radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente en sus terminales de entrada, elevada al cuadrado.

$$P_R = \frac{1}{2}|I_A|^2 R_R \quad (3.3.58)$$

Se define la resistencia óhmica de una antena como la relación entre la potencia disipada por efecto de pérdidas resistivas y la corriente en sus terminales al cuadrado.

$$P_L = \frac{1}{2}|I_A|^2 R_L \quad (3.3.59)$$

■ Intensidad de radiación

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección, representa la capacidad que tiene una antena de radiar la energía en dicha dirección. Su unidad es watio por estereorradián y en campo lejano es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dA}{d\Omega} = r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \quad (3.3.60)$$

Donde S es la densidad de potencia transportada por la onda radiada (en *watios/m²*).

El ángulo sólido es la zona del espacio abarcada por una sucesión de líneas radiales con vértice en el centro de una esfera. Su unidad es el estereorradián, se corresponde con el ángulo sólido que abarca una superficie esférica r^2 con un radio r . De este modo el ángulo sólido total, que abarca a todas las direcciones del espacio, es igual a 4π estereorradianes.

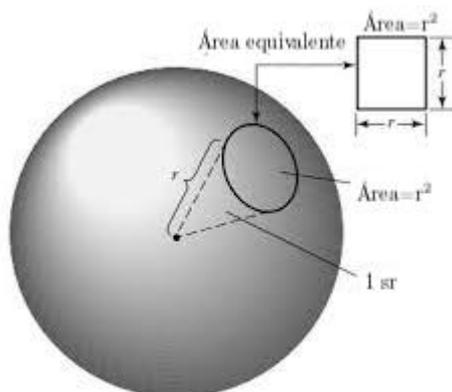


Figura 3.31: Definición de estereorradián (Fuente: [8]).

La potencia total radiada por una antena se obtiene de integrar la intensidad de radiación o la densidad de potencia en toda la esfera:

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

$$P_{rad} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \int_{4\pi} r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle d\Omega =$$

$$P_{rad} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (3.3.61)$$

■ Directividad

La directividad se suele expresar en unidades logarítmicas (*dBi* - decibelios con respecto a la antena isótropa). Esta magnitud representa la capacidad que tiene una antena en concentrar la intensidad de radiación en una determinada dirección del espacio, con lo que se convierte en una figura de mérito de su direccionalidad, siendo mayor cuanto más estrecho sea su haz principal. Por la propia definición de directividad, ésta tiene que ser siempre mayor que uno (igual en el caso ideal de antena isótropa) o expresado en *dBi* mayor o igual a 0 *dBi*.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{isotropica}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = 4\pi r^2 \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{rad}} \quad (3.3.62)$$

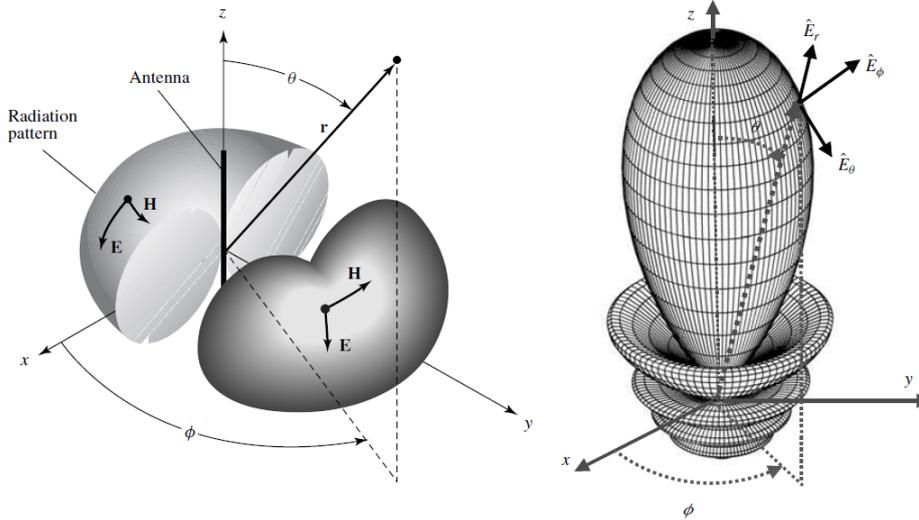


Figura 3.32: Ejemplos de patrones de radiación (Fuente: [8]).

■ Ganancia

La ganancia se define de forma equivalente a la ganancia directiva pero considerando la potencia entregada a la antena por el transmisor (P_{ET}) en lugar de la potencia radiada.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ET}} = 4\pi r^2 \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{ET}} \quad (3.3.63)$$

3.3. Sistema de transmisión por microondas

La ganancia de potencia se utiliza a nivel práctico porque es fácil medir la potencia entregada a la antena, mientras que la directividad es un concepto más usado a nivel teórico porque la potencia radiada es más fácil determinarla a partir de los campos radiados. La relación entre ambas ganancias es la **eficiencia de radiación**.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{R_{rad}}{R_{per} + R_{rad}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} = \frac{G_o}{D_o} \quad (3.3.64)$$

Del mismo modo que se ha definido un parámetro directividad, como la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación, se puede definir el parámetro de ganancia G_o como la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación. Este parámetro puede ser menor que la unidad, porque incluye la eficiencia de radiación de la antena, y también se suele expresar en dBi , como $10 \log(G_o)$.

Cada tipo de antena tiene un valor típico de eficiencia distinto, como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 3.15: Valores típicos de eficiencia.

| Tipo de Antena | Eficiencia |
|-----------------|------------|
| Dipolos | 90 % |
| Bocinas | 90 % |
| Parches | 80 % |
| Arrays impresos | 70 % |
| Reflectores | 65 % |

- Área equivalente de absorción

Si se considera la antena receptora como una apertura capaz de captar energía de la onda electromagnética incidente sobre ella, se puede definir un área equivalente de antena ($A_e(\theta, \phi)$) como “la relación entre la potencia disponible en bornes de la antena y la densidad de potencia de la onda incidente” (considerando acoplo perfecto de polarización entre la onda incidente y la antena).

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{P_{DR}}{\langle S_i(\theta, \phi) \rangle} \quad (3.3.65)$$

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

También se puede expresar en función de la ganancia de potencia ($G(\theta, \phi)$) de esta:

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (3.3.66)$$

Si la expresión anterior se caracteriza en la dirección del máximo de radiación, se define el área equivalente máxima ($A_{e(\theta, \phi)max}$) como:

$$A_{e(\theta, \phi)max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_o \quad (3.3.67)$$

- Coeficiente de reflexión

En una antena es tan importante minimizar las pérdidas óhmicas como buscar una correcta adaptación entre la impedancia de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antena. El coeficiente de reflexión se define en consecuencia como la relación entre la amplitud de la onda reflejada y la onda incidente. La impedancia de la línea de transmisión tiene un valor típico de 50Ω .

Formalmente se expresa como:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_{linea}}{Z_A + Z_{linea}} \quad (3.3.68)$$

Si $S_{11} = 0$ nos indica que la antena estaría perfectamente adaptada al generador, lo que ocurrirá en el caso de que la impedancia de la antena Z_A sea igual a la impedancia característica de la línea de transmisión. En el caso de una adaptación perfecta, la potencia entregada por la fuente es disipada totalmente por la carga, no habría reflexión de la señal.

- Fórmula de Friis: Propagación en espacio libre

En todo sistema de radiocomunicaciones se necesita establecer un balance de potencia entre el transmisor y el receptor. Esto permite calcular la potencia necesaria en el transmisor para poder alcanzar un nivel mínimo de señal en el receptor. La Fórmula de Friis permite calcular las pérdidas de inserción de un radioenlace en función de parámetros de transmisión de ambas antenas, asociados a las direcciones en que cada una de ellas ve a la otra. Estas pérdidas de inserción se definen como el cociente entre la potencia entregada al receptor (P_{ER}) y la potencia disponible en el transmisor (P_{DT}).

$$\langle S(r, \theta, \phi) \rangle = G_T(\theta, \phi) \frac{P_{ET}}{4\pi r^2} \quad (3.3.69)$$

Sustituyendo la expresión definida en el área efectiva de la antena, se obtiene la relación entre la potencia disponible en la antena receptora (P_{DR}) y la potencia entregada (P_{ET}) por el transmisor.

3.3. Sistema de transmisión por microondas

$$\frac{P_{DR}}{P_{ET}} = G_T(\theta, \phi) \frac{A_e(\theta, \phi)}{4\pi r^2} = G_T(\theta, \phi) G_R(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \quad (3.3.70)$$

En la expresión anterior, del mismo modo que se hace en la definición de área efectiva de la antena receptora, se ha considerado acople perfecto de polarización entre la onda que genera la antena transmisora y la antena receptora. También se consideró adaptación perfecta entre transmisor y antena transmisora, y entre antena receptora y receptor. Si las condiciones anteriores no ocurren, hay que incluir un factor de pérdidas de polarización. Este factor (FPP) refleja la potencia que transporta la onda incidente en la componente de polarización coincidente con la polarización propia de la antena receptora, y es por lo tanto siempre menor o igual que 1.

$$FPP = |\hat{e}_T(\theta, \phi) \hat{e}_R(\theta, \phi)|^2 \quad (3.3.71)$$

También se asumió adaptación perfecta de impedancias entre Tx y antena Tx, y entre Rx y antena Rx.

Antenas de Parche

Una antena tipo (Patch Microstrip) consiste en un parche muy fino que se coloca por encima de un plano de tierra. El parche y el plano de tierra son separados por un dieléctrico. Normalmente el parche es de cobre y puede asumir cualquier forma. Los parches están generalmente fotograbados en el substrato dieléctrico y el substrato es generalmente no magnético.

Tipos de antena de parche

Las antenas tipo parche se clasifican según la forma. Las más habituales son los parches rectangulares y circulares, también se puede encontrar en forma de anillo, triangular u otros más irregulares. En las siguientes figuras se muestran las posibles formas de la antena tipo parche:

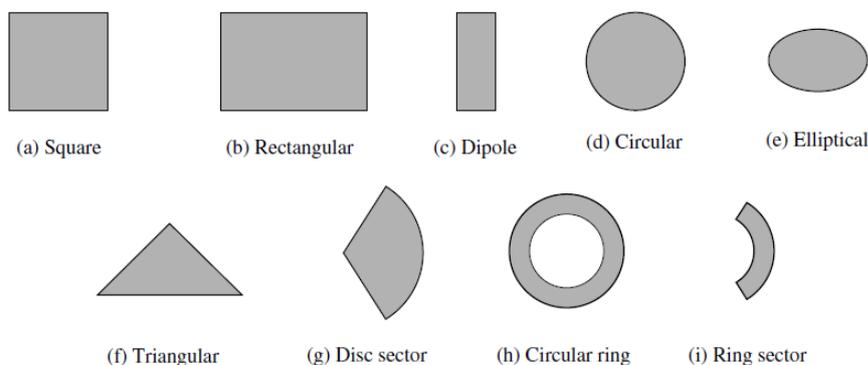


Figura 3.33: Tipos de parche de antena (Fuente: [8]).

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Alimentación de la antena de parche

Existen varios métodos para alimentar las antenas de parche, siendo los más empleados:

Método de acople directo:

- Mediante alimentación coplanar
- Alimentadas mediante sonda coaxial
- Sonda coaxial modificada

Método de acople indirecto:

- Acopladas mediante ranura
- Acoples electromagnéticos

Comercialmente los métodos más habituales son: alimentación coplanar y alimentación con sonda coaxial. A continuación se analizan estos tipos.

Alimentación coplanar

Este método también es llamado alimentación con línea microstrip. Consiste en alimentar la antena parche con una línea microstrip. Normalmente el ancho de la línea microstrip es relativamente pequeña en relación a la del parche. En la siguiente figura se muestra el modelo y su circuito equivalente:

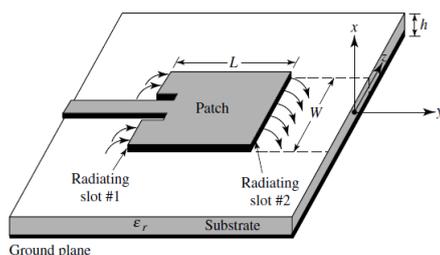


Figura 3.34: Alimentación coplanar de antena de parche (Fuente: [8]).

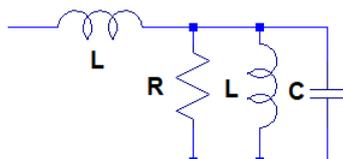


Figura 3.35: Circuito equivalente de la alimentación coplanar (Fuente: simulador LTSpice).

3.3. Sistema de transmisión por microondas

Alimentación con sonda coaxial

La alimentación con sonda coaxial se realiza colocando la sonda perpendicular al plano de masa y al parche. Tiene como ventaja que la red de excitación (coaxial) se desacopla del elemento radiante (parche), aunque como inconveniente, presenta una inductancia extra (L) introducida por la sonda.

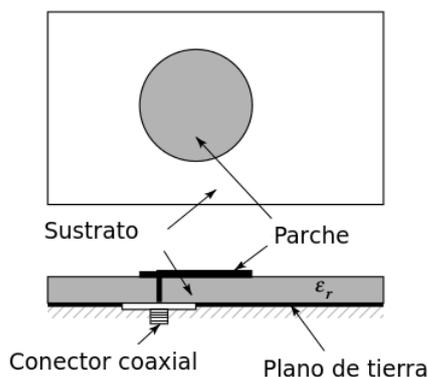


Figura 3.36: Alimentación con sonda coaxial (Fuente: [8]).

Método de análisis

Entre todos los métodos de análisis, los más habituales son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad. El modelo de línea de transmisión es el más simple que proporciona una buena percepción física, siendo menos preciso y más difícil a la hora de modelar el acoplamiento. En comparación, el modelo de la cavidad es más preciso, pero al mismo tiempo más complejo. Sin embargo, también es bastante difícil de modelar el acoplamiento.

Para el diseño de la antena se va a tomar en cuenta el modelo de línea de transmisión, por lo cual solo se explicará este.

Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión presenta una gran facilidad de diseño, aunque es el menos preciso. Además solamente puede ser utilizado para el diseño de antenas rectangulares o circulares. Este modelo considera los bordes de la antena como dos aperturas que radian. Cada apertura tiene un grosor W (ancho de la antena), una altura h (espesor del sustrato) y están separadas por una distancia L (largo de la antena). Las aperturas a su vez son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia G y una susceptancia B . En la siguiente figura se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular:

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

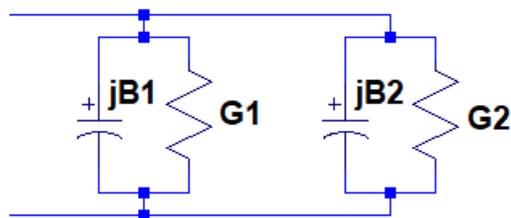


Figura 3.37: Circuito equivalente de alimentación coplanar (Fuente: simulador LTSpice).

La distribución de los campos en una antena de parche en los bordes presenta los llamados efectos de borde (fringing effects) que forman líneas de radiación como se muestra en la Fig. 3.38. Dependiendo de la frecuencia de operación así como de los sustratos utilizados para las antenas, los efectos de borde se presentan de diferente forma para cada diseño. Debido a los efectos de borde la longitud y ancho efectivos de la antena no es de igual valor que las dimensiones físicas. A su vez, los efectos de borde se presentan en dos medios en una antena de parche: aire y sustrato dieléctrico utilizado para la antena, por lo que se tienen dos permitividades eléctricas distintas.

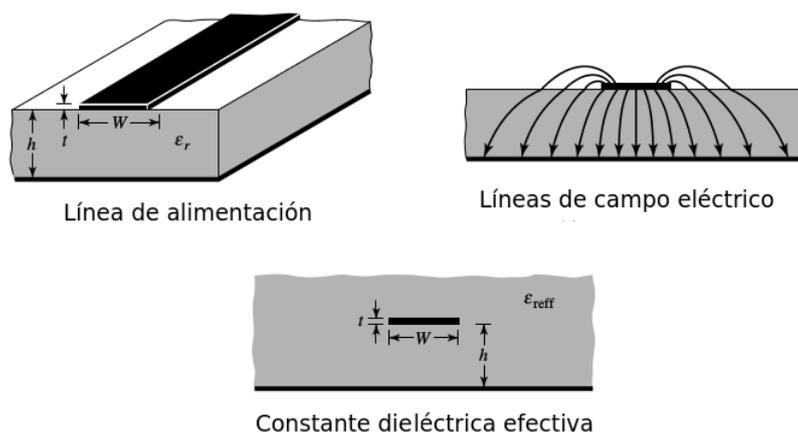


Figura 3.38: Fringing effects en antenas de parche rectangular (Fuente: [8]).

Puesto que el campo no queda totalmente confinado en los bordes del parche, hay un parámetro que tiene en cuenta este efecto: la longitud efectiva (L_{efec}). Es la longitud física del parche con una pequeña extensión (ΔL) en cada extremo, como se indica la siguiente figura:

3.3. Sistema de transmisión por microondas

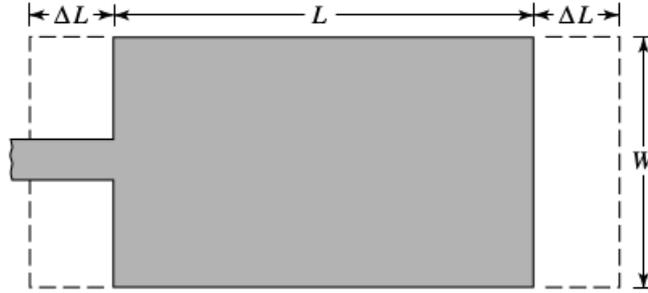


Figura 3.39: Largo efectivo de la antena de parche (Fuente: [8]).

La expresión analítica viene dada por:

$$\epsilon_{refec} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (3.3.72)$$

ΔL depende de ϵ_{refec} y la relación W/h :

$$L = L_{efec} - 2\Delta L \quad (3.3.73)$$

El modelo de línea de transmisión entonces, supone una permitividad eléctrica efectiva ϵ_{ref} , combinando ambas permitividades eléctricas (aire y sustrato) y asume que la antena se encuentra inmersa dentro de un solo medio homogéneo con dicha permitividad constante en toda su superficie.

3.3.2. Diseño

Diseño de una antena de parche rectangular

Para el diseño de una antena de parche, primero se debe conocer la frecuencia de resonancia, la constante dieléctrica y grosor del sustrato [8]. Luego se deben seguir los pasos mostrados a continuación:

- Ancho del parche

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.3.74)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda.

- Constante dieléctrica efectiva

$$\epsilon_{refec} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (3.3.75)$$

- Extensión de longitud ΔL

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{refec} + 0,3)\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{refec} - 0,258)\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3.3.76)$$

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

- Longitud efectiva

$$L_{efec} = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{refec}}} \quad (3.3.77)$$

- Longitud del parche

$$L = L_{efec} - 2\Delta L \quad (3.3.78)$$

Hasta el momento se han obtenido todas las medidas necesarias para el parche rectangular. Luego se debe calcular las medidas de la línea de alimentación para obtener una resistencia de entrada deseada. Para este trabajo se utiliza $Z_0 = 50 \Omega$

Se calcula la conductancia:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (3.3.79)$$

Donde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left(\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta))}{\cos(\theta)} \right)^2 \sin^3(\theta) d\theta \quad (3.3.80)$$

Siendo k_0 el número de onda:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.3.81)$$

Hay que tener en cuenta el efecto de la conductancia mutua que se produce entre las dos ranuras, se puede calcular mediante:

$$G_{12} = \frac{I_{12}}{120\pi^2} \quad (3.3.82)$$

Donde:

$$I_{12} = \int_0^\pi \left(\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta))}{\cos(\theta)} \right)^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta \quad (3.3.83)$$

Con J_0 la función de Bessel de orden cero.

Ahora se tienen todos los datos para calcular la resistencia de entrada en cada punto del parche:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (3.3.84)$$

Siendo y_0 la posición donde se desea calcular el valor de la resistencia.

Elección de valores para el diseño de la antena

Para el diseño de la antena se va a utilizar una frecuencia $f=2.45$ GHz, una constante dieléctrica relativa de $\epsilon=4.4$ y un ancho de sustrato de $h=1.6$ mm.

A partir de las ecuaciones de la Sección 3.3.2 y los valores elegidos se obtienen los siguientes valores para el diseño de la antena:

3.3. Sistema de transmisión por microondas

Tabla 3.16: Valores para el diseño de la antena.

| Variable | Descripción | Valor |
|------------|-------------------------------------|----------|
| f | Frecuencia | 2.45 GHz |
| ϵ | Constante dieléctrica | 4.4 |
| h | Ancho del sustrato | 1.6 mm |
| W_p | Ancho del parche | 37.61 mm |
| L_p | Largo del parche | 29.16 |
| W_g | Ancho plano de tierra | 75.22 mm |
| L_g | Largo plano de tierra | 58.32 mm |
| L_f | Largo de la línea de alimentación | 25.37 mm |
| W_f | Ancho de la línea de alimentación | 3.04 mm |
| F_i | Entrada de la línea de alimentación | 10.79 mm |
| G_{pf} | Gap de la línea de alimentación | 1 mm |
| h_g | Ancho de la tierra | 1 mm |

Para el cálculo de valores se utilizó un script realizado en Octave [A.2].

Diseño de un arreglo de antenas

A modo de aumentar la ganancia de la antena y tener una mayor transferencia de energía en distancias mayores, se propuso realizar un arreglo de antenas. Para ello se utilizó el programa CST (Computer Simulation Technology) que cuenta con una aplicación para realizar un arreglo de antenas a partir de una. Se diseñó un arreglo de 4x4 como el que se muestra en la Fig. 3.40.

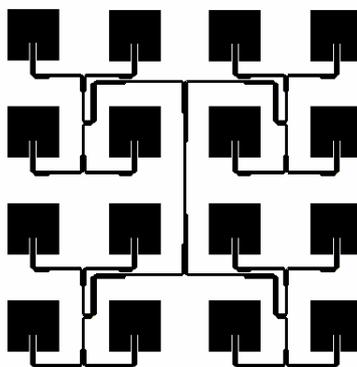


Figura 3.40: Arreglo de antenas 4x4 (Fuente: [29]).

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

Sistema de carga completo

Los principales componentes de la transmisión de energía por microondas son: Generador de microondas, Antena transmisora y Antena receptora con rectificador (rectena).

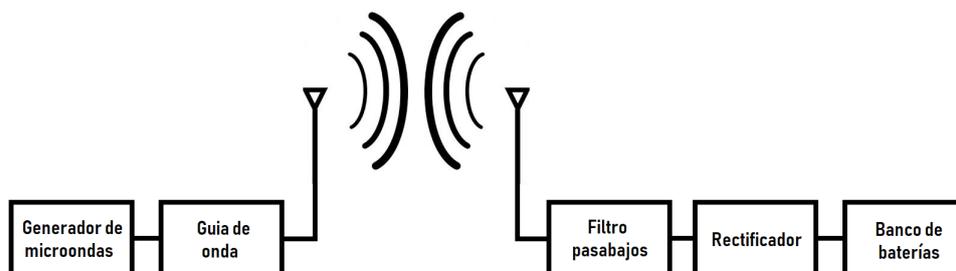


Figura 3.41: Esquema básico de transmisión.

- **Generador de microondas:** es un dispositivo que transforma la energía eléctrica en energía electromagnética en forma de microondas. Principalmente se dividen en dos grupos, tubos de vacío y transmisores semiconductores. En los circuitos de TIE, el más utilizado es el magnetrón que se encuentra dentro del grupo de tubos de vacío. Naoki Shinohara y Yuta Kubo calcularon experimentalmente la eficiencia del magnetrón en una de sus investigaciones [33], donde se vio que al trabajar en una frecuencia de 2.45 GHz se alcanzaba una eficiencia de 72 %.
- **Guía de onda:** Una estructura física capaz de guiar ondas electromagnéticas. Para el presente trabajo, se va a tomar como ideal (eficiencia de 100 %).
- **Filtro pasabajos, rectificador:** el pasabajos se encarga de filtrar los armónicos de alta frecuencia dejando transmitir solo las frecuencias de interés. Por otro lado, con el rectificador se convierte de corriente alterna a corriente continua. La eficiencia de este conjunto, fue estudiado por Naoki Shinohara y Yuta Kubo [33]. Los investigadores obtuvieron una eficiencia de 80 % para frecuencias de 2.45 GHz.
- **Banco de batería:** es un dispositivo capaz de almacenar energía eléctrica aprovechando reacciones de diferentes sustancias, pueden ser de diferentes tipos y necesitar o no un líquido en el que reaccionar. A modo de referencia, se va a admitir como un dispositivo ideal.

3.3.3. Simulaciones

Antena de parche

A partir de los valores obtenidos en la sección 3.3.2, se diseñó la antena en el programa CST. Luego, a partir de las simulaciones se estudió el comportamiento y se modificaron las distintas variables para obtener el punto de funcionamiento deseado. Se buscó obtener una frecuencia de resonancia de 2.45 GHz, una ganancia mayor a 5 dBi, una impedancia de entrada de 50Ω y un coeficiente de reflexión menor a -10 dB.

Diseño con valores teóricos

Con los valores calculados anteriormente se obtuvo la antena que se muestra en la Fig. 3.42.

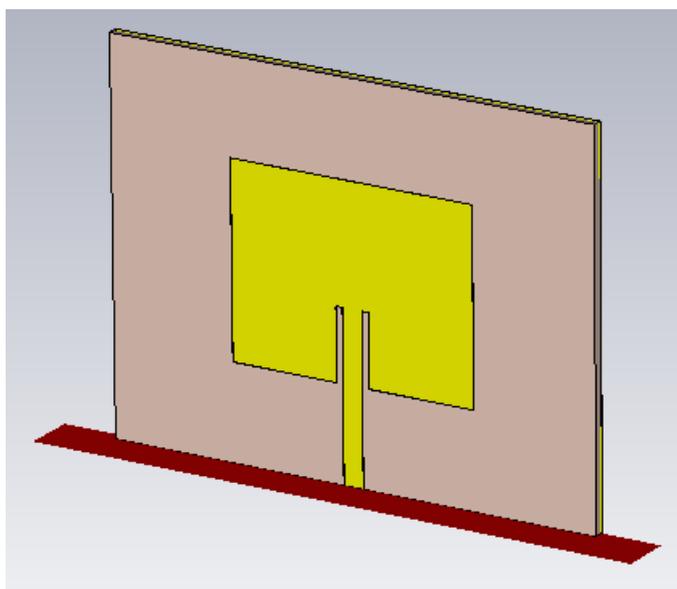


Figura 3.42: Antena diseñada con valores teóricos (Fuente: simulador CST).

Se creó un puerto de alimentación en la cara inferior, mostrado en la Fig. 3.42, y se simuló el sistema entre las frecuencias 2-3 GHz. Una de las simulaciones obtenidas fue el parámetro S_{11} . En la Fig. 3.43 se puede ver el comportamiento de la impedancia de entrada variando de 3 GHz a 2.45 GHz. Para esta primera instancia, se obtuvo una impedancia de entrada $Z_{in}=(34.6-64.2j) \Omega$ a 2.45 GHz.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

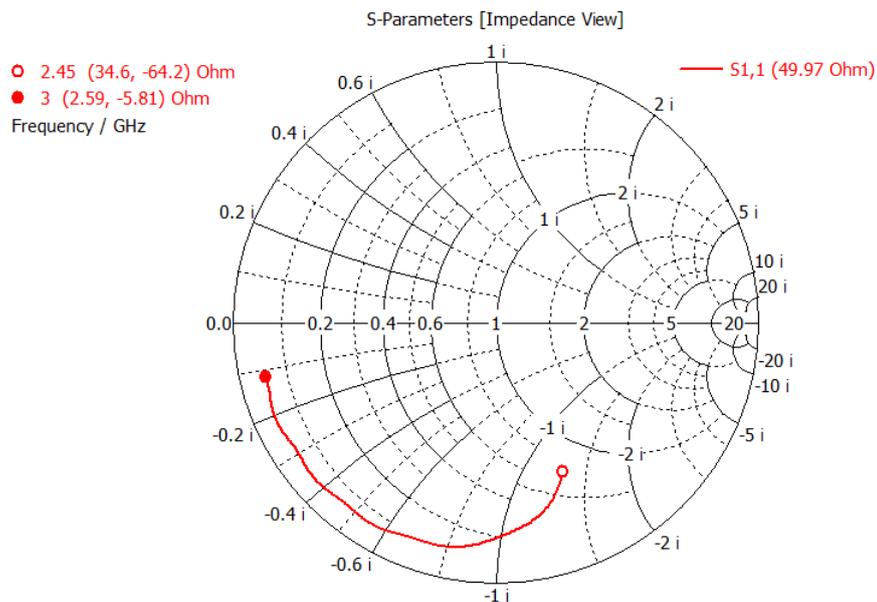


Figura 3.43: Diagrama de Smith con valores teóricos (Fuente: simulador CST).

Otro parámetro importante en el estudio de antenas, es el coeficiente de reflexión. En la Fig. 3.44 se muestra la gráfica obtenida en la simulación. En este caso, se logró obtener $S_{11} = -4.1$ dB en $f = 2.45$ GHz. El menor valor se obtuvo en la frecuencia $f = 2.388$ GHz y fue de $S_{11} = -11.108$ dB.

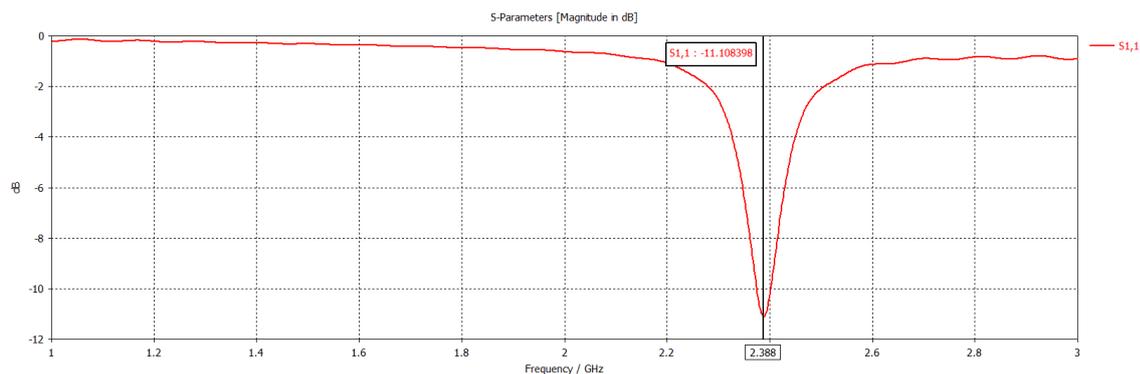


Figura 3.44: Parámetro S_{11} con valores teóricos (Fuente: simulador CST).

Para el diseño de esta antena, se obtuvo una ganancia de 6.8 dBi en su mayor punto de ganancia.

3.3. Sistema de transmisión por microondas

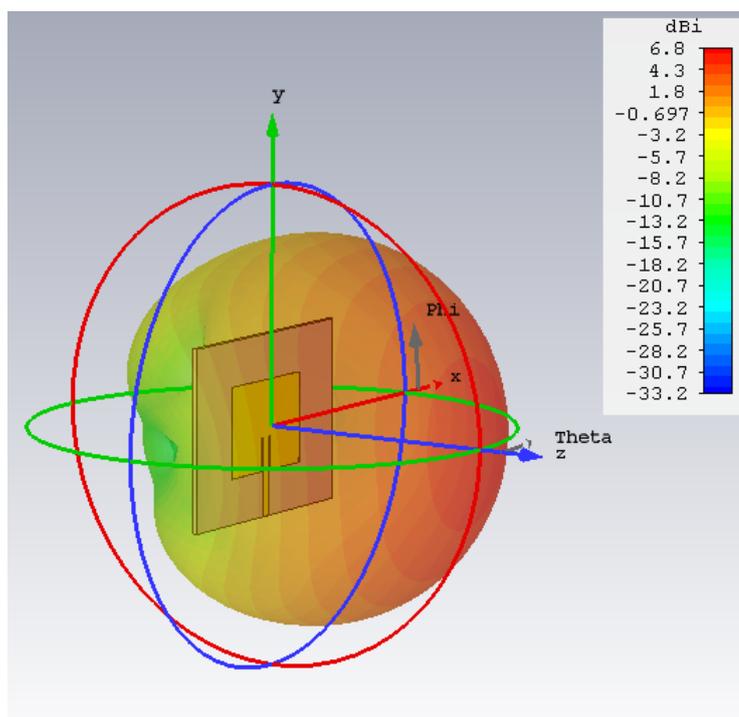


Figura 3.45: Ganancia de la antena con valores teóricos (Fuente: simulador CST).

Con motivo de cumplir con los requisitos exigidos, se modificaron las dimensiones de la antena. La antena de la Fig. 3.48 fue la elegida.

A continuación se listan los cambios realizados:

- Modificar el largo del sustrato: Al cambiar el largo de 29.16 mm a 33 mm se observó un corrimiento del mínimo valor del parámetro S_{11} , de 2.388 GHz a 2.13 GHz. El cambio no mejoró el comportamiento de la antena.
- Modificar el ancho del sustrato: En el caso del ancho, se probaron varios valores, 33 mm, 29.16 mm (largo del sustrato) y 26 mm. Los mejores resultados se obtuvieron con un ancho de 26 mm ($S_{11} = -28.76$ dB, $f_{resonancia} = 2.45$ GHz y $G = 6.12$ dBi). Cabe destacar, que la ganancia disminuyó de $G = 6.8$ dBi a $G = 6.12$ dBi, pero cumpliendo con el requisito de que sea mayor a $G = 5$ dBi. En cuanto a la impedancia vista, se puede observar en la Fig. 3.46 como varía la impedancia de acuerdo a la variación del tamaño de la antena ([1] Antena original, [2] largo $L = 33$ mm, [3] ancho $W = 33$ mm, [4] ancho $W = 26$ mm). Al utilizar un ancho de $W = 26$ mm se obtiene la impedancia vista más cercana a 50Ω (caso ideal), $(48.3 - 3.42j \Omega)$.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

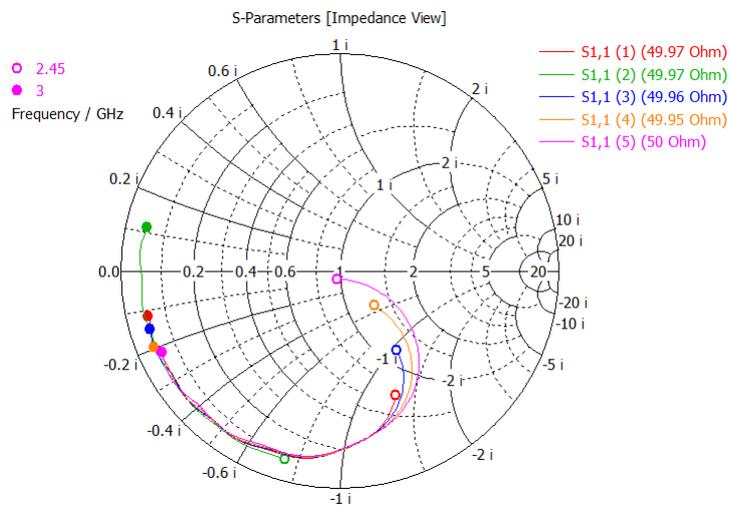


Figura 3.46: Diagrama de Smith de la antena modificada (Fuente: simulador CST).

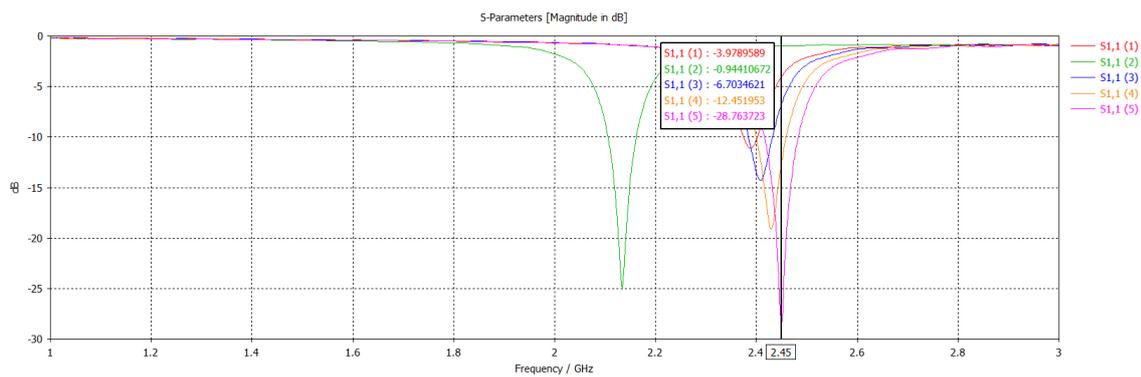


Figura 3.47: Parámetro S_{11} de la antena modificada (Fuente: simulador CST).

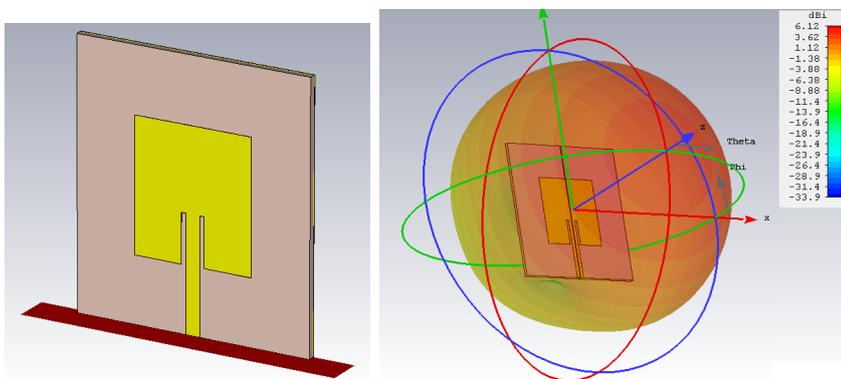


Figura 3.48: Antena elegida luego de las modificaciones con su respectiva ganancia (Fuente: simulador CST).

3.3. Sistema de transmisión por microondas

Los cambios realizados a la antena original, generaron un impacto positivo en los valores obtenidos en las simulaciones. A continuación en la Tabla 3.17 se muestran los valores definitivos de la antena.

Tabla 3.17: Valores de la antena elegida.

| Variable | Descripción | Valor |
|------------|-------------------------------------|----------|
| f | Frecuencia | 2.45 GHz |
| ϵ | Constante dieléctrica | 4.4 |
| h | Ancho del sustrato | 1.6 mm |
| W_p | Ancho del parche | 26 mm |
| L_p | Largo del parche | 29.16 |
| W_g | Ancho plano de tierra | 52 mm |
| L_g | Largo plano de tierra | 58.32 mm |
| L_f | Largo de la línea de alimentación | 25.37 mm |
| W_f | Ancho de la línea de alimentación | 3.04 mm |
| Fi | Entrada de la línea de alimentación | 10.79 mm |
| G_{pf} | Gap de la línea de alimentación | 1 mm |
| h_g | Ancho de la tierra | 1 mm |

Datos de la simulación:

- Ganancia: $G = 6.12$ dBi
- Parámetro S_{11} : $S_{11} = -28.76$ dB
- Impedancia vista: $48.3 - 3.42j \Omega$

Arreglo de antenas

Tal como se mencionó en la Sección 3.3.2 se utilizó el programa CST para simular un arreglo de antenas a partir de una antena de parche. Como resultado, se obtuvo una ganancia de 18.5 dBi y una direccionalidad igual a la antena de parche antes del arreglo. Respecto al lóbulo principal, se puede observar que se mantuvo en el centro de la antena. En la Fig. 3.49 siguiente se expone los resultados obtenidos.

Capítulo 3. Sistemas de carga inalámbrica de energía

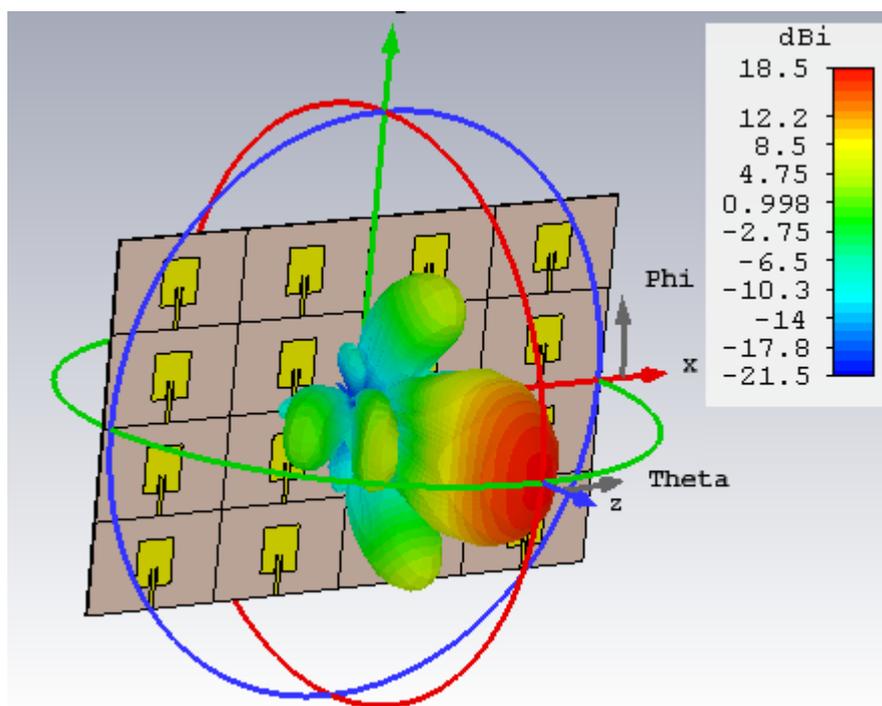


Figura 3.49: Arreglo de antenas diseñado (Fuente: simulador CST).

Cálculo de la eficiencia

Para el cálculo de la eficiencia de la transmisión de las antenas se utiliza (3.3.70). Para el resto de los componentes se va a tomar como referencia las eficiencias planteadas anteriormente en la Sección 3.3.2 del sistema de carga completo.

En la Tabla 3.18 se muestran los valores elegidos y sus respectivas eficiencias.

Tabla 3.18: Eficiencia del sistema en función de la distancia.

| Distancia [cm] | Ganancia de las antenas [dBi] | Eficiencia Tx-Rx [%] | Eficiencia Total [%] |
|----------------|-------------------------------|----------------------|----------------------|
| 70 | 18.5 | 97.1 | 55.9 |
| 80 | 18.5 | 74.4 | 42.1 |
| 90 | 18.5 | 58.7 | 33.8 |
| 100 | 18.5 | 47.6 | 27.4 |

Si bien la eficiencia de transmisión entre las antenas llega a alcanzar un 97.1 % a una distancia de 70 cm, se ve notoriamente disminuida debido a los demás componentes del sistema. En el mejor caso se obtuvo una eficiencia total de 55.9 %.

Capítulo 4

Elección del método de transmisión de energía

4.1. Criterios de elección

Para poder comparar los diferentes sistemas de carga y así luego elegir uno, se utilizan diferentes criterios de elección. Entre ellos, se va a tomar en cuenta la potencia entregada a la batería, criterio muy importante ya que está directamente relacionado con los tiempos de carga.

También se comparan eficiencias de los diferentes sistemas (eficiencia total). En los sistemas de carga inalámbrica generalmente se tienen grandes pérdidas que llevan a un sobrecosto a nivel energético, por lo que maximizar la eficiencia debe ser un tema principal.

El aumento de potencia de trabajo, trae asociado mayores problemas de salud para el cuerpo humano. En consecuencia, la seguridad humana va a ser otro criterio para elección del sistema.

Por último, se va a tener en cuenta para la elección si a nivel comercial ya existe un estándar de carga y analizar los métodos utilizados en los vehículos que se comercializan en la actualidad.

4.2. Comparación de los métodos de transmisión de energía

Dentro de los tres métodos de transmisión elegidos, los sistemas CIC y CII se parecen constructivamente por lo que la comparación es directa. La CIM utiliza una tecnología diferente y se emplea para distancias mayores a los demás métodos, de forma que la comparación se va hacer comentando aspectos más generales.

En lo que refiere a potencia, CII y CIM alcanzan potencias del orden de los kW. El sistema CIC tiene un obstáculo técnico importante para poder utilizar poten-

Capítulo 4. Elección del método de transmisión de energía

cias grandes y es que el campo eléctrico es muy nocivo para la salud humana. La CIM también presenta este problema, pero se han diseñado sistemas para compensarlos (por ejemplo diseñar el sistema para que el haz solo impacte en la antena receptora). En este sentido, la CII no presenta grandes problemas para la salud humana ya que el campo magnético es más seguro que el eléctrico (ver Capítulo 5).

Una crítica que se les hace a las cargas de los VE en general y sobre todo a la CIVE, es el tiempo de carga empleado. Por este motivo, es de suma importancia disminuir este tiempo sustancialmente para que los VE sean realmente competitivos con el resto de los vehículos a combustión. Para lograr disminuir este tiempo y poder ofrecer cargas rápidas, es que se necesita emplear potencias grandes (\sim kW). Investigadores del Departamento de Energía del Laboratorio Nacional de Oak Ridge han realizado pruebas de CII a 120 kW con una eficiencia del 97% [13]. Además, se estima subir esta potencia a 350 kW y 400 kW, lo que abriría una brecha importante entre los sistemas.

En la comparación de eficiencias se toman en cuenta las simulaciones realizadas para cada sistema (además de tener en cuenta las bibliografías y los trabajos existentes). Para el sistema CIM se utilizó el modelo de campo lejano, el cual es válido en el entorno de las distancias simuladas (70, 80, 90 y 100 cm). En cambio en los sistemas CII y CIC las distancias de trabajo variaron entre 10 cm y 25 cm.

Se varía la distancia entre 10 cm y 25 cm para valores de carga de 35Ω , 40Ω y 45Ω ; en las Tablas 4.1, 4.2 y 4.3 se presentan los datos de potencia y eficiencia obtenidos para cada uno respectivamente. Teniendo en cuenta esta diferencia, se presenta los resultados obtenidos para los sistemas CIC e CII, con diferentes cargas y distancias.

Analizando las tablas obtenidas se puede ver que la CII presenta cierta robustez frente a cambios en la distancia, aunque la potencia es distinta a la que se pretende con el diseño. Teniendo en cuenta que la carga tiene un aumento entre 2 y 3 veces su valor inicial, se obtienen potencias del orden necesario para esta aplicación. En cambio la CIC cuando se cambia la distancia, la potencia varía drásticamente y se obtienen valores fuera de los márgenes de funcionamiento para la carga del vehículo (ver Tabla 4.1). La eficiencia que presentan es en principio más alta. Aquí tenemos que hacer un par de apreciaciones, dado que en la simulación no se incluye la etapa inversora y que la frecuencia de trabajo es de 6.78 MHz por lo que una parte importante de la pérdida no se está considerando.

Por otra parte, en el trabajo [14] donde se presenta un sistema CIC, se declara una eficiencia de 88.2%, se puede concluir que la eficiencia obtenida con la simulación difiere mucho de la eficiencia real del sistema.

4.2. Comparación de los métodos de transmisión de energía

Teniendo en cuenta lo analizado anteriormente, el sistema CII presenta varias ventajas sobre el sistema CIC. Entre las ventajas, se puede ver que el CII es más robusto al aumentar la distancia entre los bobinados y las potencias de funcionamiento son mayores respecto al CIC (Ver Tablas 4.1, 4.2 y 4.3). Por otra parte, en la Sección 3.1.3, se vio que los sistemas CIC son sensibles a variaciones de los parámetros del sistema, haciéndolo poco robusto.

Con respecto a la CIM, en la Tabla 3.18 se observó la eficiencia total del sistema trabajando a distancias de 70, 80, 90 y 100 cm. El mayor valor obtenido fue de 55.9% (a 70 cm). A distancias menores, por ejemplo a 10 cm, se demostró que la eficiencia ronda en los 76% (ver Capítulo 2.3.3), utilizando una potencia de 1.4 kW.

En la actualidad, existen modelos y prototipos comerciales que utilizan la TIE aplicada a la carga de VE (ver 2.2). Estos sistemas de carga utilizan como tecnología la CII. A su vez, se está trabajando para llegar a un estándar para que todos los sistemas de carga sean compatibles [10].

Tabla 4.1: Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 35 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4).

| Carga 35Ω | Sistema Inductivo | | Sistema Capacitivo | |
|-------------------|-------------------|--------------|--------------------|--------------|
| | Distancia [cm] | Potencia [W] | Eficiencia [%] | Potencia [W] |
| 10 | 1220,18 | 81,21 | 138,67 | 97,20 |
| 11 | 1308,37 | 79,89 | 473,51 | 96,40 |
| 12 | 1396,56 | 78,32 | 586,70 | 95,27 |
| 13 | 1487,66 | 76,67 | 137,99 | 93,88 |
| 14 | 1587,50 | 75,04 | 50,23 | 92,18 |
| 15 | 1682,86 | 73,05 | 24,37 | 90,15 |
| 16 | 1770,19 | 71,05 | 13,99 | 87,83 |
| 17 | 1853,67 | 68,85 | 8,89 | 85,29 |
| 18 | 1934,66 | 66,53 | 6,07 | 82,48 |
| 19 | 1999,99 | 64,10 | 4,31 | 79,43 |
| 20 | 2052,61 | 61,53 | 3,21 | 76,09 |
| 21 | 2082,46 | 58,85 | 2,45 | 72,68 |
| 22 | 2088,70 | 56,05 | 1,91 | 69,29 |
| 23 | 2070,89 | 53,26 | 1,52 | 65,84 |
| 24 | 2012,56 | 50,58 | 1,24 | 62,26 |
| 25 | 1965,62 | 47,63 | 1,02 | 58,86 |

Capítulo 4. Elección del método de transmisión de energía

Tabla 4.2: Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 40 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4).

| Carga 40Ω | Sistema Inductivo | | Sistema Capacitivo | |
|------------------|-------------------|--------------|--------------------|--------------|
| | Distancia [cm] | Potencia [W] | Eficiencia [%] | Potencia [W] |
| 10 | 1327,49 | 79,83 | 125,29 | 96,87 |
| 11 | 1414,15 | 78,27 | 462,41 | 96,01 |
| 12 | 1505,49 | 76,77 | 625,31 | 94,75 |
| 13 | 1602,98 | 75,05 | 129,81 | 93,21 |
| 14 | 1693,78 | 73,17 | 45,89 | 91,37 |
| 15 | 1785,62 | 71,12 | 22,03 | 89,13 |
| 16 | 1865,70 | 68,93 | 12,59 | 86,53 |
| 17 | 1943,73 | 66,61 | 7,98 | 83,86 |
| 18 | 2009,08 | 64,12 | 5,43 | 80,77 |
| 19 | 2060,10 | 61,56 | 3,86 | 77,49 |
| 20 | 2087,10 | 58,83 | 2,87 | 74,11 |
| 21 | 2090,99 | 56,03 | 2,19 | 70,49 |
| 22 | 2069,93 | 53,18 | 1,71 | 66,84 |
| 23 | 2011,48 | 50,45 | 1,36 | 63,18 |
| 24 | 1971,66 | 47,62 | 1,11 | 59,73 |
| 25 | 1915,67 | 44,78 | 0,91 | 56,16 |

Tabla 4.3: Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 45 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4).

| Carga 45Ω | Sistema Inductivo | | Sistema Capacitivo | |
|------------------|-------------------|--------------|--------------------|--------------|
| | Distancia [cm] | Potencia [W] | Eficiencia [%] | Potencia [W] |
| 10 | 1428,29 | 78,47 | 111,26 | 98,48 |
| 11 | 1511,79 | 76,87 | 443,36 | 95,50 |
| 12 | 1606,35 | 75,26 | 664,62 | 94,10 |
| 13 | 1696,20 | 73,37 | 119,78 | 92,39 |
| 14 | 1787,15 | 71,37 | 41,17 | 90,28 |
| 15 | 1866,24 | 69,13 | 19,59 | 87,84 |
| 16 | 1944,59 | 66,88 | 11,15 | 85,12 |
| 17 | 2009,27 | 64,44 | 7,05 | 81,96 |
| 18 | 2061,64 | 61,83 | 4,79 | 78,75 |
| 19 | 2088,77 | 59,12 | 3,40 | 75,18 |
| 20 | 2093,43 | 56,30 | 2,52 | 71,51 |
| 21 | 2073,08 | 53,46 | 1,92 | 67,71 |
| 22 | 2013,37 | 50,65 | 1,50 | 63,83 |
| 23 | 1976,68 | 47,84 | 1,19 | 60,13 |
| 24 | 1920,54 | 45,01 | 0,98 | 56,38 |
| 25 | 1851,55 | 42,29 | 0,80 | 52,82 |

4.3. Elección del sistema

Luego de la comparación realizada en la sección anterior, se elige como sistema para la CIVE la CII. El motivo de la elección se debe a su alta eficiencia de transmisión, potencia de funcionamiento, seguridad para el humano y utilización a nivel mundial. Por otra parte, este tipo de transferencia es el que más se adecúa para los propósitos del presente proyecto.

Capítulo 5

Seguridad y salud humana

La Comisión Internacional de Protección de Radiación no Ionizante (ICNIRP) es una comisión internacional especializada en protección de radiación no ionizante. Se entiende por radiación no ionizante aquella onda o partícula que no es capaz de arrancar electrones de la materia que ilumina produciendo, como mucho, excitaciones electrónicas [58].

La ICNIRP determina límites de exposición para campos electromagnéticos. Dependiendo de la frecuencia del campo, las cantidades físicas para establecer los límites son la densidad de corriente (J), la tasa de absorción específica de energía (SAR) y la densidad de potencia (S).

Existen tres tipos de mecanismos de acoplamiento básico a través de los cuales interactúan los campos eléctricos y magnéticos variables en el tiempo con el cuerpo humano:

- **Acoplamiento a campos eléctricos de baja frecuencia:** este tipo de acoplamiento produce un flujo de cargas eléctricas, formación de dipolos eléctricos y reorientación de los dipolos ya presentes en el tejido.
- **Acoplamiento a campos magnéticos de baja frecuencia:** este fenómeno genera campos eléctricos inducidos en los tejidos y la circulación de corriente eléctrica.
- **Absorción de energía de los campos electromagnéticos:** generalmente la absorción de energía es insignificante por lo que el incremento de temperatura es mínimo. Sin embargo, si la frecuencia de los campos es por encima de los 100 kHz la absorción deja de ser intrascendente.

Por otro lado, se debe diferenciar la exposición en ocupacional y poblacional. La ocupacional es toda exposición experimentada por personas durante la ejecución de su trabajo. La exposición poblacional es toda exposición experimentada por el público en general.

Capítulo 5. Seguridad y salud humana

A continuación se listan los umbrales definidos por el ICNIRP.

Tabla 5.1: Restricciones básicas para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (año 2010) (Fuente: [58]).

| Características de la exposición | Tejido | Rango de frecuencias | Campo eléctrico interno (V/m) |
|----------------------------------|--|----------------------|-------------------------------|
| Ocupacional | Sistema Nervioso Central - Cabeza | 1 - 10 Hz | 0.5/f |
| | | 10 Hz - 25 Hz | 0.05 |
| | | 25 Hz - 400 Hz | $2 \times 10^{-3} f$ |
| | | 400 Hz - 3 kHz | 0.8 |
| | | 3 kHz - 100 kHz | $2 \times 10^{-4} f$ |
| | Todos los tejidos de la cabeza y el cuerpo | 1 Hz - 3 kHz | 0.8 |
| | | 3 kHz - 100 kHz | $2 \times 10^{-4} f$ |
| Poblacional | Sistema Nervioso Central - Cabeza | 1 - 10 Hz | 0.1/f |
| | | 10 Hz - 25 Hz | 0.01 |
| | | 25 Hz - 400 Hz | $4 \times 10^{-4} f$ |
| | | 400 Hz - 3 kHz | 0.4 |
| | | 3 kHz - 100 kHz | $1.35 \times 10^{-4} f$ |
| | Todos los tejidos de la cabeza y el cuerpo | 1 Hz - 3 kHz | 0.4 |
| | | 3 kHz - 100 kHz | $1.35 \times 10^{-4} f$ |

Nota 1- f está en Hz
 Nota 2- Todos los valores se expresan en valores eficaces (rms)

Tabla 5.2: Restricciones básicas para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias de 100 kHz y 10 GHz (año 1998) (Fuente: [58]).

| Características de la exposición | Rango de frecuencias | Densidad de corriente en la cabeza y el tronco (mA/m ²) (valor eficaz) | SAR media en todo el cuerpo (W/kg) | SAR localizada (cabeza y tronco) (W/kg) | SAR localizada (extremidades) (W/kg) |
|----------------------------------|----------------------|--|------------------------------------|---|--------------------------------------|
| Ocupacional | 100 kHz - 10 MHz | f/100 | 0.4 | 10 | 20 |
| | 10 MHz - 10 GHz | - | 0.4 | 10 | 20 |
| Poblacional | 100 kHz - 10 MHz | f/500 | 0.08 | 2 | 4 |
| | 10 MHz - 10 GHz | - | 0.08 | 2 | 4 |

Nota 1: f es la frecuencia en Hz.
 Nota 2: Debido a que el cuerpo humano no es eléctricamente homogéneo, las densidades de corriente deben promediarse en una sección de corte de 1 cm² perpendicular a la dirección de la corriente.
 Nota 3: Todos los valores de SAR han de promediarse en cualquier periodo de 6 (seis) minutos.
 Nota 4: La masa para promediar el SAR localizado es cualesquier tejido continuo de 10 (diez) gramos; el máximo SAR así obtenido debe ser el valor utilizado para estimación de la exposición.
 Nota 5: Para pulsos de duración t_p , la frecuencia equivalente aplicable en las restricciones básicas debe calcularse como $f=1/(2 t_p)$. Adicionalmente, para exposiciones a pulsos en el rango de frecuencias entre 0.3 y 10 GHz y para exposiciones localizadas de la cabeza, de forma de limitar o evitar efectos auditivos causados por expansión termo elástica, se recomienda una restricción básica adicional que consiste en que el SAR promediado sobre 10 gramos de tejido no debe exceder los 10 mJ.kg⁻¹ para trabajadores y 2 mJ.kg⁻¹ para el público en general.

Tabla 5.3: Restricciones básicas para densidad de potencia para frecuencias de 10 y 300 GHz (año 1998) (Fuente: [58]).

| Tipo de Exposición | Densidad de potencia (W/m^2) |
|--------------------|-------------------------------------|
| Ocupacional | 50 |
| Poblacional | 10 |

Nota 1: Las densidades de potencia deben ser promediadas sobre cualquier área expuesta de 20 cm^2 y sobre cualquier período de $68/(f^{1.05})$ minutos (f en GHz) para compensar la disminución de la distancia de penetración conforme se incrementa la frecuencia.
 Nota 2: Las densidades de potencia máximas espaciales, promediadas sobre 1 cm^2 , no deberían exceder 20 (veinte) veces los valores antes mencionados.

Tabla 5.4: Niveles de referencia para exposición ocupacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (valores eficaces no perturbados)(año 2010) (Fuente: [58]).

| Gama de frecuencias | Intensidad de campo eléctrico (kV/m) | Intensidad de campo magnético (A/m) | Densidad de flujo magnético (T) |
|---------------------|---|--|------------------------------------|
| 1 - 8 Hz | 20 | $1.63 \times 10^5 / f^2$ | $0.2 / f^2$ |
| 8 - 25 Hz | 20 | $2 \times 10^4 / f$ | $2.5 \times 10^{-2} / f$ |
| 25 - 300 Hz | $5 \times 10^2 / f$ | 8×10^2 | 1×10^{-3} |
| 300 Hz - 3 kHz | $5 \times 10^5 / f$ | $2.4 \times 10^5 / f$ | $0.3 / f$ |
| 3 kHz - 100 kHz | 1.7×10^{-1} | 80 | 1×10^{-4} |

Nota: f es la frecuencia y se expresa en Hz

Tabla 5.5: Niveles de referencia para exposición poblacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (valores eficaces no perturbados)(año 2010) (Fuente: [58]).

| Gama de frecuencias | Intensidad de campo eléctrico (kV/m) | Intensidad de campo magnético (A/m) | Densidad de flujo magnético (T) |
|---------------------|---|--|------------------------------------|
| 1 - 8 Hz | 5 | $3.2 \times 10^4 / f^2$ | $4 \times 10^{-2} / f^2$ |
| 8 - 25 Hz | 5 | $4 \times 10^3 / f$ | $5 \times 10^{-3} / f$ |
| 25 - 50 Hz | 5 | 1.6×10^2 | 2×10^{-4} |
| 50 - 400 Hz | $2.5 \times 10^2 / f$ | 1.6×10^2 | 2×10^{-4} |
| 400 Hz - 3 kHz | $2.5 \times 10^2 / f$ | $6.4 \times 10^4 / f$ | $8 \times 10^{-2} / f$ |
| 3 kHz - 100 kHz | 8.3×10^{-2} | 21 | 2.7×10^{-3} |

Nota: f es la frecuencia y se expresa en Hz

Capítulo 5. Seguridad y salud humana

Tabla 5.6: Niveles de referencia para exposición ocupacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 100 kHz y 300 GHz (valores eficaces no perturbados)(año 1998) (Fuente: [58]).

| Gama de frecuencias | Intensidad de campo eléctrico (V/m) | Intensidad de campo magnético (A/m) | Densidad de flujo magnético (μ T) | Densidad de potencia de onda plana equivalente (mW/cm^2) |
|---------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|--|--|
| 0.1 - 1 MHz | 610 | 1.6/f | 2/f | - |
| 1 - 10 MHz | 610/f | 1.6/f | 2/f | - |
| 10 - 400 MHz | 61 | 0.16 | 0.2 | 10 |
| 400 - 2000 MHz | $3f^{0.5}$ | $0.008f^{0.5}$ | $0.01f^{0.5}$ | f/40 |
| 2 - 300 GHz | 137 | 0.36 | 0.45 | 50 |

Nota 1: f es la frecuencia y se expresa en la unidad que corresponde a la gama de frecuencias consideradas.

Nota 2: En la medida que las restricciones básicas se cumplan y pueden excluirse efectos indirectos adversos, los valores de intensidad de campo pueden ser excedidos.

Nota 3: Para frecuencias entre 100 kHz y 10 GHz, S_{eq} , E^2 , H^2 y B^2 deben ser promediados sobre cualquier periodo de 6 minutos.

Nota 3: Entre 100 kHz y 10 MHz los valores de pico de las intensidades de campo se obtienen por la interpolación desde 1.5 veces la cresta a 100 kHz hasta 32 veces la cresta a 10 MHz. Para valores que sobrepasen 10 MHz, se sugiere que la densidad de potencia de onda plana equivalente de cresta, promediada a lo largo de la anchura del impulso, no sobrepase 1000 veces el límite S_{eq} , o que la intensidad de campo no sobrepase en 32 veces los niveles de exposición de intensidad de campo indicados en esta tabla.

Nota 5: Para frecuencias superiores a 10 GHz, S_{eq} , E^2 , H^2 y B^2 deben ser promediados sobre cualquier período de $68/(f^{1.05})$ minutos (f en GHz).

La posición de la Organización Mundial de la Salud es que los distintos países adopten las recomendaciones de la ICNIRP, dado que se basan en la mejor información disponible [9].

Uruguay, atendiendo a la recomendación antes expuesta, estableció el Decreto Nro. 53/014 del 28 de febrero de 2014 donde se establecieron los límites ICNIRP [46].

Capítulo 6

Diseño de un sistema inductivo

En la Sección 4.3 se decidió que el sistema CII fuera el objeto de estudio de este trabajo. En este capítulo se va a realizar un estudio de los bloques que lo componen, elección de componentes y magnitudes de las variables de trabajo.

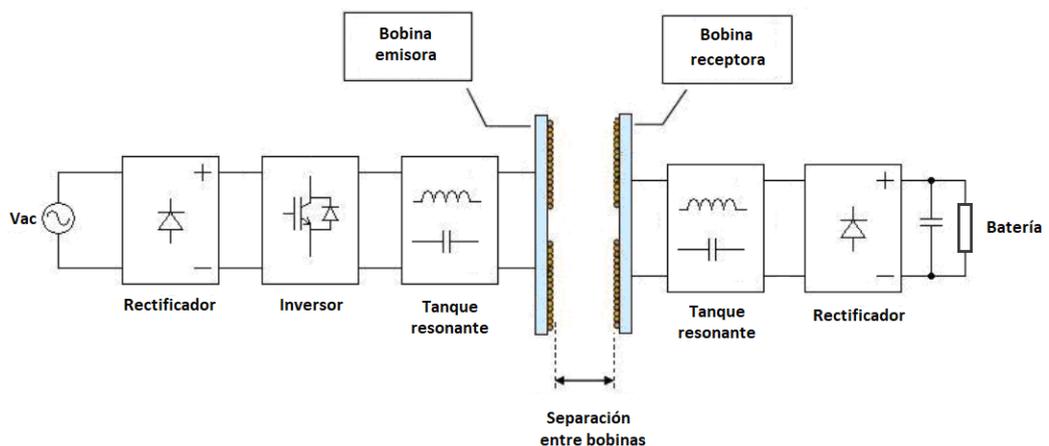


Figura 6.1: Circuito completo del sistema inductivo (Fuente: [17]).

La selección de componentes, toma como base una serie de objetivos de funcionamiento.

Criterios de funcionamiento:

- Voltaje de red: 230 VAC.
- Potencia de entrada (tomada de la red) mínima: 2.5 kW
- Eficiencia de transmisión total mayor a 70%.
- Distancia entre bobinas: 10 cm.
- Diámetro interior de las bobinas: 40 cm.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

- Límite de densidad de campo magnético: 1×10^{-4} T.
- Tiempo de carga: 10 horas (carga lenta).

6.1. Análisis de los bloques del sistema

6.1.1. Etapa de Potencia

Resulta ser clave en la obtención de éxito de un sistema de transmisión inalámbrica, la correcta elección y diseño de la etapa de potencia donde se acondiciona la señal que alimenta el circuito resonante. Adaptarse a las exigencias de trabajo del sistema es necesario, se debe estar en conocimiento de las distintas topologías, características, métodos de control y rendimientos tanto del circuito de excitación, como de los distintos componentes que lo conforman.

Un circuito resonante de un sistema de CII es alimentado mediante una onda sinusoidal, para lo que podrían utilizar amplificadores que hagan trabajar sus transistores en zona lineal, coexistiendo en el tiempo tensiones y corrientes altas, lo que generaría grandes pérdidas. Como alternativa existe otra clase de amplificadores que hacen trabajar a sus componentes activos en conmutación, pudiendo evitarse tensiones y corrientes elevadas de manera simultánea excepto en los tiempos de conmutación.

Se estudiarán tres configuraciones para la etapa de potencia [31], [6]:

- Push-Pull
- Medio Puente
- Puente Completo

Inversor PUSH-PULL

Este tipo de configuración es utilizado en inversores que requieren de tensiones de entrada reducidas, haciéndose inevitable el uso de un transformador para aumentar la tensión a la salida. En [31] se diseña e implementa un inversor de este tipo.

6.1. Análisis de los bloques del sistema

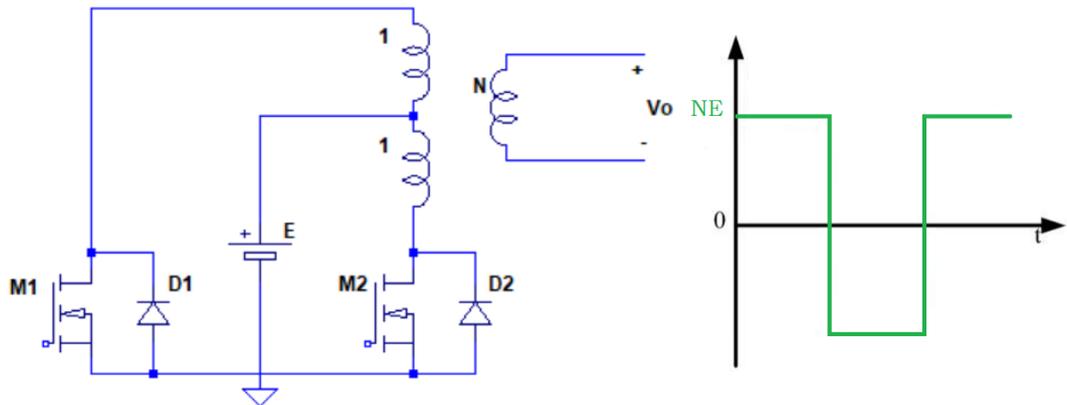


Figura 6.2: Inversor Push-Pull (Fuente: simulador LTSpice).

Características

- Los transistores deben soportar un voltaje del doble de la tensión de entrada más las producidas en las inductancias de dispersión del transformador y las sobretensiones que se originen en los circuitos conectados.
- Tensión máxima a la salida directamente relacionada al transformador, pudiendo ajustarse mediante la relación de transformación $V_o = NE$.
- Control sencillo dado que ambos transistores están referenciados.
- El circuito de salida se encuentra aislado del de entrada.

Inversor puente medio

Es una configuración utilizada en la implementación de inversores que requieren de potencia media a tensión elevada. La configuración consta de dos capacitores iguales en serie conectados a la entrada DC como se observa en la Fig. 6.2. Cada capacitor se carga a la mitad del voltaje de entrada; esto es, cuando $M1$ está activo en la salida se observa $V_o = E/2$ y cuando lo está $M2$ se tiene $V_o = -E/2$.

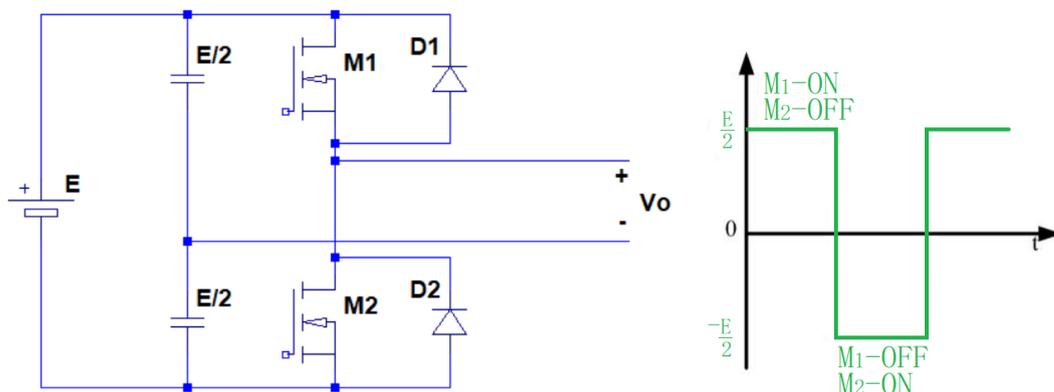


Figura 6.3: Inversor de medio puente (Fuente: simulador LTSpice).

Características

- La tensión en la carga es la mitad de la tensión de alimentación. Por lo tanto, para una misma potencia se tiene una corriente más elevada que en el puente completo. Los transistores se deben dimensionar con este parámetro.
- Los transistores deben soportar un voltaje igual a la tensión de entrada más las sobretensiones que se originen en los circuitos conectados.
- Los capacitores deben suministrar la energía necesaria en cada ciclo para que no haya gran variación de su tensión.
- Alto contenido Armónico, por lo tanto deben considerarse las pérdidas.

Inversor puente completo

Es una configuración utilizada en la implementación de inversores que requieren de potencia alta en la carga a tensión elevada. La configuración consta de cuatro transistores conectados según la Fig. 6.4. Los transistores M1 y M4 son disparados en fase mientras que M2 y M3 en contrafase.

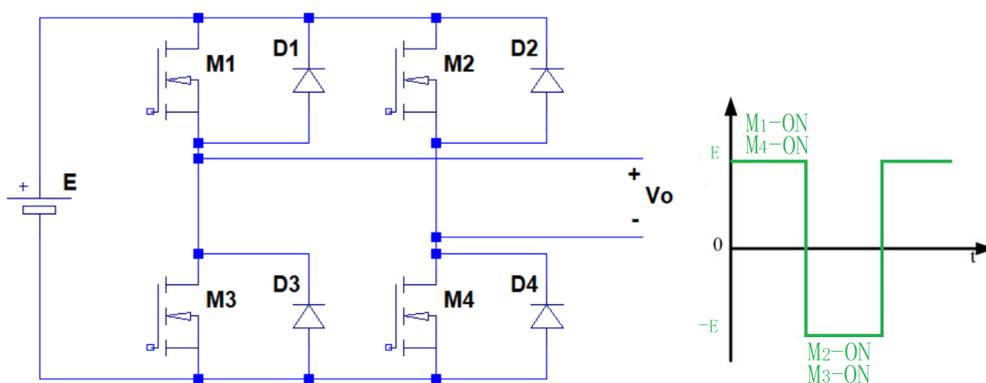


Figura 6.4: Inversor de puente completo (Fuente: simulador LTSpice).

Características

- La tensión máxima en la carga es igual a la de la tensión de alimentación. Por lo tanto, para una misma potencia se tiene una corriente más baja que en el medio puente.
- Los transistores deben soportar un voltaje igual a la tensión de entrada más las sobretensiones que se originen en los circuitos conectados.
- La configuración tiene el doble de transistores que la configuración de medio puente. El control será de mayor complejidad ya que cada uno debe ser excitado individualmente.
- La tensión a la salida puede tomar los valores E , $-E$ y 0 posibilitado por el control. Haciendo uso de los intervalos de tensión cero, pueden obtenerse formas de onda similares a una senoidal, reduciendo de esta manera el contenido armónico a la salida.
- Modificando los tiempos de disparo se puede controlar amplitud y potencia a la salida, esto se logra modificando la amplitud del armónico fundamental.

El modo de conmutación de los elementos activos que componen un sistema de potencia como el del presente proyecto, puede clasificarse en “Hard Switching” y “Soft Switching” [72].

La característica que los diferencia es notoria en el tiempo de encendido, en el Hard Switching aparecen sobre el elemento activo tensión y corriente elevadas, que hacen considerables las pérdidas en conmutación. En el soft switching la corriente circula desde la fuente al drain del MOS, descargando así su capacitancia antes del encendido a través del diodo en antiparalelo, eliminando entonces las pérdidas en ese tiempo. El modo Soft Switching se conoce como conmutación a Voltaje Cero o Zero Voltage Switching (ZVS), disminuye en gran medida las pérdidas en conmutación eliminando las potencias de pérdidas en el encendido.

En las Fig. 6.5 y Fig. 6.6 pueden observarse las formas de onda en el tiempo de conmutación de los modos Hard Switch y Soft Switch.

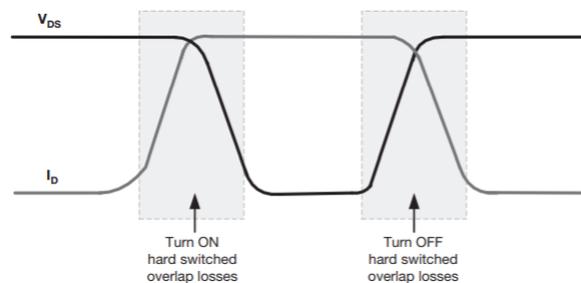


Figura 6.5: Tensión y corriente en conmutación - Hard Switch (Fuente: [72]).

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

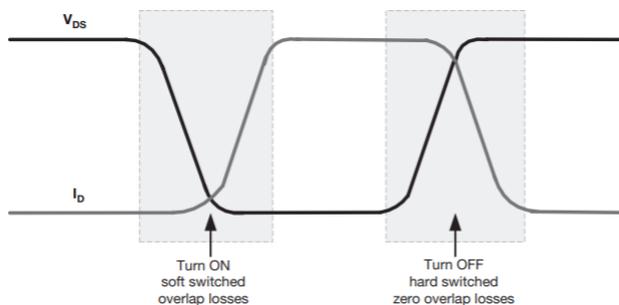


Figura 6.6: Tensión y corriente en conmutación - Soft Switch (Fuente: [72]).

Elección de la etapa de potencia

Se elige para la etapa de potencia el inversor en configuración de puente H completo. Principalmente buscando que a la frecuencia de resonancia la eficiencia no se vea afectada en gran medida ante cambios en la impedancia reflejada, a causa de cambios en la distancia o desalineación entre bobinados. A su vez se puede trabajar en soft switching en la forma ZVS, convirtiéndose en un bloque de gran eficiencia.

Elección de la señal de control

El puente inversor es el que se encarga de generar la señal de excitación de la bobina primaria. Para ello, se utiliza una fuente de alimentación de continua, un puente H de transistores nMOS y diodos en paralelo con cada transistor. El disparo de los interruptores se realiza mediante señales digitales en el gate de los transistores.

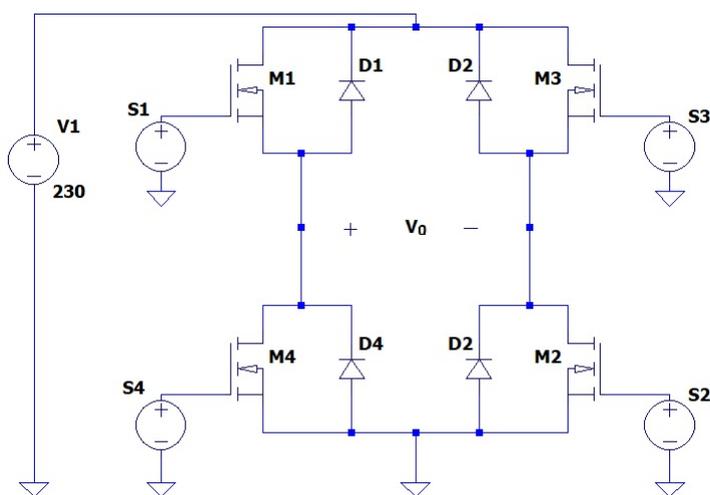


Figura 6.7: Puente inversor H (Fuente: simulador LTSpice).

6.1. Análisis de los bloques del sistema

El objetivo de utilizar el puente inversor es obtener una señal de alterna regulable a partir de una fuente de continua. Para poder regular la salida, en amplitud y frecuencia, se cuenta con señales de control que se aplican a los respectivos Gates de los transistores MOS.

En la Fig. 6.8 se grafican las distintas señales de control (en A.6 se explica el procedimiento para elegir las señales):

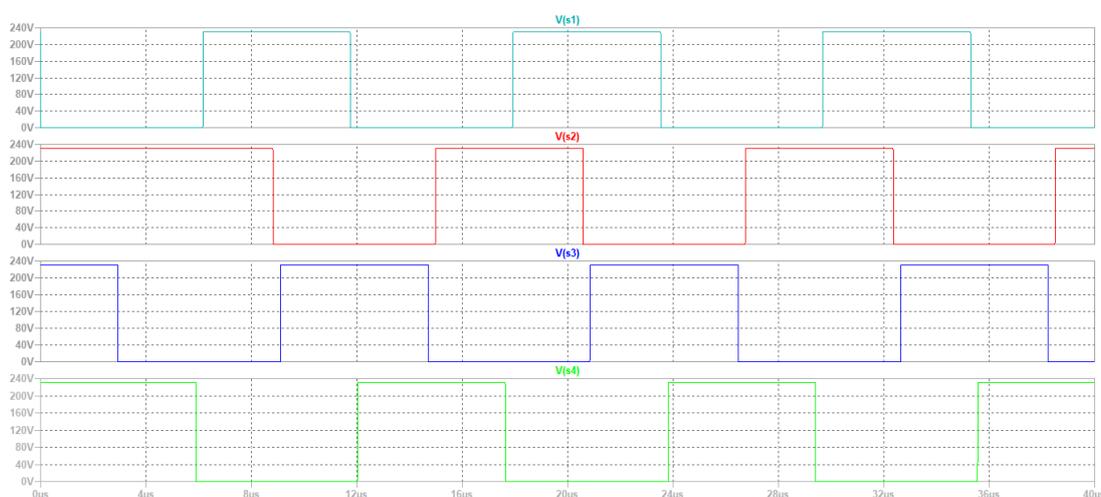


Figura 6.8: Señales de control (Fuente: simulador LTSpice).

Al aplicar las señales de control diseñadas, se obtiene una señal cuadrada en los bornes de salida. Si se toma el primer armónico de la descomposición en serie de Fourier de la señal cuadrada, se consigue la señal en alterna buscada.

$$V_{ref} = [\alpha_1 \cos(\frac{2\pi t}{T}) + \beta_1 \sin(\frac{2\pi t}{T})] V_{dc} \quad (6.1.1)$$

$$\alpha_1 = -2 \frac{\sin(\frac{2\pi \delta}{T})}{\pi} \quad \beta_1 = 4 \frac{\cos(\frac{2\pi \delta}{T})^2}{\pi}$$

En la Fig. 6.9 se observa que se cumple con los requisitos exigidos.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

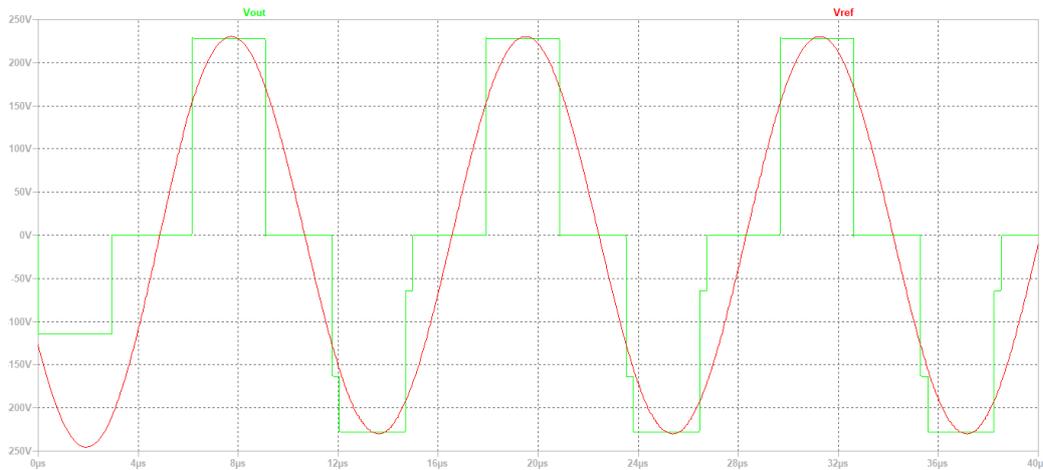


Figura 6.9: Comparación entre señal cuadrada y sinusoidal obtenida con primer armónico (Fuente: simulador LTSpice).

6.1.2. Bobinas

La elección del tipo de conductor resulta de gran importancia para el diseño de los bobinados para SCI. Este tipo de sistemas suele trabajar con corrientes alternas de altas frecuencias, entre 20 kHz y 10 MHz. Sean multifilares o unifilares, su comportamiento resulta ser pobre en este régimen de trabajo. En la construcción de los bobinados se utilizará el cobre, debido a sus excelentes características conductoras y térmicas, alta disponibilidad y facilidad de fabricación.

La circulación de corriente alterna a través de un conductor hace que su distribución en la superficie no sea uniforme, tendiendo a acumularse sobre la capa externa debido a las corrientes de Foucault que se inducen por el campo magnético generado por el mismo. Estas corrientes parásitas se oponen a la corriente que las genera y su módulo es mayor en el centro del conductor, por lo que produce una reducción de la sección eficaz del conductor, aumentando la resistencia efectiva y disminuyendo la corriente admisible a una determinada temperatura. Este fenómeno es conocido como efecto pelicular (efecto skin o kelvin) y sus variaciones con el aumento de frecuencia pueden observarse en la Fig. 6.10.

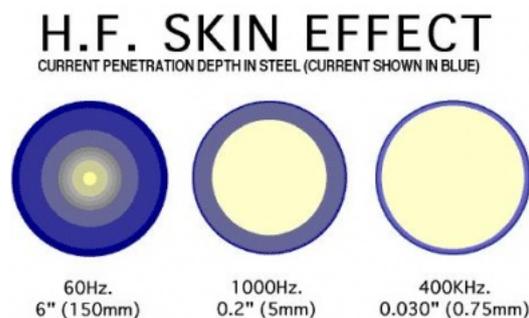


Figura 6.10: Efecto pelicular (Fuente: [41]).

6.1. Análisis de los bloques del sistema

El efecto puede cuantificarse mediante la denominada profundidad pelicular δ , es una medida de la distancia entre la superficie externa del conductor y la capa donde la densidad de corriente se ve disminuida al 37% de la densidad en la superficie. La densidad de corriente por lo mencionado anteriormente es mayor cuando nos alejamos del centro, esta zona es denominada como profundidad pelicular. δ está definido por la expresión (6.1.2).

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \sqrt{\sqrt{1 + (\rho\epsilon\omega)^2} + \rho\epsilon\omega} \quad (6.1.2)$$

Donde:

μ - Permeabilidad magnética del conductor

ρ - Resistividad del conductor

ω - Frecuencia angular de la corriente por el conductor

ϵ - Permitividad eléctrica del conductor

El efecto pelicular resulta no ser el único que afectara la eficiencia en el arreglo de bobinados, también lo hará el efecto de proximidad. Este se produce por la interacción por inducción electromagnética entre espiras adyacentes, modificando la densidad de corriente y provocando pérdidas resistivas asociadas.

El cálculo de las pérdidas por efecto de proximidad resulta ser complejo y no ha sido rigurosamente testeado para bobinas planas. De todas maneras existen dos métodos (Dowell y Ferreira) y otros basados en estos últimos ([25], [15]), con los que se puede realizar una aproximación.

Una primera solución es espaciar el bobinado, esto es dejar una separación entre espira y espira. Con esta opción se vería afectado el valor de la inductancia del bobinado [71]. Otra opción para minimizar pérdidas es utilizar conductor Litz.

El hilo de Litz es un cable de múltiples hebras, cada una tiene un fino esmaltado por lo que se encuentra eléctricamente aislada del resto. Estas hebras se enrollan con un patrón determinado formando grupos mayores, pudiendo volverse a torcer hasta obtener homogeneidad en cuanto a impedancias ante los campos electromagnéticos. El total de hebras se une en los terminales exteriores dejándolas en paralelo, de esta manera se consigue reducir las pérdidas en alterna.

El diámetro de las hebras debe ser menor a la profundidad pelicular a determinada frecuencia, entonces para un diámetro de conductor total dado, el hilo de litz proporciona una mayor superficie efectiva de conducción teniendo menor resistencia a frecuencias elevadas.

Según lo visto anteriormente el conductor a utilizar será *Litz*, el mismo se debe dimensionar para que soporte la frecuencia de trabajo y su corriente admisible sea mayor a la corriente máxima que circulará.

La frecuencia máxima del hilo Litz es definida como se muestra en (6.1.3).

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{4}{\phi^2 \mu_0 \pi \sigma_{cu}} \quad (6.1.3)$$

μ_0 - permeabilidad de vacío

ϕ - diámetro del hilo

σ_{cu} - conductividad del cobre

Entonces si $\phi = 0,10 \text{ mm} \rightarrow f_{m\acute{a}x} = 1746 \text{ kHz}$ y si $\phi = 0,25 \text{ mm} \rightarrow f_{m\acute{a}x} = 279,5 \text{ kHz}$.

El hilo del conductor elegido es $\phi = 0,25$, donde su corriente admisible es $I_{adm} = 0,142 \text{ A}$. Considerando como corriente máxima $I = 32 \text{ A}$ entonces el número de hilos en paralelo que debe conformar el conductor debe ser $N_{paralelos} > 226$.

El conductor elegido es de la fábrica española *Masfarne*, quienes realizan el conductor por pedido. Se toma de la tabla de la Fig. 6.11, el conductor *NF-15 n°5* que cuenta con 329 hilos. De esta elección tenemos que $I_{adm} = 46,72 \text{ A}$.

Definida la sección efectiva de un conductor litz como se muestra en (6.1.4).

$$A = N_{paralelos} \pi \frac{\Phi^2}{4} \quad (6.1.4)$$

Entonces $A = 329 \pi \cdot \frac{0,25 \text{ mm}^2}{4} = 16,15 \text{ mm}^2$, de donde el radio efectivo del conductor será $r_{litz} = 2,27 \text{ mm}$ y el diámetro $d_{litz} = 4,53 \text{ mm}$. Estos valores serán necesarios a la hora de cargar datos a la herramienta Coil32.

| Conductores de cobre rojo con hilos de 0,25 mm de diámetro Red copper conductors with wires of 0,25 mm of diameter | | | |
|---|--|--------------|--------------------------------------|
| Referencia Reference | Sección mm ² Section mm ² | Ø mm Ø mm | Nº total hilos Total no. of wires |
| NF-15 n° 1 | 2,5 | 2,4 | 49 |
| NF-15 n° 2 | 4 | 3,5 | 84 |
| NF-15 n° 3 | 6 | 3,7 | 126 |
| NF-15 n° 4 | 10 | 5 | 203 |
| NF-15 n° 5 | 16 | 5,7 | 329 |
| NF-15 n° 6 | 25 | 8 | 511 |
| NF-15 n° 7 | 35 | 9,4 | 722 |
| NF-15 n° 8 | 50 | 11 | 1.026 |
| NF-15 n° 9 | 80 | 13,5 | 1.615 |
| NF-15 n° 10 | 95 | 16 | 1.938 |
| NF-15 n° 11 | 120 | 18 | 2.451 |
| NF-15 n° 12 | 150 | 19 | 3.078 |
| NF-15 n° 13 | 185 | 21 | 3.768 |
| NF-15 n° 14 | 240 | 23,5 | 4.902 |
| NF-15 n° 15 | 300 | 27 | 6.118 |
| NF-15 n° 16 | 400 | 31 | 8.113 |
| NF-15 n° 17 | 500 | 34,5 | 10.241 |

Figura 6.11: Tabla de conductor litz $\phi = 0,25$ (Fuente: [49]).

6.1. Análisis de los bloques del sistema

Forma de los bobinados

Los bobinados utilizados usualmente para SCI son planos, es decir espiras enrolladas sobre si misma en un mismo plano o en pocas capas. Debido a que deben instalarse en la parte inferior o superior de los sistemas que conforman, deben ser de perfil reducido y bastante más anchas de lo que distan primario y secundario, para lograr distancias considerables en la transmisión y que los desalineamientos entre ellos no influyan de manera considerable.

La forma en si de los bobinados depende mucho del proyecto, si se quiere utilizar de manera eficiente un espacio disponible podría ser aconsejable que sean bobinados rectangulares, sin embargo si se tiene libertad en este sentido, por simplicidad constructiva se podría optar por bobinados circulares.

6.1.3. Tanque resonante

La topología Serie-Serie, tiene la ventaja que la frecuencia de resonancia y los valores de los condensadores son totalmente independientes de otros parámetros del sistema como el coeficiente de acoplamiento de las bobinas o la resistencia de carga del secundario. Otra característica ventajosa de esta topología es que si se emplean inductancias del mismo valor en el primario y el secundario, las capacitancias asociadas a estas también serán iguales entre sí lo cual facilita la selección de componentes. Esta configuración hace que el secundario se comporte como una fuente de corriente.

Cálculo de eficiencia para topología S-S [44]

De (3.43) se obtienen los factores de calidad de los bobinados del sistema como sigue:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \frac{\omega L_1}{R_{L_1}} \\ Q_2 &= \frac{\omega L_2}{R_{L_2}} \end{aligned} \quad (6.1.5)$$

De la definición clásica de Inducción Mutua que se desprende de (3.23), se obtiene (6.1.6).

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = \frac{k}{\omega} \sqrt{Q_1 Q_2 R_1 R_2} \quad (6.1.6)$$

Aplicando Ley de Mallas de Kirchoff a ambos lados, se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{in} - I_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1 \right) + j\omega M I_2 &= 0 \\ I_2 \left(R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \right) - j\omega M I_1 &= 0 \end{aligned} \quad (6.1.7)$$

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

De la condición de resonancia:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (6.1.8)$$

Sustituyendo (6.1.8) en (6.1.7), puede observarse que los términos de que dependen de C_i y L_i se cancelan, como es de esperar cuando se trabaja en resonancia.

$$\begin{aligned} V_{in} &= I_1 R_1 - j\omega M I_2 \\ I_2(R_2 + R_L) &= j\omega M I_1 \therefore j\omega M = \frac{I_2}{I_1}(R_2 + R_L) \end{aligned} \quad (6.1.9)$$

Despejando V_{in} de (6.1.9), se obtiene (6.1.10).

$$V_{in} = R_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2} I_1 \quad (6.1.10)$$

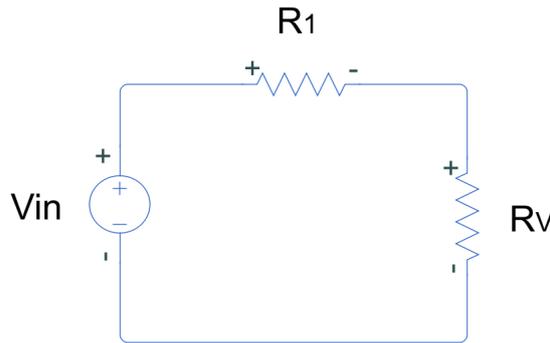


Figura 6.12: Sistema equivalente desde el primario.

Considerando un sistema como el de la Fig. 6.12, puede considerarse una resistencia vista R_V como sigue:

$$R_V = \frac{\omega^2 M^2}{R_L + R_2} \quad (6.1.11)$$

Despejando ωM de (6.1.6) y elevando al cuadrado se obtiene:

$$\omega^2 M^2 = \omega^2 \frac{k^2}{\omega^2} Q_1 Q_2 R_1 R_2 = k^2 Q_1 Q_2 R_1 R_2 \quad (6.1.12)$$

Definiendo los factores de calidad Q_{2L} y Q_2 .

$$\begin{aligned} Q_{2L} &= \frac{\omega L_2}{R_L + R_2} \\ Q_2 &= \frac{\omega L_2}{R_2} \end{aligned} \quad (6.1.13)$$

6.1. Análisis de los bloques del sistema

Sustituyendo (6.1.13) y (6.1.12) en (6.1.11):

$$R_V = k^2 Q_1 Q_{2L} R_1 R_2 \quad (6.1.14)$$

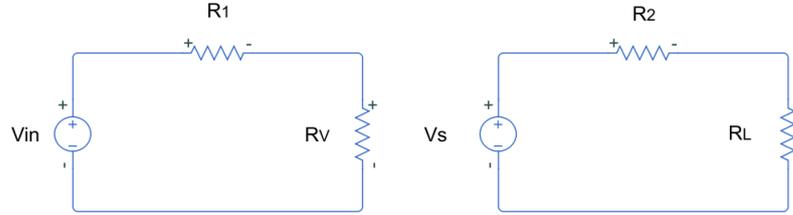


Figura 6.13: Sistema equivalente.

El sistema de la Fig. 6.13 es el equivalente al sistema original, donde V_S esta dado por (6.1.15).

$$V_S = j\omega M I_1 = j\omega M \frac{V_{in}}{R_1 + R_V} = j\omega M \frac{V_{R_V}}{R_V} \quad (6.1.15)$$

Despejando de (6.1.15):

$$\frac{V_S}{V_{R_V}} = \frac{j\omega M}{R_V} \quad (6.1.16)$$

La eficiencia total del sistema esta definida por (6.1.19), donde η_1 y η_2 son las eficiencias a ambos lados del sistema, (6.1.18).

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \quad (6.1.17)$$

$$\begin{aligned} \eta_1 &= \frac{V_R}{V_{in}} = \frac{R_V}{R_1 + R_V} \\ \eta_2 &= \frac{V_{R_L}}{V_S} = \frac{R_L}{R_2 + R_L} \end{aligned} \quad (6.1.18)$$

Sustituyendo (6.1.18) en (6.1.17) se obtiene:

$$\eta = \frac{R_V R_L}{(R_1 + R_V)(R_2 + R_L)} \quad (6.1.19)$$

De (6.1.13) se desprende:

$$\frac{R_L}{R_L + R_2} = \frac{Q_{2L}}{Q_L} \quad (6.1.20)$$

Entonces sustituyendo (6.1.14) y (6.1.20) en (6.1.19) se obtiene una expresión definitiva para la eficiencia del sistema.

$$\eta = \frac{k^2 Q_{2L} Q_1}{1 + k^2 Q_{2L} Q_1} \frac{Q_{2L}}{Q_L} \quad (6.1.21)$$

6.1.4. Puente rectificador

El sistema completo consta de 2 rectificadores de puente completo, uno que se conecta entre la red y el sistema inalámbrico propiamente dicho y el segundo que se encuentra en el secundario del circuito entre el tanque resonante y la batería.

El primero puede observarse en la Fig. 6.14. El rectificador de onda completa conformado por un puente de diodos es la forma más simple para rectificar una corriente alterna. Este aprovecha tanto el semiciclo positivo como el negativo de la señal para entregar una tensión continua. Para que esta tensión sea efectivamente continua y de constante en su valor (a la salida del puente, si bien mantiene el mismo signo, fluctúa su valor) se agrega un condensador a la salida del mismo que tiene la función de suavizar la onda.

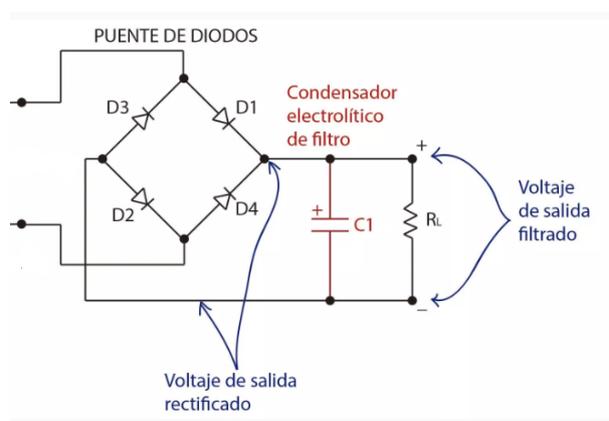


Figura 6.14: Rectificador de onda completa implementado con 4 diodos (Fuente: [52]).

El funcionamiento es simple, mientras se da el semiciclo positivo la corriente circula por D4 y D1, en cambio en el semiciclo negativo la misma circula por D3 y D2. El condensador se carga mientras aumenta la tensión y se descarga mientras esta disminuye.

Lo primero a destacar es que la frecuencia de la tensión rectificadada es el doble de la frecuencia de la tensión que sale del secundario del transformado. En el primer ciclo mientras la tensión rectificadada aumenta, la tensión filtrada aumenta desde 0 A hasta aproximadamente $V_p - 2V_\gamma$ (siendo V_γ la caída de tensión en el diodo) el condensador se cargará a través de los diodos que estén activos (D1 y D2 o D3 y D4). En la segunda mitad del ciclo, mientras la tensión rectificadada disminuye comenzara a descargarse el capacitor, ya que la constante de tiempo de descarga es mucho mayor que el período de la tensión rectificadada. En cierto momento cuando ocurre esta descarga, la tensión del siguiente ciclo superara la tensión del condensador, en ese momento se activara el otro par de diodos, lo que provocara que el condensador vuelva a cargarse. Luego en la segunda parte de este ciclo la tensión comenzara a disminuir nuevamente y el condensador a descargarse. En el

6.1. Análisis de los bloques del sistema

ciclo siguiente se activara el otro par de diodos y se cargara el condensador y esto procedimiento se repetirá en los próximos ciclos [52].

En la Fig. 6.16 se pueden observar la tensión rectificada, la tensión filtrada y el rizado.

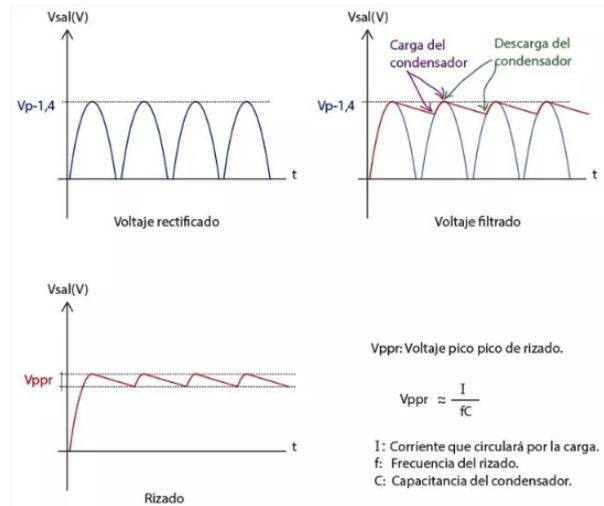


Figura 6.15: Ondas en el rectificador de onda completa (Fuente: [52]).

La onda de color rojo que se puede ver en la Fig. 6.16 se denomina rizado. Se denomina V_{ppr} a la diferencia entre el máximo y el mínimo del rizado y se puede aproximar su valor como:

$$V_{ppr} = \frac{I}{f_{rizado}C} \quad (6.1.22)$$

Siendo f_{rizado} la frecuencia del rizado (que coincide con la frecuencia de la tensión rectificada), C la capacitancia utilizada como filtro e I la corriente que se quiere tomar de la fuente.

Para disminuir el voltaje del rizado se puede aumentar el valor de C , pero con un límite ya que un aumento del condensador trae aparejado un incremento en la corriente para cargarlo. Esta corriente pasa por los diodos y puede llegar a quemarlos. Como criterio para la elección para el condensador se fija que el V_{ppr} sea al menos el 10 % de $V_p - 2V_\gamma$, por lo que si sustituimos este valor de rizado en (6.1.23) obtenemos la siguiente expresión para C :

$$C = \frac{10I}{f_{rizado}(V_p - 2V_\gamma)} \quad (6.1.23)$$

El rectificador del secundario luego del tanque resonante se comporta como una fuente de corriente por lo que la tensión que aparece en este es cuadrada se puede ver el comportamiento del circuito en la Fig. 6.16.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

Se obtuvieron las ecuaciones para I_L (corriente por la carga, I_0 en la figura) y R_V (resistencia equivalente del circuito puente más carga, R_{ac} en la figura) de acuerdo a los valores presentados en la Fig. 6.16 (Pag. 3 de [35]).

$$I_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 \quad (6.1.24)$$

$$U_L = I_L R_L \quad (6.1.25)$$

La tensión en el secundario se obtiene directamente como:

$$U_2 = R_V I_2 \quad (6.1.26)$$

También se expresa el valor de U_2 (E_0 en la figura) como:

$$U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_L \quad (6.1.27)$$

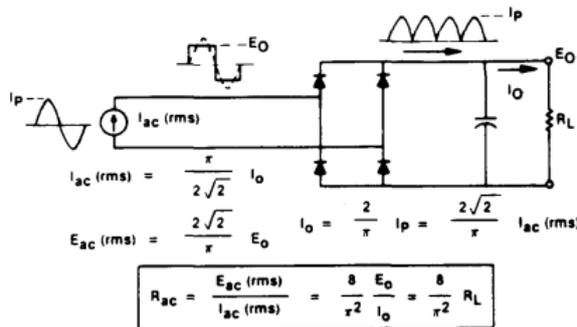


Figura 6.16: Comportamiento del rectificador de onda completa (Fuente: [35]).

Finalmente de (6.1.24), (6.1.25), (6.1.27 y (6.1.26) se obtiene una expresión de R_V en función de R_L y V_{in} como se muestra en (6.1.28).

$$R_V = \frac{8R_L}{(\pi)^2} \quad (6.1.28)$$

Las ecuaciones anteriores no tienen en cuenta la caída de tensión en el diodo, ya que para este análisis teórico no hacían un aporte sustancial.

El rectificador para conectarse a la red doméstica se diseñó con 4 diodos modelo RFUH30TS6D de 600 V / 30 A, y un capacitor de 5800 μF . El mencionado puente puede observarse en la Fig 6.17 junto con las señales de entrada y salida, donde se verifica el correcto funcionamiento. En color verde se muestra la tensión de entrada al rectificador, en rojo la tensión rectificada y en azul la corriente rectificada.

6.1. Análisis de los bloques del sistema

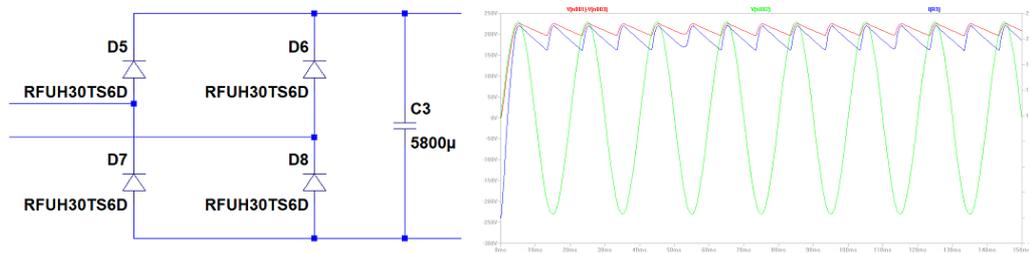


Figura 6.17: Puente rectificador primario y señales de entrada y salida del mismo (Fuente: LTSpice).

El rectificador secundario se diseñó con 4 diodos modelo RFUH30TS6D de 600 V 30 A y un capacitor de $15 \mu F$. En la Fig. 6.18 se muestra el diseño y la forma de las señales de entrada y salida simuladas, donde se comprueba el funcionamiento deseado del rectificador. En rojo se ve la corriente de entrada al rectificador, en verde la tensión de entrada y en azul la tensión rectificada.

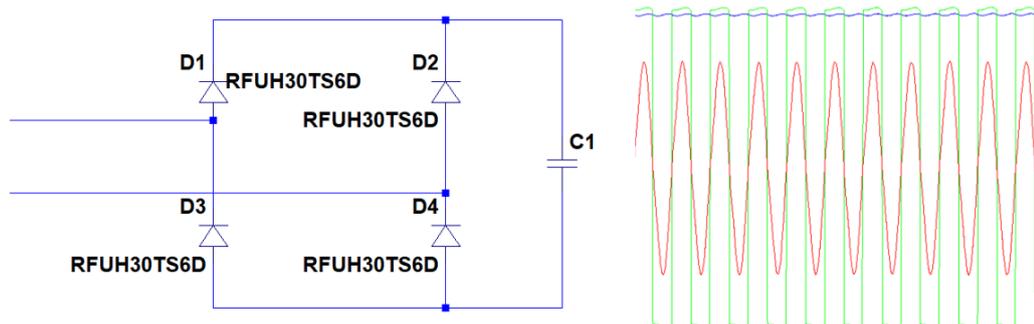


Figura 6.18: Puente rectificador secundario y señales de entrada y salida del mismo (Fuente: LTSpice).

6.1.5. Batería

Las baterías se encargan de almacenar y suministrar la energía eléctrica que el vehículo eléctrico necesita para su funcionamiento. Se componen de celdas electroquímicas que convierten la energía química en energía eléctrica en la descarga, y energía eléctrica a energía química en la carga.

Los principales parámetros que caracterizan una batería son los siguientes: Voltaje, Corriente, Resistencia interna, Energía específica y Ciclos de vida. Según lo observado en [4].

- Voltaje: es la tensión que hay entre los bornes de la celda, definida por la diferencia de potencial entre los bornes del cátodo y del ánodo.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

- Capacidad específica: es la cantidad de electricidad que puede entregar la batería antes de que su voltaje baje por debajo de un umbral. Se representa con el símbolo “C” y la unidad son Amperio.hora [Ah].
- Resistencia interna: es la resistencia que hace la propia celda como material contra el flujo de corriente.
- Energía específica: La energía específica indica la cantidad total de energía eléctrica que se puede almacenar en la batería.
- Ciclos de vida: cantidad de ciclos de carga y descarga que se pueden realizar hasta que la capacidad baje en un 20 % .

Existen muchos tipos de tecnologías de batería, entre ellas se pueden encontrar: Plomo-ácido, Níquel Cadmio (NiCd), Níquel-Hidruro Metálico (NiMH), Iones de Litio (Li-ion), Polímero de Litio y Baterías Zebra (NaNiCl).

Tabla 6.1: Comparativa de las diferentes tecnologías de batería (Fuente: [4]).

| Tipo de Batería | Energía [Wh/Kg] | Energía/volumen [Wh/litro] | Potencia/Peso [W/Kg] | Número de Ciclos | Eficiencia [%] |
|--------------------------------|-----------------|----------------------------|----------------------|------------------|----------------|
| Zebra (NaNiCl) | 125 | 300 | - | 1000 | 92.5 |
| Polímero de Litio | 200 | 300 | > 3000 | 1000 | 90.0 |
| Iones de Litio (Li-ion) | 125 | 270 | 1800 | 1000 | 90.0 |
| Níquel-Hidruro Metálico (NiMH) | 70 | 140-300 | 250-1000 | 1350 | 70.0 |
| Níquel Cadmio (NiCd) | 60 | 30 | 50-150 | 1350 | 72.5 |
| Plomo-ácido | 40 | 30 | 60-75 | 500 | 82.5 |

Las principales marcas (Tesla, Mitsubishi, Nissan, BMW, entre otras) utilizan las baterías de iones de litio. Esta batería se caracteriza por tener un bajo mantenimiento, alta eficiencia y energía, pero tiene como contra su alto costo según lo observado en [24].

Para el estudio y modelado de una batería primero se debe conocer como se comporta el voltaje y la corriente durante la carga de ésta. Para ello, se cuenta con las curvas características de las baterías:

6.1. Análisis de los bloques del sistema

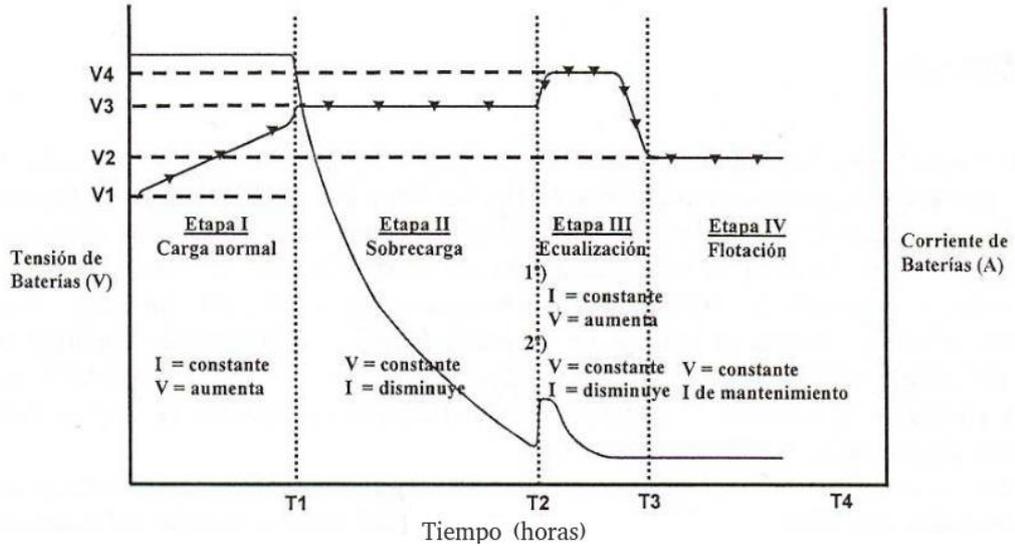


Figura 6.19: Curvas de carga de una batería (Fuente: [54]).

Para simplificar las simulaciones del sistema completo, se va a modelar la batería como una fuente de corriente que consume determinada corriente de forma constante durante toda la carga (corriente máxima de una batería estándar). Con respecto al voltaje, se va a tener en cuenta que no se trabaje por debajo del valor nominal elegido.

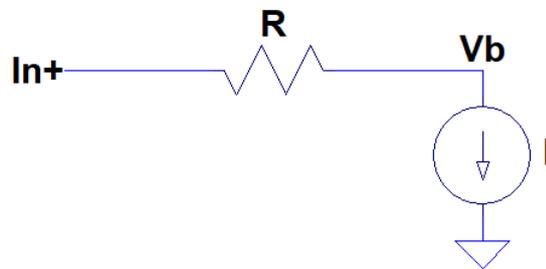


Figura 6.20: Modelo de batería elegido (Fuente: simulador LTSpice).

En cuanto a la eficiencia, se va a trabajar como una batería ideal donde no existen pérdidas. Utilizar un modelo más realista de la batería queda planteado para trabajos futuros.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

Elección de valores de trabajo

Se va a trabajar con los valores de una batería estándar, la cual cuenta con una energía de 30 kWh a un voltaje de 360 VDC. Teniendo estos datos se puede calcular a partir de (6.1.29), la intensidad y la potencia dependiendo de la cantidad de horas de carga. En la Tabla 6.2 se muestran algunos ejemplos.

$$C = \frac{\xi}{V} = \frac{30 \text{ kWh}}{360 \text{ VDC}} = 83,3 \text{ Ah} \quad (6.1.29)$$

Tabla 6.2: Intensidad y potencia de la batería en función del tiempo de carga.

| Tiempo [h] | Intensidad [A] | Potencia [kW] |
|------------|----------------|---------------|
| 1 | 83.3 | 30.00 |
| 3 | 27.8 | 10.00 |
| 5 | 16.7 | 6.00 |
| 8 | 10.4 | 3.75 |
| 10 | 8.3 | 3.00 |

Se elige para las simulaciones una carga lenta (10.5 hs), lo que corresponde a elegir **I=8 A** a **360 VDC**.

6.2. Simulaciones

Típicamente el diseño de los bobinados de los sistemas TIE se basan en la experiencia y la verificación experimental debido a su complejidad. Por este motivo, se realizó un proceso iterativo de diseño, simulación y corrección de parámetros de acuerdo a los objetivos del trabajo.

A modo de obtener valores óptimos de eficiencia total del sistema y potencia entregada a la carga, se modificaron parámetros de los bobinados hasta cumplir con los criterios de diseño planteados.

El procedimiento para realizar las simulaciones fue el siguiente. Primero se simuló en el programa LTSpice la transmisión de energía con una fuente ideal y carga resistiva en el bobinado secundario, como el circuito observado en la Fig. 6.21. Se realizó un barrido que abarcó varios valores de bobinados, con el objetivo de ver la tendencia de comportamiento del sistema para estas distintas combinaciones. Posteriormente se eligieron los valores de las bobinas que lograron mayor potencia con la mejor eficiencia.

6.2. Simulaciones

Con los valores elegidos se utilizó el programa Coil32 para estimar el número de capas que debía tener cada bobinado y cantidad de vueltas de conductor que se requería en cada capa. Con los parámetros encontrados, se dibujó en 3D en el programa Ansys Simplorer para corroborar si la cantidad de vueltas era la correcta para el valor de inductancia de cada bobinado y encontrar el valor real de k .

A continuación, a partir del k encontrado se simuló nuevamente en LTSpice ahora con el circuito completo, teniendo en cuenta los criterios de funcionamiento mencionados anteriormente. Se realizó un barrido de distintos valores de bobinas con el k mencionado hasta obtener un sistema que cumpliera con los requisitos.

Esta última combinación de bobinados fue procesada en el Coil32 obteniendo sus características constructivas. Por último se simularon las nuevas bobinas en el Ansys Simplorer para tener en un modelo 3D y corroborar el k . En los casos que varió este factor, se simuló nuevamente en LTSpice para obtener la eficiencia final.

Con el procedimiento de simulaciones definido se presenta el trabajo realizado en cada punto. El primer paso fue simular el sistema para varios valores de bobinados primario y secundario, y obtener una idea de como se comportaba el sistema para estos valores. Esto se realizó partir de un circuito simple, sin la etapa del puente inversor y aproximando el rectificador del secundario junto con la batería por una resistencia.

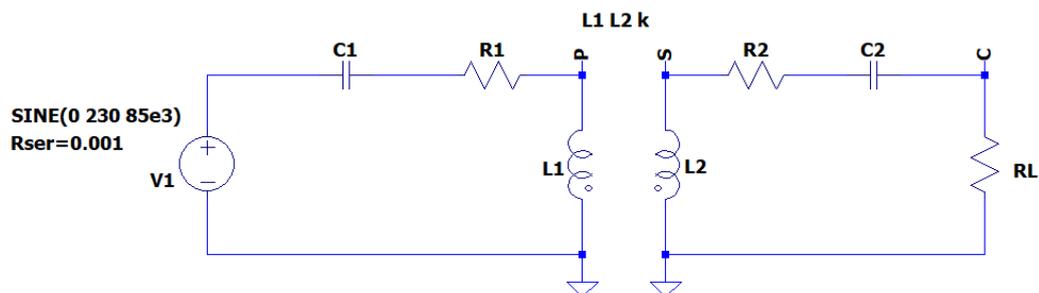


Figura 6.21: Simulación de bobinas con carga resistiva (Fuente: simulador LTSpice).

A medida que se variaron los valores de las bobinas se modificaron las capacitancias para que el sistema estuviera en resonancia. $R1$ y $R2$ a su vez se eligieron para mantener el $Q=80$. En cuanto a RL y k , se tomó un valor de referencia de 10Ω y 0.25 respectivamente (valor utilizado en trabajo de referencia [27]).

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

Tabla 6.3: Simulación en LTSpice de diferentes bobinas para cálculo de potencia y eficiencia.

| Inductancia del bobinado primario (μH) | Inductancia del bobinado secundario (μH) | Potencia de salida P_{out} (W) | Potencia de entrada P_{in} (W) | Eficiencia (%) |
|---|---|----------------------------------|----------------------------------|----------------|
| 450 | 50 | 650.2 | 736.4 | 88.3 |
| 450 | 300 | 122.4 | 152.5 | 80.2 |
| 450 | 450 | 82.4 | 110.4 | 74.6 |
| 400 | 50 | 731.3 | 828.3 | 88.2 |
| 400 | 250 | 164.3 | 199.7 | 82.3 |
| 400 | 400 | 104.1 | 136.1 | 76.5 |
| 350 | 50 | 835.6 | 946.5 | 88.3 |
| 350 | 200 | 233.2 | 276.0 | 84.5 |
| 350 | 350 | 135.7 | 172.9 | 78.4 |
| 300 | 50 | 975.2 | 1104.5 | 88.3 |
| 300 | 150 | 358.5 | 413.5 | 86.7 |
| 300 | 300 | 183.5 | 228.6 | 80.3 |
| 250 | 50 | 1169.9 | 1325.2 | 88.3 |
| 250 | 150 | 430.2 | 496.2 | 86.7 |
| 250 | 250 | 358.5 | 413.5 | 80.3 |
| 200 | 50 | 1461.8 | 1656.1 | 88.3 |
| 200 | 200 | 407.9 | 482.9 | 84.5 |
| 150 | 50 | 1950.4 | 2208.9 | 88.3 |
| 150 | 150 | 717.1 | 826.9 | 86.7 |
| 100 | 50 | 2923.3 | 3311.9 | 88.3 |
| 100 | 100 | 1574.4 | 1779.4 | 88.5 |
| 50 | 50 | 5857.9 | 6629.4 | 88.36 |

En la Tabla 6.3 se puede ver una tendencia de aumento en la potencia de transmisión a medida que las inductancias de los bobinados disminuyen. Con respecto a la eficiencia, se observa una mejoría al disminuir la inductancia en el bobinado secundario. Por lo tanto, se eligió la combinación 50/50 μH para modelar en 3D, ya que es la combinación analizada que cuenta con mayor potencia y eficiencia.

Para diseñar la bobina de 50 μH se utilizó el programa Coil32 donde se hallaron los parámetros de diseño. Este diseño se muestra en la Fig. 6.22.

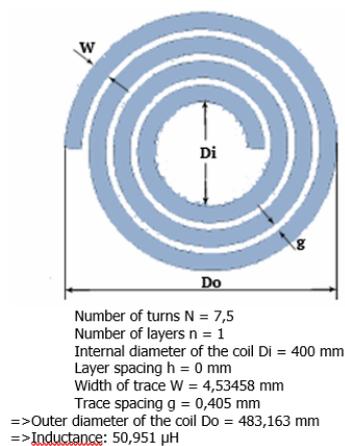


Figura 6.22: Simulación para el diseño de la bobina de 50 μH (Fuente: simulador Coil32).

6.2. Simulaciones

Luego de obtener los parámetros de construcción de las bobinas se procedió a hacer el dibujo de las mismas en 3D para obtener el valor de k . La simulación en 3D se puede ver en Fig. 6.23.

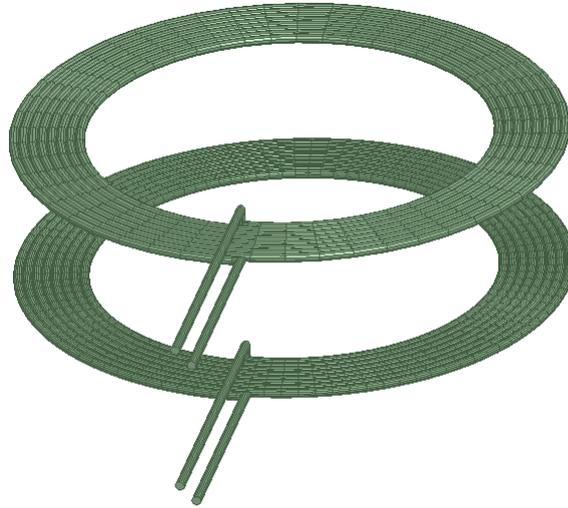


Figura 6.23: Simulación en 3D para estimar k de bobinas $50/50 \mu\text{Hy}$ (Fuente: simulador Ansys Simpler).

Utilizando dos bobinas iguales de $50 \mu\text{Hy}$ se obtuvo como resultado un $k=0.3468$. Con este valor de k se volvió a simular en LTSpice, pero ahora con el circuito completo, donde se agregaron cada uno de los bloques del sistema y la batería modelada mediante una fuente de corriente como se definió en (6.1.5).

Debido a los tiempos de simulación, se sustituyó el bloque que rectifica la señal de la red por una fuente ideal de continua de 230 VDC.

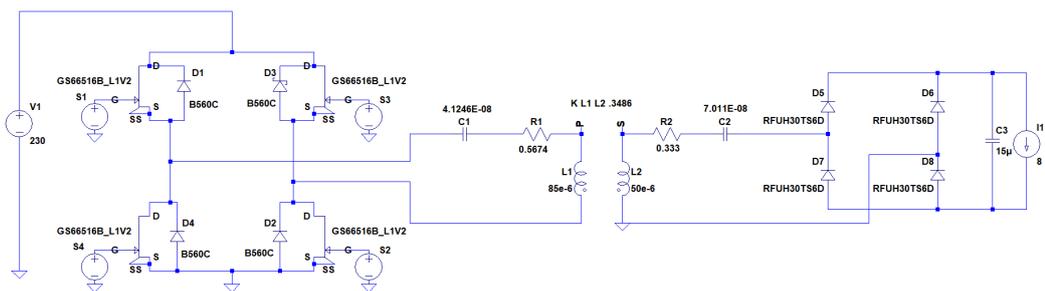


Figura 6.24: Circuito de transmisión completo (Fuente: simulador LTSpice).

Al simular el circuito completo con bobinados iguales de $50 \mu\text{Hy}$ y $k=0.3468$, el resultado no fue el esperado. El voltaje necesario para alimentar la batería no fue suficiente y en algunos casos se hacia negativo. Por este motivo se volvió a hacer un barrido de varios valores de bobinas como se hizo al principio del proceso de simulaciones, pero ahora ya con el sistema completo. Para esto se mantuvo el

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

valor de k hallado anteriormente y se ajustaron los valores $R1$ y $R2$ para cada par de inductancias elegidas para mantener el $Q=80$. Los resultados para estas simulaciones se muestran en la Tabla 6.4.

Tabla 6.4: Datos obtenidos de simular distintas bobinas con $k=0.3468$ a $f=85$ kHz.

| k = 0.3468 f= 85 kHz | | | | | |
|---|---|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------|----------------|
| Inductancia del bobinado primario (μH) | Inductancia del bobinado secundario (μH) | Potencia de salida Pout (W) | Potencia de entrada Pin (W) | Voltaje en la batería (V) | Eficiencia (%) |
| 90 | 50 | 3588 | 2914 | 364.2 | 81.2 |
| 89 | 50 | 3726 | 3054 | 381.7 | 81.9 |
| 87 | 50 | 3877 | 3127 | 390.8 | 80.6 |
| 85 | 50 | 4095 | 3283 | 410.4 | 80.2 |
| 80 | 50 | 4789 | 3809 | 476.0 | 79.5 |
| 100 | 45 | 3271 | 2636 | 329.5 | 80.6 |
| 100 | 42 | 3625 | 2879 | 359.8 | 79.4 |
| 100 | 41 | 3800 | 2990 | 373.9 | 78.7 |

Se puede observar en la Tabla 6.4 que las combinaciones $100/45 \mu\text{Hy}$ y $100/42 \mu\text{Hy}$ no cumplen con el requisito de voltaje de la batería (360 VDC). Las demás combinaciones cumplen con este requisito pero se eligieron las bobinas de $85 \mu\text{Hy}$ y $50 \mu\text{Hy}$ por considerarse la mejor combinación.

Con los nuevos valores de inductancia primaria y secundaria, se hallaron en el programa Coil32 los parámetros de diseño de cada bobinado. Los diseños se muestran en la Fig. 6.25.

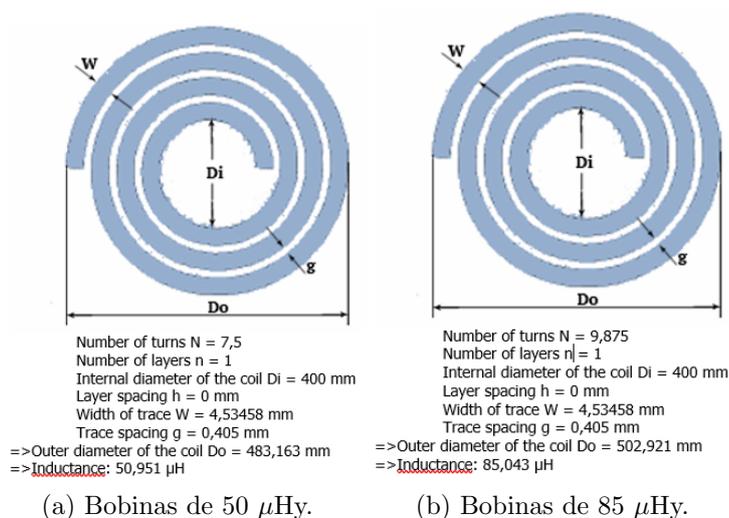


Figura 6.25: Simulación para el diseño de las bobinas de $50 \mu\text{Hy}$ y $85 \mu\text{Hy}$ (Fuente: simulador Coil32).

6.2. Simulaciones

Luego de obtener el diseño de cada bobina con el Coil32 se simularon con el programa Ansys Simplorer y se obtuvo un $k = 0.35947$.

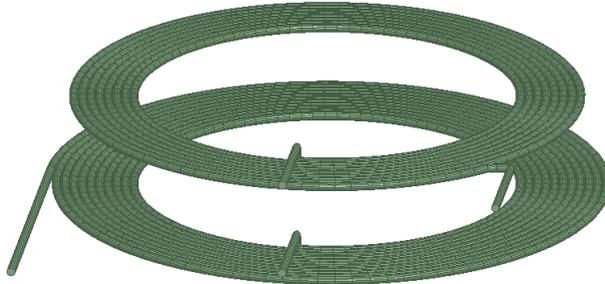


Figura 6.26: Simulación en 3D para estimar factor k de bobinas $80/50 \mu\text{Hy}$ (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

En última instancia se simuló en LTSpice el circuito completo utilizando $k = 0.35947$, inductancia de la bobina primaria $L1 = 85 \mu\text{Hy}$ y $L2 = 50 \mu\text{Hy}$ en la bobina secundaria. Con el sistema en estas condiciones se obtuvo una potencia de salida $P_{OUT} = 2951,63 \text{ W}$ y una eficiencia de $81,9\%$ cumpliendo con el nivel de voltaje necesario para la carga de la batería.

Tabla 6.5: Valores finales de los elementos del circuito total.

| | |
|----|-------------------------|
| R1 | $567.4 \text{ m}\Omega$ |
| C1 | 41.24 nF |
| L1 | $85 \mu\text{Hy}$ |
| R2 | $333 \text{ m}\Omega$ |
| C2 | 70.11 nF |
| L2 | $50 \mu\text{Hy}$ |

Tabla 6.6: Datos obtenidos en LTSpice con bobinas de $85/50 \mu\text{Hy}$ y $k=0.35947$ a $f=85 \text{ kHz}$.

| k = 0.35947 f= 85 kHz | | | | | |
|--|--|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------|----------------|
| Inductancia del bobinado primario (uH) | Inductancia del bobinado primario (uH) | Potencia de salida Pout (W) | Potencia de entrada Pin (W) | Voltaje en la batería (V) | Eficiencia (%) |
| 85 | 50 | 2951.63 | 3604.77 | 368.4 | 81.9 |

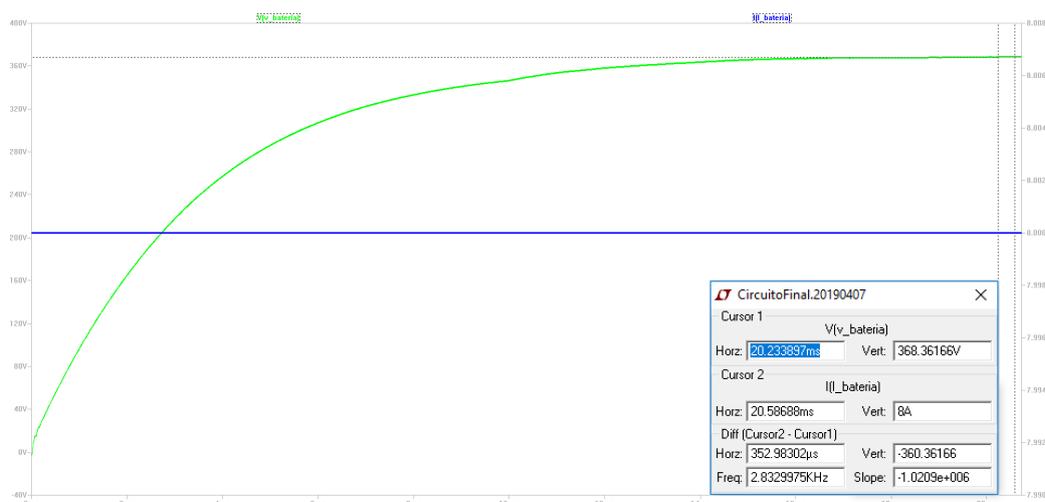


Figura 6.27: Gráfica de voltaje y corriente en la batería (Fuente: simulador LTSpice).

Con el sistema final se obtuvo una potencia de entrada $P_{in} = 3604,77 \text{ W}$ y una potencia de salida $P_{out} = 2951,63 \text{ W}$ por lo que la eficiencia total del sistema fue de $\eta = 81,8814 \%$.

A continuación se va a analizar las eficiencias de los diferentes bloques del sistema.

- Bloque de potencia (inversor puente H): Se obtuvo una eficiencia de $\eta_{inversor} = 94,11 \%$. En la entrada del inversor se tuvo una potencia de $P_{in,inversor} = 3,60 \text{ kW}$ y a su salida una potencia de $P_{out,inversor} = 3,39 \text{ kW}$.
- Bloque de bobinas: En la entrada del bobinado primario la potencia fue $P_{in,bobinas} = 3,39 \text{ kW}$ y a su salida una potencia de $P_{out,bobinas} = 2,99 \text{ kW}$, por lo que la eficiencia del conjunto de bobinas fue de $\eta_{bobinas} = 88,27 \%$. En la Sección 6.1.3 se obtuvo una expresión teórica de la eficiencia del tanque resonante para la topología S-S. Utilizando (6.1.21) y los valores de los elementos elegidos se obtiene una eficiencia teórica de $\eta_{teorico} = 94,79 \%$. La diferencia de $5,84 \%$ puede explicarse por la consideración de las resistencias serie R_1 y R_2 de los resonadores. Vale la pena recordar que estas se obtuvieron de considerar como calidad de bobinados un valor $Q = 80$, dado que en la Sección 3.2.1 se consideró como típico un valor entre 50 y 100. El cálculo de las resistencias es complejo y resulta no ser cercano al real, por lo que si la bobina no es construida y su resistencia no es medida experimentalmente, es razonable hacer esta consideración. Con lo mencionado, las resistencias en serie podrían ser mayores y la eficiencia teórica bajar en algún punto porcentual, acercándose al valor simulado.

Otro factor por el cual se explicaría la diferencia es que si bien se decidió utilizar conductor Litz de determinada sección, a la hora de simular en Ansys Simplorer se diseñó mediante un conductor de cobre de igual sección pero unipolar, no obteniendo los beneficios en cuanto a la caída en la resistencia

6.2. Simulaciones

del bobinado que provee el Litz. Entonces la eficiencia simulada aumentaría en un par de puntos porcentuales acercándose al valor teórico.

- Rectificador a la salida: En la entrada del rectificador la potencia es de $P_{in,rectificador} = 2,99 \text{ kW}$ mientras que a la salida tiene una potencia de $P_{out,rectificador} = 2,95 \text{ kW}$ por lo que la eficiencia de la etapa de rectificación fue $\eta_{rectificador} = 98,56 \%$.

Se puede ver que la pérdida más importante que presenta el sistema es en la transferencia de potencia entre las bobinas, esta significa el 11,03% de la potencia que ingresa al sistema. En la etapa de inversión se pierde 5,89% de la potencia que ingresa al sistema, mientras que la del rectificador es de 1,19%.

Comportamiento en desfasaje y variación en la separación entre bobinas.

Existen dos factores que pueden modificar el acople de las bobinas, uno es el desajuste horizontal entre ejes que pueden presentarse si no se estaciona el VE en el lugar correcto, y el otro es la variación en el eje z de la distancia entre bobinados. A continuación se analiza como afectan estos cambios al sistema de carga diseñado.

Se realizó simulación del sistema para valores de desfasaje entre ejes de 0 cm, 2.5 cm y 5 cm; y distancia entre bobinados de 7,5 cm, 10 cm, 12,5 cm y 15 cm. Los resultados de las combinaciones se presentan en las Tablas 6.7, 6.8 y 6.9.

Tabla 6.7: Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas sin desalinear.

| | Lp [uH] | Ls [uH] | M [uH] | k | Potencia de salida P_{out} [W] | Potencia de entrada P_{in} [W] | Voltaje en la batería [V] | Eficiencia [%] |
|-------------|---------|---------|--------|--------|-------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------|----------------|
| z = 10,0 cm | 86,30 | 50,28 | 23,69 | 0,3597 | 2818,14 | 3436,32 | 352,27 | 82,01 |
| z = 12,5 cm | 86,33 | 50,33 | 19,21 | 0,2914 | 4620,36 | 6741,86 | 577,54 | 68,53 |
| z = 15,0 cm | 86,30 | 50,17 | 15,69 | 0,2384 | 3734,85 | 6871,32 | 466,86 | 54,35 |

Tabla 6.8: Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas desalineadas 2,5 cm.

| | Lp [uH] | Ls [uH] | M [uH] | k | Potencia de salida P_{out} [W] | Potencia de entrada P_{in} [W] | Voltaje en la batería [V] | Eficiencia [%] |
|-------------|---------|---------|--------|--------|-------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------|----------------|
| z = 7,5 cm | 83,33 | 50,36 | 29,07 | 0,4408 | 37,05 | 140,00 | 4,63 | 26,46 |
| z = 10,0 cm | 86,32 | 50,35 | 23,38 | 0,3546 | 2982,85 | 3663,88 | 372,86 | 81,41 |
| z = 12,5 cm | 86,33 | 50,33 | 18,98 | 0,2880 | 4565,84 | 6763,19 | 570,73 | 67,51 |
| z = 15,0 cm | 86,34 | 50,30 | 15,52 | 0,2356 | 3688,86 | 6869,51 | 461,10 | 53,70 |

Tabla 6.9: Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas desalineadas 5 cm.

| | Lp [uH] | Ls [uH] | M [uH] | k | Potencia de salida P_{out} [W] | Potencia de entrada P_{in} [W] | Voltaje en la batería [V] | Eficiencia [%] |
|-------------|---------|---------|--------|--------|-------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------|----------------|
| z = 7,5 cm | 86,33 | 50,34 | 27,72 | 0,4205 | 505,10 | 742,22 | 63,14 | 68,05 |
| z = 10,0 cm | 86,33 | 50,32 | 22,45 | 0,3406 | 3424,95 | 4316,63 | 428,11 | 79,34 |
| z = 12,5 cm | 86,33 | 50,31 | 18,32 | 0,2779 | 4399,10 | 6787,94 | 549,88 | 64,81 |
| z = 15,0 cm | 86,33 | 50,28 | 15,02 | 0,2281 | 3566,98 | 6878,57 | 445,87 | 51,85 |

Resumen de resultados ante desfasajes y cambios de distancia

Tabla 6.10: Potencia de salida y eficiencia obtenidos frente a desfasaje y cambios de distancia

| | Desfasaje 0,0 cm | | Desfasaje 2,5 cm | | Desfasaje 5,0 cm | |
|-------------------|--|-------------------|--|-------------------|--|-------------------|
| Distancia (cm) | Potencia de salida P_{out} (W) | Eficiencia (%) | Potencia de salida P_{out} (W) | Eficiencia (%) | Potencia de salida P_{out} (W) | Eficiencia (%) |
| 10,0 | 2818,14 | 82,01 | 2982,85 | 81,41 | 3424,95 | 79,34 |
| 12,5 | 4620,36 | 68,53 | 4565,84 | 67,51 | 4399,10 | 64,81 |
| 15,0 | 3734,85 | 54,35 | 3688,86 | 53,70 | 3566,98 | 51,85 |

Lo primero que puede observarse es que tanto la potencia a la salida, el voltaje sobre la batería y la eficiencia no varían significativamente frente a desfasajes horizontales, por lo puede considerarse un sistema robusto frente a estos cambios.

Observando particularmente el aumento de potencia a la salida con el desfasaje, y recordando que se había tomando como criterio obtener la mayor posible, podría pensarse que lo mejor es desfasar, sin embargo del siguiente razonamiento se concluirá lo contrario. Al desfasar los bobinados el factor de acoplamiento disminuye, se incrementa el voltaje del secundario y dado que la corriente por el mismo es constante aumenta la potencia entregada a la carga. El voltaje del bobinado primario también se ve incrementado, aumentando la potencia tomada a la red. Resumiendo, el aumento de potencia entregada a la carga requiere de un aumento en la potencia tomada a la red y un aumento general de las tensiones de trabajo, debiendo dimensionarse los componentes para otra clase de tensión lo que aumentaría el costo total del sistema y quizás precisando aumentar la potencia contratada.

Frente a cambios en la distancia entre bobinados la robustez no resulta ser tal, dado que la eficiencia se reduce significativamente, incluso queda por debajo del 70% que fue el límite fijado en los criterios de diseño como aceptable. Tanto la potencia tomada de la red como la potencia de salida aumentan, teniendo distintos comportamientos. La primera sufre un incremento conforme aumenta la distancia ,y la segunda llega a un máximo y luego decae en el intervalo de distancias, esto es: $P_{out} |_{12,5cm} > P_{out} |_{15cm} > P_{out} |_{10cm}$. El voltaje en la batería tiene exactamente el mismo comportamiento que la potencia de salida, $U_{bat} |_{12,5cm} > U_{bat} |_{15cm} > U_{bat} |_{10cm}$.

También se realizaron simulaciones con una separación entre bobinas de 5 cm y 7 cm, con las cuales no se obtuvieron buenos resultados. En principio para una distancia de 5 cm el sistema funciona incorrectamente, por ejemplo el voltaje en la batería toma valores negativos. Para la distancia de 7 cm funciona, pero no de acuerdo a lo esperado. El voltaje en la batería no cumple con su valor mínimo

para cargar la misma, pero además se tiene un decremento en la eficiencia total del sistema.

Más allá de todo lo expuesto anteriormente, lo que es interesante notar de los resultados obtenidos es que cuando la distancia de separación disminuye se logra un acoplamiento mejor entre las bobinas y la eficiencia de las mismas es muy buena. Por ejemplo para la distancia de 7 cm de separación para un desfase de 2,5 cm se obtiene una eficiencia en las bobinas de 99,99 %, pero la eficiencia en el inversor y el rectificador del secundario fue 63,72 % y 41,54 % respectivamente. También a una distancia de 7 cm de separación pero con un desfase de 5 cm el resultado obtenido es una eficiencia en las bobinas de 98,27 %, pero en el inversor y el rectificador del secundario se tiene una eficiencia de 75,84 % y 91,30 % respectivamente.

De este análisis pueden mencionarse dos aspectos importantes, el primero es la mejora en la eficiencia de las bobinas que fue un punto al que se dio énfasis. Por otro lado, se pudo ver que el inversor y el rectificador presentan una eficiencia menor, esto es lógico ya que se buscó que tuvieran un funcionamiento óptimo para la situación estática en la que se planteo el sistema.

Lo que se desprende de esto, es que para verificar que los parámetros de diseño se ajusten a lo requerido, se debería implementar algún tipo de sistema de control para que estos bloques adquieran un dinamismo en su funcionamiento y que tenga como resultado un correcto funcionamiento. Esto último escapa al alcance de este trabajo, pero sin dudas que estos puntos se deberían tener en cuenta en un trabajo futuro.

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

Simulación de campo magnético.

Como se mencionó en los criterios de diseño para que la salud del cuerpo humano no corra peligro, se debe tener una densidad de campo magnético menor a 1×10^{-4} . Se utilizó el simulador Ansys Simplorer para ver la magnitud del campo magnético en varios puntos del espacio. Se tomaron para el circuito asociado al sistema los valores finales de los componentes que se muestran en la Tabla 6.5 y se excitaron los bobinados con las corrientes obtenidas en la simulación de LTSpice del circuito 6.24. Las simulaciones de campo magnético se hicieron en planos de 1 m x 2 m ubicados a 10, 20, 30, 40 cm del bobinado secundario y en la distancia media entre bobinas, que se muestran en las Fig. 6.30, 6.33, 6.35, 6.37 y 6.28 respectivamente. El tamaño de los planos se tomó de manera que abarcaran aproximadamente la superficie en la que una persona puede estar dentro del VE.

Simulación de campo magnético en el plano intermedio de las bobinas

($I_{\text{primario}} = 30 \text{ A}$, $I_{\text{secundario}} = 10 \text{ A}$)

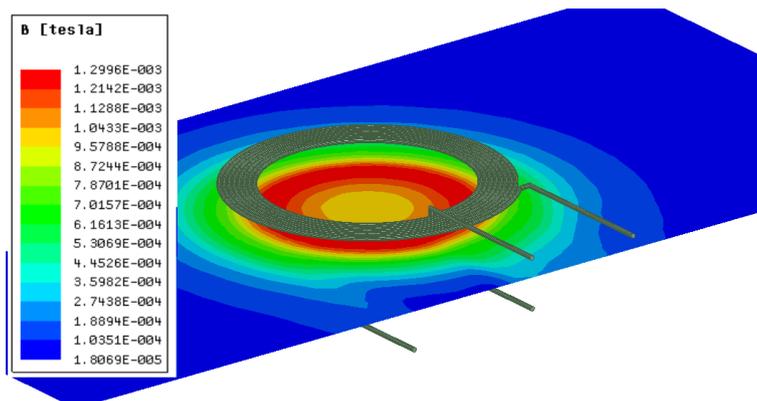


Figura 6.28: Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

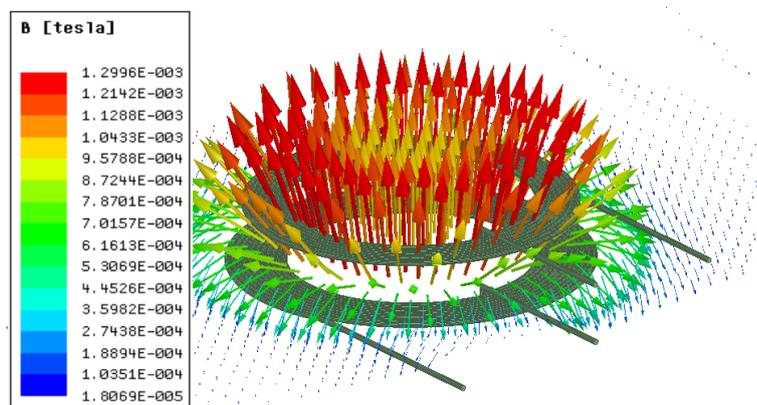


Figura 6.29: Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

Simulación de campo magnético en el plano a una distancia de 10 cm de la bobina secundaria ($I_{\text{primario}} = 30 \text{ A}$, $I_{\text{secundario}} = 10 \text{ A}$)

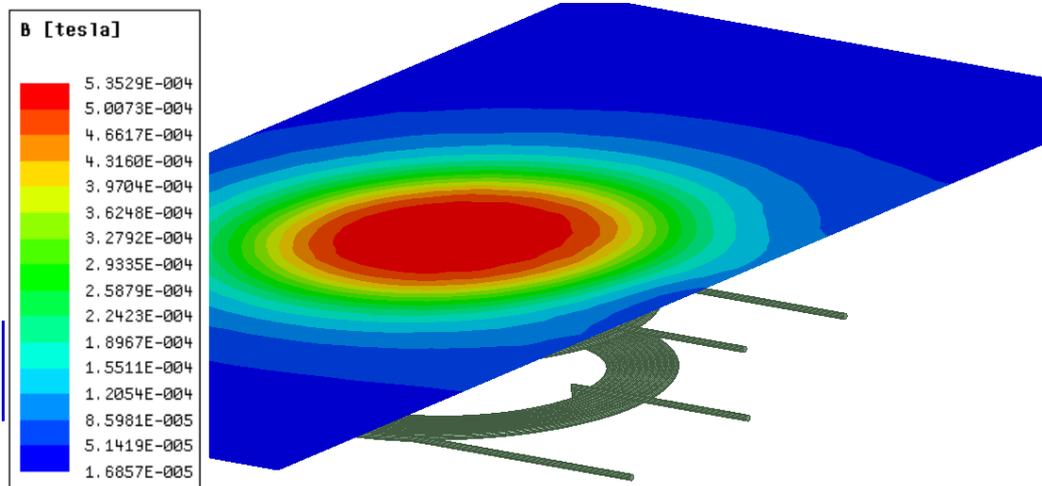


Figura 6.30: Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

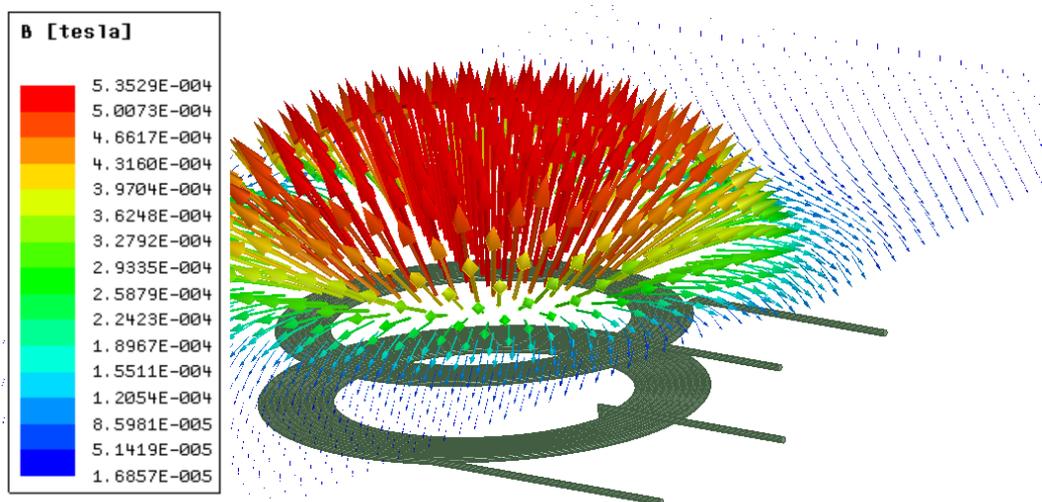


Figura 6.31: Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

Capítulo 6. Diseño de un sistema inductivo

Simulación de campo magnético en el plano a una distancia de 20 cm de la bobina secundaria ($I_{\text{primario}} = 30 \text{ A}$, $I_{\text{secundario}} = 10 \text{ A}$)

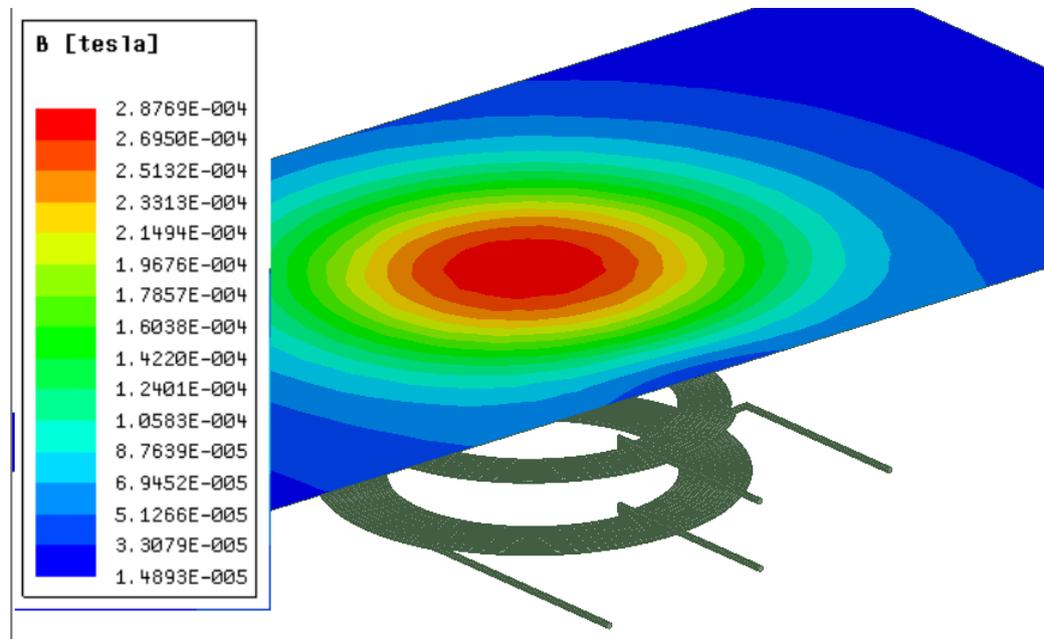


Figura 6.32: Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys SImplorer).

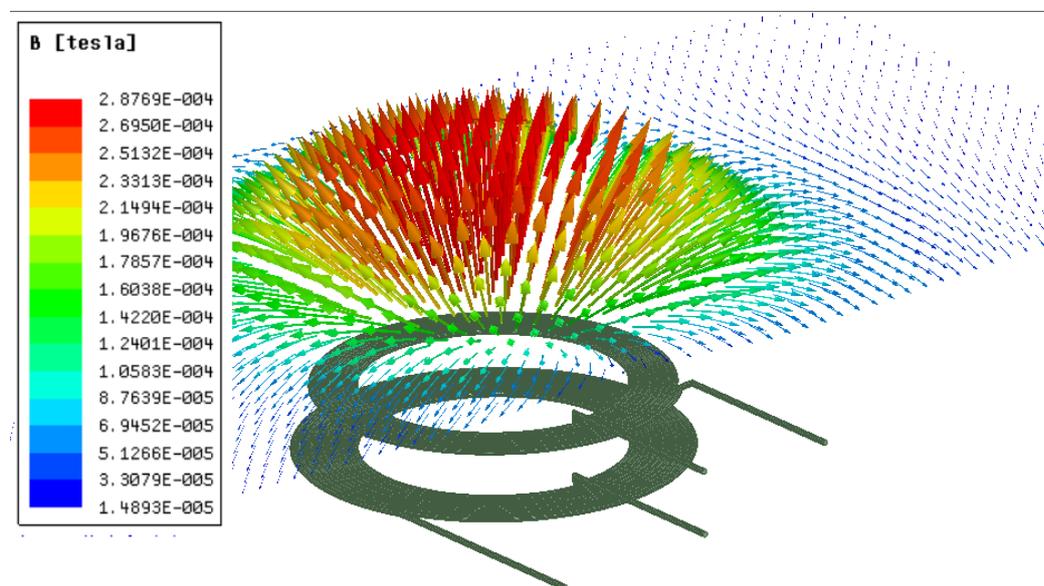


Figura 6.33: Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys SImplorer).

Simulación de campo magnético en el plano a una distancia de 30 cm de la bobina secundaria ($I_{primario} = 30\text{ A}$, $I_{secundario} = 10\text{ A}$)

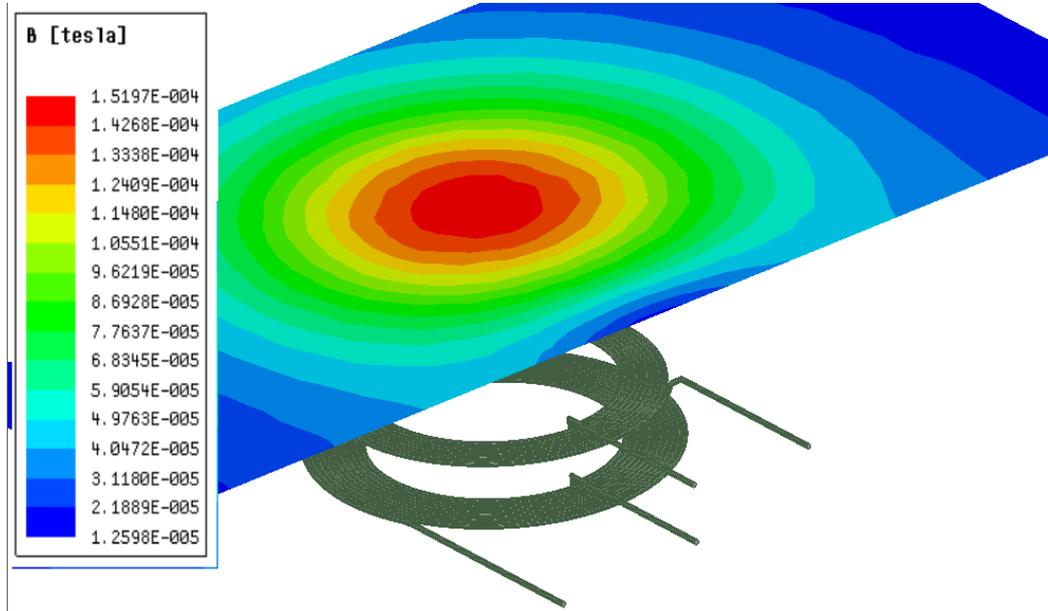


Figura 6.34: Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

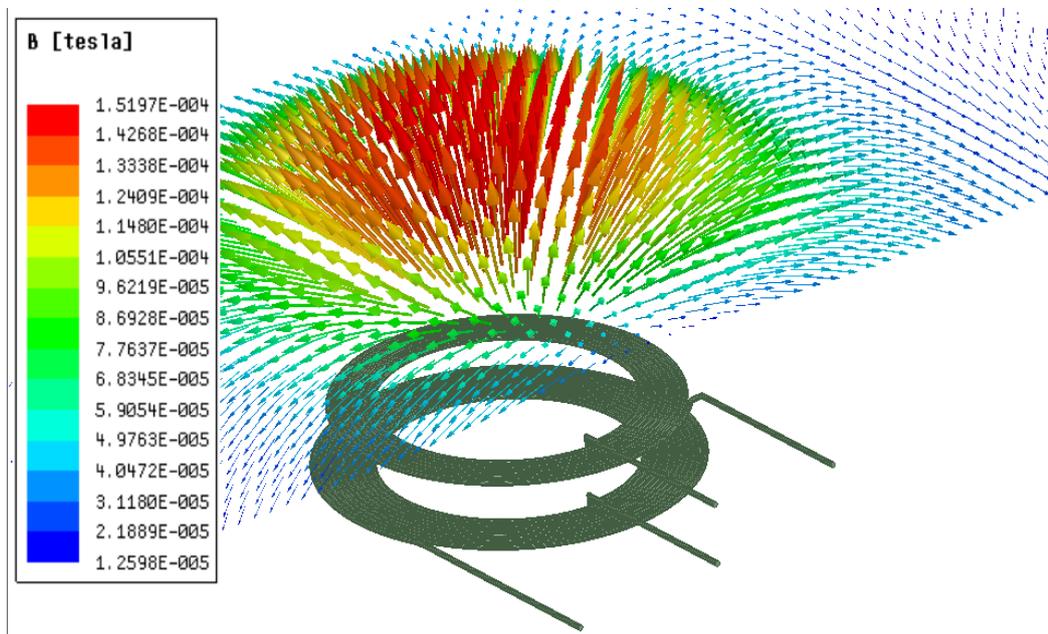


Figura 6.35: Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

Simulación de campo magnético en el plano a una distancia de 31 cm de la bobina secundaria ($I_{primario} = 30 A$, $I_{secundario} = 10 A$)

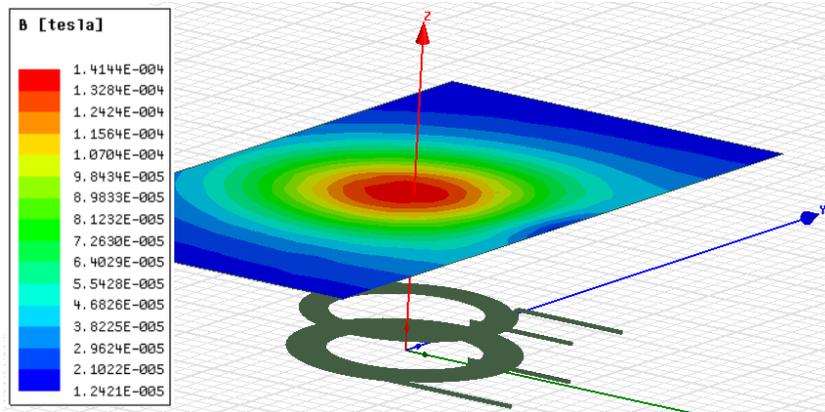


Figura 6.36: Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

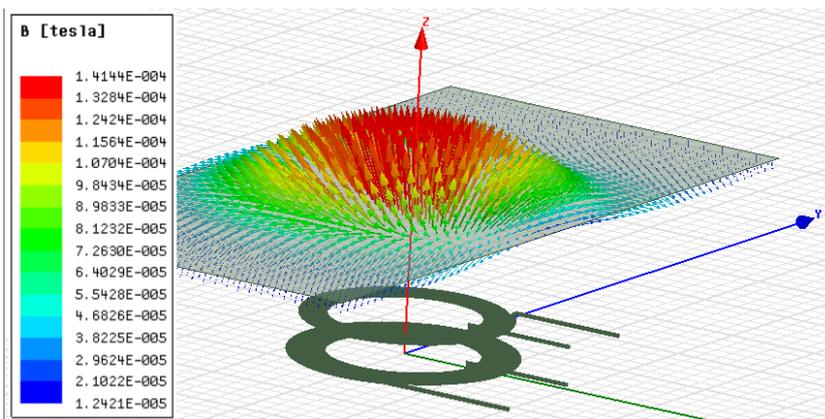


Figura 6.37: Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer).

Al realizar un análisis de las imágenes obtenidas, se puede ver a partir de que distancia se superan los límites de radiación seguros para el humano. En el caso en que la distancia sobre la bobina secundaria es 10 cm la restricción del campo se cumple a partir de un radio de 45 cm con respecto al eje de las bobinas. A 20 cm y a 30 cm el radio donde el campo deja de ser nocivo es de 40 cm y 25 cm respectivamente.

Se observó que a una distancia de 31 cm de la bobina secundaria se cumple con la restricción de seguridad en todo el plano. En el plano paralelo a las bobinas que pasa por el punto medio de la distancia entre ellas, el radio donde el campo alcanza un valor inofensivo para la salud humana es 50 cm y a los 80 cm de radio el campo tiene un valor de $1,8069 \times 10^{-5}$, por lo que si tenemos en cuenta que un ancho típico de un auto es de 1,6 m se puede considerar que el campo alrededor del mismo no es nocivo.

6.2. Simulaciones

Es muy importante definir el lugar óptimo donde colocar el sistema de carga para que resulte lo más seguro posible. Por ejemplo el peor lugar en este sentido sería el centro del chasis del auto, ya que si una persona esta en el interior del VE resulta ser el lugar más cercano donde puede llegar a estar. Otra opción puede ser el la parte de atrás del VE, pero en ese lugar típicamente se sitúa la valija del coche, por lo que una persona podría arrimarse a una distancia no prudencial, dado el análisis de distancias realizado anteriormente. Por lo tanto el lugar recomendado para colocar el sistema sería en la parte delantera del VE. Para comprobar que esta solución sirve tomamos como ejemplo un vehículo pequeño, de acuerdo a sus dimensiones se comprueba que el sistema diseñado es seguro desde el punto de vista de la salud humana. Si se cumple con aspectos de seguridad en este coche de ejemplo, sin dudas se cumple en coches de mayor tamaño donde los espacios que se analiza colocar el sistema son más grandes, lo que lo deja más aislado el sistema de la posible ubicación que puede tener una persona al momento de la carga del VE.

El vehículo elegido para el análisis fue el FIAT 600, cuyas dimensiones se pueden observar en la Fig. 6.38. Otro dato importante es que este vehículo es rodado 12, que equivale a un diámetro de la rueda de 520 mm [55]. Hay que destacar que en este modelo el motor se encuentra en la parte trasera, pero se eligió ya que es un coche de un tamaño muy pequeño y lo que es interesante en el ejemplo son las dimensiones del mismo. Teniendo en cuenta estas dimensiones, desde el paragolpe delantero hasta la ubicación de las pedaleras hay una distancia de 82.1 cm. Por lo que si el centro de la bobina secundaria se ubica a 50 cm del paragolpe y centrada con respecto al ancho del vehículo, se logra un sistema seguro desde el punto de vista de la salud humana.

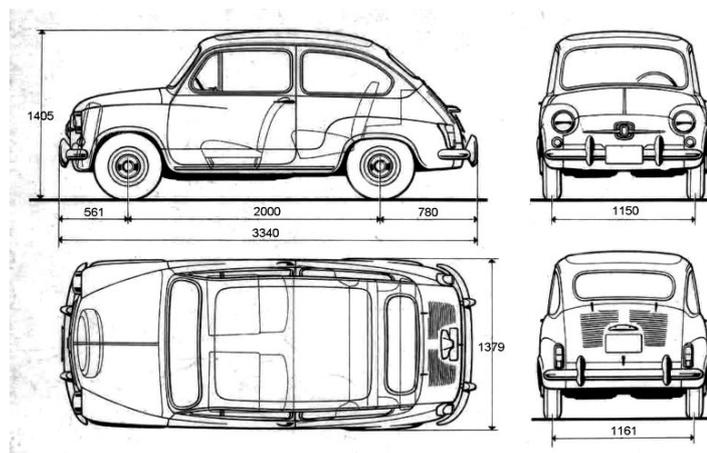


Figura 6.38: Dimensiones de un auto FIAT 600 (Fuente: [56]).

Esta afirmación surge ya que en la parte delantera generalmente se encuentra el motor del VE, y dado que en un plano ubicado a 31 cm de la bobina secundaria ya no se encuentran valores de campo nocivo para la salud humana, los lugares accesibles para una persona en esa zona son seguros.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 7

Estimación de Costos

Se realiza una estimación de costos de los materiales para la implementación de un prototipo. El prototipo escapa de los objetivos de este proyecto, pero se realiza la estimación para futuros trabajos.

En la Tabla 7.1 se presentan los costos de los elementos a utilizar en dólares americanos.

Tabla 7.1: Estimación de costos de materiales (Fuente: Mouser Electronics Uruguay).

| Nombre del componente en 6.24 | Elemento | Cantidad | Precio por unidad | Precio Total |
|---------------------------------|--|----------|-------------------|--------------|
| D1, D2, D3, D4 | Diodo B560C-13-F | 10 | U\$S 0.452 | U\$S 4.52 |
| GS66516B.L1V2 | Mosfet GS66516B-E01-MR | 10 | U\$S 41.74 | U\$S 417.4 |
| - | Rectificador KBPC2510W | 10 | U\$S 3.22 | U\$S 32.2 |
| C3 (6.18) | Capacitor E36D301HPN582TDD0M | 4 | U\$S 37.98 | U\$S 151.92 |
| C3 | Capacitor EKXF451ELL150MK20S | 4 | U\$S 1.12 | U\$S 4.48 |
| C1 | Capacitor B32671L0412J000 | 4 | U\$S 0.56 | U\$S 2.24 |
| C2 | Capacitor 184682J400RAB-F | 4 | U\$S 0.96 | U\$S 3.84 |
| - | mPlacas metacrilicas | 4 | U\$S 20 | U\$S 80 |
| - | Terminales METRIC AVIKRIMP RING BB2,5-823-M3,5 | 10 | U\$S 0.386 | U\$S 3.86 |
| - | Cable 4 mm | 10 m | U\$S 0.76 | U\$S 7.6 |
| - | Cable Litz | 50 m | U\$S 23 | U\$S 1164 |
| - | nCY8CKIT-059 PSoC® 5LP | 1 | U\$S 19.14 | U\$S 19.14 |
| - | nIC Driver SMD UCC27201D | 3 | U\$S 3.03 | U\$S 9.09 |
| - | nCable Jumper | 10 | U\$S 0.1 | U\$S 1 |
| Envío DHL International Express | | | | U\$S 35 |
| Total | | | | U\$S 1936 |

Obs:

- El costo de envío es FOB (Free On Board).
- En las simulaciones se utilizaron rectificadores de onda completa constituido por diodos individuales. Para la implementación se compra rectificadores encapsulados.
- Se compra cable Litz por las ventajas nombradas en la Sección 6.1.2, pero en las simulaciones se utilizaron cables de cobre con sección uniforme.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 8

Conclusiones

Este proyecto tenía como objetivo estudiar la Transferencia Inalámbrica de Energía (TIE) apuntando a la carga inalámbrica de vehículos eléctricos, determinar la solución más adecuada en función del análisis de tres métodos distintos de TIE; y analizar la viabilidad técnica de la solución elegida a los efectos de desarrollar un prototipo.

El Capítulo Conclusiones consta de tres secciones:

- Conclusiones particulares: acerca de cada sistema TIE analizado.
- Conclusiones generales: detalla los resultados obtenidos para el sistema elegido y el documento general.
- Trabajos futuros: enumera trabajos que pueden realizarse a los efectos de continuar la línea de investigación de este proyecto.

8.1. Conclusiones particulares

Conclusiones del sistema inductivo

Se realizó el fundamento teórico de la transmisión de energía mediante acoplamiento inductivo, donde se definieron conceptos, características y propiedades necesarias para el entendimiento de la interacción magnética entre dos bobinados circulares cuando circula por uno de ellos una corriente alterna.

En base a un trabajo anterior se tuvo un primer acercamiento a las herramientas de simulación (LTSpice, Simulink). Previamente a las simulaciones se debieron realizar las siguientes consideraciones: factor de calidad de los bobinados $Q = 80$, carga puramente resistiva fija $R = 10 \Omega$, fuente de tensión sinusoidal de $f = 85 \text{ kHz}$.

Se logró realizar el diseño del arreglo de bobinados, utilizando la herramienta Coil32 para dimensionar cada bobina. Mediante el código implementado en Matlab se obtuvo el valor para el factor de acoplamiento en cada caso de interés.

Capítulo 8. Conclusiones

Una vez simulado se logró observar valores de potencia tomada a la red, potencia entregada a la carga, eficiencia del sistema, tensiones y corrientes en diferentes puntos de interés.

Mediante dos variaciones en los bobinados se observó la evolución del sistema. En primera instancia se equiparó progresivamente el valor de inductancia de los bobinados. La segunda variante introducida fue igualar progresivamente los diámetros internos de primario y secundario. Realizando el ejercicio de combinar ambas modificaciones se tendió a una mejora en el factor de acoplamiento, donde para una carga constante y una distancia entre bobinados fija, se logró una mejora de los valores de potencias y eficiencia.

Conclusiones del sistema capacitivo.

Para comprender como se transfiere energía mediante campo eléctrico se hizo un estudio de fundamentos teóricos. Luego se analizaron algunos trabajos realizados con sistemas de CIC, de los cuales se pudo estudiar sus componentes y su funcionamiento, además de las dificultades que presentan y las soluciones adoptadas para trabajar con ellos.

El principal inconveniente que se presentó fue el limitado espacio debajo del vehículo, lo que resultó en una capacidad de acoplamiento muy pequeña, implicando trabajar a altas frecuencias (6,78 MHz en los casos analizados) para lograr valores aceptables de tensión sobre las placas.

Se logró entender la compleja red de 15 capacidades parásitas que se presentan en el modelado de un sistema básico formado por dos pares de placas interactuando con el suelo y el chasis del VE. Se utilizó el modelo de 4 capacitancias y mediante tres pruebas (prueba de serie corta, prueba de diagonal corta y prueba de paralelo corta), se logró hallar en forma precisa el valor de cada una de ellas. Mediante simulaciones en LTSpice se verificaron los resultados de los sistemas planteados en los trabajos analizados.

Frente a cambios en la frecuencia, o en la capacitancia formada por el par de placas utilizadas para la transmisión, el sistema presentó variaciones importantes. Debido a ello se consideró poco robusto.

En base a lo expuesto anteriormente y aún habiendo obtenido una transferencia de potencia de 598 W a 12 cm de distancia entre placas, se llegó a la conclusión de que este sistema no era el más indicado para la CIVE. Se consideraron las dificultades presentadas para el diseño, la baja potencia que se pudo obtener respecto a los sistemas de CII y la limitante del campo eléctrico para cumplir con la seguridad y salud humana.

Conclusiones de la transferencia con microondas

Para entender los principios básicos de la transmisión de energía utilizando microondas se realizó un fundamento teórico, donde se pudo estudiar los diferentes componentes que integran los sistemas de transmisión y recepción.

Se logró diseñar una antena de parche, la cual fue simulada utilizando la herramienta CST. Variando los diferentes parámetros se buscó tener una ganancia $G > 5 \text{ dBi}$, impedancia de entrada de $Z_v = 50 \Omega$ y coeficiente de reflexión $S_{11} < 10 \text{ dB}$. La antena diseñada logró un valor de ganancia $G = 6,12 \text{ dBi}$, parámetro $S_{11} = -28,76 \text{ dB}$ e impedancia vista de $Z_v = 48,3 - 3,42 j\Omega$.

Con el objetivo de obtener una mejora en la ganancia, se planteó un arreglo de antenas donde cada componente es la antena anteriormente diseñada. Una vez simulando se obtuvo un aumento, alcanzando un valor de $G = 18,5 \text{ dBi}$.

A partir del arreglo de antenas diseñado, se hizo un estudio de la eficiencia total del sistema. Se utilizó como distancias de referencia 70 cm , 80 cm , 90 cm y 100 cm . La mayor eficiencia se obtuvo a los 70 cm y fue de $55,9\%$. Cabe mencionar, que se tuvieron las siguientes consideraciones: eficiencia del generador de microondas 72% , guía de onda ideal, eficiencia de pasabajos de 80% y batería ideal.

8.2. Conclusiones generales

En general se consideran cumplidos los objetivos generales del proyecto:

- Se logró realizar un importante estudio y comprensión del estado del arte para tres sistemas de TIE para la carga de VE.
- Se hizo un análisis teórico, donde se analizaron aspectos de diseño y realizaron simulaciones para cada uno de los sistemas.
- En base al punto anterior se logró hacer una comparación entre los diferentes sistemas y elegir el sistema más adecuado para la CIVE.
- Se logró hacer un análisis teórico de cada bloque que compone el sistema, elegir los componentes y parámetros adecuados para la solución final. Se logró verificar el funcionamiento del sistema mediante las simulaciones de este y además se analizaron los aspectos de seguridad humana simulando el campo magnético en diferentes zonas del espacio entorno al sistema de carga.
- Se hizo una estimación de costos para la compra de materiales y la construcción de un prototipo.
- Se redactó un documento que puede servir como referencia para trabajos futuros en el IIE en esta área.

Capítulo 8. Conclusiones

Resultados de la simulación del sistema de transmisión elegido

Los bobinados elegidos para el circuito definitivo fueron de $85 \mu H$ para el caso del primario y $50 \mu H$ para el secundario, compartiendo el mismo diámetro interior (40 cm). Utilizando una frecuencia de $f = 85 \text{ kHz}$ y factor de calidad $k = 0,35947$ para una distancia entre bobinados de $z = 10 \text{ cm}$, se logró obtener una eficiencia total del sistema de $81,9 \%$.

Respecto a la potencia tomada de la red se logró obtener $3604,77 \text{ W}$, de los cuales $2951,63 \text{ W}$ fueron tomados por la batería. Considerando una batería de $83,3 \text{ Ah}$ a 360 VDC , esta potencia logra un tiempo de carga total de $10,16 \text{ hs}$ aproximadamente.

Como resultado de simular el arreglo de bobinados en el Ansys Simpler se obtuvo que en el eje vertical a 35 cm sobre el plano que contiene al bobinado secundario, el campo magnético resultó $B < 1,4 \times 10^{-5} \text{ T}$, dejando de ser nocivo para un ser humano. En el plano horizontal, esto se cumplió a una distancia de 50 cm del eje del bobinado primario. Tomando en cuenta el criterio de campo magnético máximo, lo recomendado para la instalación del sistema es centrarlo en la parte delantera del vehículo a una distancia superior a 50 cm del paragolpe.

Por lo antes expuesto, se concluye que el sistema estudiado cumple con los criterios de funcionamiento elegidos.

8.3. Trabajos futuros

Desde un principio el presente proyecto se desarrolló como parte de una línea de investigación, basada en la transferencia inalámbrica de energía. Como hilo conductor se plantean tres puntos principales donde se puede seguir desarrollando y analizando con mayor profundidad los sistemas TIE:

- Modelado de batería: para simplificar las simulaciones realizadas se optó por modelar la batería como una fuente de corriente a voltaje constante. Este modelo no es el más realista por lo que se deberá trabajar en este punto.
- Sistema de control: el sistema de potencia fue elegido para funcionar correctamente en las condiciones planteadas, es necesario realizar un driver para poder controlar y ser flexible a perturbaciones (por ejemplo la distancia entre las bobinas).
- Fabricación del prototipo: la fabricación de un prototipo es fundamental para corroborar los resultados obtenidos y ver en la práctica como se comporta el sistema elegido.

Apéndice A

A.1. Código de Matlab Sección 3.2.2

```
clear all
close all
clc

a=input; % radio espira primario
b=input; % radio espira secundario
Na=input; % numero de vueltas de primario
Nb=input; % numero de vueltas de secundario
Lp=input; % inductancia de bobinado primario
Ls=input; % inductancia de bobinado secundario

x = 0.1:0.01:0.4; % cantidad de muestras
z=0.1:0.01:0.4; % variacion de distancia entre espiras
LL=Ls*Lp;
mu=4*pi()*1e-7;
K = [];
m = [];
M = [];
Mn = [];
for i=1:length(z)
    m(i)=4*a*b/((a+b)^2+z(i)^2);
    [F,E]=ellipke(m(i));
    M(i)=mu*0.5*sqrt((a+b)^2+z(i)^2)*((2-m(i))*F-2*E);
    Mn(i)=Na*Nb*M(i);
    K(i)=Mn(i)/sqrt(LL);
end
Kt=K';
K=Kt;

figure
grid on
hold on
plot(x,K,'r')
title('COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO')
```

Apéndice A.

```
xlabel('distancia (x)')
ylabel('K')
legend('K', 'Location', 'Southeast')
hold off

for k=1:length(K2)

    Y=K(i); % vector de valores de K

end
```

A.2. Código de Matlab Sección 3.3

```
disp('Diseno de antena de parche');
disp(' ');
er=input('Constante dielectrica:');
h=input('Espesor del sustrato (mm):');
f=input('Frecuencia (GHz):');
z=input('Impedancia de entrada:');
disp('Calculando ... pipupi');

f=f*1e9;

%Calculo del ancho W
wid=(3e8/(sqrt((er+1)/2)*2*f))*1000;

%Calculo de la constante dielectrica efectiva
e_eff=((er+1)/2)+(((er-1)/2)*(1+((12*h)/wid))^-0.5);

%Calculo de la extension de L
del_l1((((e_eff+0.3)*((wid/h)+0.264))/((e_eff-0.258)*((wid/h)+0.8)))*(0.412*h);

%Calculo del largo efectivo
l_eff=(3e8/(2*f*sqrt(e_eff)))*1000;

%Calculo del largo L
L=l_eff-(2*del_l1);

la=(3e8/f)*1000;
k=(2*pi)/la;
x=k*(wid);
i1=-2+cos(x)+(x*sinint(x))+(sin(x)/x);
g1=i1/(120*pi*pi); %Conductancia

a=@(th)((sin(x./2).*cos(th))./cos(th)).^2.*(besselj(0,(k.*L.*sin(th))).*(sin(th)).^3);
a1=integral(a,0,pi);
```

A.2. Código de Matlab Sección 3.3

```

g12=a1/(120*pi*pi);
r_in=1/(2*(g1+g12));

inset=(L/pi)*(acos(sqrt(z/r_in)));

Lg_min=6*h+L; %Sacado de Punit S. Nakar (2004)
Wg_min=6*h+wid

B=60*pi*pi/(z*sqrt(er));
m1=2*B-1;
m=log(m1);
n1=B-1;
n=log(n1);

W=(2*h/pi)*(B-1-m+(((er-1)/(2*er))*(n+(0.39*0.61)/er))); %Sacado
de Liang J. (2004)

g=(3e8*4.65e-9)/(sqrt(2*e_eff)*f*10^-9); %Sacado de Journal por
M A Marin (2019)

disp('Antena de Parche:');
    disp(['El ancho del parche (Wp) es:',num2str(wid), ' mm
    '])
    disp(['El largo del parche (Lp) es:',num2str(L), ' mm'])
    disp(['El largo de la linea de alimentacion (Fi) es:',
    num2str(inset), ' mm'])
    disp(['El ancho de la linea de alimentacion (Wf) es:',
    num2str(W), ' mm'])
    disp(['El gap de la linea de alimentacion es (Gpf) es:',
    num2str(g), ' mm'])
    disp(['El largo min del plano de tierra es:',num2str(
    Lg_min), ' mm'])
    disp(['El ancho min del plano de tierra es:',num2str(
    Wg_min), ' mm'])

```

Apéndice A.

A.3. Simulación del sistema CII para la Sección 4.2

Para completar el contenido de las Tablas 4.1, 4.2 y 4.3, se simuló en LTSpice el circuito definido en la Sección 3.2.3 variando el factor k y la carga R_L (35Ω , 40Ω y 45Ω).

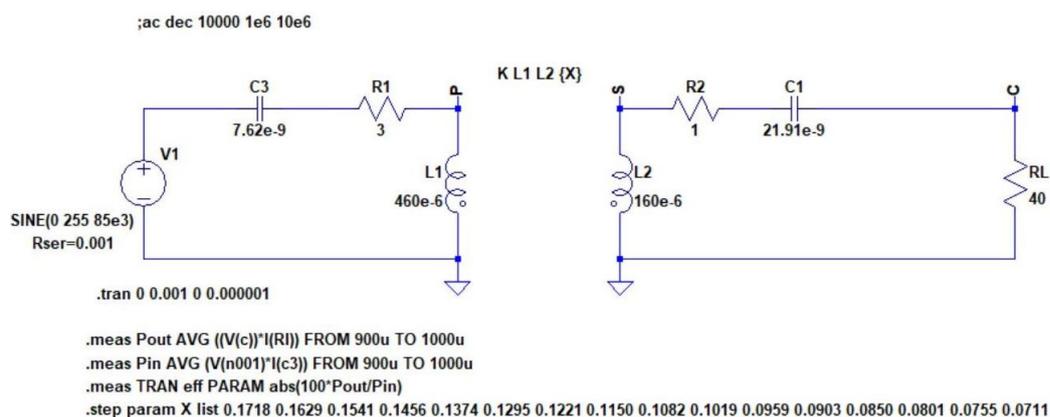


Figura A.1: Simulación del circuito del sistema CII (Fuente: LTSpice).

A.4. Simulación del sistema CIC para la Sección 4.2

Al igual que con el sistema CII se simuló en LTSpice el circuito elegido en la Sección 3.1.3. Para este caso se fue variando el valor de C en función a A.4.1 [14] y se tomaron tres casos de carga R_L , 35Ω , 40Ω y 45Ω . Se trabajó con la frecuencia $f = 6,78 \text{ MHz}$.

$$C_{eq} = \frac{\epsilon_0 A p}{h} \left(1 - \frac{k}{\sqrt{\left(\frac{d+s}{h}\right)^2 + 1}} \right) \quad (\text{A.4.1})$$

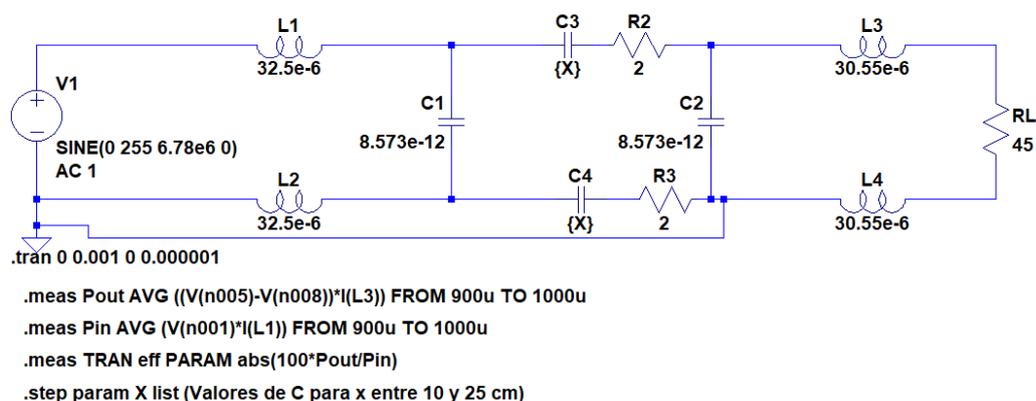


Figura A.2: Simulación del circuito del sistema CIC (Fuente: LTSpice).

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

A.5.1. Clase 3,3 kW

Para obtener las Tablas A.1, A.2, A.3 y A.4 se simularon los circuitos A.3, A.4 en LTSpice. Se hizo un barrido de valores de carga R_L y barridos de distancia entre bobinados, anotando los valores de interés (P_{in} , P_{out} y calculando la eficiencia $\eta = P_{out}/P_{in}, 100$).

Para obtener las gráficas de la Sección 3.2.3 se utilizó la herramienta de graficar del programa Matlab ingresando los valores obtenidos en las simulaciones.

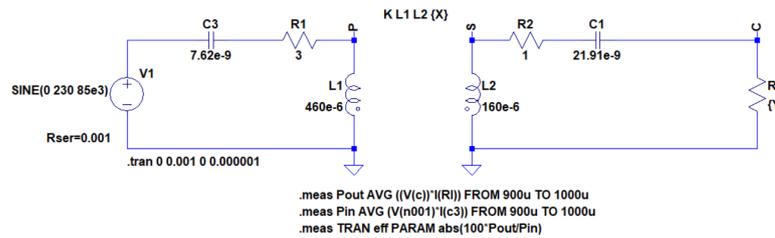


Figura A.3: Circuito de simulación, configuración S-S 3,3 kW (Fuente: LTSpice).

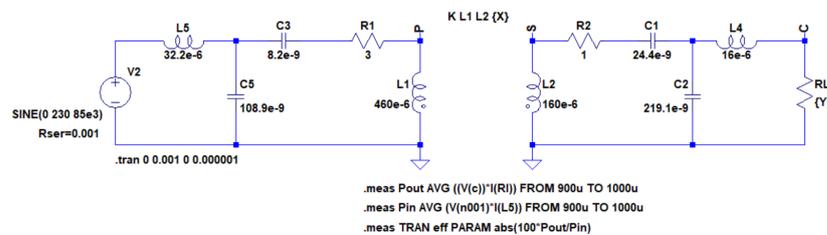


Figura A.4: Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 3,3 kW (Fuente: LTSpice).

Apéndice A.

Tabla A.1: Valores de LTSpice al simular circuito A.3 variando la distancia entre bobinados.

| Distancia [m] | k | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in}, 100$ |
|---------------|-------|--------------|-------------|------------------------------|
| 0,01 | 0,234 | 267,13 | 302,27 | 88,37 |
| 0,02 | 0,231 | 272,82 | 308,915 | 88,32 |
| 0,03 | 0,227 | 282,39 | 320,1 | 88,22 |
| 0,04 | 0,221 | 295,97 | 335,988 | 88,09 |
| 0,05 | 0,215 | 313,80 | 356,936 | 87,91 |
| 0,06 | 0,207 | 335,59 | 382,686 | 87,69 |
| 0,07 | 0,199 | 362,05 | 414,089 | 87,43 |
| 0,08 | 0,190 | 393,56 | 451,749 | 87,12 |
| 0,09 | 0,181 | 429,99 | 495,728 | 86,74 |
| 0,1 | 0,172 | 471,59 | 546,374 | 86,31 |
| 0,11 | 0,163 | 518,64 | 604,284 | 85,83 |
| 0,12 | 0,154 | 572,01 | 670,787 | 85,27 |
| 0,13 | 0,146 | 631,25 | 745,927 | 84,63 |
| 0,14 | 0,137 | 696,95 | 830,46 | 83,92 |
| 0,15 | 0,130 | 769,65 | 925,944 | 83,12 |
| 0,16 | 0,122 | 847,51 | 1030,57 | 82,24 |
| 0,17 | 0,115 | 932,69 | 1147,9 | 81,25 |
| 0,18 | 0,108 | 1025,14 | 1279,04 | 80,15 |
| 0,19 | 0,102 | 1121,60 | 1420,56 | 78,95 |
| 0,2 | 0,096 | 1224,55 | 1577,1 | 77,65 |
| 0,21 | 0,090 | 1330,90 | 1746,15 | 76,22 |
| 0,22 | 0,085 | 1441,43 | 1930,39 | 74,67 |
| 0,23 | 0,080 | 1552,55 | 2125,82 | 73,03 |
| 0,24 | 0,075 | 1664,06 | 2335,03 | 71,27 |
| 0,25 | 0,071 | 1776,94 | 2562,2 | 69,35 |
| 0,26 | 0,067 | 1884,10 | 2795,46 | 67,40 |
| 0,27 | 0,063 | 1987,53 | 3043,7 | 65,30 |
| 0,28 | 0,060 | 2085,87 | 3306,18 | 63,09 |
| 0,29 | 0,056 | 2174,13 | 3572,4 | 60,86 |
| 0,3 | 0,053 | 2254,66 | 3857,08 | 58,46 |
| 0,31 | 0,050 | 2320,96 | 4139,18 | 56,07 |
| 0,32 | 0,048 | 2374,32 | 4423,84 | 53,67 |
| 0,33 | 0,045 | 2414,86 | 4719,57 | 51,17 |
| 0,34 | 0,043 | 2440,00 | 5011,04 | 48,69 |
| 0,35 | 0,040 | 2449,55 | 5294,9 | 46,26 |
| 0,36 | 0,038 | 2444,46 | 5579,98 | 43,81 |
| 0,37 | 0,036 | 2424,72 | 5864,42 | 41,35 |
| 0,38 | 0,034 | 2390,23 | 6145,23 | 38,90 |
| 0,39 | 0,033 | 2345,32 | 6404,28 | 36,62 |
| 0,4 | 0,031 | 2285,65 | 6670,4 | 34,27 |

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

Tabla A.2: Valores de LTSpice al simular circuito A.3 variando la carga R_L .

| Distancia [m] | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 5 | 232,83 | 293,48 | 79,33 |
| 6 | 276,59 | 340,56 | 81,22 |
| 7 | 319,68 | 387,13 | 82,58 |
| 8 | 361,51 | 433,05 | 83,48 |
| 9 | 402,37 | 478,57 | 84,08 |
| 10 | 442,77 | 523,57 | 84,57 |
| 11 | 482,73 | 568,05 | 84,98 |
| 12 | 521,83 | 612,25 | 85,23 |
| 13 | 559,89 | 655,91 | 85,36 |
| 14 | 597,09 | 699,42 | 85,37 |
| 15 | 634,20 | 741,82 | 85,49 |
| 16 | 669,93 | 784,07 | 85,44 |
| 17 | 705,03 | 825,95 | 85,36 |
| 18 | 739,26 | 867,27 | 85,24 |
| 19 | 772,76 | 908,13 | 85,09 |
| 20 | 805,55 | 948,52 | 84,93 |
| 21 | 837,34 | 988,15 | 84,74 |
| 22 | 868,72 | 1027,55 | 84,54 |
| 23 | 899,19 | 1066,42 | 84,32 |
| 24 | 928,91 | 1104,77 | 84,08 |
| 25 | 957,92 | 1142,61 | 83,84 |
| 26 | 985,95 | 1179,97 | 83,56 |
| 27 | 1012,45 | 1216,58 | 83,22 |
| 28 | 1039,86 | 1252,52 | 83,02 |
| 29 | 1067,24 | 1289,20 | 82,78 |
| 30 | 1094,71 | 1326,45 | 82,53 |
| 31 | 1121,65 | 1363,59 | 82,26 |
| 32 | 1147,21 | 1399,01 | 82,00 |
| 33 | 1172,10 | 1433,90 | 81,74 |
| 34 | 1196,21 | 1468,38 | 81,46 |
| 35 | 1220,18 | 1502,46 | 81,21 |
| 36 | 1242,45 | 1535,25 | 80,93 |
| 37 | 1267,04 | 1569,88 | 80,71 |
| 38 | 1289,21 | 1603,32 | 80,41 |
| 39 | 1305,28 | 1630,86 | 80,04 |
| 40 | 1327,49 | 1662,92 | 79,83 |
| 41 | 1349,23 | 1695,91 | 79,56 |
| 42 | 1369,35 | 1727,56 | 79,26 |
| 43 | 1389,68 | 1758,85 | 79,01 |
| 44 | 1409,08 | 1789,67 | 78,73 |
| 45 | 1428,29 | 1820,21 | 78,47 |
| 46 | 1448,83 | 1851,81 | 78,24 |
| 47 | 1467,60 | 1881,76 | 77,99 |
| 48 | 1480,22 | 1905,89 | 77,67 |
| 49 | 1497,05 | 1934,69 | 77,38 |
| 50 | 1521,08 | 1969,45 | 77,23 |

Apéndice A.

Tabla A.3: Valores de LTSpice al simular circuito A.4 variando la distancia entre bobinados.

| Distancia [m] | k | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|-------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 0,01 | 0,234 | 12593,10 | 14851,90 | 84,79 |
| 0,02 | 0,231 | 12320,30 | 14540,80 | 84,73 |
| 0,03 | 0,227 | 11898,00 | 14041,60 | 84,73 |
| 0,04 | 0,221 | 11327,00 | 13391,80 | 84,58 |
| 0,05 | 0,215 | 10649,60 | 12608,40 | 84,46 |
| 0,06 | 0,207 | 9912,64 | 11765,10 | 84,25 |
| 0,07 | 0,199 | 9133,00 | 10867,70 | 84,04 |
| 0,08 | 0,190 | 8333,45 | 9952,19 | 83,73 |
| 0,09 | 0,181 | 7576,68 | 9078,96 | 83,45 |
| 0,1 | 0,172 | 6858,39 | 8253,92 | 83,09 |
| 0,11 | 0,163 | 6172,34 | 7474,56 | 82,58 |
| 0,12 | 0,154 | 5531,96 | 6743,90 | 82,03 |
| 0,13 | 0,146 | 4951,47 | 6071,44 | 81,55 |
| 0,14 | 0,137 | 4421,27 | 5445,44 | 81,19 |
| 0,15 | 0,130 | 3938,82 | 4871,86 | 80,85 |
| 0,16 | 0,122 | 3507,59 | 4363,15 | 80,39 |
| 0,17 | 0,115 | 3117,74 | 3897,22 | 80,00 |
| 0,18 | 0,108 | 2764,74 | 3475,37 | 79,55 |
| 0,19 | 0,102 | 2456,44 | 3104,46 | 79,13 |
| 0,2 | 0,096 | 2180,45 | 2774,09 | 78,60 |
| 0,21 | 0,090 | 1937,47 | 2487,49 | 77,89 |
| 0,22 | 0,085 | 1718,70 | 2239,08 | 76,76 |
| 0,23 | 0,080 | 1527,25 | 2025,03 | 75,42 |
| 0,24 | 0,075 | 1357,31 | 1837,22 | 73,88 |
| 0,25 | 0,071 | 1202,88 | 1677,40 | 71,71 |
| 0,26 | 0,067 | 1070,41 | 1540,77 | 69,47 |
| 0,27 | 0,063 | 951,44 | 1419,98 | 67,00 |
| 0,28 | 0,060 | 845,04 | 1315,81 | 64,22 |
| 0,29 | 0,056 | 753,15 | 1225,86 | 61,44 |
| 0,3 | 0,053 | 668,98 | 1142,91 | 58,53 |
| 0,31 | 0,050 | 597,24 | 1073,95 | 55,61 |
| 0,32 | 0,048 | 534,24 | 1010,53 | 52,87 |
| 0,33 | 0,045 | 477,34 | 952,30 | 50,13 |
| 0,34 | 0,043 | 427,23 | 904,60 | 47,23 |
| 0,35 | 0,040 | 384,49 | 858,04 | 44,81 |
| 0,36 | 0,038 | 345,29 | 820,78 | 42,07 |
| 0,37 | 0,036 | 310,11 | 784,68 | 39,52 |
| 0,38 | 0,034 | 278,17 | 758,40 | 36,68 |
| 0,39 | 0,033 | 251,47 | 730,65 | 34,42 |
| 0,4 | 0,031 | 226,06 | 701,44 | 32,23 |

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

Tabla A.4: Valores de LTSpice al simular circuito A.4 variando la carga R_L .

| Distancia [m] | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 5 | 4006,8 | 4668,81 | 85,82 |
| 6 | 4671,13 | 5447,62 | 85,75 |
| 7 | 5284,43 | 6197,77 | 85,26 |
| 8 | 5842,68 | 6922,52 | 84,40 |
| 9 | 6375,92 | 7607,23 | 83,81 |
| 10 | 6858,39 | 8253,92 | 83,09 |
| 11 | 7290,63 | 8859,82 | 82,29 |
| 12 | 7741,55 | 9484,28 | 81,63 |
| 13 | 8167,45 | 10097,4 | 80,89 |
| 14 | 8555,3 | 10680,1 | 80,10 |
| 15 | 8896,37 | 11218 | 79,30 |
| 16 | 9218,77 | 11732,9 | 78,57 |
| 17 | 9517,54 | 12236,5 | 77,78 |
| 18 | 9790,68 | 12717,7 | 76,98 |
| 19 | 10064,9 | 13196,9 | 76,27 |
| 20 | 10330,2 | 13676,3 | 75,53 |
| 21 | 10574,1 | 14138 | 74,79 |
| 22 | 10748,2 | 14539,1 | 73,93 |
| 23 | 10940,7 | 14942 | 73,22 |
| 24 | 11118,2 | 15328,6 | 72,53 |
| 25 | 11277,4 | 15694,3 | 71,86 |
| 26 | 11430,4 | 16056,2 | 71,19 |
| 27 | 11569,9 | 16400,4 | 70,55 |
| 28 | 11693,9 | 16724,4 | 69,92 |
| 29 | 11802,8 | 17037 | 69,28 |
| 30 | 11906 | 17342,2 | 68,65 |
| 31 | 12014,8 | 17657,5 | 68,04 |
| 32 | 12102,4 | 17946,1 | 67,44 |
| 33 | 12177,8 | 18220,1 | 66,84 |
| 34 | 12248,7 | 18490,2 | 66,24 |
| 35 | 12306,3 | 18741,7 | 65,66 |
| 36 | 12307,4 | 18876,6 | 65,20 |
| 37 | 12365 | 19147,4 | 64,58 |
| 38 | 12375,1 | 19312,1 | 64,08 |
| 39 | 12419,2 | 19561,3 | 63,49 |
| 40 | 12443 | 19765,6 | 62,95 |
| 41 | 12449 | 19942,8 | 62,42 |
| 42 | 12495,2 | 20190,3 | 61,89 |
| 43 | 12492,6 | 20364,8 | 61,34 |
| 44 | 12505,2 | 20559,5 | 60,82 |
| 45 | 12500,1 | 20714,1 | 60,35 |
| 46 | 12490,4 | 20865,7 | 59,86 |
| 47 | 12473,6 | 21010,4 | 59,37 |
| 48 | 12461,3 | 21155,7 | 58,90 |
| 49 | 12442,2 | 21291,4 | 58,44 |
| 50 | 12411,1 | 21404,6 | 57,98 |

Apéndice A.

A.5.2. Clase 6, 6 kW

Para obtener las Tablas A.5, A.6, A.7 y A.8 se simularon los circuitos A.5, A.6 en LTSpice. Se hizo un barrido de valores de carga R_L y barridos de distancia entre bobinados, anotando los valores de interés (P_{in} , P_{out} y calculando la eficiencia $\eta = P_{out}/P_{in,100}$).

Para obtener las gráficas de la Sección 3.2.3 se utilizó la herramienta de graficar del programa Matlab ingresando los valores obtenidos en las simulaciones.

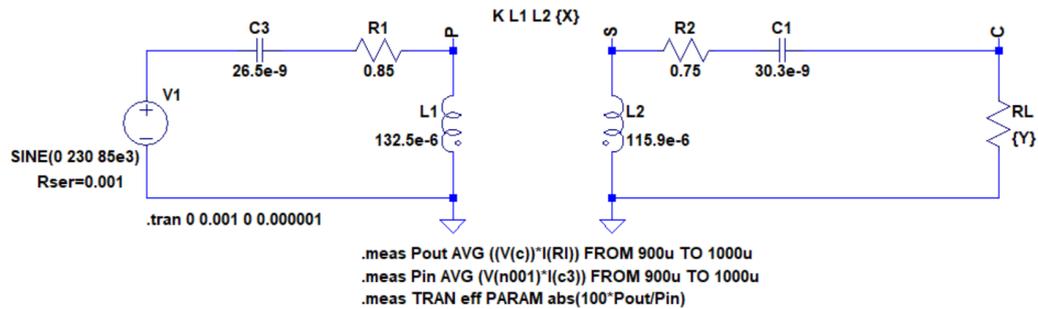


Figura A.5: Circuito de simulación, configuración S-S 6, 6 kW (Fuente: LTSpice).

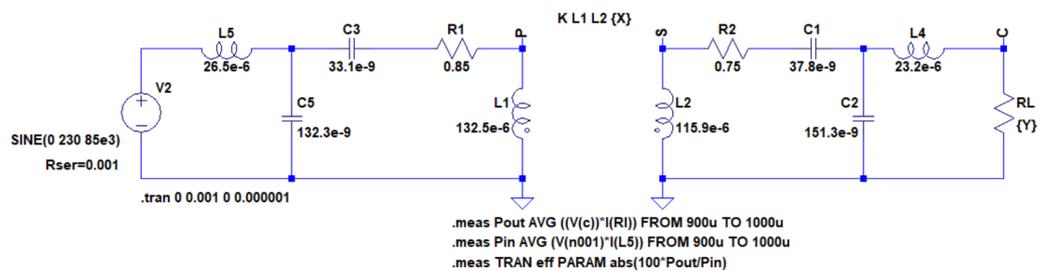


Figura A.6: Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 6, 6 kW (Fuente: LTSpice).

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

Tabla A.5: Valores de LTSpice al simular circuito A.5 variando la distancia entre bobinados.

| Distancia [m] | k | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in},100$ |
|---------------|-------|--------------|-------------|-----------------------------|
| 0,01 | 0,233 | 1184,26 | 1346,99 | 87,92 |
| 0,02 | 0,229 | 1225,9 | 1396,28 | 87,80 |
| 0,03 | 0,222 | 1294,87 | 1478,48 | 87,58 |
| 0,04 | 0,214 | 1392,81 | 1595,52 | 87,29 |
| 0,05 | 0,203 | 1521,91 | 1750,54 | 86,94 |
| 0,06 | 0,192 | 1685,03 | 1948,66 | 86,47 |
| 0,07 | 0,181 | 1879,64 | 2190,42 | 85,81 |
| 0,08 | 0,169 | 2110,71 | 2478,97 | 85,14 |
| 0,09 | 0,158 | 2380,01 | 2824,05 | 84,28 |
| 0,1 | 0,147 | 2684,71 | 3227,17 | 83,19 |
| 0,11 | 0,136 | 3030,71 | 3694,59 | 82,03 |
| 0,12 | 0,126 | 3407,36 | 4224,47 | 80,66 |
| 0,13 | 0,117 | 3815,92 | 4821,33 | 79,15 |
| 0,14 | 0,108 | 4236,51 | 5480,4 | 77,30 |
| 0,15 | 0,100 | 4676,08 | 6204,51 | 75,37 |
| 0,16 | 0,092 | 5111,11 | 6983 | 73,19 |
| 0,17 | 0,085 | 5548,33 | 7813,92 | 71,01 |
| 0,18 | 0,079 | 5943,95 | 8680,33 | 68,48 |
| 0,19 | 0,073 | 6300,64 | 9570,26 | 65,84 |
| 0,2 | 0,068 | 6602,37 | 10480,3 | 63,00 |
| 0,21 | 0,063 | 6823,87 | 11367 | 60,03 |
| 0,22 | 0,058 | 6910,89 | 12172,9 | 56,77 |
| 0,23 | 0,054 | 6848,84 | 12798,5 | 53,51 |
| 0,24 | 0,050 | 6678,91 | 13296,1 | 50,23 |
| 0,25 | 0,047 | 6525,88 | 13875,6 | 47,03 |
| 0,26 | 0,044 | 6249,2 | 14235,3 | 43,90 |
| 0,27 | 0,041 | 5951,65 | 14652,6 | 40,62 |
| 0,28 | 0,038 | 5643,5 | 14998,9 | 37,63 |
| 0,29 | 0,035 | 5265,49 | 15117,5 | 34,83 |
| 0,3 | 0,033 | 4788,87 | 14821 | 32,31 |
| 0,31 | 0,031 | 4392,52 | 14831,2 | 29,62 |
| 0,32 | 0,029 | 4035,34 | 14939,8 | 27,01 |
| 0,33 | 0,027 | 3701,85 | 15015 | 24,65 |
| 0,34 | 0,025 | 3382,52 | 15087,4 | 22,42 |
| 0,35 | 0,024 | 3073,93 | 15132,6 | 20,31 |
| 0,36 | 0,022 | 2808,1 | 15131,8 | 18,56 |
| 0,37 | 0,021 | 2551,9 | 15097,3 | 16,90 |
| 0,38 | 0,020 | 2322,93 | 15118,9 | 15,36 |
| 0,39 | 0,019 | 2092,88 | 15057,6 | 13,90 |
| 0,4 | 0,018 | 1889,37 | 15063,9 | 12,54 |

Apéndice A.

Tabla A.6: Valores de LTSpice al simular circuito A.5 variando la carga R_L .

| Distancia [m] | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 5 | 1473,72 | 1820,23 | 80,96 |
| 6 | 1735,33 | 2114,23 | 82,08 |
| 7 | 1986,76 | 2400,2 | 82,77 |
| 8 | 2229,69 | 2682,01 | 83,14 |
| 9 | 2460,66 | 2957,21 | 83,21 |
| 10 | 2684,71 | 3227,17 | 83,19 |
| 11 | 2899,66 | 3488,19 | 83,13 |
| 12 | 3107,3 | 3750,13 | 82,86 |
| 13 | 3296,9 | 3998,92 | 82,44 |
| 14 | 3475,21 | 4231,47 | 82,13 |
| 15 | 3662,85 | 4483,4 | 81,70 |
| 16 | 3836,48 | 4718,72 | 81,30 |
| 17 | 4003,69 | 4948,36 | 80,91 |
| 18 | 4160,15 | 5168,96 | 80,48 |
| 19 | 4304,28 | 5378,18 | 80,03 |
| 20 | 4450,84 | 5595,59 | 79,54 |
| 21 | 4596,3 | 5804,84 | 79,18 |
| 22 | 4706,37 | 5997,13 | 78,48 |
| 23 | 4837,47 | 6192,05 | 78,12 |
| 24 | 4966,05 | 6385,87 | 77,77 |
| 25 | 5089,55 | 6581,83 | 77,33 |
| 26 | 5202,28 | 6768,56 | 76,86 |
| 27 | 5317,79 | 6958,35 | 76,42 |
| 28 | 5402,55 | 7114,88 | 75,93 |
| 29 | 5510,28 | 7300,1 | 75,48 |
| 30 | 5601,67 | 7465,31 | 75,04 |
| 31 | 5695,43 | 7635,29 | 74,59 |
| 32 | 5788,58 | 7807,63 | 74,14 |
| 33 | 5862,46 | 7957,3 | 73,67 |
| 34 | 5937,85 | 8112,3 | 73,20 |
| 35 | 6010,81 | 8260,86 | 72,76 |
| 36 | 6084,22 | 8411,74 | 72,33 |
| 37 | 6165,61 | 8570,75 | 71,94 |
| 38 | 6233,04 | 8716 | 71,51 |
| 39 | 6297,43 | 8858,32 | 71,09 |
| 40 | 6358,24 | 8997,16 | 70,67 |
| 41 | 6416,17 | 9133,11 | 70,25 |
| 42 | 6471,3 | 9266,27 | 69,84 |
| 43 | 6523,82 | 9396,75 | 69,43 |
| 44 | 6573,79 | 9524,59 | 69,02 |
| 45 | 6621,36 | 9649,88 | 68,62 |
| 46 | 6666,53 | 9772,65 | 68,22 |
| 47 | 6709,46 | 9892,97 | 67,82 |
| 48 | 6750 | 10010,6 | 67,43 |
| 49 | 6788,01 | 10125,4 | 67,04 |
| 50 | 6820,95 | 10233,9 | 66,65 |

A.5. Simulación de los circuitos S-S y LCL-LCL de las clases 3,3 kW y 6,6 kW

Tabla A.7: Valores de LTSpice al simular circuito A.6 variando la distancia entre bobinados.

| Distancia [m] | k | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|-------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 0,01 | 0,233 | 2257,19 | 2534,19 | 89,07 |
| 0,02 | 0,229 | 2175,10 | 2446,27 | 88,91 |
| 0,03 | 0,222 | 2050,25 | 2312,12 | 88,67 |
| 0,04 | 0,214 | 1894,82 | 2146,31 | 88,28 |
| 0,05 | 0,203 | 1720,13 | 1960,12 | 87,76 |
| 0,06 | 0,192 | 1538,12 | 1766,20 | 87,09 |
| 0,07 | 0,181 | 1359,62 | 1577,50 | 86,19 |
| 0,08 | 0,169 | 1189,92 | 1400,78 | 84,95 |
| 0,09 | 0,158 | 1033,10 | 1237,90 | 83,46 |
| 0,1 | 0,147 | 892,42 | 1090,83 | 81,81 |
| 0,11 | 0,136 | 767,78 | 961,01 | 79,89 |
| 0,12 | 0,126 | 658,98 | 847,89 | 77,72 |
| 0,13 | 0,117 | 564,17 | 749,63 | 75,26 |
| 0,14 | 0,108 | 483,17 | 662,68 | 72,91 |
| 0,15 | 0,100 | 412,90 | 584,21 | 70,68 |
| 0,16 | 0,092 | 353,93 | 512,71 | 69,03 |
| 0,17 | 0,085 | 303,32 | 454,03 | 66,81 |
| 0,18 | 0,079 | 259,50 | 407,17 | 63,73 |
| 0,19 | 0,073 | 222,63 | 368,08 | 60,49 |
| 0,2 | 0,068 | 190,46 | 339,22 | 56,15 |
| 0,21 | 0,063 | 163,89 | 312,32 | 52,48 |
| 0,22 | 0,058 | 140,14 | 299,68 | 46,76 |
| 0,23 | 0,054 | 120,72 | 288,23 | 41,88 |
| 0,24 | 0,050 | 103,84 | 273,81 | 37,92 |
| 0,25 | 0,047 | 89,64 | 266,43 | 33,65 |
| 0,26 | 0,044 | 77,60 | 262,01 | 29,62 |
| 0,27 | 0,041 | 67,21 | 254,43 | 26,41 |
| 0,28 | 0,038 | 58,47 | 252,75 | 23,14 |
| 0,29 | 0,035 | 50,92 | 248,18 | 20,52 |
| 0,3 | 0,033 | 44,49 | 242,73 | 18,33 |
| 0,31 | 0,031 | 38,99 | 237,20 | 16,44 |
| 0,32 | 0,029 | 34,10 | 233,73 | 14,59 |
| 0,33 | 0,027 | 29,96 | 230,26 | 13,01 |
| 0,34 | 0,025 | 26,32 | 226,26 | 11,63 |
| 0,35 | 0,024 | 23,11 | 223,74 | 10,33 |
| 0,36 | 0,022 | 20,47 | 221,62 | 9,24 |
| 0,37 | 0,021 | 18,16 | 220,04 | 8,25 |
| 0,38 | 0,020 | 16,15 | 217,38 | 7,43 |
| 0,39 | 0,019 | 14,26 | 215,09 | 6,63 |
| 0,4 | 0,018 | 12,64 | 212,83 | 5,94 |

Apéndice A.

Tabla A.8: Valores de LTSpice al simular circuito A.6 variando la carga R_L .

| Distancia [m] | $P_{out}[W]$ | $P_{in}[W]$ | $\eta = P_{out}/P_{in} * 100$ |
|---------------|--------------|-------------|-------------------------------|
| 5 | 469,31 | 623,38 | 75,28 |
| 6 | 557,60 | 717,89 | 77,67 |
| 7 | 644,09 | 812,70 | 79,25 |
| 8 | 727,85 | 907,39 | 80,21 |
| 9 | 811,10 | 999,58 | 81,14 |
| 10 | 892,42 | 1090,83 | 81,81 |
| 11 | 972,14 | 1180,84 | 82,33 |
| 12 | 1049,82 | 1270,36 | 82,64 |
| 13 | 1126,43 | 1357,82 | 82,96 |
| 14 | 1201,39 | 1444,41 | 83,18 |
| 15 | 1274,30 | 1530,54 | 83,26 |
| 16 | 1345,66 | 1615,06 | 83,32 |
| 17 | 1415,35 | 1699,89 | 83,26 |
| 18 | 1484,15 | 1781,93 | 83,29 |
| 19 | 1552,05 | 1865,69 | 83,19 |
| 20 | 1617,72 | 1947,73 | 83,06 |
| 21 | 1682,15 | 2028,81 | 82,91 |
| 22 | 1744,87 | 2109,50 | 82,71 |
| 23 | 1806,12 | 2187,95 | 82,55 |
| 24 | 1866,47 | 2265,43 | 82,39 |
| 25 | 1925,29 | 2342,49 | 82,19 |
| 26 | 1983,15 | 2419,47 | 81,97 |
| 27 | 2039,53 | 2495,42 | 81,73 |
| 28 | 2094,62 | 2569,57 | 81,52 |
| 29 | 2147,94 | 2643,26 | 81,26 |
| 30 | 2200,23 | 2715,35 | 81,03 |
| 31 | 2249,94 | 2786,44 | 80,75 |
| 32 | 2299,01 | 2856,28 | 80,49 |
| 33 | 2346,34 | 2925,23 | 80,21 |
| 34 | 2393,76 | 2994,42 | 79,94 |
| 35 | 2440,21 | 3062,64 | 79,68 |
| 36 | 2485,88 | 3129,29 | 79,44 |
| 37 | 2530,26 | 3194,84 | 79,20 |
| 38 | 2573,64 | 3259,97 | 78,95 |
| 39 | 2615,94 | 3323,98 | 78,70 |
| 40 | 2655,42 | 3386,61 | 78,41 |
| 41 | 2695,33 | 3449,36 | 78,14 |
| 42 | 2734,88 | 3511,66 | 77,88 |
| 43 | 2773,73 | 3572,73 | 77,64 |
| 44 | 2812,04 | 3634,25 | 77,38 |
| 45 | 2849,10 | 3694,52 | 77,12 |
| 46 | 2884,76 | 3754,42 | 76,84 |
| 47 | 2921,49 | 3814,50 | 76,59 |
| 48 | 2956,81 | 3874,05 | 76,32 |
| 49 | 2990,20 | 3930,37 | 76,08 |
| 50 | 3026,93 | 3988,11 | 75,90 |

A.6. Diseño de la señal de control del puente H

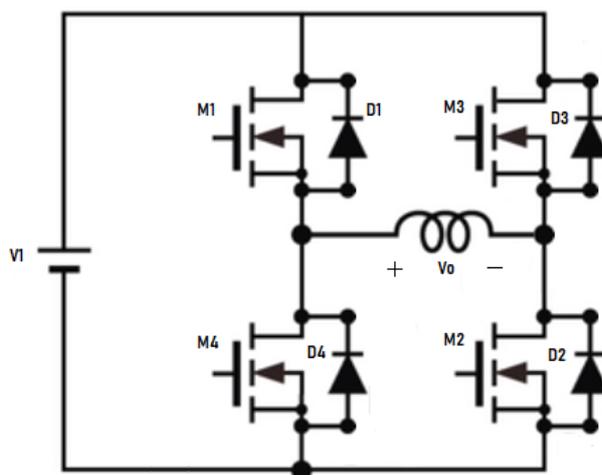


Figura A.7: Circuito del Puente H (Fuente: [68]).

El objetivo de utilizar el puente inversor es obtener una señal de alterna regulable a partir de una fuente de continua. Para poder regular la salida, en amplitud y frecuencia, se cuenta con señales de control que se aplican a los respectivos Gates de los transistores MOS.

Los transistores funcionan como switches, pero al no ser switches ideales, se debe tener en cuenta un tiempo muerto para que los transistores cambien de estados [32]. Para poder obtener la señal deseada, se deben activar los transistores de forma complementaria. En el caso de la Fig. A.7, M1-M2 y M3-M4.

Tabla A.9: Tabla de estados de los transistores del puente H siendo V_1 el voltaje de la fuente y V_γ la caída en los diodos (En amarillo se representa los tiempos muertos).

| Estado | M1 | M2 | M3 | M4 | V_0 |
|--------|----|----|----|----|-------------------|
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | V_1 |
| 2 | 1 | 0 | 0 | 0 | $-V_\gamma$ |
| 3 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | $-V_1 - V_\gamma$ |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 1 | $-V_1$ |
| 6 | 0 | 0 | 0 | 1 | $-V_1 - V_\gamma$ |
| 7 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 | $-V_\gamma$ |

Apéndice A.

Si se estudia la evolución del circuito se pueden diferenciar ocho estados como se muestra en la Tabla A.9. En el primer estado se tiene los transistores M_1 y M_2 activados obteniendo el voltaje de la fuente V_1 en la salida. Al pasar al estado 2, el transistor M_2 deja de estar activo haciendo que circule corriente por el diodo D_3 , produciendo un voltaje $-V_\gamma$ en V_o . En el estado 3 se activan los transistores M_1 y M_3 haciendo que se tenga voltaje $0 V$. Si el transistor M_1 deja de estar activo, la corriente circula por el diodo D_4 y en V_o se tiene $-V_1 - V_\gamma$. Luego en el estado 5, se activan los transistores M_3 y M_4 , esto hace que se obtenga nuevamente el voltaje de la fuente en la salida pero ahora con polaridad negativa. En el estado 7 sucede como en el 3, se tiene $0 V$ en la salida ya que el circuito se cierra por M_2 y M_4 . Por último, en el estado 8 solo está activo el transistor M_2 y se obtiene $-V_\gamma$ en la salida producto de la caída de potencial en D_4 . [68]

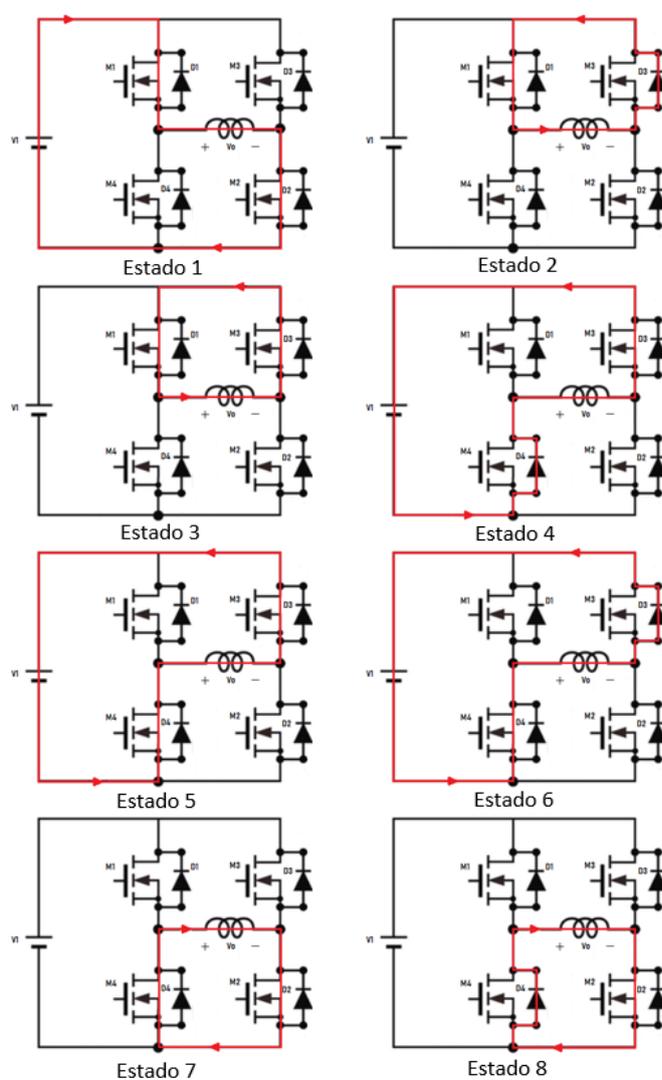


Figura A.8: Conmutación de estados del puente H.

A.6. Diseño de la señal de control del puente H

Simulaciones

Para el diseño se va a tomar como requerimiento una frecuencia de 85 kHz y 230 V de amplitud. Si $f = 85 \text{ kHz}$ entonces $T = 11,76 \mu\text{s}$.

Tomando como criterio de que el tiempo muerto es el 5% del tiempo del pulso de control se obtienen los siguientes resultados:

$$t_{ON} = 5,06 \mu\text{s} \text{ y } t_{DT} = 280,11 \text{ ns}$$

Se diseñan en LTSpice las señales de control y se obtiene la Fig. A.10.

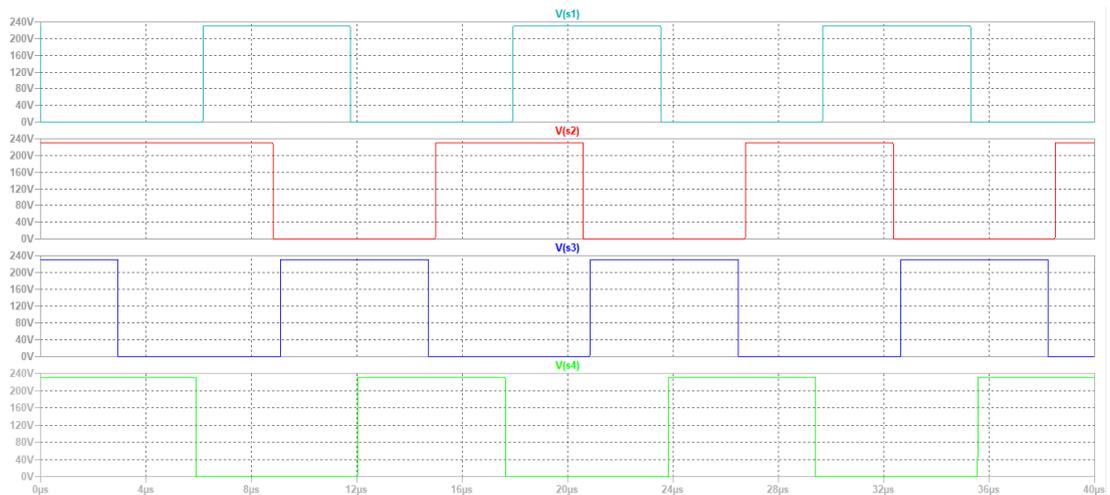


Figura A.9: Señales de control (Fuente: simulador LTSpice).

Al aplicar las señales de control de la Fig. A.10 al circuito A.7 se obtiene a la salida la señal de la Fig. A.10.

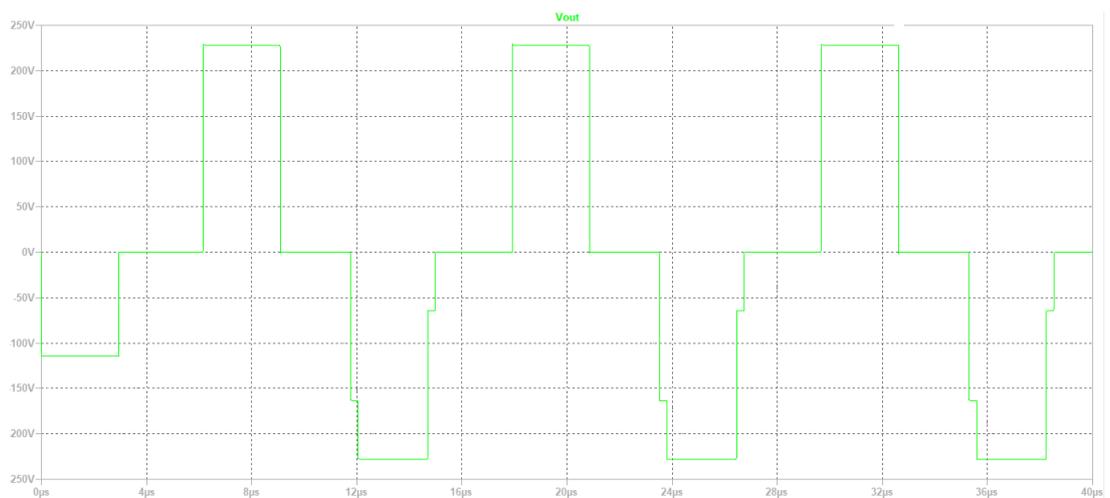


Figura A.10: Señal a la salida del puente H (Fuente: simulador LTSpice).

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Referencias

- [1] Bmw launches wireless electric car charging system touted as convenient but inefficient. <https://electrek.co/2018/05/28/bmw-wireless-electric-car-charging-system-convenience-cost-efficiency/>. [Web; accedido el 28-05-2019].
- [2] Hyundai and kia unveil new electric vehicle wireless charging system with autonomous parking. <https://electrek.co/2019/01/03/hyundai-kia-wireless-car-charging/>. [Web; accedido el 28-05-2019].
- [3] Witricity. <http://witricity.com/>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [4] Coche eléctrico: las baterías. http://www.aficionadosalamecanica.com/coche-electrico_bateria.htm, 2015. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [5] Seungyoung Ahn and Joungho Kim. Magnetic field design for high efficient and low emf wireless power transfer in on-line electric vehicle. In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 3979–3982. IEEE, 2011.
- [6] José Marcos Alonso Álvarez. Inversores resonantes de alta frecuencia. *Gijón: Universidad de Oviedo*, 1999.
- [7] Sergio Bachs. Nikola tesla, el genio sin límites. <https://tourhistoria.es/nikola-tesla-genio-sin-limites/>, 2018. [Web; accedido el 12-04-2019].
- [8] Constantine A Balanis. Antenna theory third edition analysis and design. *John Wiley & Sons Inc*, 2005.
- [9] Claudia Cabal, Gerardo Otero, and José Acuña. Informe sobre campos electromagnéticos y la salud humana. *Instituto de Ing. Eléctrica*, 2005.
- [10] Foro coches eléctricos. SAE International anuncia un nuevo protocolo de recarga inalámbrica. <https://forococheselectricos.com/2017/02/sae-international-anuncia-un-nuevo-protocolo-de-recarga-inalambrica.html>, 2017. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [11] Javier Costas. Historia de los coches eléctricos. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/historia-de-los-coches-electricos>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].

- [12] Jiejian Dai and Daniel C Ludois. Capacitive power transfer through a conformal bumper for electric vehicle charging. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(3):1015–1025, 2016.
- [13] Laboratorio Nacional de Oak Ridge. Ornl demuestra la carga inalámbrica de 120 kilovatios para vehículos. <https://www.ornl.gov/content/ornl-demonstrates-120-kilowatt-wireless-charging-vehicles>, 2018. [Web; accedido el 23-04-2019].
- [14] Kate Doubleday, Ashish Kumar, Brandon Regensburger, Saad Pervaiz, Sreyam Sinha, Zoya Popovic, and Khurram K Afridi. Multi-objective optimization of capacitive wireless power transfer systems for electric vehicle charging. In *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–8. IEEE, 2017.
- [15] Fermin A Holguin, Rafael Asensi, Roberto Prieto, and José A Cobos. Simple analytical approach for the calculation of winding resistance in gapped magnetic components. In *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, pages 2609–2614. IEEE, 2014.
- [16] Ashish Kumar, Saad Pervaiz, Chieh-Kai Chang, Sean Korhummel, Zoya Popovic, and Khurram K Afridi. Investigation of power transfer density enhancement in large air-gap capacitive wireless power transfer systems. In *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pages 1–4. IEEE, 2015.
- [17] Jesús Martínez Vila. Transmisión de energía eléctrica por inducción para uso doméstico. 2016.
- [18] Andrea Massa, Giacomo Oliveri, Federico Viani, and Paolo Rocca. Array designs for long-distance wireless power transmission: State-of-the-art and innovative solutions. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 2013.
- [19] Rajeev Mehrotra. Cut the cord: wireless power transfer, its applications, and its limits. *Cse. Wustl. Edu.*, 2014.
- [20] Rafael Mendes Duarte and Gordana Klaric Felic. Analysis of the coupling coefficient in inductive energy transfer systems. *Active and Passive Electronic Components*, 2014, 2014.
- [21] Chris Mi. High power capacitive power transfer for electric vehicle charging applications. In *2015 6th international conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, pages 1–4. IEEE, 2015.
- [22] Ahmed AS Mohamed, AA Marim, and OA Mohammed. Magnetic design considerations of bidirectional inductive wireless power transfer system for ev applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(6):1–5, 2017.
- [23] Mohorte-Magnet. El futuro del coche pasa por electrificar las carreteras, y Suecia ya ha dado el primer paso. <https://magnet.xataka.com/en-diez-minutos/el-futuro-del-coche-pasa-por-electrificar-las-carreteras-y-suecia-ya-ha-dado-el-primer-paso>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].

- [24] Carolina Morente Fernández. Análisis y modelado del comportamiento de baterías para vehículos eléctricos. B.S. thesis, 2015.
- [25] Xi Nan and Charles R Sullivan. An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors. In *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03.*, volume 2, pages 853–860. IEEE, 2003.
- [26] Chirag Panchal, Sascha Stegen, and Junwei Lu. Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system. *Engineering science and technology, an international journal*, 2018.
- [27] Mingyu Park, Seung-Duck Yu, Seong-Woo Yim, Kijun Park, Byung Duk Min, Seung-Do Kim, Jung Gu Cho, et al. A study of wireless power transfer topologies for 3.3 kw and 6.6 kw electric vehicle charging infrastructure. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 689–692. IEEE, 2016.
- [28] María Sofía Pérez Casulo, Agustín Eduardo Rodríguez Esteva, and Bruno Eduardo Serra Laborde. Tie: transferencia inalámbrica de energía para sistemas de bajo consumo utilizando resonancia magnética fuertemente acoplada. 2015.
- [29] Mohamad Kamal A Rahim, Mohd Nazri A Karim, Thelaha Masri, and Osman Ayop. Antenna array at 2.4 ghz for wireless lan system using point to point communication. In *2007 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, pages 1–4. IEEE, 2007.
- [30] Brandon Regensburger, Sreyam Sinha, Ashish Kumar, Jason Vance, Zoya Popovic, and Khurram K Afridi. Kilowatt-scale large air-gap multi-modular capacitive wireless power transfer system for electric vehicle charging. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 666–671. IEEE, 2018.
- [31] Manuel Enrique Roha Villalba. Diseño e implementación de un módulo entrenador de troceadores e inversores , pag: 121-133. B.S. thesis, 2012.
- [32] Alex Santander. Tiempo muerto. <https://es.scribd.com/document/125433202/6-Tiempo-Muerto>. [Web; accedido el 08-06-2019].
- [33] Naoki Shinohara, Yuta Kubo, and Hiroshi Tonomura. Wireless charging for electric vehicle with microwaves. *2013 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pages 1–4, 2013.
- [34] Sreyam Sinha, Brandon Regensburger, Kate Doubleday, Ashish Kumar, Saad Pervaiz, and Khurram K Afridi. High-power-transfer-density capacitive wireless power transfer system for electric vehicle charging. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 967–974. IEEE, 2017.

- [35] Robert L Steigerwald. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. *IEEE transactions on Power Electronics*, 3(2):174–182, 1988.
- [36] Angel Franco García. Circuitos acoplados. coeficiente de inducción mutua. http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica3/fem/transformador/transformador_1.html. [Web; accedido el 02-04-2019].
- [37] ANSYS Japan K.K. Wireless power transfer for ev. <https://support.ansys.com/staticassets/ANSYS/Conference/Irvine/downloads/Wireless%20Power%20Transfer%20for%20HEV%20-%20Vincent%20Delafosse.pdf>. [Web; accedido el 03-06-2019].
- [38] Astromia. El electromagnetismo según maxwell. <https://www.astromia.com/astromia/electromaxwell.htm>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [39] Augusto Beléndez. André-Marie Ampère, “el Newton de la electricidad”. <https://www.bbvaopenmind.com/andre-marie-ampere-el-newton-de-la-electricidad/>, 2017. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [40] AutoBlog. El debut de Fórmula E en Estados Unidos trae consigo la carga inalámbrica de Qualcomm Halo. <https://www.autoblog.com/2015/03/13/formula-e-us-debut-qualcomm-halo-wireless-charging/>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [41] Ecured. Efecto pelicular. https://www.ecured.cu/Efecto_pelicular. [Web; accedido el 10-04-2019].
- [42] eRoadArlanda. About the proyect. <https://eroadarlanda.com/about-the-project/>, 2017. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [43] Fisic. Capacitancia y dieléctricos. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/electric/elesht.html>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [44] Gonzalo Cuñarro, Guillermo Flieller. Transferencia Inalámbrica de Energía por Acople Inductivo con Seguimiento del Punto de Máxima Eficiencia. <https://iie.fing.edu.uy/publicaciones/2018/CF18/CF18.pdf>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [45] GRUPOETRA. ETRA despliega en Madrid el primer sistema de España de recarga inductiva para autobuses. Éste permite la operación completa de una línea con autobuses 100 % eléctricos. <http://www.grupoetra.com/recarga-inductiva/>, 2017. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [46] IMPO. Las Rradiaciones NO Ionizantes (RNI). <https://www.impo.com.uy/bases/decretos-originales/53-2014>, 2014. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [47] Joan Ferran Editor Blog HolaLuz. Pionerxs: Gustave trouvé, el inventor del primer coche eléctrico. <https://blog.holaluz.com/pionerxs-gustave-trouve-el-inventor-del-primer-coche-electrico/>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].

- [48] Juan Carmona, Rodolfo Genem. Transmisión inalámbrica de energía. http://www1.frm.utn.edu.ar/mielectricas/docs2/Inal%C3%A1mbrica/Transmisi%C3%B3n%20inal%C3%A1mbrica%20de%20energ%C3%ADa_1.0.pdf, 2016. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [49] MASFARNE. Conductores de cobre flexibles. http://www.masfarne.com/productos_conductores_cobre_es.html. [Web; accedido el 24-04-2019].
- [50] Massachusetts Institute of Technology. Goodbye wires! <http://news.mit.edu/2007/wireless-0607>, 2007. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [51] Motorpasión. La carga inalámbrica para el BMW 530e iPerformance llegará al mercado este verano. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/la-carga-inalambrica-para-el-bmw-530e-iperformance-llegara-al-mercado-este-verano>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [52] MrElberni. Filtro para la corriente alterna rectificada. <http://mrelbernitutoriales.com/filtro-blog/>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [53] PLUGLESS. PLUGLESS IS THE WORLD'S LEADING. AUTONOMOUS CHARGING STATION. <https://www.pluglesspower.com/shop/>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [54] Prof. Carlos Armenta Déu. Conferencia sobre aspectos técnicos de las baterías para autos eléctricos. 2018.
- [55] seat600.mforos. Medida real de la cubierta 5.20.12. <https://fiat600club.mforos.com/1423333/7454414-medida-real-de-la-cubierta-5-20-12/>, 2008. [Web; accedido el 02-05-2019].
- [56] seat600.mforos. Medidas exteriores del 600. <https://seat600.mforos.com/519035/9082618-medidas-exteriores-del-600/>, 2009. [Web; accedido el 02-05-2019].
- [57] U.N.P.S.J.B. Teoría de circuitos. <http://www.ing.unp.edu.ar/electronica/asignaturas/ee016/tutoriales/inductores/inductores.htm>. [Web; accedido el 06-06-2019].
- [58] INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION. RECOMENDACIONES PARA LIMITAR LA EXPOSICION A CAMPOS ELÉCTRICOS, MAGNETICOS Y ELECTROMAGNÉTICOS. <https://www.impo.com.uy/bases/decretos-originales/53-2014>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [59] Wikipedia. Antenas. <https://es.wikipedia.org/wiki/Antena>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [60] Wikipedia. Bandas de frecuencias. https://es.wikipedia.org/wiki/Bandas_de_frecuencia. [Web; accedido el 01-04-2019].

Referencias

- [61] Wikipedia. Corriente de desplazamiento. https://es.wikipedia.org/wiki/Corriente_de_desplazamiento. [Web; accedido el 29-05-2019].
- [62] Wikipedia. Gustave Trouvé. https://es.wikipedia.org/wiki/Gustave_Trouv%C3%A9, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [63] Wikipedia. Historia del vehículo eléctrico. https://es.wikipedia.org/wiki/Historia_del_veh%C3%ADculo_el%C3%A9ctrico, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [64] Wikipedia. Two-port network . https://en.wikipedia.org/wiki/Two-port_network, 2019. [Web; accedido el 03-06-2019].
- [65] ZAP MAP. Los autos de Fórmula E están equipados con carga inalámbrica Qualcomm. <https://www.zap-map.com/formula-e-course-cars-equipped-qualcomm-wireless-charging/>. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [66] Zap Map. Lanzamiento del punto de recarga inalámbrico de BMW GroundPad. <https://www.zap-map.com/bmw-groundpad-wireless-charge-point-launched/>, 2018. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [67] Ángel González Ureña. La inducción electromagnética. <https://www.investigacionyciencia.es/blogs/fisica-y-quimica/10/posts/la-induccin-electromagntica-10178>, 2009. [Web; accedido el 01-04-2019].
- [68] Toshiba. Dc-dc full-bridge power supplies. <http://toshiba.semicon-storage.com/eu/application/power/full-bridge-dcdc.html?videoId=5745146962001>. [Web; accedido el 08-06-2019].
- [69] Chao Wang, Chunbo Zhu, Kai Song, Guo Wei, Shuai Dong, and Ren Gui Lu. Primary-side control method in two-transmitter inductive wireless power transfer systems for dynamic wireless charging applications. In *2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [70] Chwei-Sen Wang, Oskar H Stielau, and Grant Covic. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. 2005.
- [71] Benjamin H Waters, Brody J Mahoney, Gunbok Lee, and Joshua R Smith. Optimal coil size ratios for wireless power transfer applications. In *2014 IEEE international symposium on circuits and systems (ISCAS)*, pages 2045–2048. IEEE, 2014.
- [72] Philip Zuk and Sanjay Havanur. Zero-voltage switching full-bridge converter: Operation, fom, and guidelines for mosfet selection. *System application note AN847*, pages 1–6, 2014.

Glosario

CA Corriente Alterna. 4

CC Corriente Continua. 4

CIC Carga Inalámbrica Capacitiva. 18

CII Carga Inalámbrica Inductiva. 3

CIM Carga Inalámbrica Microondas. 21, 75

CIVE Carga Inalámbrica de Vehículos Eléctricos. 1

CST Computer Simulation Technologys. 67

DTP Densidad de Transferencia de Potencia. 19

ESR Resistencia Serie Equivalente. 40

FDTD Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo. 22

ICNIRP Comisión Internacional de Protección de Radiación No Ionizante. 79

J Densidad de Corriente. 79

k Factor de Acoplamiento. 36

M Coeficiente de Inducción Mutua. 38

Q Factor de Calidad. 39

S Densidad de Potencia. 79

SAR Absorción Especifica de Energía. 79

SCI Sistema de Carga Inalámbrica. 3

TEC Transferencia de Energía Capacitiva. 15

TEI Transferencia de Energía Inductiva. 15

Glosario

TEM Transferencia de Energía Microondas. 15

TIE Transferencia Inalámbrica de Energía. 2

VE Vehículos Eléctricos. 1

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 2.1. Tabla comparativa de los VE del mercado, ordenada de mayor a menor autonomía. | 10 |
| 2.2. Investigaciones y desarrollos de sistemas de carga inductiva (Fuente: [26]). | 18 |
| 2.3. Parámetros del paquete de baterías de Corbin Sparrow. | 21 |
| 3.1. Parámetros dimensionales y valores de los componentes de un prototipo de un sistema TEC de 6.78 MHz, 598 W y 12 cm de espacio de aire. | 31 |
| 3.2. Valores de potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia del sistema para distintos valores de frecuencia. | 33 |
| 3.3. Comparación de los parámetros del sistema TEC simulado y experimental. | 34 |
| 3.4. Valores de potencia de entrada, potencia de salida y eficiencia del sistema para distintos valores de frecuencia. | 35 |
| 3.5. Impedancia secundaria y voltaje/corriente de carga (Fuente: [70]). | 41 |
| 3.6. Propiedades en el secundario a frecuencia de resonancia ω_0 (Fuente: [70]). | 42 |
| 3.7. Capacitancia del primario según tipo de compensación - $C_{pn} = \frac{C_p}{\frac{C_s L_s}{L_p}}$ (Fuente: [70]). | 43 |
| 3.8. Inductancias de Bobinados por clase de potencia [27]. | 45 |
| 3.9. Equivalencia de bobinados con igual área abarcada. | 46 |
| 3.10. Factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados $z(\text{cm})$ con potencia de 3,3 kW ($L_p = 460 \mu\text{H}$, $L_s = 160 \mu\text{H}$). . . . | 49 |
| 3.11. Factor de acoplamiento en función de la distancia entre bobinados $z(\text{cm})$ con potencia de 6,6 kW ($L_p = 132,5 \mu\text{H}$, $L_s = 115,9 \mu\text{H}$). . . | 49 |
| 3.12. Componentes de topología S-S. | 50 |
| 3.13. Componentes de topología LCL-LCL. | 51 |
| 3.14. Clasificación de bandas por frecuencia (Fuente: [60]). | 56 |
| 3.15. Valores típicos de eficiencia. | 59 |
| 3.16. Valores para el diseño de la antena. | 67 |
| 3.17. Valores de la antena elegida. | 73 |
| 3.18. Eficiencia del sistema en función de la distancia. | 74 |

Índice de tablas

| | |
|--|-----|
| 4.1. Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 35 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4). | 77 |
| 4.2. Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 40 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4). | 78 |
| 4.3. Tabla comparativa entre sistema inductivo y capacitivo con $R_L = 45 \Omega$ (Circuitos utilizados en A.3 y A.4). | 78 |
| 5.1. Restricciones básicas para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (año 2010) (Fuente: [58]). | 80 |
| 5.2. Restricciones básicas para exposiciones a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias de 100 kHz y 10 GHz (año 1998) (Fuente: [58]). | 80 |
| 5.3. Restricciones básicas para densidad de potencia para frecuencias de 10 y 300 GHz (año 1998) (Fuente: [58]). | 81 |
| 5.4. Niveles de referencia para exposición ocupacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (valores eficaces no perturbados)(año 2010) (Fuente: [58]). | 81 |
| 5.5. Niveles de referencia para exposición poblacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 1 Hz y 100 kHz (valores eficaces no perturbados)(año 2010) (Fuente: [58]). | 81 |
| 5.6. Niveles de referencia para exposición ocupacional a campos eléctricos y magnéticos para frecuencias entre 100 kHz y 300 GHz (valores eficaces no perturbados)(año 1998) (Fuente: [58]). | 82 |
| 6.1. Comparativa de las diferentes tecnologías de batería (Fuente: [4]). . | 100 |
| 6.2. Intensidad y potencia de la batería en función del tiempo de carga. | 102 |
| 6.3. Simulación en LTSpice de diferentes bobinas para cálculo de potencia y eficiencia. | 104 |
| 6.4. Datos obtenidos de simular distintas bobinas con $k=0.3468$ a $f=85$ kHz. | 106 |
| 6.5. Valores finales de los elementos del circuito total. | 107 |
| 6.6. Datos obtenidos en LTSpice con bobinas de $85/50 \mu\text{Hy}$ y $k=0.35947$ a $f=85$ kHz. | 107 |
| 6.7. Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas sin desalinear. | 109 |
| 6.8. Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas desalineadas 2,5 cm. | 109 |
| 6.9. Datos obtenidos en LTSpice al variar la distancia entre bobinas desalineadas 5 cm. | 109 |
| 6.10. Potencia de salida y eficiencia obtenidos frente a desfase y cambios de distancia | 110 |
| 7.1. Estimación de costos de materiales (Fuente: Mouser Electronics Uruguay). | 119 |
| A.1. Valores de LTSpice al simular circuito A.3 variando la distancia entre bobinados. | 130 |

A.2. Valores de LTSpice al simular circuito A.3 variando la carga R_L . . . 131

A.3. Valores de LTSpice al simular circuito A.4 variando la distancia entre bobinados. 132

A.4. Valores de LTSpice al simular circuito A.4 variando la carga R_L . . . 133

A.5. Valores de LTSpice al simular circuito A.5 variando la distancia entre bobinados. 135

A.6. Valores de LTSpice al simular circuito A.5 variando la carga R_L . . . 136

A.7. Valores de LTSpice al simular circuito A.6 variando la distancia entre bobinados. 137

A.8. Valores de LTSpice al simular circuito A.6 variando la carga R_L . . . 138

A.9. Tabla de estados de los transistores del puente H siendo V_1 el voltaje de la fuente y V_γ la caída en los diodos (En amarillo se representa los tiempos muertos). 139

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| 2.1. Conector Tipo 2. | 10 |
| 2.2. Conector CCS. | 11 |
| 2.3. Auto de carrera de Formula E y los 2 autos de comisarios de carrera (Fuente: [65]). | 12 |
| 2.4. Cargador Qualcomm Halo (Fuente: [40]). | 12 |
| 2.5. Autobús en estación de carga (Fuente: [45]). | 13 |
| 2.6. Vehículo BMW i3 en estación de carga PLUGLESS (Fuente: [53]). | 13 |
| 2.7. BMW 530e iPerformance con sistema de CII BMW Wireless Charging (Fuente: [51]). | 13 |
| 2.8. Clasificación de tecnologías utilizadas. | 14 |
| 2.9. Diseño de la estructura del lado primario para TIE dinámicos segmentados (Fuente: [69]). | 16 |
| 2.10. Sistema de carga bidireccional de carga de VE (Fuente: [22]). | 17 |
| 2.11. (a) Tiras de aluminio del receptor Corbin Sparrow en un parachoques de fibra de vidrio. (b) Parachoques conforme a la estación de carga con tiras de aluminio del transmisor aseguradas en una almohadilla de goma espuma (Fuente: [12]). | 20 |
| 2.12. (a) Sistema de carga Corbin Sparrow, auto (izquierda) y estación (derecha). (b) Corbin Sparrow acercandose y acoplado con la estación de carga (Fuente: [12]). | 20 |
| 2.13. Haz optimizado encontrado. Unidades: [eje x]=cm, [eje y]=cm, [eje z]=dBc, (Fuente: [33]). | 21 |
| 2.14. Sistema para la carga inalámbrica (Fuente: [33]). | 22 |
| 2.15. Simulación FDTD para carga inalámbrica en corta distancia (Fuente: [33]). | 22 |
| 3.1. Capacitor de placas planas paralelas y campo eléctrico asociado (Fuente: [43]). | 23 |
| 3.2. Campo eléctrico de una placa cargada (Fuente: [43]). | 24 |
| 3.3. Arquitectura de un sistema TEC para VE (Fuente: [34]). | 25 |
| 3.4. Sistema TEC para carga de VE (Fuente: [34]). | 26 |
| 3.5. Sistema TEC para VE - Modelado capacidades parásitas involucradas (Fuente: [34]). | 26 |
| 3.6. Sistema TEC para VE - Modelado con capacidades parásitas (Fuente: [34]). | 27 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| 3.7. Sistema TEC para VE - Modelado con capacidades parásitas, inductores de red divididos simétricamente, mitad en el camino directo y mitad en el camino de retorno (Fuente: [34]). | 27 |
| 3.8. Un sistema TEC con inductores divididos simétricamente, y las capacitancias parásitas y de acoplamiento modeladas juntas como una red equivalente de 4 capacitancias (Fuente: [34]). | 28 |
| 3.9. Configuraciones de medición para las tres pruebas propuestas para medir las capacitancias equivalentes del modelo de 4 capacitancias: (a) Prueba corta en serie, (b) Prueba corta en diagonal y (c) Prueba corta en paralelo (Fuente: [34]). | 29 |
| 3.10. Diagrama esquemático del circuito de un prototipo WPT capacitivo de 6.78 MHz, de 589 W y 12 cm de espacio de aire (Fuente: [34]). | 30 |
| 3.11. Circuito de sistema TEC - $f = 6,78 \text{ MHz}$ - Resistencias R2 y R3 estimadas (Fuente: simulador LTSpice). | 31 |
| 3.12. Ganancia en función de la frecuencia en el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz (Fuente: simulador LTSpice). | 33 |
| 3.13. Circuito de sistema TEC - $f = 6,78 \text{ MHz}$ - Resistencias R2 y R3 estimadas (Fuente: simulador LTSpice). | 34 |
| 3.14. Ganancia en función de la frecuencia en el intervalo entre 1 MHz y 10 MHz (Fuente: simulador LTSpice). | 35 |
| 3.15. Bobinas de radio a y b acopladas magnéticamente. | 36 |
| 3.16. Bobinas con radio A y B. | 38 |
| 3.17. Topologías básicas de circuitos de compensación (Fuente: [70]). | 41 |
| 3.18. Topología S-S. | 44 |
| 3.19. Topología LCL-LCL. | 44 |
| 3.20. Bobinados rectangulares originales de [27] para 3,3kW. | 46 |
| 3.21. Bobinados clase 3, 3 kW (Fuente: Coil32). | 47 |
| 3.22. Bobinados clase 6, 6 kW (Fuente: Coil32). | 48 |
| 3.23. Circuito de simulación, configuración S-S 3, 3 kW (Fuente: LTSpice). | 51 |
| 3.24. Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 3, 3 kW (Fuente: LTSpice). | 51 |
| 3.25. Simulación del circuito 3.24 (en rojo) y del circuito 3.23 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando RL para la clase 3, 3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados). | 52 |
| 3.26. Simulación del circuito 3.24 (en rojo) y del circuito 3.23 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando la distancia entre bobinados para la clase 3, 3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados). | 53 |
| 3.27. Circuito de simulación, configuración S-S 6, 6 kW (Fuente: LTSpice). | 53 |
| 3.28. Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 6, 6 kW (Fuente: LTSpice). | 53 |
| 3.29. Simulación del circuito 3.28 (en rojo) y del circuito 3.27 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando RL para la clase 3, 3 kW (En A.5 se muestran los valores graficados). | 54 |

| | |
|--|----|
| 3.30. Simulación del circuito 3.28 (en rojo) y del circuito 3.27 (en azul) con los valores de componentes mostrados en los circuitos, variando la distancia entre bobinados para la clase 6, 6 kW (En A.5 se muestran los valores graficados). | 55 |
| 3.31. Definición de estereorradián (Fuente: [8]). | 57 |
| 3.32. Ejemplos de patrones de radiación (Fuente: [8]). | 58 |
| 3.33. Tipos de parche de antena (Fuente: [8]). | 61 |
| 3.34. Alimentación coplanar de antena de parche (Fuente: [8]). | 62 |
| 3.35. Circuito equivalente de la alimentación coplanar (Fuente: simulador LTSpice). | 62 |
| 3.36. Alimentación con sonda coaxial (Fuente: [8]). | 63 |
| 3.37. Circuito equivalente de alimentación coplanar (Fuente: simulador LTSpice). | 64 |
| 3.38. Fringing effects en antenas de parche rectangular (Fuente: [8]). . . | 64 |
| 3.39. Largo efectivo de la antena de parche (Fuente: [8]). | 65 |
| 3.40. Arreglo de antenas 4x4 (Fuente: [29]). | 67 |
| 3.41. Esquema básico de transmisión. | 68 |
| 3.42. Antena diseñada con valores teóricos (Fuente: simulador CST). . . | 69 |
| 3.43. Diagrama de Smith con valores teóricos (Fuente: simulador CST). . . | 70 |
| 3.44. Parámetro S_{11} con valores teóricos (Fuente: simulador CST). . . . | 70 |
| 3.45. Ganancia de la antena con valores teóricos (Fuente: simulador CST). . | 71 |
| 3.46. Diagrama de Smith de la antena modificada (Fuente: simulador CST). . | 72 |
| 3.47. Parámetro S_{11} de la antena modificada (Fuente: simulador CST). . . | 72 |
| 3.48. Antena elegida luego de las modificaciones con su respectiva ganancia (Fuente: simulador CST). | 72 |
| 3.49. Arreglo de antenas diseñado (Fuente: simulador CST). | 74 |
| 6.1. Circuito completo del sistema inductivo (Fuente: [17]). | 83 |
| 6.2. Inversor Push-Pull (Fuente: simulador LTSpice). | 85 |
| 6.3. Inversor de medio puente (Fuente: simulador LTSpice). | 86 |
| 6.4. Inversor de puente completo (Fuente: simulador LTSpice). | 86 |
| 6.5. Tensión y corriente en conmutación - Hard Switch (Fuente: [72]). . . | 87 |
| 6.6. Tensión y corriente en conmutación - Soft Switch (Fuente: [72]). . . | 88 |
| 6.7. Puente inversor H (Fuente: simulador LTSpice). | 88 |
| 6.8. Señales de control (Fuente: simulador LTSpice). | 89 |
| 6.9. Comparación entre señal cuadrada y sinusoidal obtenida con primer armónico (Fuente: simulador LTSpice). | 90 |
| 6.10. Efecto pelicular (Fuente: [41]). | 90 |
| 6.11. Tabla de conductor litz $\phi = 0,25$ (Fuente: [49]). | 92 |
| 6.12. Sistema equivalente desde el primario. | 94 |
| 6.13. Sistema equivalente. | 95 |
| 6.14. Rectificador de onda completa implementado con 4 diodos (Fuente: [52]). | 96 |
| 6.15. Ondas en el rectificador de onda completa (Fuente: [52]). | 97 |
| 6.16. Comportamiento del rectificador de onda completa (Fuente: [35]). . . | 98 |

Índice de figuras

| | |
|---|-----|
| 6.17. Puente rectificador primario y señales de entrada y salida del mismo (Fuente: LTSpice). | 99 |
| 6.18. Puente rectificador secundario y señales de entrada y salida del mismo (Fuente: LTSpice). | 99 |
| 6.19. Curvas de carga de una batería (Fuente: [54]). | 101 |
| 6.20. Modelo de batería elegido (Fuente: simulador LTSpice). | 101 |
| 6.21. Simulación de bobinas con carga resistiva (Fuente: simulador LTSpice). | 103 |
| 6.22. Simulación para el diseño de la bobina de 50 μHy (Fuente: simulador Coil32). | 104 |
| 6.23. Simulación en 3D para estimar k de bobinas 50/50 μHy (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 105 |
| 6.24. Circuito de transmisión completo (Fuente: simulador LTSpice). | 105 |
| 6.25. Simulación para el diseño de las bobinas de 50 μHy y 85 μHy (Fuente: simulador Coil32). | 106 |
| 6.26. Simulación en 3D para estimar factor k de bobinas 80/50 μHy (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 107 |
| 6.27. Gráfica de voltaje y corriente en la batería (Fuente: simulador LTSpice). | 108 |
| 6.28. Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 112 |
| 6.29. Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 112 |
| 6.30. Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 113 |
| 6.31. Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 113 |
| 6.32. Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 114 |
| 6.33. Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 114 |
| 6.34. Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 115 |
| 6.35. Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 115 |
| 6.36. Magnitud de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 116 |
| 6.37. Vector de campo magnético (Fuente: simulador Ansys Simplorer). | 116 |
| 6.38. Dimensiones de un auto FIAT 600 (Fuente: [56]). | 117 |
| A.1. Simulación del circuito del sistema CII (Fuente: LTSpice). | 128 |
| A.2. Simulación del circuito del sistema CIC (Fuente: LTSpice). | 128 |
| A.3. Circuito de simulación, configuración S-S 3,3 kW (Fuente: LTSpice). | 129 |
| A.4. Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 3,3 kW (Fuente: LTSpice). | 129 |
| A.5. Circuito de simulación, configuración S-S 6,6 kW (Fuente: LTSpice). | 134 |
| A.6. Circuito de simulación, configuración LCL-LCL 6,6 kW (Fuente: LTSpice). | 134 |
| A.7. Circuito del Puente H (Fuente: [68]). | 139 |
| A.8. Conmutación de estados del puente H. | 140 |
| A.9. Señales de control (Fuente: simulador LTSpice). | 141 |
| A.10. Señal a la salida del puente H (Fuente: simulador LTSpice). | 141 |

Esta es la última página.
Compilado el jueves 8 agosto, 2019.
<http://iie.fing.edu.uy/>