

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

**“SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA
INALÁMBRICO”**

OPCIÓN I

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. JOEL RODRÍGUEZ GUILLÉN

G08071120

DIRECTOR DE TESIS:

M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ



“2015, Año del Generalísimo José María Morelos y Pavón”

Cd. Madero, Tamps; a 04 de Noviembre de 2015.

OFICIO No.: U2.184/15
AREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

C. ING. JOEL RODRÍGUEZ GUILLÉN
NO. DE CONTROL G08071120
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, el cual está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SECRETARIO :	DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ
VOCAL :	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
SUPLENTE:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
DIRECTOR DE TESIS :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

“SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA INALÁMBRICO”

Es muy satisfactorio para esta División compartir con Usted el logro de esta meta, esperando que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

“POR MI PATRIA Y POR MI BIEN”®

M. P. María Yolanda Chávez Cinco
M. P. MARÍA YOLANDA CHÁVEZ CINCO
JEFA DE LA DIVISIÓN



c.c.p.- Minuta
Archivo

MYCHC 'HCV' jar



Índice

	<i>Página</i>
Lista de Figuras	iv
Lista de Tablas	vii
Agradecimientos	viii
Dedicatoria	ix
Resumen	x
Abstract	xi
Capítulo 1. Introducción	1
1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.....	2
1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	3
1.3. JUSTIFICACIÓN.....	4
1.4. OBJETIVOS.....	5
1.5. HIPÓTESIS.....	6
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	7
Referencias del Capítulo.....	8
Capítulo 2. Inductores y Transformadores	9
2.1. INDUCTORES PLANARES ESPIRALES.....	10
2.2. TRANSFORMADORES PLANARES.....	13
Referencias del Capítulo.....	23
Capítulo 3. Elementos de Control	24
3.1. EL MOSFET.....	25
3.2. MGDs.....	27
3.3. CICLO DE TRABAJO.....	31
3.4. CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR).....	32
3.5. OPTIMIZACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE CD.....	34
Referencias del Capítulo.....	38
Capítulo 4. Convertidores Inversores	39
4.1. INTRODUCCIÓN.....	40
4.2. INVERSORES MONOFÁSICOS DE VOLTAJE.....	40
4.3. CONVERTIDOR RESONANTE LLC.....	43
4.4. IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS EN CONVERTIDORES RESONANTES LLC.....	49
Referencias del Capítulo.....	52

Capítulo 5. Implementación y Diseño.....	53
5.1. MODELO DEL TRANSFORMADOR PLANAR IMPLEMENTADO.....	54
5.2. MODELO EN EL SOFTWARE MAXWELL 14.0 DEL INDUCTOR ESPIRAL PLANAR..	55
5.3. MODELO EN MAXWELL DEL TRANSFORMADOR PLANAR ESPIRAL CIRCULAR..	57
5.4. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO.....	64
5.5. CIRCUITO OSCILADOR.	67
5.6. IMPLEMENTACIÓN DEL MANEJADOR DE COMPUERTAS HIP4081A.	68
5.7. CIRCUITO RESONANTE LLC.....	72
5.8. DISEÑO DEL CONVERTIDOR STEP-DOWN A 10V DE POTENCIA.	76
5.9. DISEÑO DEL CONVERTIDOR STEP-DOWN A 10V DE CONTROL.	77
5.10. ETAPA DE RECTIFICACIÓN Y FILTRADO DEL VOLTAJE INDUCIDO EN EL LADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR PLANAR.....	79
5.11. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CD A 5V A 5W.....	80
5.12. DISEÑO DEL CIRCUITO PROTOTIPO.	81
Referencias del Capítulo.	86
Capítulo 6. Pruebas de Funcionamiento.	87
6.1. PRUEBA DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN.....	88
6.2. PRUEBA DEL CIRCUITO OSCILADOR.....	90
6.3. PRUEBA DEL CIRCUITO NEGADOR.	91
6.4. PRUEBA DEL CONTROL DE PUENTE COMPLETO.....	92
6.5. PRUEBA DEL CONVERTIDOR LLC.	93
6.6. PRUEBA DEL VOLTAJE INDUCIDO EN UNA CARGA MÓVIL.	94
6.7. PRUEBA DEL CIRCUITO RECTIFICADOR Y DE FILTRADO.....	96
6.8. PRUEBA DEL CIRCUITO STEP-DOWN A 5V REGULADOS CON 10Ω DE CARGA.	97
6.9. PRUEBAS DE SEPARACIÓN AXIAL Y RADIAL.	99
Capítulo 7. Resultados.	100
7.1. CICLO DE TRABAJO DEL CIRCUITO INVERSOR DE PUENTE COMPLETO IMPLEMENTADO.....	101
7.2. ANÁLISIS DE LA GANANCIA DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR LLC IMPLEMENTADO.....	101
7.3. ANÁLISIS DE LA GANANCIA DE VOLTAJE DEL TRANSFORMADOR PLANAR CIRCULAR.....	102
7.4. GANANCIA DE VOLTAJE EN CD DEL TRANSFORMADOR PLANAR PROTOTIPO.	103
7.5. POTENCIA DE SALIDA DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN SIN CONTACTOS IMPLEMENTADO.....	103
7.6. EFICIENCIA DEL SISTEMA DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA INALÁMBRICO.	104
Capítulo 8. Conclusiones y Recomendaciones.	105
8.1. CONCLUSIONES.....	106
8.2. RECOMENDACIONES.	107
Referencias del Capítulo.	109
Capítulo 9. Referencias Bibliográficas.	110

Lista de Figuras

	Página
Figura 2.1. Construcciones integradas de inductores: (a) rectangular, (b) hexagonal, (c) octagonal y (d) circular.....	11
Figura 2.2. Modelo conglomerado del inductor.....	12
Figura 2.3. Sección transversal de los equipotenciales y líneas de flujo dentro de un transformador planar (se muestra una mitad del transformador).	13
Figura 2.4. El flujo magnético enlaza los devanados.....	14
Figura 2.5. Circuito eléctrico equivalente del transformador.....	16
Figura 2.6. Modelo equivalente del transformador con núcleo de aire formado por inductores planares espirales.....	16
Figura 2.7. Modelo equivalente en alta frecuencia del transformador con núcleo de aire en PCB para obtener la ganancia de voltaje e impedancia de entrada.	18
Figura 2.8. Inductancia mutua entre dos embobinados.	21
Figura 3.1. Circuito de control directo de compuerta.....	28
Figura 3.2. Circuito de mejora de la velocidad de apagado.....	30
Figura 3.3. Manejador con bootstrap integrado.....	31
Figura 3.4. Convertidor Buck: (a) diagrama del circuito y (b) formas de onda.....	33
Figura 3.5. Conexión del capacitor de bypass del lado de la carga.	34
Figura 3.6. Bypaseo adecuado.	35
Figura 3.7. Bypaseo inapropiado. La corriente de bypaseo fluye a través de las líneas de alimentación compartidas.	36
Figura 3.8. Bypaseo apropiado.	36
Figura 3.9. Cancelación de la inductancia usando acoplamiento mutuo.	37
Figura 4.1. VSI monofásico de puente completo.	41
Figura 4.2. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor de puente completo.	42
Figura 4.3. Convertidor resonante LLC de puente completo con un circuito rectificador de puente completo.	43
Figura 4.4. Circuito resonante equivalente considerando cero la inductancia de fuga del lado secundario.	44
Figura 4.5. Curvas de ganancia de voltaje para distintos valores de Q	45
Figura 4.6. Curvas de ganancia de voltaje para distintos valores de carga.....	46
Figura 4.7. El tanque resonante es excitado con un voltaje positivo.	47
Figura 4.8. El tanque resonante es excitado con un voltaje negativo.	47
Figura 4.9. La inductancia magnetizante L_M entra en resonancia con el inductor y capacitor resonantes C_r y L_r durante la excitación con voltaje positivo.	48
Figura 4.10. Conducción a través de los diodos en antiparalelo tras la excitación con voltaje positivo.	48
Figura 4.11. Formas de onda del convertidor resonante LLC con la condición de que $f_s = f_r$	49
Figura 4.12. Circuito resonante LLC considerando la inductancia de fuga del lado secundario L_{lk_s}	49
Figura 4.13. Se muestran los parámetros L_{lk_p} , L_{lk_s} , L_M así como el modelo de CA equivalente del transformador.....	50
Figura 5.1. Modelo en AutoCAD del inductor planar espiral de una de las caras del transformador.	54
Figura 5.2. Vista en el plano XY del inductor planar en el software Maxwell.....	57

Figura 5.3. Vista en el plano YZ del transformador planar espiral circular con una separación axial de 2mm.....	57
Figura 5.4. (a) Curva de ganancia de voltaje para circuito abierto. (b) Curva de ganancia de voltaje con carga resistiva.....	58
Figura 5.5. Excitación del lado primario del transformador planar espiral modelado en Maxwell.	59
Figura 5.6. Conexión del modelo 3D del transformador planar para obtener L_r	60
Figura 5.7. Esquema de mediciones de (a) L_x y (b) L_y	61
Figura 5.8. Modelo en Maxwell 14.0 de la conexión requerida para obtener L_x en el transformador planar espiral circular.	61
Figura 5.9. Conexión del transformador planar en Maxwell 14.0 para obtener L_y	62
Figura 5.10. Conexión en serie de dos transformadores planares.....	63
Figura 5.11. Diagrama de conexión eléctrica del CI CD4060BE operando con un cristal de cuarzo X1 de 16MHz.	67
Figura 5.12. Diagrama esquemático de la conexión del manejador de compuertas HIP4081A.	68
Figura 5.13. Gráfica de tiempo muerto mínimo vs. Resistencia DEL.	70
Figura 5.14. Circuito de encendido de los MOSFET Q2 ó Q4.	71
Figura 5.15. Circuito de carga de los MOSFETs Q1 ó Q3.	72
Figura 5.16. (a) Ventana default “EAGLE: print inductor.ulp”. (b) Ventana “EAGLE: print inductor.ulp” - only Spiral.	73
Figura 5.17. Inductor planar espiral en EAGLE 6.5.0 usando los parámetros de la 74	74
Figura 5.18. Diseño en EAGLE 6.5.0 para el lado primario del transformador planar espiral circular.	75
Figura 5.19. Diagrama de conexión del LM2596-ADJ.	76
Figura 5.20. Diagrama de conexión del LM2675-ADJ.	78
Figura 5.21. Rectificación y filtrado del voltaje inducido en el lado secundario.	79
Figura 5.22. Diagrama de conexión del LM2675-5.	80
Figura 5.23. Diagrama de conexión del circuito rectificador y de filtrado de puente completo, y de los reguladores de voltaje LM2596-ADJ, LM2675-ADJ y LM7805.	82
Figura 5.24. Diagrama de conexión del CD4060BE, H11N2, SN74AHC132 y HIP4081A.....	83
Figura 5.25. Diseño final de la tablilla PCB para la fuente de potencia del lado primario.	84
Figura 5.26. Circuito de acondicionamiento del voltaje inducido en el lado secundario del transformador planar.	85
Figura 5.27. Diseño de la PCB para la rectificación, filtrado y regulación del voltaje inducido en el lado secundario del transformador.	85
Figura 6.1. Prueba de voltaje de CD en la etapa de potencia.	88
Figura 6.2. Perfil de voltaje de CD de la fuente de alimentación de potencia.....	88
Figura 6.3. Prueba de voltaje de CD en la etapa de control.....	89
Figura 6.4. Perfil de voltaje de CD de la fuente de alimentación de la etapa de control.	89
Figura 6.5. Prueba del circuito oscilador.	90
Figura 6.6. Señal tomada el pin Q4 del CI CD4060BE.	90
Figura 6.7. Obtención de las señales ALI y BLI.....	91
Figura 6.8. Señales de control de ALI y BLI obtenidas del CI SN74AHC132N.....	91
Figura 6.9. Se muestran las terminales 1 y 3 de cada MOSFET en la configuración de convertidor de puente completo.	92
Figura 6.10. (a) Voltaje V_{13Q1} , (b) Voltaje V_{13Q2} , (c) Voltaje V_{13Q3} , (d) Voltaje V_{13Q4}	93

Figura 6.11. (a) Forma de onda del voltaje V_{BA} de alimentación al circuito LLC. (b) Forma de onda del voltaje V_{CA} aplicada al lado primario del transformador planar implementado. (c) Forma de onda de la corriente I_{BA} aplicada al lado primario del transformador planar.....	94
Figura 6.12. Medición de la forma de onda del voltaje inducido en el lado secundario del transformador planar.	95
Figura 6.13. Forma de onda del voltaje inducido en el lado secundario del transformador.	95
Figura 6.14. Prueba del voltaje filtrado rectificado obtenido en el lado secundario del transformador planar espiral.	96
Figura 6.15. Perfil de voltaje rectificado obtenido en las terminales de una resistencia de carga de 47Ω	97
Figura 6.16. Medición del voltaje obtenido a partir del circuito step-down regulado a 5V.	97
Figura 6.17. Forma de onda del voltaje V_{OREG}	98
Figura 7.1. Contenido armónico de la forma de onda de V_{BA}	101
Figura 7.2. Contenido armónico de la forma de onda de V_{CA}	102
Figura 7.3. Contenido armónico de la forma de onda de V_{IND}	103
Figura 7.4. Forma de onda de la potencia instantánea aportada por el circuito resonante LLC al lado primario del transformador planar.	104

Lista de Tablas

	<i>Página</i>
Tabla 4.1. <i>Estados de conmutación del convertidor monofásico de puente completo.</i>	42
Tabla 5.1. <i>Propiedades del transformador planar implementado.</i>	54
Tabla 5.2. <i>Parámetros requeridos para modelar un espiral planar en Ansoft Maxwell 14.0.</i>	55
Tabla 5.3. <i>Parámetros de una línea.</i>	55
Tabla 5.4. <i>Propiedades de una caja.</i>	56
Tabla 5.5. <i>Tabla de verdad del HIP4081A.</i>	66
Tabla 5.6. <i>Tabla de verdad del HIP4081A considerando la conexión del CI.</i>	70
Tabla 5.7. <i>Parámetros requeridos para generar un espiral con las dimensiones del prototipo mostrado en la Figura 5.1.</i>	73
Tabla 5.8. <i>Parámetros principales del diodo STTH1R02.</i>	79
Tabla 6.1. <i>Voltaje inducido bajo diferentes configuraciones de desalineación.</i>	99

Agradecimientos

A la División de Estudios de Posgrado e Investigación (DEPI) del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, por otorgarme la oportunidad de terminar mi Maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por su apoyo a través de la beca otorgada con número 296997.

A todo el cuerpo académico de la Maestría en Ingeniería Eléctrica, gracias por darme su apoyo durante la realización de mis estudios de posgrado.

Un agradecimiento especial al Ing. Jesús García Martínez por su muy apreciada tutoría y asistencia en el proceso de diseño por computadora en EAGLE 6.5.0.

Mi más sincero y sentido agradecimiento a mi asesor, el M.C. Aarón González Rodríguez, por su gran e invaluable apoyo para la realización de esta Tesis que me permite alcanzar una de mis metas profesionales.

Dedicatoria

A mis padres Juan Rodríguez Salas y Olivia Guillén de León por su apoyo incansable durante la realización de mis estudios de posgrado, y por mantenerse a mi lado a pesar de las dificultades.

A mis hermanos Dulce Olivia, Javier, Esmeralda y Juan por brindarme sus consejos, recetas, auxilio y compañía cuando más los necesité.

A mis maestros: el Dr. Rubén Salas C., el M.C. Eduardo Nacú Salas C., la M.L. Gladis M. Galiana B., el M.C. Aarón González R., el Dr. Gastón Hernández M., el M.C. Hermenegildo Cisneros V., el M.C. José de Jesús Durón M., así como al M.C. Rafael Castillo G., por brindarme las herramientas necesarias para articular los conocimientos adquiridos durante el curso de mis estudios de posgrado.

A mis amigos, por nombre: Noé Román, Selma, Aarón Eduardo, Jesús, Mario Humberto, Juan Manuel, Jessica, José Manuel, Harald de Jesús, Daydén, Pablo Alberto, Jorge Alberto, Ángel Clemente, Verónica, Óscar, Pedro Alberto, Edson Javier, Joe Alan, María Angélica, Juan Carlos, Jeziel y muchos más... por brindarme su valiosa compañía y por los buenos momentos que pasamos juntos.

En especial, al Sr. Andrés Rocha Maldonado por brindarme su amistad y consejos, y por compartir conmigo una taza de café así como de su almuerzo tan sabroso.

A mi Dios Jehová, por permitirme estar aquí y ahora, y por demostrarme de incontables maneras que Él es bueno para con todos.

Sistema de Transmisión de Potencia Inalámbrico

Presenta: Ing. Joel Rodríguez Guillén

Director de Tesis: M.C. Aarón González Rodríguez

Programa: Maestría en Ingeniería Eléctrica

Resumen

El presente trabajo propone el diseño y construcción de una plataforma de transferencia de potencia sin contactos eléctricos la cual satisface algunos de los requisitos que presentan ciertos dispositivos electrónicos que operan con base en la recarga de una batería interna. El sistema propuesto usa como diseño fundamental los inductores espirales planares circulares, los cuales empleando el principio de inductancia mutua entre dos devanados cercanos llevan a cabo la transferencia de energía.

La fuente de corriente alterna implementada tiene como principio de funcionamiento el circuito inversor de puente completo, que funciona como una fuente de voltaje bipolar, la cual se aplica a un circuito resonante LLC, el cual permite el paso únicamente a la señal sinusoidal de frecuencia fundamental de dicha onda. El voltaje inducido se rectifica, filtra y regula para obtener finalmente a la salida un voltaje de CD de 5V.

Wireless Power Transmission System

Joel Rodriguez Guillen

Abstract

The following work proposes the design and construction of a contactless power transference platform which complies with some of the requirements of certain electronic devices that operate upon the recharging of an internal battery. The proposed system's fundamental design is that of circular planar spiral inductors, which, employing the mutual inductance principle between two nearby inductors, accomplishes the power transference.

The implemented alternating current power source's operating principle is the full bridge inverting circuit, which operates as a bipolar voltage source that, applied to an LLC resonant tank, allows only the fundamental frequency sinusoidal wave to go through. The induced voltage is then rectified, filtered and regulated to finally obtain a 5VDC voltage on the output.

Capítulo **1**

Introducción

En este capítulo se presenta una introducción del trabajo propuesto, los antecedentes, el planteamiento del problema, la justificación, así como los objetivos, la hipótesis, los alcances y las limitaciones del mismo.

1.1. ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.

Desde el siglo XVIII, a partir de los descubrimientos hechos por Nikola Tesla, quien realizó avances muy grandes en los campos de transformación y distribución de energía, siendo él uno de los que sentaron las bases teóricas de los sistemas de distribución de potencia modernos, así como su invento de la bobina Tesla o el efecto Tesla para transmisión inalámbrica de potencia; ha existido el entusiasmo en el campo de la transferencia inalámbrica de potencia eléctrica aplicado a nuevas tecnologías [1 - 3].

El desarrollo moderno de sistemas de transmisión en CD y distribución en CA, los cuales presentan cada uno sus pros y contras, ha satisfecho hasta la actualidad las necesidades de consumo de energía eléctrica tanto a nivel industrial como a nivel doméstico, sin embargo, la huella ecológica que dejan centrales generadoras como las de fusión nuclear, así como plantas termoeléctricas ha llevado a los científicos a idear nuevas formas de generar energía eléctrica, contemplando posibilidades que van desde la energía eólica hasta utilizar nuestro satélite natural, la luna, como un panel solar que transmita de forma radial la energía colectada a la tierra para su consumo [4 - 5].

El escenario tecnológico ha dado lugar a nuevos avances en los campos de la medicina, la comunicación móvil, el transporte, entre otros, los cuales operan regularmente haciendo uso de una batería recargable. La solución estándar hasta la fecha ha sido con múltiples cargadores específicos a los requerimientos de cada dispositivo, y en ciertos casos ha sido imposible debido a las limitaciones particulares de la aplicación.

Lo cual lleva a la siguiente pregunta:

¿Es posible desarrollar un circuito capaz de reemplazar el cargador tradicional con un sistema que recargue de manera inalámbrica la batería, evitando así la necesidad de un medio conductivo entre el elemento a ser cargado y el cargador?

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

En la vida cotidiana, al final del día, el usuario de dispositivos portátiles necesita conectar estos al tomacorrientes, asunto que se vuelve un ritual llevado a cabo todos los días regularmente a la misma hora, siendo el caso que incluso a veces el usuario olvida cargar su dispositivo enfrentándose al día siguiente a que su dispositivo se apague ocasionalmente, lo cual lo lleva a estar incomunicado (en el caso de un dispositivo de comunicaciones, Smartphone, celular, radio), pierda alguna herramienta (su mouse inalámbrico, micrófono, laptop) o le impida desplazarse (automóvil eléctrico). Mientras que en otros casos, ni siquiera es posible realizar el proceso de carga, como lo es en el caso de los marcapasos internos permanentes implantados dentro de la caja torácica de un paciente con problemas del corazón, esto debido a que las terminales de conexión representan un riesgo a la salud del paciente, siendo un peligro inminente las descargas eléctricas así como problemas por infecciones.

En general, resolver este problema representa una mejora en la calidad de vida, como lo es el caso de pacientes con marcapasos, así como un manejo sin obstrucciones por cables enredados o extraviados, conexiones con voltajes peligrosos (como es el caso de los automóviles eléctricos) o terminales dañadas, y en determinado caso que sea un estándar el tipo de cargador, menor será el impacto ambiental, dada la reducción en la producción de diferentes modelos de cargador para diferentes dispositivos, así como la reducción en baterías desechables, siempre que se tenga una cultura de manejo de desechos tóxicos apropiada haciendo uso de los programas de reciclaje que existen en la República Mexicana.

Sin embargo, cada una de estas aplicaciones tiene una demanda diferente de energía (potencia) y además, su aplicación podría bien requerir una suma importante de dinero invertida en el desarrollo de prototipos, así como llevar a cabo estudios y pruebas clínicas, como el caso del sistema de recarga inalámbrica de un marcapasos.

Por lo anterior, se propuso desarrollar e implementar un prototipo para la transmisión inalámbrica de potencia que proporcione la energía suficiente para alimentar una carga de

entre 5 a 10W, valores que son suficientes o exceden los requerimientos para la mayoría de las posibles aplicaciones mencionadas.

1.3. JUSTIFICACIÓN.

El presente proyecto busca solucionar un número de situaciones que se presentan en la vida cotidiana de usuarios de dispositivos móviles u otras tecnologías, como personas con marcapasos interno. A continuación se abordan los puntos clave a los que se busca dar solución.

Los dispositivos que hacen uso de baterías recargables mediante una interfaz de conexión al adaptador de corriente, frecuentemente presentan las terminales oxidadas. Es posible que el cable con el que se realiza la recarga se extravíe provocando una pérdida de tiempo al usuario. Incluso, debido a la negligencia en el uso o por accidentes, las terminales pueden acabar siendo rotas o deformadas o inclusive, algún derrame de líquido, hace al teléfono con este tipo de conexiones, más vulnerable a daños en su circuitería interna, lo cual a su vez conlleva un costo de reparación.

Cabe mencionar que a algunas personas con capacidades diferentes les resulta difícil maniobrar para conectar el cargador a su dispositivo, por lo que la operación del Sistema de Transmisión Inalámbrica de Potencia representa para ellos una mejora en su calidad de vida así como una mayor independencia, pues con solo posicionar su dispositivo sobre el circuito primario de carga, este comenzará a ser recargado. De la misma forma, el usuario de un marcapasos interno permanente, gozará de una mayor calidad de vida, pues la batería mediante la que opera el marcapasos puede ser recargada haciendo ciertas modificaciones a su sistema, evitando así la necesidad de realizar una intervención quirúrgica para llevar a cabo el remplazo completo del marcapasos interno.

El principio de operación del circuito convertidor de energía en el lado secundario del sistema puede permitir la operación a un voltaje o corriente continua a pesar de las variaciones en la energía irradiada por el circuito primario, las cuales incluyen frecuencia,

amplitud, o pérdidas debido a aumentos en la separación de ambos elementos. Además, puede permitir la interoperabilidad de diversos cargadores que hagan uso del mismo principio de operación, con el dispositivo a recargar. De esta manera se reduciría la contaminación al requerirse una menor variedad de cargadores con especificaciones especiales para cada modelo de dispositivo, lo cual, actualmente obliga al consumidor a adquirir un nuevo cargador con cada nuevo dispositivo móvil que adquiere. Se debe considerar, asimismo, que dependiendo de la capacidad del circuito de carga para mantener el perfil de voltaje y corriente requeridos de acuerdo con las especificaciones del fabricante de la batería, el tiempo de carga puede verse afectado si este no ofrece las mismas características del cargador tradicional.

El funcionamiento del diseño del circuito de recarga (Inductores Espirales Planares en Circuito Impreso) ha sido ya demostrado y justificado, además, este permite ocupar un menor volumen para el circuito de recarga lo cual hace posible que los diseños de los dispositivos móviles sean más delgados y ocupen un menor volumen dentro del dispositivo [6].

1.4. OBJETIVOS.

1.4.1. Objetivo General.

Desarrollar un sistema de transmisión inalámbrica de potencia, el cual cumpla la función de recarga de la batería de un dispositivo móvil (carga), así como la implementación y prueba de este en un prototipo.

1.4.2. Objetivos Específicos.

- El sistema tiene como diseño base de su funcionamiento el de “Inductores Espirales Planares en Circuito Impreso”.
- El sistema opera con una eficiencia no menor al 50 %.

- El sistema permite un desalineamiento de la carga con respecto al lado primario sin que esto impacte negativamente en la eficiencia de la transferencia de energía.
- El sistema funciona dentro de una separación no mayor a 1 cm entre el circuito primario y el secundario.
- El circuito convertidor de energía en el lado secundario del sistema (carga), permite la operación al valor constante de voltaje especificado por el fabricante.

1.5. HIPÓTESIS.

* La transmisión inalámbrica de potencia eléctrica sin hacer uso de un medio conductivo es posible por medio del principio de inducción electromagnética.

* La transmisión de potencia eléctrica es posible haciendo uso de los “Inductores Espirales Planares en Circuito Impreso” para formar el acoplamiento entre un lado primario y secundario (carga).

* Es posible lograr una eficiencia mayor al 50% utilizando el diseño mencionado, para distancias menores a 1 cm entre el lado primario y la carga.

* Es posible formar un arreglo de inductores espirales planares en el lado primario del circuito para permitir una mayor libertad de movimiento a la carga, manteniendo en funcionamiento únicamente los necesarios.

* Existen convertidores de potencia eléctrica que permiten mantener las condiciones de voltaje de salida para una señal variable de entrada.

* Es posible utilizar un convertidor de potencia eléctrica en el lado de carga el cuál convierta la señal eléctrica de voltaje inducido en el lado secundario en una cuyas características sean compatibles con los requerimientos de la batería que ha de ser recargada.

1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.

Alcances:

El Sistema de transmisión inalámbrica de potencia puede ser usado para la recarga de dispositivos de comunicación inalámbricos, dispositivos portátiles y aplicaciones que requieran una mayor autonomía en su funcionamiento, tal como un marcapasos interno permanente.

La libertad de movimiento horizontal y vertical de la carga sobre el lado primario del sistema se puede aumentar haciendo un arreglo de inductores espirales planares, como se menciona en [7].

Limitaciones:

El proyecto se limita al diseño, implementación en un prototipo y pruebas de funcionamiento del sistema de transmisión inalámbrica de potencia.

La entrada al sistema es 110VCA, presentes en la red de energía eléctrica proporcionados por C.F.E.

La salida máxima es de 5VCD.

La corriente de salida máxima es de 1A.

La distancia entre la carga y el lado primario del sistema no debe ser mayor a 1cm.

El sistema no es implementado en una aplicación de tecnología específica.

Referencias del Capítulo.

- [1] Nikola Tesla, “*The True Wireless*”, *Electrical Experimenter*, Mayo, 1919, <http://to.pbs.org/1bppb5R>, (Feb. 2014).
- [2] Nikola Tesla, “*The Transmission Of Electric Energy Without Wires*”, *Electrical World and Engineer*, 5 de marzo de 1904, <http://to.pbs.org/1dodaKm>, (Feb. 2014).
- [3] Nikola Tesla, “*A New System of Alternate Current, Motors and Transformers*”, Lectura ante el American Institute of Electrical Engineers, 16 de mayo de 1888, <http://to.pbs.org/1cPARje>, (Feb. 2014).
- [4] Steven Stremke y Andy van den Dobbelsteen, “*Sustainable Energy Landscapes: Designing, Planning, and Development*”, 1a. Ed., CRC Press, E.U.A., pp. 11 – 41, 2013.
- [5] David R. Criswell, “*Solar Power via the Moon*”, American Institute of Physics, Abril/Mayo 2002, <http://bit.ly/1cPF8TS>, (Feb. 2014).
- [6] Y.P. Su, Xun Liu, Hui, S.Y.R. “*Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces*”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* (Volume: 24, Issue: 4), pp. 1115 – 1124, Abr. 2009.
- [7] C. L. W. Sonntag et al., “*Specialized Receivers for Three-Phase Contactless Energy Transfer Desktop Applications*”, Eindhoven University of Technology, *Power Electronics and Applications, European Conference on*, 2-5 Sept. 2007, pp. 1 – 11.

Inductores y Transformadores Planares

Los inductores planares por su tamaño reducido posibilitan su aplicación dentro de algunas tecnologías, así como en circuitos integrados los cuales mediante una operación a altas frecuencias reducen o eliminan la necesidad de conectar externamente un elemento inductivo a circuitos tales como los convertidores estáticos de potencia.

Los transformadores planares con núcleo de aire reducen el peso total de circuitos al sustituir el transformador con núcleo de ferrita, posibilitando el manejo aislado de señales de alta frecuencia, aumentando la robustez de los circuitos al no ser tan frágiles, y posibilitando además la separación física del lado secundario del primario abriendo paso a aplicaciones tales como las plataformas de transferencia de energía sin contactos eléctricos. En este capítulo se muestran sus principales características así como los parámetros más importantes.

2.1. INDUCTORES PLANARES ESPIRALES.

El incremento en la demanda de circuitos integrados de bajo costo para radiofrecuencia (RF-IC's) ha generado un gran interés en los componentes pasivos integrados en un chip. Actualmente existe un gran número de opciones para resistores y capacitores integrados de los cuales la mayoría son fáciles de modelar. Un esfuerzo considerable ha sido puesto en el diseño y modelado de algunas implementaciones de inductores, de las cuales las únicas opciones prácticas son geometrías de alambre de conexión y geometrías planares espirales. Si bien el alambre permite alcanzar un factor de calidad (Q) alto, con valores de Q típicos dentro del rango de 20-50, sus valores de inductancia están limitados y son propensos a fluctuaciones dependiendo del proceso de fabricación. Por otro lado, los inductores planares espirales tienen valores limitados de Q, sin embargo, tienen inductancias que están bien definidas sobre un rango amplio de variaciones según su fabricación. Así, los inductores espirales planares se han convertido en elementos esenciales en bloques de circuitos comunicación tales como los osciladores controlados por voltaje (VCO's), amplificadores de bajo ruido (LNA's), mezcladores y filtros de frecuencia intermedia (IFF's) [1].

Los espirales rectangulares se han popularizado debido a la simplicidad de su estructura. Los rectángulos se generan fácilmente dentro de un sistema de diseño asistido por computadora (CAD). Sin embargo, otros espirales poligonales también han sido utilizados en el diseño de circuitos. Algunos diseñadores prefieren polígonos con más de cuatro lados para mejorar el desempeño de estos. De entre los cuales, los inductores hexagonales y octagonales son usados ampliamente. Las Figuras 2.1 (a), (b), (c) y (d) muestran la estructura de los inductores rectangulares, hexagonales, octagonales y circulares respectivamente. Para una forma dada, un inductor está especificado por el número de vueltas n , el ancho de la pista w , el espaciado entre pistas s , y cualquiera de los siguientes parámetros: diámetro exterior d_{out} , diámetro interior d_{in} , diámetro promedio $d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in})$, o la razón de relleno, definida como $\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}$. El grosor de los inductores tiene un muy pequeño efecto en la inductancia y, por lo tanto, no es tomado en cuenta [1].

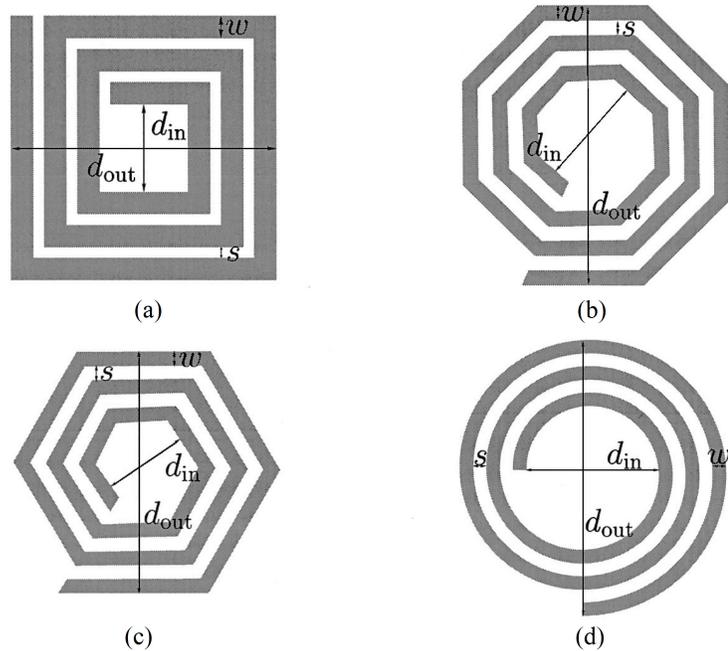


Figura 2.1. Construcciones integradas de inductores: (a) rectangular, (b) hexagonal, (c) octagonal y (d) circular.

Para facilitar el diseño de tales componentes se ha invertido un trabajo significativo en el modelado de inductores espirales utilizando modelos de circuitos conglomerados. La Figura 2.2 ilustra un modelo utilizado comúnmente. Los resistores y capacitores parásitos en este modelo tienen expresiones físicamente intuitivas, pero el valor de inductancia carece de una expresión tanto simple como precisa [1].

La inductancia puede ser calculada exactamente mediante resolver las ecuaciones de Maxwell. Una solución numérica muy precisa puede ser obtenida mediante el uso de un simulador tridimensional (3D) de elementos finitos como puede ser el software Maxwell de Ansoft. Con la única excepción de que los simuladores 3D requieren un uso extensivo de la computadora y de un tiempo de simulación [1].

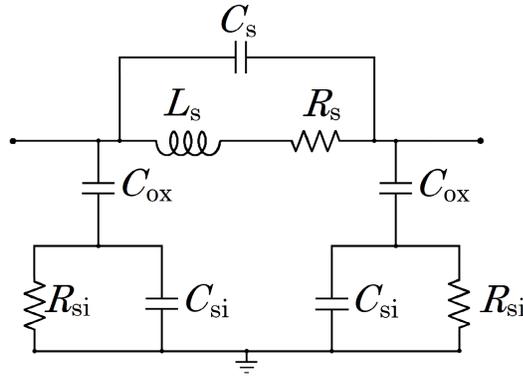


Figura 2.2. Modelo conglomerado del inductor.

2.1.1. Autoinductancia.

Considérese un solo circuito conductor alrededor del cual fluye una corriente I . Esta corriente genera un campo magnético B el cual da lugar a un flujo magnético Φ que enlaza al circuito. Se espera que el flujo Φ sea directamente proporcional a la corriente I , dada la naturaleza lineal de las leyes de la magnetostática, y la definición del flujo magnético. Así, se puede escribir [2]

$$\Phi = LI \tag{2.1}$$

Donde a la constante de proporcionalidad L se le llama autoinductancia del circuito. Tal como la inductancia mutua, la autoinductancia del circuito se mide en Henrios y es una cantidad puramente geométrica, dependiendo solo de la forma y el número de vueltas del circuito [2].

Si la corriente que fluye a través del circuito cambia en una cantidad dI en un intervalo de tiempo dt entonces el flujo magnético que enlaza al circuito cambia en una cantidad $d\Phi = LdI$ en un mismo intervalo de tiempo, según la ecuación (2.2). De acuerdo con la Ley de Faraday, una FEM ε se genera en torno al circuito [2]. Y dado que $d\Phi = LdI$, esta FEM puede reescribirse como en la ecuación (2.3).

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.2)$$

$$\varepsilon = -L\frac{dI}{dt} \quad (2.3)$$

Así, la FEM generada en torno al circuito debido a su propia corriente es directamente proporcional a la razón con que cambia la corriente. La autoinductancia L de un circuito es una cantidad necesariamente positiva. Este no es el caso de las inductancias mutuas, las cuales pueden ser una cantidad ya sea positiva o negativa [2].

2.2. TRANSFORMADORES PLANARES.

2.2.1. Modelo T.

A fin de comprender con mayor facilidad un transformador planar, puede recurrirse al circuito equivalente de un transformador de núcleo. En un transformador, el almacenamiento de la energía es usualmente indeseable aunque inevitable, este aparece en el circuito equivalente como una inductancia parásita de fuga y como una inductancia magnetizante [3].

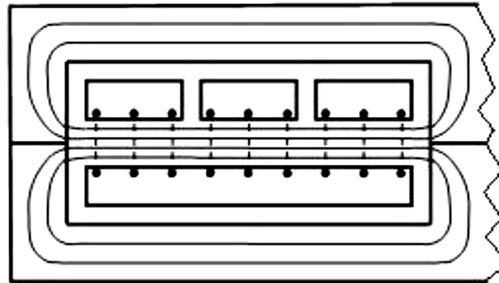


Figura 2.3. Sección transversal de los equipotenciales y líneas de flujo dentro de un transformador planar (se muestra una mitad del transformador).

2.2.1.1. Inductancia Magnetizante.

En un transformador real (Figura 2.3) fluyen corrientes opuestas de manera simultánea en los devanados primario y secundario. Los amper-vuelta en el devanado secundario, que resulta de la corriente de carga, son cancelados por amper-vuelta iguales y opuestos que fluyen en el primario. Una corriente magnetizante pequeña adicional sin oposición también fluye en los devanados. Esta corriente magnetizante provee la pequeña fuerza magnética necesaria para empujar el flujo a través de la muy baja reluctancia del núcleo magnético de gran permeabilidad. Los lazos cerrados de este flujo magnético enlazan los devanados primario y secundario uno con el otro, proveyendo así, el acoplamiento, el cual es necesario para la operación del transformador (Figura 2.4). El flujo magnetizante y su corriente magnetizante asociada varían como función de los Volt-segundo por vuelta aplicados al devanado (Ley de Faraday) independientemente de la corriente de carga. La inductancia magnetizante aparece en el circuito eléctrico equivalente del transformador como un elemento en paralelo [3].

Mucha de la energía almacenada en la inductancia magnetizante se pierde por histéresis, el resto se disipa usualmente en snubbers y recortadores. Si el núcleo fuese ideal (con permeabilidad infinita) el valor de la inductancia magnetizante sería infinito y, por lo tanto, no tendría influencia en el comportamiento del circuito [3].

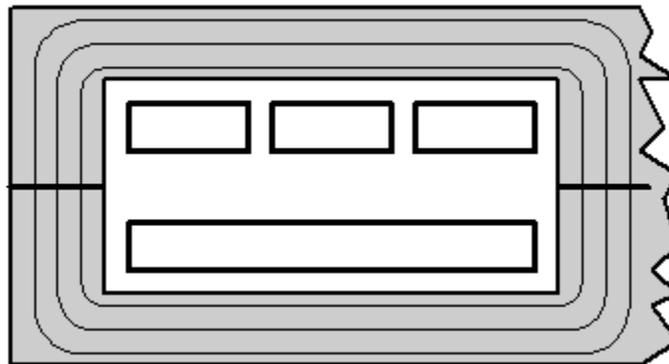


Figura 2.4. *El flujo magnético enlaza los devanados.*

2.2.1.2. Inductancia Parásita (De Fuga).

Idealmente, un transformador no almacena energía, toda su energía se trasfiere simultáneamente de la entrada a la salida. En la práctica, todos los transformadores almacenan algo de energía. La inductancia de fuga, representa energía almacenada en las regiones no magnéticas entre los devanados causada por un flujo de acoplamiento imperfecto. En el circuito equivalente, la inductancia de fuga está en serie con los devanados [4].

Excluyendo la corriente magnetizante, los amper-vuelta relacionados con la carga en los devanados primario y secundario se cancelan completamente. La corriente de carga no tiene efecto en el flujo magnetizante del núcleo. La fuerza magnética relacionada a la corriente de carga existe en solo un lugar dentro del transformador, que es la región entre los devanados primario y secundario, donde las corrientes no se cancelan. Como se muestra en la Figura 2.3, las líneas de flujo asociadas con este campo entre los devanados enlazan la mitad de la energía del campo con el primario y la mitad al devanado secundario. Sin embargo, estas líneas de flujo no enlazan los devanados uno con el otro. Así, el acoplamiento entre los devanados se ve afectado. La energía almacenada en esta región aparece en el circuito eléctrico equivalente como inductancias en serie, (L_{lkp} . L_{lks}) [3].

2.2.1.3. Circuito Equivalente de un Transformador.

La Figura 2.5 muestra el circuito equivalente del transformador, incluyendo la inductancia magnetizante y la inductancia parásita de fuga, distribuidas en los devanados primario y secundario. Un transformador ideal es usado para representar la relación de vueltas, así como el aislamiento entre el primario y secundario. Las inductancias de fuga usualmente son tan pequeñas en comparación con los valores de inductancia magnetizante que pueden ser combinados, con cierta tolerancia, dentro de un mismo valor de inductancia de fuga L en una red equivalente. La inductancia magnetizante puede ser asignada al lado primario o secundario [3].

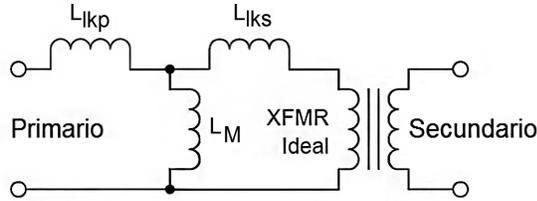


Figura 2.5. Circuito eléctrico equivalente del transformador.

La inductancia de fuga puede calcularse a partir de las dimensiones físicas de los devanados.

2.2.2. Modelo Equivalente a Altas Frecuencias.

Se presenta un modelo equivalente en la Figura 2.6 del transformador con núcleo de aire en circuito impreso, con una carga resistiva capacitiva [5, 6]. Los parámetros denotados con un apóstrofo son referidos al lado primario. Debe aclararse que en el modelo de la Figura 2.6 el parámetro L_M es aquel llamado “Inductancia Magnetizante” en la fuente [3].

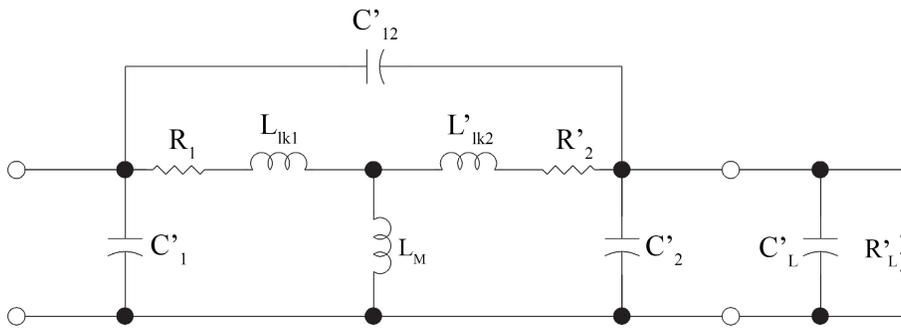


Figura 2.6. Modelo equivalente del transformador con núcleo de aire formado por inductores planares espirales.

Donde:

R_1 – resistencia del embobinado primario.

R'_2 – resistencia del embobinado secundario referida al primario.

R_L – carga resistiva.

C_L – capacitancia de la carga.

R'_L – carga resistiva referida al primario.

L_{lk1} – inductancia de fuga del primario.

L'_{lk2} – inductancia de fuga del secundario referida al primario.

L_M – inductancia mutua.

C_1 – capacitancia del embobinado primario.

C'_2 – capacitancia del embobinado secundario referida al primario.

C_{12} – capacitancia entre los embobinados primario y secundario, y

n – relación de vueltas.

La frecuencia de resonancia sin carga está dada por la ecuación (2.4) [5]:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (2.4)$$

Con,

$$L_{eq} = L'_{lk2} + L_{lk1} || L_M \quad (2.5)$$

Y

$$C_{eq} = C'_2 + C'_{12} \quad (2.6)$$

(C'_2 incluye la capacitancia de la carga) [5].

Para obtener la relación de transformación, la ganancia de voltaje y la eficiencia se tiene el siguiente circuito a partir del modelo equivalente del transformador mostrado en la Figura 2.7 [6]:

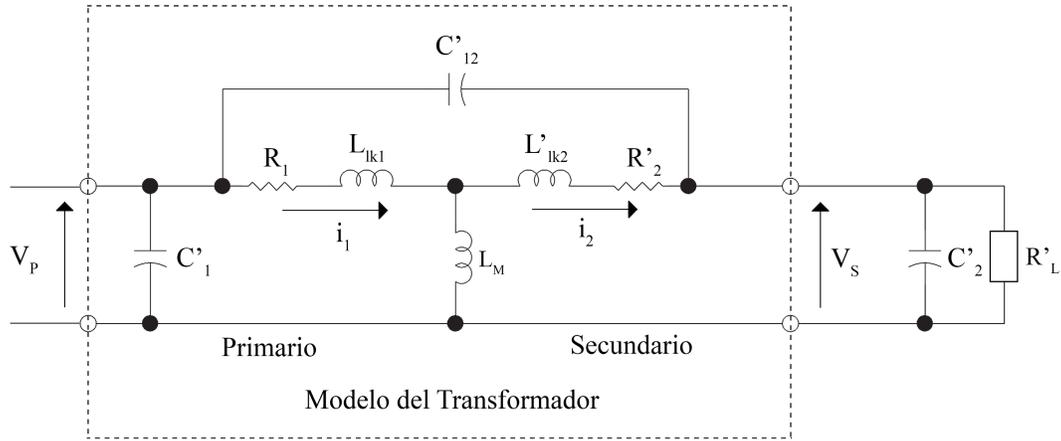


Figura 2.7. Modelo equivalente en alta frecuencia del transformador con núcleo de aire en PCB para obtener la ganancia de voltaje e impedancia de entrada.

C'_2 , referido al primario, ahora incluye la capacitancia de la carga.

Donde V_P , i_1 , V_S e i_2 son el Voltaje en el primario, Corriente en el primario, Voltaje en el secundario y Corriente en el secundario del transformador respectivamente.

2.2.3. Eficiencia.

La disipación de potencia del transformador debido a pérdidas en el conductor se obtiene mediante la ec. (2.7), además no existen pérdidas en el núcleo magnético debido a su ausencia [6].

$$P_{Loss} = |i_1|^2 R_1 + |i_2|^2 R_2 \quad (2.7)$$

La potencia de entrada del transformador puede ser calculada a partir de la ecuación (2.8):

$$P_{in} = |V_P|^2 \cdot RE \left\{ \frac{1}{Z_{in}} \right\} \quad (2.8)$$

Donde Z_{in} representa la impedancia de entrada del transformador. Con la potencia entregada por el transformador P_{out} dada por la ecuación (2.9) [6].

$$P_{out} = \frac{|V_S|^2}{R_L} = \frac{|G(s) * V_P|^2}{R_L} = \frac{|G(s)|^2 \cdot |V_P|^2}{R_L} \quad (2.9)$$

Siendo $G(s)$ la ganancia de voltaje, V_S/V_P , del transformador en el dominio de s . Entonces la eficiencia del transformador está dada por la ecuación (2.10) [6]:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{|G(s)|^2}{R_L \cdot RE \left\{ \frac{1}{Z_{in}} \right\}} \times 100\% \quad (2.10)$$

La expresión para Z_{in} se obtiene a partir del análisis del circuito equivalente del transformador para altas frecuencias como se menciona en [6]. A continuación se muestran las expresiones para $G(s)$ y Z_{in} .

2.2.4. Ganancia de Voltaje e Impedancia de Entrada.

Basándose en el modelo equivalente en alta frecuencia, la ganancia de voltaje (V_S/V_P) y la impedancia de entrada (con Z_{in} referida al lado primario) del transformador con núcleo de aire pueden ser expresadas de acuerdo con las ecuaciones (2.11) y (2.12) respectivamente [6].

$$G(s) = \frac{V_S}{V_P} = \frac{\frac{1}{X_1} + sC'_{12}Y_1}{nY} \quad (2.11)$$

y

$$Z_{in} = \frac{1}{sC'_{12}(1 - nG) + \frac{(1 - A)}{X_1} + sC'_1} \quad (2.12)$$

Donde,

$$R'_2 = n^2 R_2 \quad (2.13)$$

$$L'_{lk2} = n^2 L_{lk2} \quad (2.14)$$

$$C'_1 = C_1 + \frac{n-1}{n} C_{12} \quad (2.15)$$

$$C'_2 = \frac{1}{n^2} C_2 + \frac{1-n}{n^2} C_{12} \quad (2.16)$$

$$C'_{12} = \frac{1}{n} C_{12} \quad (2.17)$$

$$X_1 = R_1 + sL_{lk1} \quad (2.18)$$

$$X_2 = R'_2 + sL_{lk2} \quad (2.19)$$

$$Y_1 = X_2 \left[\frac{1}{X_1} + \frac{1}{sL_M} \right] + 1 \quad (2.20)$$

$$Y_2 = \frac{1}{X_2} + sC'_{12} + sC'_2 + \frac{1}{n^2 R_L} \quad (2.21)$$

$$Y = -\frac{1}{X_2} + Y_1 Y_2 \quad (2.22)$$

$$A = \frac{sC'_{12} + \frac{X_2}{X_1} Y_2}{Y} \quad (2.23)$$

Características:

- La ganancia de voltaje es muy baja en una frecuencia de operación baja. Según aumenta la frecuencia, también incrementa la ganancia de voltaje hasta que llega a su máximo en la frecuencia resonante.
- La ganancia de voltaje puede exceder 1.0 en la región de alta frecuencia.
- La ganancia de voltaje cae a cero para una frecuencia más allá de la resonante, por lo que el rango de frecuencias usable está por debajo de la frecuencia resonante.
- Cerca de la frecuencia de resonancia, la ganancia de voltaje es mayor que para el resto del rango de operación. Esta es la región de “resonancia parcial” con gran ganancia y un pequeño cambio de fase [5].

2.2.5. Inductancia Mutua.

Una corriente que fluye en una bobina establece un campo magnético en torno a esta y alrededor de una segunda bobina cercana. El flujo variable en el tiempo que rodea a la segunda bobina produce una tensión en sus terminales, la cual es proporcional a la tasa de cambio en el tiempo de la corriente que fluye por la primera bobina [7].

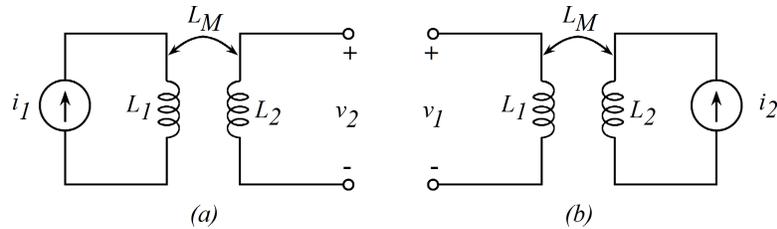


Figura 2.8. Inductancia mutua entre dos embobinados.

Para el circuito de la Figura 2.8.a se obtiene la ecuación (2.24):

$$v_2(t) = L_{M21} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.24)$$

El orden de los subíndices de L_{M21} denota que una corriente aplicada en la bobina L1 induce un voltaje en la bobina L2. Por lo que si se invierte el sistema, como se muestra en la Figura 2.8.b, se obtiene la ec. (2.25) [7]:

$$v_1(t) = L_{M12} \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.25)$$

En [7] se demuestra que $L_{M12} = L_{M21}$.

2.2.6. Factor de Acoplamiento.

El grado con el cual L_M se acerca a su valor máximo se describe mediante el coeficiente de acoplamiento, que se define mediante la ecuación (2.26) :

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.26)$$

Ahora bien, se puede demostrar que $L_M \leq \sqrt{L_1 L_2}$, entonces $0 \leq k \leq 1$ [7].

Referencias del Capítulo.

- [1] Sunderarajan S. Mohan et al, “*Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits (Vol. 34, No. 10), Oct. 1999.
- [2] Richard Fitzpatrick, “*Self Inductance*”, The University of Texas, <http://bit.ly/1BBZKx8>, (Jun. 2015).
- [3] Lloyd Dixon, “*Designing Planar Magnetics*”, Texas Instruments, <http://bit.ly/1H8eiFn>, (Jun. 2015).
- [4] Texas Instruments, “*Power Transformer Design*”, <http://bit.ly/1gObmlq>, (Oct. 2013).
- [5] S. Y. (Ron) Hui et al, “*Coreless Printed Circuit Board (PCB) Transformers—Fundamental Characteristics and Application Potential*”, IEEE Circuits and Systems Society Newsletter, <http://bit.ly/1cgPuxc>, (Oct. 2013).
- [6] S. C. Tang, S. Y. (Ron) Hui, Henry Shu-Hung Chung, “*Coreless Planar Printed-Circuit-Board (PCB) Transformers - A Fundamental Concept for Signal and Energy Transfer*”, Power Electronics, IEEE Transactions on (Vol. 15, No. 5), pp. 931 – 941, Sept. 2000.
- [7] William H. Hayt, Jr., “*Análisis de Circuitos en Ingeniería*”, 7ma. Ed., McGraw-Hill, 2007.

Capítulo **3**

Elementos de Control

En este capítulo se abordan los dispositivos electrónicos implementados en el prototipo desarrollado, así como algunos métodos recomendados para regular el voltaje de una fuente de CD, algunas definiciones importantes y recomendaciones para optimizar la operación de las fuentes reguladas de CD.

3.1. EL MOSFET.

3.1.1. Introducción.

MOSFET es el acrónimo para Metal Oxide Semiconductor Fiel Effect Transistor y es el componente clave dentro del campo de aplicaciones de alta frecuencia y gran eficiencia dentro de la industria de los electrónicos [1].

El MOSFET presenta diversos beneficios. Uno es la facilidad de uso de los dispositivos MOSFET en aplicaciones de alta frecuencia de conmutación. El transistor MOSFET es más fácil de controlar debido a que su electrodo de control está aislado de la corriente que atraviesa al dispositivo, por lo cual no se requiere una corriente continua de encendido. Una vez que el transistor MOSFET se ha encendido, su corriente de control es prácticamente cero [1].

La caída de voltaje a través de las terminales de drenaje-fuente de un MOSFET es una función lineal de la corriente que fluye a través del semiconductor. Esta relación lineal está caracterizada por la $R_{DS(on)}$ del MOSFET y se conoce como la resistencia de encendido. La resistencia de encendido es constante para un voltaje de compuerta-fuente dado y para una temperatura de operación del dispositivo. El MOSFET tiene un coeficiente de temperatura (CT) positivo de aproximadamente $0.7\%/^{\circ}C$ y $1\%/^{\circ}C$. Esto lo hace un candidato ideal para la operación en paralelo en aplicaciones de mayor demanda de potencia donde el uso de un único elemento no sería práctico o sería imposible. Debido al CT positivo de la resistencia del canal, los MOSFETs conectados en paralelo tienden a compartir la corriente equitativamente entre sí mismos [1].

3.1.2. Parámetros críticos del MOSFET.

Cuando se considera el modo de operación de conmutación del MOSFET, la meta es cambiar entre los estados de mayor y menor resistencia del dispositivo en el menor tiempo posible [1].

En aplicaciones de alta velocidad de conmutación, los parámetros más importantes son las capacitancias parásitas del dispositivo. Dos de estos capacitores, el capacitor C_{GS} y el C_{GD} corresponden a la geometría real del dispositivo mientras que el capacitor C_{DS} es la capacitancia del diodo base-colector del transistor bipolar parásito (diodo antiparalelo) [1].

El capacitor C_{GS} está formado por el traslape de la región de fuente y canal con el electrodo de compuerta. Su valor está definido por la geometría real de la región y se mantiene constante (lineal) bajo diferentes condiciones de operación [1].

Los valores de las capacitancias C_{GD} , C_{GS} y C_{DS} son proporcionados directamente por los valores de capacitancia de C_{ISS} , C_{RSS} y C_{OSS} y se calculan mediante las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3) respectivamente [1]:

$$C_{GD} = C_{RSS} \quad (3.1)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (3.2)$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \quad (3.3)$$

Dado que las capacitancias C_{GD} y C_{DS} son dependientes del voltaje, los valores dados en las hojas de datos son válidos solo para las condiciones de prueba especificadas.

El voltaje de sostenimiento de compuerta (V_{TH}) es también una característica crítica. Es importante notar que el valor de V_{TH} de la hoja de datos está definido a los 25°C y a una muy baja corriente, típicamente $250\mu\text{A}$. Por lo tanto, no es igual a la región de meseta de Miller de la forma de onda conocida de la conmutación de compuerta [1].

La transconductancia del MOSFET es su ganancia de señal pequeña en la región de operación lineal. Es importante señalar que cada vez que el MOSFET se apaga o enciende, debe pasar por su región de operación lineal, donde la corriente se determina por el voltaje de compuerta-fuente. La transconductancia, g_{fs} , es la relación de pequeña señal entre la corriente de drenaje y el voltaje compuerta-fuente, de acuerdo con la ecuación (3.4) [1]:

$$g_{fs} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \quad (3.4)$$

Consecuentemente, la corriente máxima del MOSFET en la región lineal está dada por la ec. (3.5) [1]:

$$I_D = (V_{GS} - V_{th})g_{fs} \quad (3.5)$$

Reordenando la ecuación (3.5) para V_{GS} da el valor aproximado de la meseta de Miller como una función de la corriente de drenaje de acuerdo con la ecuación (3.6) [1].

$$V_{GS,Miller} = V_{th} + \frac{I_D}{g_{fs}} \quad (3.6)$$

El resistor externo en serie con la compuerta y la impedancia de salida del manejador de compuerta del MOSFET son factores determinantes en el alto desempeño de los diseños de control de compuerta ya que tienen un efecto profundo en las velocidades de conmutación y consecuentemente en las pérdidas por conmutación [1].

3.2. MGDs.

Los circuitos Manejadores de Compuerta de MOSFET proveen todos los elementos necesarios para controlar la compuerta de un MOSFET (carga capacitiva) en distintos arreglos, que van desde el control directo de MOSFETS, configuraciones de medio puente y puente completo, bajo las diversas técnicas de control existentes.

3.2.1. Control Directo de Compuerta.

La forma más simple de manejar una compuerta del transistor de conmutación principal es utilizar la salida de control de compuerta de un controlador PWM como se muestra en la Figura 3.1 [1].

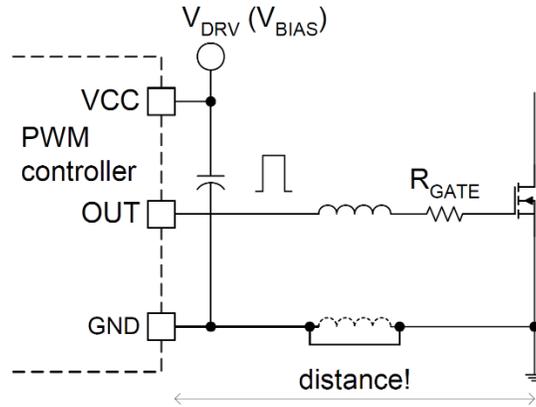


Figura 3.1. Circuito de control directo de compuerta.

La tarea más difícil en los controles directos de compuerta es optimizar el diseño del circuito. Como se indica en la Figura 3.1, podría existir una distancia considerable entre el control PWM y el MOSFET. Esta distancia introduce una inductancia parásita debido al lazo formado por el manejador de compuerta y la línea de retorno de tierra la cual puede disminuir la velocidad de conmutación y causar oscilaciones en la forma de onda del voltaje de compuerta. Incluso con un plano de tierra, la inductancia podría no ser completamente eliminada dado que el plano de tierras provee una trayectoria de baja impedancia solo para la corriente que retorna por la tierra. Para reducir la inductancia relacionada con la conexión con el manejador de compuerta, se desea tener una pista de la PCB más ancha. Otro problema con el control directo de compuerta es la capacidad limitada de corriente de parte del control PWM. Esto limita el tamaño máximo del MOSFET que puede ser manejado a una velocidad razonable por el manejador [1].

Otro factor limitativo para el tamaño del MOSFET en el control directo de compuerta es la disipación de potencia del manejador dentro del controlador. Una resistencia externa de compuerta puede mitigar este problema. Según se incrementa el tamaño del MOSFET, así mismo, aumenta la carga de compuerta requerida para manejarlo [1].

3.2.2. Circuitos de Optimización de Velocidad.

La velocidad de encendido usualmente está limitada por la de apagado, o por la velocidad de recuperación inversa del componente rectificador de la fuente de alimentación. El encendido del MOSFET coincide con el apagado del diodo antiparalelo. Por lo cual, la acción de conmutación más rápida está determinada por la recuperación inversa característica del diodo, y no por la capacidad del circuito manejador de compuertas. En un diseño óptimo, la velocidad de control de compuerta en el encendido se hace coincidir con la característica de conmutación del diodo. Considerando también que la región de Miller está más cercana a GND que al voltaje de compuerta final V_{DRV} , un voltaje mayor puede aplicarse a la impedancia de la salida del manejador y a la resistencia de compuerta. Usualmente la velocidad de encendido obtenida es suficiente para manejar el MOSFET [1].

En teoría la velocidad de apagado del MOSFET depende únicamente del circuito de control de compuerta. Una mayor corriente en el circuito de apagado puede descargar al capacitor de entrada con mayor rapidez, proveyendo tiempos de conmutación más cortos y consecuentemente menores pérdidas de conmutación. Una corriente mayor de descarga puede alcanzarse mediante disminuir la impedancia de salida del manejador y/o mediante un voltaje negativo de apagado en el caso del MOSFET de canal N. Mientras que la mayor velocidad de conmutación puede disminuir potencialmente las pérdidas por conmutación, los circuitos de reducción de tiempo de apagado aumentan las oscilaciones en las formas de onda debido a mayores di/dt y dv/dt en el MOSFET. Esto es algo que ha de considerarse al seleccionar los voltajes nominales apropiados y el aislamiento de interferencia electromagnética (EMI) para el dispositivo de potencia [1].

3.2.2.1. Diodo de Apagado.

La técnica más simple para reducir el tiempo de apagado de un MOSFET es usar un diodo en antiparalelo como se muestra en la Figura 3.2 [1].

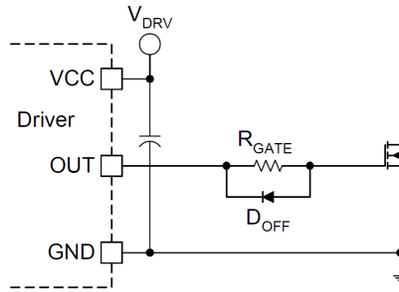


Figura 3.2. Circuito de mejora de la velocidad de apagado.

En este circuito la R_{GATE} permite el ajuste de la velocidad de encendido del MOSFET. Durante el apagado, el diodo de antiparalelo cortocircuita al resistor. D_{OFF} funciona solo cuando la corriente de compuerta cumple con la ecuación (3.7) [1]:

$$I_G > \frac{V_{D,FWD}}{R_{GATE}} \quad (3.7)$$

Consecuentemente, según el voltaje compuerta-fuente se acerca a 0V el diodo conduce cada vez menos. Como resultado, este circuito proveerá una reducción significativa del tiempo de retraso en el encendido, pero mejorará solo incrementalmente en los tiempos de conmutación e inmunidad al dv/dt [1].

3.2.3. Manejadores del lado positivo para los dispositivos de canal N.

Para usar dispositivos de canal N como dispositivos de conmutación del lado positivo se requiere de un circuito de control de compuerta que esté referido a la terminal fuente de tal MOSFET. El manejador debe tolerar los cambios repentinos de voltaje que ocurren durante las transiciones de estado que controlan la compuerta del MOSFET por sobre la fuente de alimentación positiva. En la mayoría de los casos, el voltaje de control de compuerta debe estar sobre los potenciales de CD mayores de cada circuito [1].

3.2.3.1. Técnica de manejo de compuerta con bootstrap.

Este método utiliza un control de compuerta, así como un circuito adjunto de polarización, ambos referidos a la terminal fuente del transistor MOSFET positivo. Tanto el manejador como el circuito de polarización son intercalados entre los dos niveles de voltaje de la fuente junto con la terminal fuente. El manejador y la señal de control referida a tierra están comunicados mediante un circuito cambiador de nivel el cual tolera una alta diferencia de voltaje, así como corrientes de conmutación capacitivas entre los circuitos del lado positivo flotante y del lado negativo referido a tierra [1].

3.2.4. Manejadores con circuitería bootstrap integrados.

La mayoría de los componentes de bootstrap pueden integrarse en un controlador PWM como se ilustra en la Figura 3.3 [1].

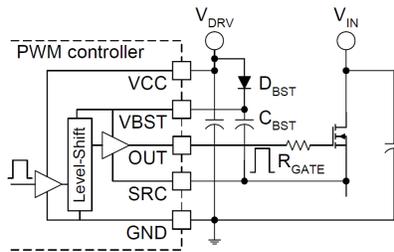


Figura 3.3. *Manejador con bootstrap integrado.*

Para voltajes de entrada mayores, existen circuitos integrados dedicados a facilitar el diseño del manejador de compuerta con bootstrap para voltajes nominales de hasta 600V. Estos CIs de alto voltaje se diferencian por su diseño especial del cambiador de nivel [1].

3.3. CICLO DE TRABAJO.

El ciclo de trabajo, D , se define como el tiempo en que un interruptor de potencia está encendido con relación al período de conmutación. D está definido por la ecuación (3.8) [2]:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.8)$$

En un convertidor estático de potencia, esto se entiende claramente, pero en un circuito push-pull, usualmente surge ambigüedad. Por ejemplo, en un circuito de medio puente que opera a un V_{IN} mínimo, el ciclo de trabajo usualmente se encuentra en aproximadamente el 90% ($D = 0.9$). El transformador está entregando potencia a la salida el 90% del tiempo, existe un pulso de voltaje aplicado a la entrada del filtro el 90% del tiempo, etc. Pero los interruptores de potencia y los rectificadores tomados en cuenta individualmente, los cuales conducen solamente durante períodos de conmutación alternados, puede decirse que operan en un ciclo de trabajo del 45%. Esto es verdad, pero es mejor definir su ciclo de trabajo como $D/2$, manteniendo así, una definición consistente de D en todo el diseño de la fuente de potencia [2].

3.4. CONVERTIDOR BUCK (REDUCTOR).

El convertidor reductor de CD-CD, conocido como convertidor Buck, se muestra en la Figura 3.4.a. Consiste en un voltaje de alimentación V_s de CD, un interruptor controlado S , un diodo D , un inductor de filtrado L , un capacitor de filtrado C y una carga resistiva R . Las formas de onda típicas del convertidor se muestran en la Figura 3.4.b. El estado del convertidor en el cual la corriente del inductor nunca es cero para ningún período de tiempo es llamado modo de conducción continua (CCM). Cuando el interruptor S es puesto en el estado ON, el diodo D está polarizado inversamente. Cuando el interruptor S está en OFF, el diodo conduce para mantener una corriente circulando sin interrupciones por el inductor [3].

La relación entre el voltaje de entrada, el voltaje de salida y el ciclo de trabajo D puede derivarse de la forma de onda de voltaje v_L del inductor (Figura 3.4.b). De acuerdo con la ley de Faraday, el producto de los volts/segundo del inductor sobre un período de operación en estado estable es cero. El comportamiento del convertidor Buck en el modo CCM se define por la ecuación (3.9) [3].

$$(V_s - V_o)DT = -V_o(1 - D)T \quad (3.9)$$

Por lo cual, la función de transferencia de voltaje está definida por la ecuación (3.10).

$$M_V \equiv \frac{V_o}{V_s} = D \quad (3.10)$$

Puede notarse a partir de la ecuación (3.10) que el voltaje de salida siempre es menor que el de entrada.

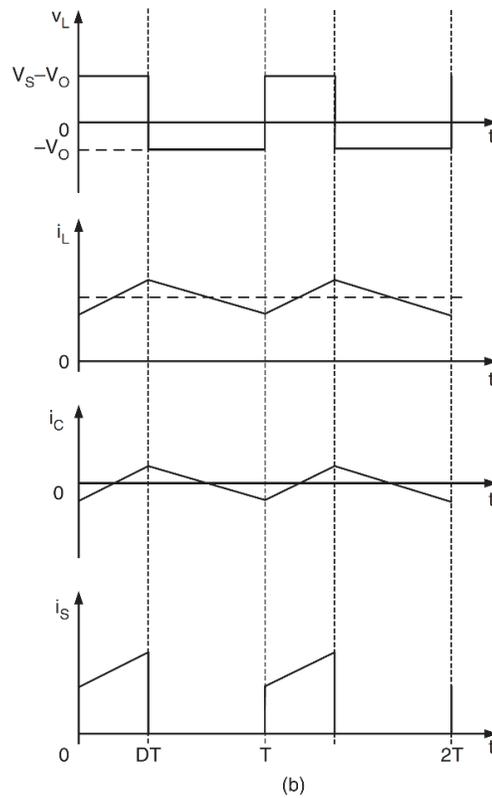
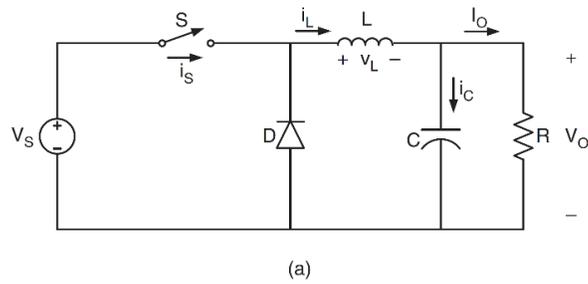


Figura 3.4. Convertidor Buck: **(a)** diagrama del circuito y **(b)** formas de onda.

3.5. OPTIMIZACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE CD.

Surgen muchos problemas tras implementar un circuito previamente simulado o modelado idealmente, sobre todo al aplicar fuentes de alimentación no ideales, estas pueden causar ruido y oscilaciones indeseables que pueden forzar al diseñador a buscar el origen de las fallas [4].

En la Figura 3.5 se presenta una gráfica de la conexión típica de un capacitor de bypass.

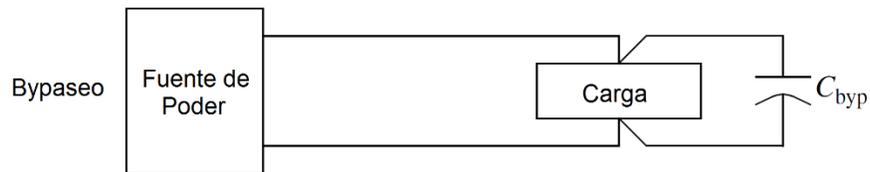


Figura 3.5. Conexión del capacitor de bypass del lado de la carga.

Bypaseo es la reducción del flujo de corriente de alta frecuencia en una trayectoria de alta impedancia mediante paralelar esa trayectoria con un bypass, usualmente un capacitor (en este caso, C_{byp}). El bypass se utiliza para reducir la corriente de ruido en las líneas de alimentación. La mayor parte de los circuitos requieren de bypass [4].

3.5.1. Bypaseo.

Debido al ancho de banda finito de todos los reguladores de voltaje, la impedancia de salida incrementa con la frecuencia. Esto se puede modelar como un inductor en serie con la salida. Los valores típicos varían entre $1\mu\text{H}$ y $2\mu\text{H}$ para un regulador lineal de tres terminales. La impedancia de salida de un regulador conmutado varía ampliamente y ha de ser medido para cada caso. Las puntas de interconexión suman alrededor de 20nH por pulgada. Cuando es conectada una carga activa, la corriente de demanda, la cual varía con el tiempo, origina ruido de voltaje a través de estos inductores. Este ruido de voltaje puede reducirse solo de dos formas: disminuyendo la tasa de cambio de la corriente (di/dt) que pasa

a través del inductor, o reduciendo la inductancia. El bypass reduce la tasa de cambio de la corriente a través del inductor [4].

En el bypass, una trayectoria secundaria de alta frecuencia con gran impedancia (un capacitor) es provista para las corrientes variantes desde la carga que comparte la menor inductancia posible con las puntas de la fuente de alimentación. La clave para el bypass exitoso está en determinar apropiadamente el flujo de corriente desde una carga y proveer una trayectoria de vuelta que no es común con ninguna otra parte del circuito (Figura 3.6). La trayectoria de bypass debe ser de una impedancia significativamente menor que la de las terminales de alimentación a la frecuencia de interés. Es mejor usar muchos capacitores pequeños en paralelo que uno solo de gran valor. Esto es debido a que la inductancia en serie equivalente no varía significativamente con la capacitancia. Las trayectorias de bypass paralelas que se alcancen con pequeños capacitores resultan en una inductancia total mucho menor [4].

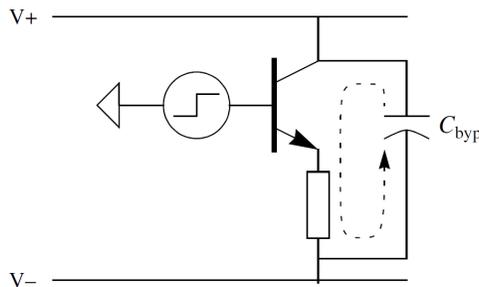


Figura 3.6. *Bypaseo adecuado.*

Se debe tener cuidado al determinar la trayectoria de retorno de la corriente (Figura 3.7). En este caso se aplica el bypass estándar, en este, un flujo de corriente hacia la tierra y terminales de alimentación, genera ruido de voltaje. En la Figura 3.8, se resuelve esta situación [4].

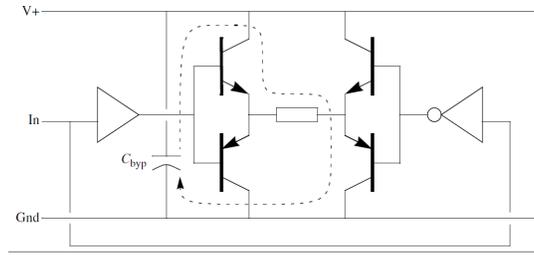


Figura 3.7. *Bypaseo inapropiado. La corriente de bypass fluye a través de las líneas de alimentación compartidas.*

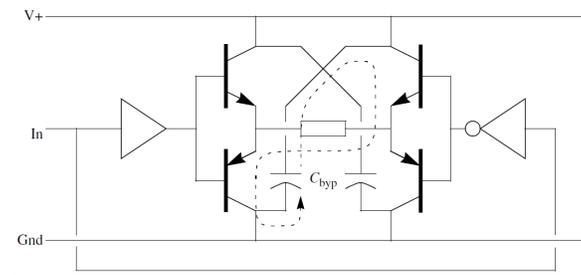


Figura 3.8. *Bypaseo apropiado.*

3.5.2. Reducción de la Inductancia.

Como se mencionó anteriormente, una forma de reducir el ruido de voltaje generado por la inductancia de la fuente de alimentación es mediante reducir la misma. Para reducir la inductancia de un regulador lineal puede aumentarse su ancho de banda o disminuir la impedancia de salida del circuito en lazo abierto. Existen también otros dos métodos para disminuir la inductancia del bus de alimentación. Se puede disminuir su autoinductancia y aumentar el acoplamiento mutuo de su trayectoria de regreso. La autoinductancia de un alambre puede reducirse mediante disminuir su longitud, incrementar el radio o tender múltiples alambres aislados [4].

El beneficio de incrementar el acoplamiento mutuo se ilustra en la Figura 3.9. El acoplamiento entre las trayectorias hacia y desde la carga causa que el voltaje generado en la autoinductancia de una trayectoria se cancele con el voltaje inducido por el acoplamiento de la otra trayectoria. Un acoplamiento perfecto involucra una cancelación perfecta e inductancia efectiva cero. Para aumentar el acoplamiento mutuo entre las trayectorias se

requiere disminuir la distancia entre trayectorias y aumentar su ancho. Es mejor poner las trayectorias de ida y vuelta tan cercanas como sea posible. El usar planos de alimentación, en vez de líneas de alimentación, junto con un plano de tierras, causa que esto suceda naturalmente [4].

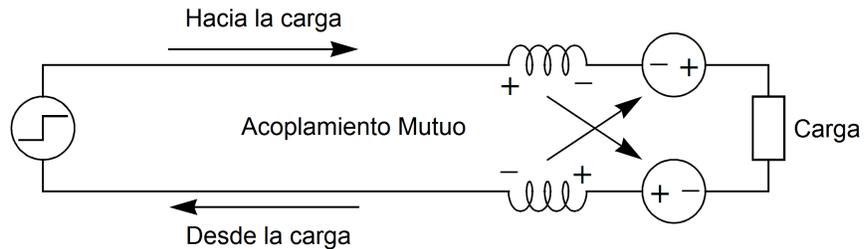


Figura 3.9. *Cancelación de la inductancia usando acoplamiento mutuo.*

La segunda mejor técnica es usar una red de alimentación combinada con un plano de tierras. Esto reduce la autoinductancia de la alimentación mediante tender múltiples trayectorias aisladas hacia la carga. Esta técnica puede ser aplicada exitosamente en circuitos digitales. En circuitos analógicos, es difícil de aplicarse, especialmente cuando se requiere aislamiento entre los circuitos. En este caso, el método preferido es estructurar la alimentación C_{dec} como un árbol. Esto minimiza la longitud y, por lo tanto, la inductancia de la alimentación C_{dec} [4].

Referencias del Capítulo.

- [1] Laszlo Balogh, “*Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*”, <http://bit.ly/1HjT1sj>, (Jun. 2015).
- [2] Texas Instruments, “*Power Transformer Design*”, <http://bit.ly/1gObmlq>, (Oct. 2013).
- [3] Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook*”, Butterworth-Heinemann, 3a. Ed., pp. 357 – 364, 2011.
- [4] Ken Kundert, “*Power Supply Noise Reduction*”, Designer’s Guide Inc., <http://bit.ly/1HeQy4d>, (Jun. 2015).

Convertidores Inversores

En el presente capítulo se abordan las principales características de los inversores de voltaje, su aplicación en el diseño de fuentes de alimentación de CA, así como los parámetros principales de diseño de un convertidor resonante LLC haciendo uso de transformadores planares espirales.

4.1. INTRODUCCIÓN.

El objetivo principal de los convertidores estáticos de potencia es producir una forma de onda de salida en CA a partir de una fuente de alimentación de CD. Estos son los tipos de formas de onda requeridas en el control ajustable de velocidad (ASD), fuentes de alimentación ininterrumpida (UPSs), compensadores estáticos de VAR, filtros activos, sistemas flexibles de transmisión de CA (FACTSs), y compensadores de voltaje, las cuales son solo algunas aplicaciones. De acuerdo con el tipo de forma de onda de AC de salida, estas topologías pueden ser consideradas como inversores con fuente de voltaje (VSI), donde la salida de CA controlada independientemente es una forma de onda de voltaje. Similarmente, estas topologías se pueden encontrar como inversores con fuente de corriente (CSI), donde la salida de AC controlada independientemente es una fuente de corriente. Estas estructuras se usan todavía ampliamente en aplicaciones industriales a media-tensión, donde se requieren formas de onda de voltaje con gran calidad [1].

Los inversores, se construyen a partir de interruptores de potencia, por lo que las formas de onda de salida de AC consisten de valores discretos. Esto lleva a la generación de formas de onda que tienen altas velocidades de transición en vez de formas de onda suaves [1].

4.2. INVERSORES MONOFÁSICOS DE VOLTAJE.

Los VSI monofásicos pueden encontrarse como topologías de medio puente o puente completo. Abarcan el rango bajo de potencia, son usados ampliamente en fuentes de alimentación, UPSs monofásicos y actualmente se usan para formar topologías estáticas de alta potencia [1].

4.2.1. Convertidor de Puente Completo.

La Figura 4.1 muestra la topología de un VSI de puente completo. En este convertidor la segunda rama provee un punto neutral a la carga. Ambos interruptores S_{1+} y S_{1-} (ó S_{2+} y S_{2-}) no pueden estar simultáneamente encendidos dado que se formaría un corto circuito a través del voltaje v_i de la fuente de CD [1].

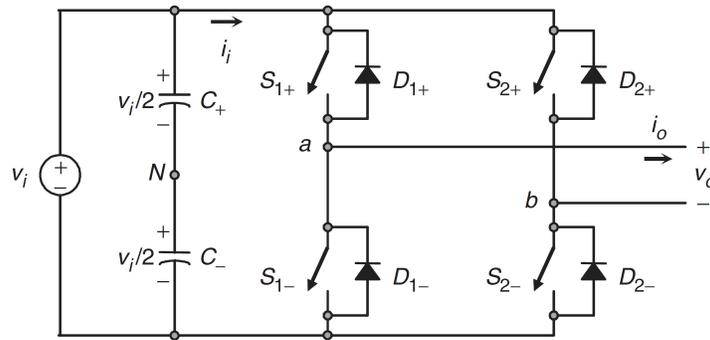


Figura 4.1. VSI monofásico de puente completo.

Existen cuatro estados de conmutación definidos (Estados 1, 2, 3 y 4) y uno indefinido (Estado 5) como se muestran en la Tabla 4.1 [1].

La condición indefinida debe evitarse a fin de siempre ser capaces de definir el voltaje de salida de CA. Para evitar un corto circuito a través del bus de CD y un voltaje de salida de CA indefinido, la técnica modulante debería asegurar que solo un interruptor de cada rama esté activado para cualquier momento dado. Puede observarse que el voltaje de salida de CA puede tomar valores desde el voltaje v_i de CD, lo cual es el doble que el obtenido en la topología VSI de medio puente [1].

En un inversor de puente completo de onda cuadrada, los interruptores (S_{1+} , S_{2-}) y (S_{2+} , S_{1-}) son operados como pares simultáneamente, uno en ON y el otro en OFF, durante medio ciclo (180°) y viceversa uno en OFF y el otro en ON durante el otro medio ciclo. El voltaje de salida tendrá la forma mostrada en la Figura 4.2 y se puede definir mediante la ec. (4.1) [1].

Tabla 4.1. Estados de conmutación del convertidor monofásico de puente completo.

Estado	Estado #	v_{aN}	v_{bN}	v_o	Componentes que están conduciendo	
S1+ y S2- están ON y S1- y S2+ están OFF	1	$v_i/2$	$-v_i/2$	v_i	S1+ y S2- D1+ y D2-	Si $i_o > 0$ Si $i_o < 0$
S1- y S2+ están ON y S1+ y S2- están OFF	2	$-v_i/2$	$v_i/2$	$-v_i$	D1- y D2+ S1- y S2+	Si $i_o > 0$ Si $i_o < 0$
S1+ y S2+ están ON y S1- y S2- están OFF	3	$v_i/2$	$v_i/2$	0	S1+ y D2+ D1+ y S2+	Si $i_o > 0$ Si $i_o < 0$
S1- y S2- están ON y S1+ y S2+ están OFF	4	$-v_i/2$	$-v_i/2$	0	D1- y S2- S1- y D2-	Si $i_o > 0$ Si $i_o < 0$
S1-, S2-, S1+ y S2+ están OFF	5	$-v_i/2$ $v_i/2$	$v_i/2$ $-v_i/2$	v_i $-v_i$	D1- y D2+ D1+ y D2-	Si $i_o > 0$ Si $i_o < 0$

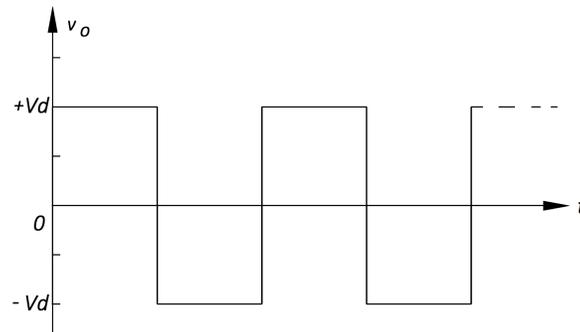


Figura 4.2. Forma de onda del voltaje de salida del convertidor de puente completo.

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \text{sen}(nt) \quad (4.1)$$

donde

$$(\hat{V}_o)_1 = \frac{4}{\pi} (V_d)$$

4.3. CONVERTIDOR RESONANTE LLC.

La Figura 4.3 muestra el convertidor LLC resonante de puente completo con un circuito rectificador. La conmutación del puente completo genera una forma de onda que excita el tanque resonante LLC, el cual tendrá a su salida una corriente sinusoidal la cual es escalada por el transformador y rectificadora por el circuito rectificador de onda completa, el capacitor de salida filtra la corriente de CA rectificada y pone en la salida un voltaje de CD [2].

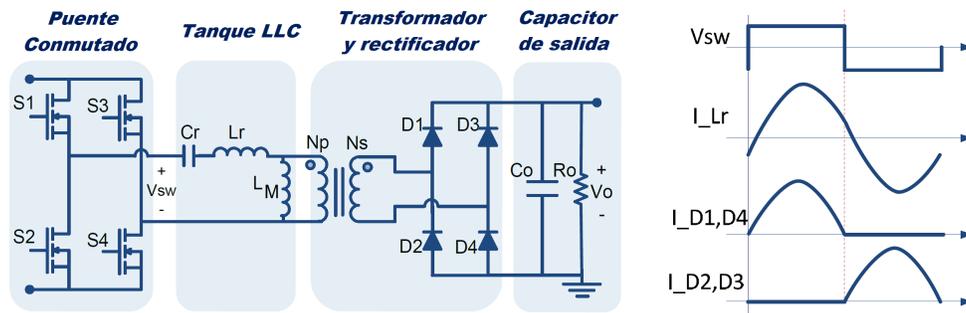


Figura 4.3. Convertidor resonante LLC de puente completo con un circuito rectificador de puente completo.

4.3.1. Ganancia de Voltaje del Convertidor.

Ganancia del convertidor = ganancia del puente conmutado * ganancia del tanque resonante * ganancia de voltaje del transformador

Donde la ganancia del puente conmutado es 1 para el circuito convertidor de puente completo y 0.5 para el circuito de medio puente.

La ganancia del tanque resonante se puede obtener mediante analizar el circuito equivalente resonante mostrado en la Figura 4.4, la ganancia del tanque resonante es la magnitud de la función de transferencia de la ecuación (4.3) [2].

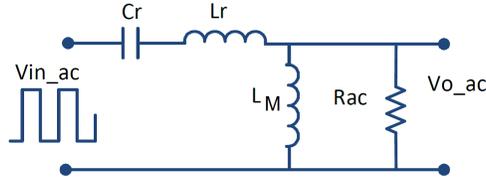


Figura 4.4. Circuito resonante equivalente considerando cero la inductancia de fuga del lado secundario.

$$K(Q, m, F_x) = \left| \frac{V_{oac}}{V_{inac}} \right| \quad (4.2)$$

$$K(Q, m, F_x) = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(m * F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 * (F_x^2 - 1)^2 * (m-2)^2 * Q^2}} \quad (4.3)$$

Donde,

$$Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} C_r} \text{ Factor de calidad}$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} * \frac{N_p^2}{N_s^2} * R_o \text{ Resistencia de carga reflejada}$$

$$F_x = \frac{f_s}{f_r} \text{ Frecuencia de conmutación normalizada}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r * C_r}} \text{ Frecuencia de resonancia}$$

$$m = \frac{L_r + L_M}{L_r} \text{ Relación de la inductancia total del primario con respecto a la inductancia}$$

resonante.

Es posible graficar la ganancia K del tanque resonante con respecto a la frecuencia de conmutación normalizada para diferentes valores del factor de calidad Q y un valor dado de m , como se muestra en la Figura 4.5 donde se usa $m = 6$ como ejemplo [2].

Puede verse a partir de la Figura 4.5 que las curvas con un Q bajo pertenecen a condiciones de operación con menor carga mientras que las curvas con Q mayor representan cargas mayores. También se puede ver que todas las curvas Q (condiciones de carga) pasan

por el mismo punto en el valor de la frecuencia de resonancia ($F_x = 1$ ó $f_s = f_r$) y tienen ganancia unitaria [2].

La Figura 4.5 muestra que todas las curvas de ganancia tienen valores máximos que definen la frontera entre las operaciones inductiva y capacitiva, tal como aparecen sombreadas en la gráfica, el objetivo que tiene definir ambas regiones es que se desea mantener una operación inductiva para todos los rangos de valores de voltaje de entrada y corrientes de carga, y así nunca entrar en la región de operación capacitiva. Tal requisito es debido a que la conmutación con cero voltaje (ZVS) se alcanza solo en la región inductiva, así mismo, la operación capacitiva significa que la corriente está adelantada con respecto al voltaje, así que la corriente en el MOSFET cambiará de dirección antes de que éste se apague, entonces tras apagarse la corriente inversa pasará a través del diodo antiparalelo del MOSFET, lo cual causará una conmutación con pérdidas por joule, por recuperación inversa así como ruido, así mismo provocando picos de corriente grandes que podrían llevar a la falla del dispositivo [2].

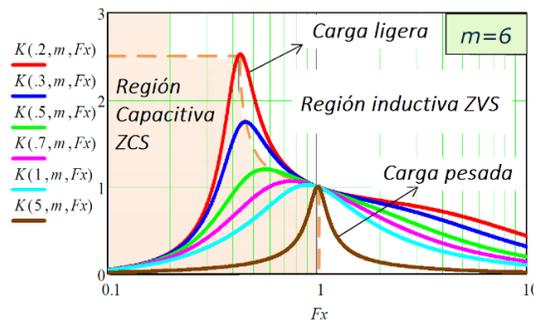


Figura 4.5. Curvas de ganancia de voltaje para distintos valores de Q .

4.3.2. Modos de operación.

Dado que la ganancia del tanque resonante LLC se controla mediante variar la frecuencia, el convertidor puede operar en tres diferentes modos dependiendo del voltaje de entrada y condiciones de carga de corriente, como se muestra en la Figura 4.6 [2]:

1. Operación en la frecuencia de resonancia $f_s = f_r$.
2. Operación sobre la frecuencia resonante $f_s > f_r$.
3. Operación por debajo de la frecuencia resonante $f_s < f_r$.

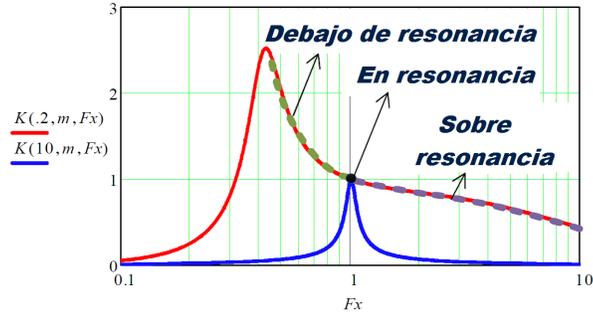


Figura 4.6. Curvas de ganancia de voltaje para distintos valores de carga.

A pesar de los tres modos de operación mencionados, el convertidor solo tiene dos modos de operación posibles dentro del ciclo de conmutación. Y cada uno de estos modos indicados puede contener uno o dos de estos modos de operación [2].

- 1) Operación de entrega de energía, que ocurre dos veces por ciclo de conmutación; primero, cuando el tanque resonante está siendo excitado con un voltaje positivo, de forma que la corriente resuena en la dirección positiva dentro de la primera mitad del ciclo de conmutación, el circuito equivalente de este modo de operación se muestra en la Figura 4.7, y la segunda situación es cuando el tanque resonante es excitado con voltaje negativo, así que la corriente resuena en la dirección negativa en la segunda mitad del ciclo de conmutación, el circuito equivalente de este modo se muestra en la Figura 4.8.

Durante los modos de operación de entrega de energía, el voltaje de la inductancia magnetizante es el voltaje positivo o negativo reflejado en la salida y la corriente magnetizante está cargando o descargando respectivamente.

La diferencia entre la corriente resonante y la corriente magnetizante pasa a través del transformador y rectificador del lado secundario, y la potencia se entrega a la carga.

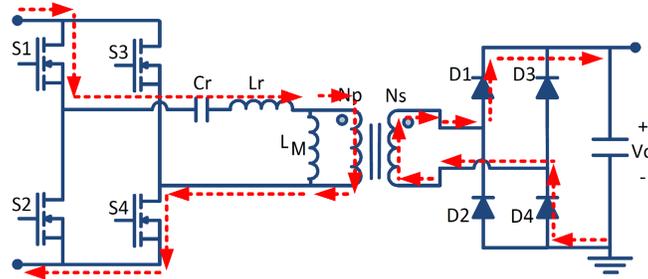


Figura 4.7. El tanque resonante es excitado con una voltaje positivo.

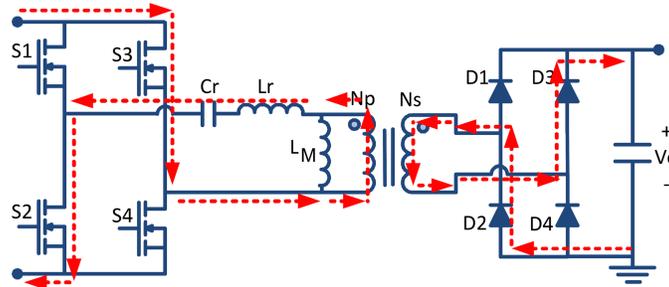


Figura 4.8. El tanque resonante es excitado con un voltaje negativo.

- 2) La operación de conducción por los diodos en antiparalelo del MOSFET, que ocurre después de la operación de entrega de energía solo si la corriente resonante alcanza el valor de la corriente magnetizante, solo cuando $f_s < f_r$, causando que la corriente del lado secundario del transformador sea cero y que se desconecte el circuito rectificador del lado secundario, consecuentemente la inductancia magnetizante podrá entrar en resonancia con el inductor y capacitor resonante, la frecuencia de esta segunda resonancia es menor que la frecuencia resonante f_r original, especialmente con valores grandes de m donde $L_M \gg L_r$, así la corriente del lado primario durante este modo de operación cambiará solo un poco, y puede considerarse que no varía por simplicidad. Los circuitos equivalentes de la operación por conducción de los diodos en ambas partes del ciclo de conmutación se muestra en las Figuras 4.9 y 4.10.

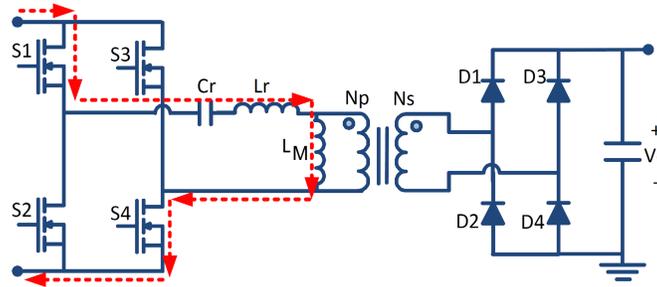


Figura 4.9. La inductancia magnetizante L_M entra en resonancia con el inductor y capacitor resonantes C_r y L_r durante la excitación con voltaje positivo.

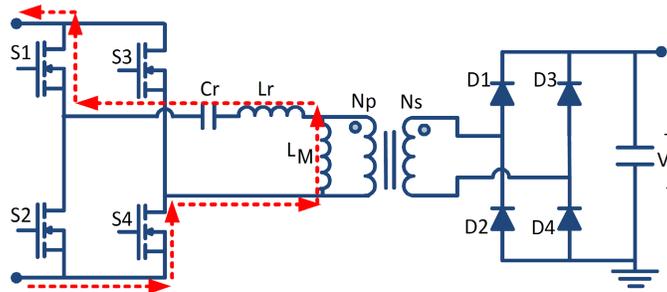


Figura 4.10. Conducción a través de los diodos en antiparalelo tras la excitación con voltaje positivo.

4.3.3. Operación en la frecuencia resonante $f_s = f_r$.

En cada mitad del ciclo de conmutación se lleva a cabo un proceso completo de entrega de energía (descrito anteriormente), donde la mitad del ciclo resonante se completa durante el medio ciclo de conmutación [2].

Al final de la mitad del ciclo de conmutación la corriente del inductor resonante I_{Lr} alcanza el valor de la corriente magnetizante I_{LM} , y la corriente del circuito rectificador llega a cero [2].

El tanque resonante tiene una ganancia de voltaje unitaria y tiene, así mismo, una operación y eficiencia optimizadas, por lo que la relación de transformación se diseña de forma que el convertidor opere en este punto con una entrada y salida de voltaje nominales [2].

Se muestran en la Figura 4.11 las principales gráficas del convertidor resonante cuando $f_r = f_s$.

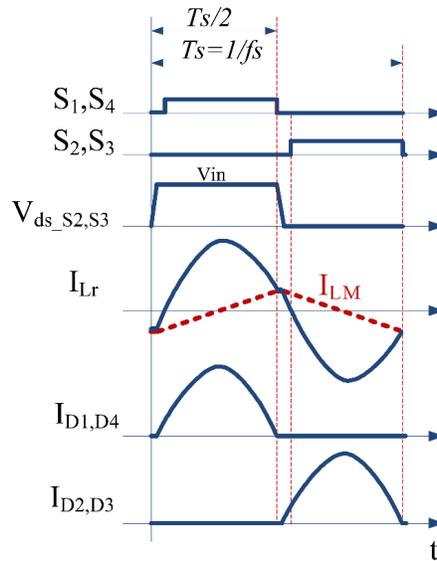


Figura 4.11. Formas de onda del convertidor resonante LLC con la condición de que $f_s = f_r$.

4.4. IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADORES INTEGRADOS EN CONVERTIDORES RESONANTES LLC.

En los transformadores integrados se usa la inductancia de fuga del lado primario L_{lkp} como la inductancia resonante L_r , con esto se evita hacer uso de un componente magnético. En un transformador integrado se debe, así mismo, tomar en cuenta la inductancia de fuga del lado secundario L_{lks} al hacer el modelo del circuito resonante equivalente [3].

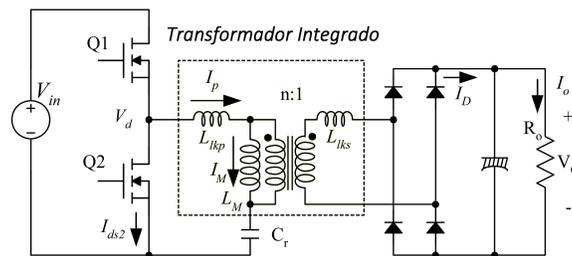


Figura 4.12. Circuito resonante LLC considerando la inductancia de fuga del lado secundario L_{lks} .

En la Figura 4.12 se muestra un circuito que filtra las ondas armónicas de orden superior, de esta forma solo se permite que una corriente sinusoidal pase a través del tanque resonante a pesar de que el voltaje de entrada V_d sea una onda cuadrada aplicada como fuente de alimentación [3].

En un análisis por aproximación fundamental se asume que solo la componente fundamental de una onda cuadrada de entrada a un circuito resonante contribuye en la transferencia de potencia a la salida. La onda de voltaje cuadrada puede remplazarse por solo su componente sinusoidal de frecuencia fundamental [3].

Se muestran en la Figura 4.13 los diagramas del transformador así como su modelo equivalente de CA.

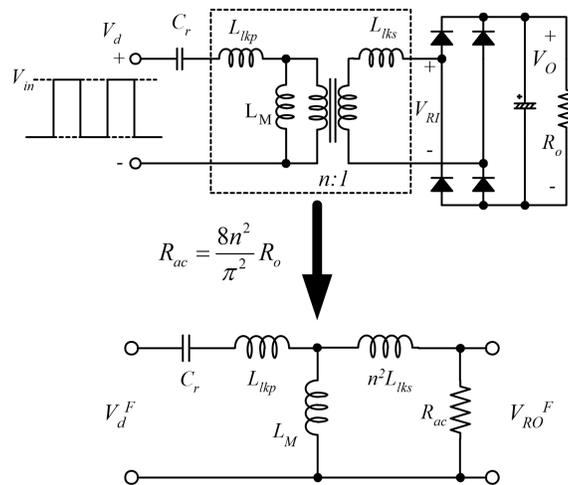


Figura 4.13. Se muestran los parámetros L_{lkp} , L_{lks} , L_M así como el modelo de CA equivalente del transformador.

La función de transferencia que define la ganancia del tanque resonante, incluyendo la relación de transformación n , se muestra en la ec. (4.5) [3].

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_d^F} = \frac{n * V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{4n * V_o \sin(\omega t)}{\frac{4}{\pi} \frac{V_{in}}{2} \sin(\omega t)} = \frac{2n * V_o}{V_{in}} \quad (4.4)$$

$$M = \left| \frac{w^2 L_M R_{ac} C_r}{jw * \left(1 - \frac{w^2}{w_o^2}\right) * (L_M + n^2 L_{lks}) + R_{ac} \left(1 - \frac{w^2}{w_p^2}\right)} \right| \quad (4.5)$$

con

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, w_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}},$$

donde n es la relación de vueltas del transformador.

Las ecuaciones (4.6) y (4.7) definen los valores de inductancia medidos en las terminales del lado primario del transformador [3].

$$L_p = L_M + L_{lkp} \quad (4.6)$$

$$L_r = L_{lkp} + L_M // (n^2 L_{lks}) \quad (4.7)$$

Haciendo $L_{lkp} = n^2 L_{lks}$ se obtiene la ecuación (4.9), que define la ganancia de voltaje del circuito resonante en conjunto con la relación de transformación del transformador [3].

$$M = \frac{2n * V_o}{V_{in}} \quad (4.8)$$

$$M = \left| \frac{\left(\frac{w^2}{w_p^2}\right) \frac{k}{k+1}}{j \left(\frac{w}{w_o}\right) \left(1 - \frac{w^2}{w_o^2}\right) * Q \frac{(k+1)^2}{2k+1} + \left(1 - \frac{w^2}{w_p^2}\right)} \right| \quad (4.9)$$

con,

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}, \quad k = \frac{L_M}{L_{lkp}}$$

Referencias del Capítulo.

- [1] Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook*”, Butterworth-Heinemann, 3a. Ed., pp. 357 – 364, 2011.
- [2] Sam Abdel-Rahman, “*Resonant LLC Converter: Operation and Design*”, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., <http://bit.ly/1c5ccZW>, (Jul. 2015).
- [3] Hangseok Choi, “*Design Considerations for an LLC Resonant Converter*”, Power Conversion Team, Fairchild Semiconductor, <http://bit.ly/1f8K7mA>, (Jul. 2015).

Implementación y Diseño

En este capítulo se hace un análisis a detalle de todos los elementos involucrados en la construcción del prototipo de la plataforma de carga inalámbrica. Se analizan las características principales de los dispositivos electrónicos utilizados, así como sus especificaciones. Además, se muestran los diagramas de conexión esquemáticos de los principales circuitos electrónicos.

5.1. MODELO DEL TRANSFORMADOR PLANAR IMPLEMENTADO.

Se tomó en cuenta el diseño presentado en [1] de un transformador planar espiral con las características mostradas en la Tabla 5.1, se implementó el diseño en AutoCAD y se llevó a cabo la impresión por serigrafía en dos caras del circuito y el ataque de la placa con ácido. Se muestra en la Figura 5.1 la vista de una cara del transformador planar.

Tabla 5.1. *Propiedades del transformador planar implementado.*

Característica	Valor
Ancho de la pista	0.5mm
Separación entre pistas	0.8mm
Radio externo	15.12mm
Radio interno	6.95mm
Profundidad de la pista	140 μ m
Número de espiras	6
Separación entre inductores	2mm

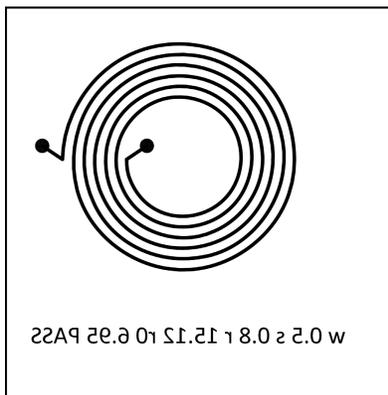


Figura 5.1. *Modelo en AutoCAD del inductor planar espiral de una de las caras del transformador.*

5.2. MODELO EN EL SOFTWARE MAXWELL 14.0 DEL INDUCTOR ESPIRAL PLANAR.

Haciendo uso del software Maxwell 14.0 de Ansoft, se modeló el inductor planar a fin de obtener el valor de su autoinductancia. Para esto se hizo uso de la herramienta PolygonHelix y se introdujeron los parámetros mostrados en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. *Parámetros requeridos para modelar un espiral planar en Ansoft Maxwell 14.0.*

Parámetro	Valor
Polygon segments	4
Polygon radius	0.5mm
Start helix radius	6.95mm
Radius change	1.6mm
Pitch	0mm
Turns	6
Segments per turn	72
Right handed	1

Lo cual modela al inductor planar con características físicas semejantes a las de aquel construido, exceptuando el valor de la profundidad de la pista, el cual el software no permite modificar, teniendo entonces una sección transversal cuadrada de la pista con una profundidad de 0.5mm en vez de 0.140mm. Haciendo uso de la función para elaborar líneas se le colocaron terminales de conexión al modelo y se les dieron las características indicadas en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. *Parámetros de una línea.*

Parámetro	Valor
Type	Rectangle
Orientation	Auto
Width/diameter	0.5mm
Height	0.5mm
Bend type	Corner

Tras crear estas pistas contiguas con el modelo del espiral usando las coordenadas del espiral al establecer los puntos de inicio y terminación del segmento de línea, se unieron los objetos en uno solo y se les asignó el material de cobre.

Habiendo efectuado lo anterior se definió una corriente de excitación necesaria para llevar a cabo la estimación de la autoinductancia; esto, mediante definir en la cara de menor área de las terminales una corriente de entrada de 1A. Para ello, se elige la función Select Faces y se hace zoom en la superficie indicada, tras esto se da clic derecho sobre la cara y se selecciona Assign excitation > Current. Se asignó, a continuación, una corriente de 1A en sentido positivo en una de las terminales y en sentido negativo en la otra terminal del mismo inductor mediante cambiar el parámetro Swap Direction.

A fin de llevar a cabo la simulación en un volumen definido, se encerró el modelo 3D del transformador en un ambiente de aire, para lo cual se usó la función Draw Box con los parámetros mostrados en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4. *Propiedades de una caja.*

Parámetro	Valor
Position	-50 ,-50 ,-50 (mm)
X size	100mm
Y size	100mm
Z size	100mm

Una vez creado este objeto se le asigna el material Air. Es importante destacar que tanto la frontera de la figura formada por el volumen de aire y la frontera de las terminales del transformador deben estar en el mismo plano, a fin de que la simulación se lleve a cabo correctamente.

Se muestran en la Figura 5.2 la vista en el plano XY del modelo 3D del inductor planar espiral circular.

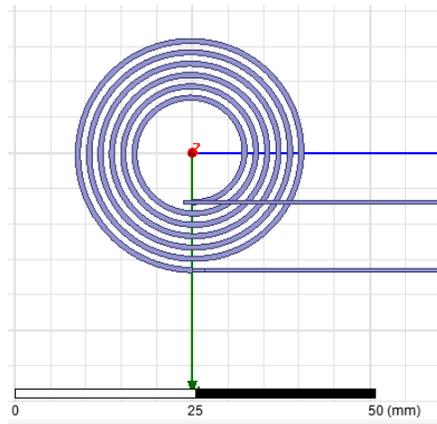


Figura 5.2. Vista en el plano XY del inductor planar en el software Maxwell.

5.3. MODELO EN MAXWELL DEL TRANSFORMADOR PLANAR ESPIRAL CIRCULAR.

Se obtuvo el modelo del transformador planar espiral con una separación axial de 2mm en el software Maxwell 14.0 haciendo un duplicado de la figura anterior y se alteraron los parámetros en el eje Z a fin de que un inductor y sus conexiones no ocuparan el mismo volumen dentro del modelo, se utilizó la función Move, para separar los inductores sobre el eje Z una distancia de 2mm. Se muestra en la Figura 5.3 una vista en el plano YZ del modelo en Ansoft Maxwell.

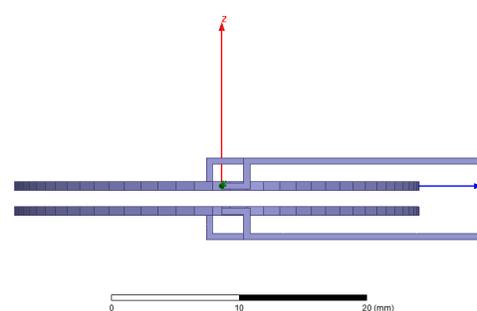


Figura 5.3. Vista en el plano YZ del transformador planar espiral circular con una separación axial de 2mm.

5.3.1. Cálculo de la Ganancia del Transformador Planar Modelo.

Se llevó a cabo un barrido a distintas frecuencias de la ganancia de voltaje en circuito abierto y con una carga resistiva R_L de 50.7Ω en el lado secundario del transformador planar espiral, haciendo uso de un generador de funciones HP 33120A conectado en el lado primario

del transformador y de un osciloscopio HP 54510B observando el voltaje pico de entrada y de salida del transformador.

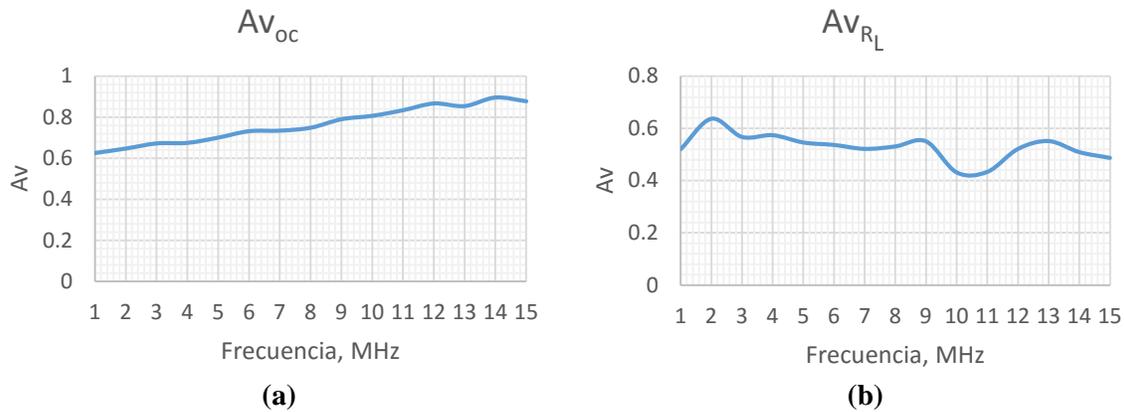


Figura 5.4. (a) Curva de ganancia de voltaje para circuito abierto. (b) Curva de ganancia de voltaje con carga resistiva.

Se puede notar de la Figura 5.4.a que la ganancia de voltaje en circuito abierto tiende a ser 1 para frecuencias de alrededor de 14MHz. De la Figura 5.4.b para carga resistiva se puede notar que para frecuencias bajas de entre 1 y 3 MHz el transformador tiene la mayor ganancia de voltaje de alrededor de 0.63 por lo que se propone la operación del sistema de transferencia de energía en torno a esas frecuencias. Puede aumentarse la ganancia de voltaje en estas frecuencias conectando un capacitor en paralelo con el lado secundario. Se puede notar que la ganancia de voltaje no es 1, lo cual se explica por las pérdidas debido a inductancias parásitas y de fuga en el transformador, así como por la relación de vueltas del transformador planar.

5.3.2. Cálculo de Autoinductancia.

El modelo del inductor espiral planar circular con las características mencionadas en la Tabla 5.1 es validado con la función Validate. Habiendo seleccionado el solucionador Magnetostático dentro del menú Maxwell 3D, se ejecuta a continuación la función Analyze All. Una vez terminado el proceso de análisis, en el menú Results dentro del proyecto, se genera un reporte de las inductancias haciendo clic en Results > Create Magnetostatic Report > Data Table. Dentro de la sección Category se sombrea la entrada “L” y se hace clic en

New Report. Con esto se obtiene que el inductor planar espiral circular modelado tiene una autoinductancia de **1.031043 μ H**.

5.3.3. Cálculo de Inductancias L_r , L_p utilizando el software Maxwell 14.0.

Con el fin de diseñar el convertidor resonante LLC haciendo uso de las ecuaciones (4.6) y (4.7) se mide la inductancia vista en el lado primario del transformador bajo las conexiones de circuito abierto y corto circuito, lo cual se realiza haciendo uso del software Maxwell 14.0, efectuando las modificaciones pertinentes al modelo 3D del transformador planar.

5.3.4. Medición de la inductancia L_p .

Para realizar esta medición se usó el modelo 3D del transformador planar espiral. La suposición de que el lado secundario está abierto implica que la corriente que circula por tal circuito es cero, por lo que se propuso una excitación de 1A en el lado primario y 0A en el lado secundario. En la Figura 5.5 se muestra el sentido de la corriente de excitación del lado primario del transformador.

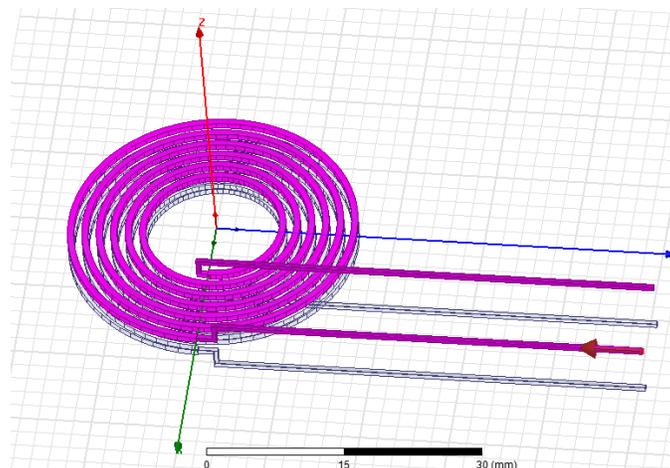


Figura 5.5. Excitación del lado primario del transformador planar espiral modelado en Maxwell.

Al llevar a cabo la validación y análisis del modelo se obtiene que **$L_p = 647.1694$ nH**.

5.3.5. Medición de la inductancia L_r .

Para llevar a cabo esta medición, en el modelo del transformador planar se mantiene solamente la excitación de corriente del lado primario de 1A, y se hace la modificación en el lado secundario a fin de que este esté en cortocircuito como se muestra en la Figura 5.6.

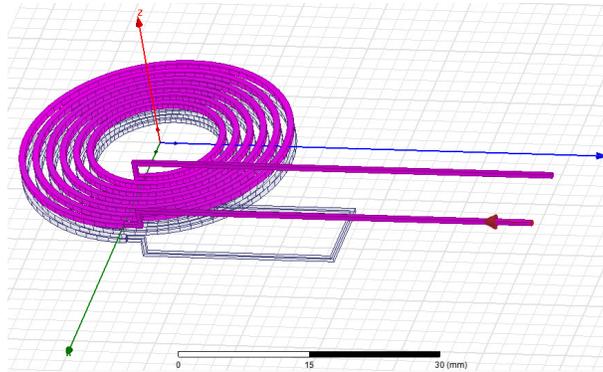


Figura 5.6. Conexión del modelo 3D del transformador planar para obtener L_r .

Al llevar a cabo la validación y análisis del modelo se obtiene que $L_r = 1.027524\mu\text{H}$.

5.3.6. Cálculo de la Inductancia Magnetizante e Inductancia de Fuga (Primario y Secundario).

Usando el esquema mostrado en la Figura 5.7 se llevaron a cabo las conexiones indicadas dentro del modelo del transformador planar en el software Maxwell 14.0 de Ansoft con el fin de obtener las mediciones de las inductancias L_x y L_y requeridas para obtener la inductancia L_m , como se muestra en la ecuación (5.1) [1].

$$L_M = \frac{L_x - L_y}{4} \quad (5.1)$$

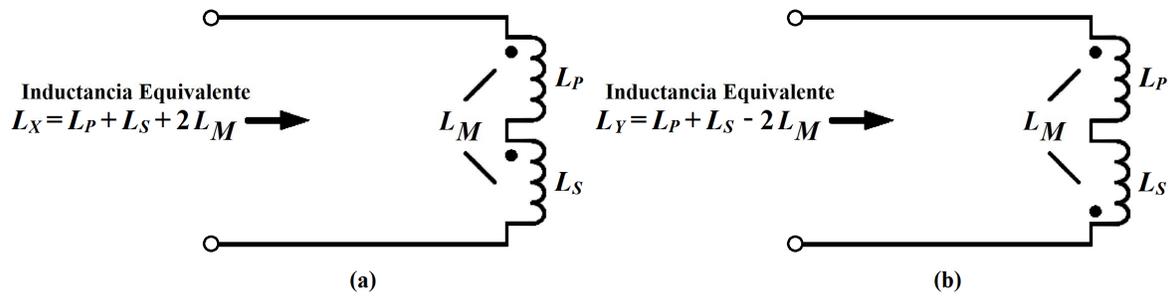


Figura 5.7. Esquema de mediciones de (a) L_x y (b) L_y .

El cálculo del parámetro L_x se obtuvo haciendo las modificaciones pertinentes al modelo del inductor del lado primario y secundario del transformador, dentro del modelo en Maxwell 14.0 de acuerdo con la Figura 5.7.a. En la Figura 5.8 se muestra la conexión del punto con polaridad del lado secundario con la terminal sin polaridad del primario mediante una trayectoria conductiva. Se aplicó una excitación de 1A de corriente directa entrando por la terminal polarizada del lado primario del transformador y saliente por el lado secundario sin polarizar.

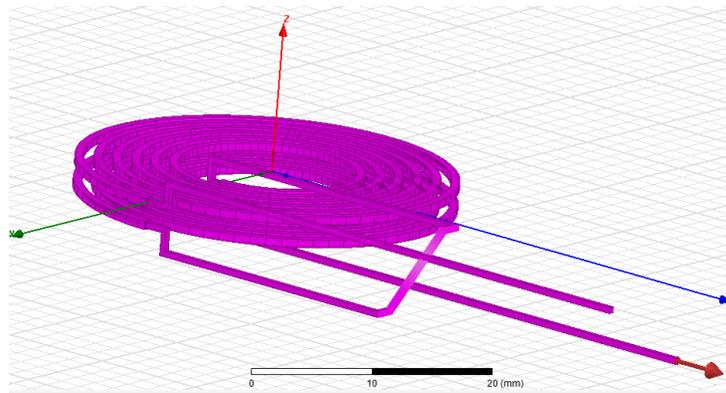


Figura 5.8. Modelo en Maxwell 14.0 de la conexión requerida para obtener L_x en el transformador planar espiral circular.

Tras validar el modelo tridimensional de la conexión del transformador, se procedió a analizar el modelo y se obtuvo el valor de la inductancia L_x , medida desde las dos terminales que están en la frontera del medio de aire:

$$L_x = 3.441557\mu\text{H}.$$

A fin de obtener el parámetro L_y , se llevó a cabo la conexión mostrada en la Figura 5.7.b, para lo cual se modificó el modelo tridimensional del transformador planar haciendo un puente entre la terminal no polarizada del lado primario con la terminal no polarizada del lado secundario, tal como se muestra en la Figura 5.9.

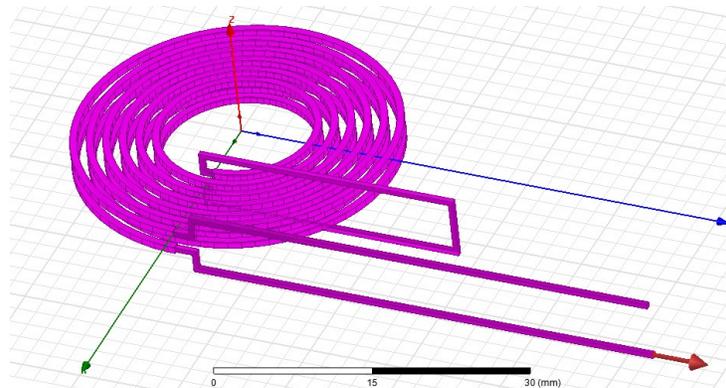


Figura 5.9. Conexión del transformador planar en Maxwell 14.0 para obtener L_y .

A continuación se propuso una excitación de 1A de corriente directa entrante por la terminal polarizada del lado primario del transformador y saliente por la terminal polarizada del lado primario. Se validó el modelo y se procedió a ejecutar el análisis del mismo, con lo cual se obtuvo el valor del parámetro de inductancia L_y :

$$L_y = 604.0595\text{nH.}$$

Usando la ecuación (5.1) se obtiene que $L_M = 709.374375\text{nH}$.

De acuerdo con la ec. (5.2)

$$L_r = L_{lkp} + L_M / (n^2 L_{lks}) \quad (5.2)$$

Dado que $n = 1$ en el modelo, y tomando en cuenta la simetría se puede considerar que $L_{lks} = L_{lkp}$, por lo que se tiene ahora que

$$L_r = L_{lkp} + L_M // L_{lkp} \quad (5.3)$$

La ecuación (5.3) se solucionó haciendo uso de la función roots de MATLAB y se obtuvo el siguiente vector resultado: $L_{lk1} = [-1.0715e-006, 680.2663e-009]$. Por lo tanto, tomando en cuenta la raíz cuadrada positiva se tiene que la solución es:

$$L_{lkp} = L_{lks} = 680.2663\text{nH}.$$

5.3.7. Cálculo del Capacitor Resonante.

Para concluir con el diseño del convertidor resonante LLC, se ha de tomar en cuenta el valor de la inductancia con que se hará resonar el capacitor a la frecuencia de operación del circuito. Para esto se toma en cuenta el resultado obtenido en [2], en el cual se hace la conexión en serie de dos lados primarios de un transformador, esto con el fin de aumentar la impedancia de entrada del transformador planar. En la Figura 5.10 se muestra la conexión equivalente.

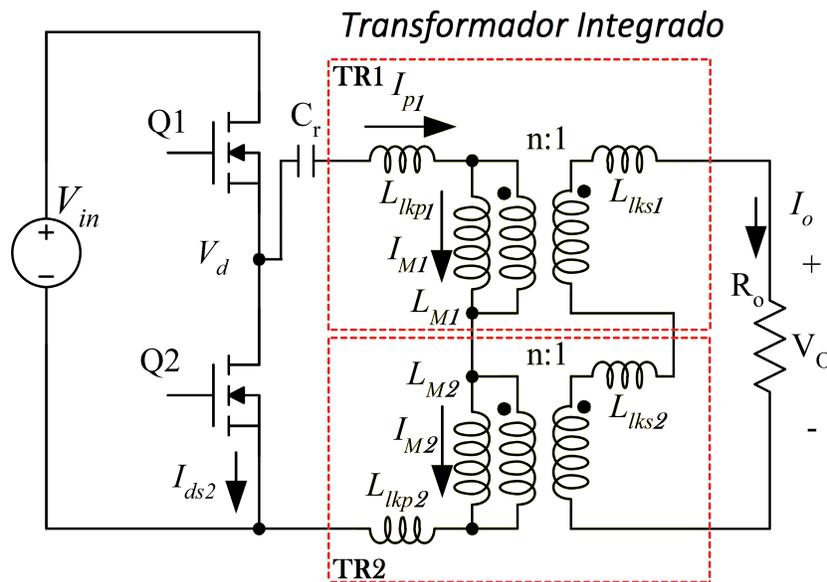


Figura 5.10. Conexión en serie de dos transformadores planares.

El inductor resonante corresponderá con la suma de las dos inductancias de fuga L_{lkp1} y L_{lkp2} , por lo que se define L_R de acuerdo con la ecuación (5.4).

$$L_R = L_{lkp1} + L_{lkp2} \quad (5.4)$$

Sustituyendo el valor de L_{lkp1} y L_{lkp2} en la ecuación se tiene que **$L_R = 1.3605326\mu\text{H}$** .

A fin de obtener un valor de capacitancia C_r , la cual presente una reactancia de igual magnitud a la del inductor L_R a una frecuencia de 1MHz, entrando en resonancia con este, se consideró un valor arbitrario de L_R y se obtuvo un valor de capacitancia mediante la ecuación (5.5).

$$C_r = \frac{1}{4 * \pi^2 * f^2 * L_R} \quad (5.5)$$

Aplicando la ecuación, considerando $f = 1\text{MHz}$ y $L_R = 1.3605326\mu\text{H}$, se tiene que **$C_r = 18.6179265\text{nF}$** .

Es importante que el capacitor elegido sea del tipo cerámico a fin de que presente la menor cantidad de pérdidas posible debido a la característica de resistencia serie equivalente (ESR) [3].

Se debe tomar en cuenta, así mismo, que de acuerdo con el material del capacitor, la capacitancia de este estará sujeta a variaciones respecto al valor nominal de acuerdo con la frecuencia de operación, por lo que es posible que a una frecuencia de 1MHz este tenga un decremento en su valor de capacitancia de hasta el 10% de su valor nominal [4].

5.4. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO.

Con el fin de generar la onda cuadrada de voltaje de entrada para alimentar el lado primario del convertidor resonante LLC con la topología que se muestra en la Figura 5.10; se concluyó que un convertidor inversor de puente completo presenta las mejores características de ganancia de voltaje, al aprovechar la magnitud completa del voltaje de la

fuentes y un mayor factor de potencia que aquel del convertidor de medio puente al mantener un suministro continuo de corriente directa a la carga, lo cual representa un mejor aprovechamiento de la energía de la fuente.

5.4.1. Elección de los MOSFETs Canal N.

La elección de los dispositivos de control fue hecha basándose principalmente en las características de Voltaje de drenaje-fuente de ruptura (V_{DS}), Resistencia de drenaje-fuente en estado encendido ($R_{DS(on)}$), Voltaje de compuerta-fuente (V_{GS}), Corriente de drenaje continua (I_D), Disipación máxima de potencia (P_D), Tiempo de atraso del encendido ($t_{d(on)}$), Tiempo de elevación (t_r), Tiempo de atraso del apagado ($t_{d(off)}$), Tiempo de caída (t_f). Se encontró que el MOSFET IRFD014 presenta muy buenas características de operación a 1 MHz y presenta una muy baja capacitancia de entrada, por lo que se eligió este como el elemento de control del circuito convertidor de puente completo.

5.4.2. Elección del MGD.

A fin de llevar a cabo el control de los MOSFETs, se llevó a cabo una evaluación de los diversos circuitos manejadores de compuerta disponibles en el mercado y se encontró que al menos dos satisfacen las características de operación en la frecuencia de 1MHz, uno de ellos, el MAX5064A, que presenta un tiempo muerto programable por medio de un resistor R_{BEM} , un voltaje de operación de hasta 12.5V, una capacidad de inyectar o sustraer 2A de corriente de control de compuerta, así como un muy corto tiempo de encendido o apagado de compuerta, así como la capacidad de controlar un medio puente de hasta 125VCD. Sin embargo, se encontró que este modelo presenta una gran sensibilidad a las variaciones de voltaje de la fuente de alimentación haciendo que algún pico de voltaje en la fuente dañara al dispositivo, por esta razón se optó por usar el integrado HIP4081A.

El CI HIP4081A presenta las siguientes características:

- Capacidad de manejar un puente de hasta 95VCD.
- Capacidad de manejar independientemente 4 MOSFETS bajo configuraciones de medio puente o puente completo.
- Maneja hasta 1000pF a una frecuencia de 1MHz con tiempos de elevación T_r y caída T_f de 10ns nominales.
- Tiempo muerto programable independiente para la parte alta HDEL y baja LDEL del puente por medio de resistores, que va desde los 0ns hasta 110ns.
- Fuentes V_{cc} y V_{dd} de +9.5V – +15V (voltajes máximos de alimentación de -0.3 a 16V).
- Protección contra bajo voltaje.
- Voltajes de entrada lógicos de -0.3 V a $V_{dd} + 0.3V$.

Tabla 5.5. *Tabla de verdad del HIP4081A.*

ENTRADA				SALIDA	
ALI, BLI	AHI, BHI	U/V	DIS	ALO, BLO	AHO, BHO
X	X	X	1	0	0
1	X	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
X	X	1	X	0	0

Nota 1: X significa que la entrada puede ser ya sea “1” ó “0”.

El MGD interpreta los niveles de voltaje de entrada de hasta 1V como un 0 lógico y de 2.5V en adelante como un 1 lógico. Así mismo, los niveles de entrada lógicos de voltaje mínimos y máximos son -0.3V, $V_{dd} + 0.3V$ respectivamente.

5.5. CIRCUITO OSCILADOR.

La señal de reloj usada para establecer las condiciones de apertura y cierre de los MOSFETs, se generó mediante el circuito integrado CD4060BE, el cual permite configurar un circuito resonante mediante el uso de un cristal y usar preescaladores para generar una onda cuadrada de frecuencia $f/2^4$, $f/2^5$, ..., o $f/2^{12}$, siendo f la frecuencia resonante del cristal.

El CI CD4060BE es un contador/divisor de rizo y oscilador, que presenta las siguientes características:

- Voltaje de alimentación máximo de VDD de -0.5V a +20V.
- Voltaje de entrada de -0.5V a VDD + 0.5V.
- Provee todos los componentes activos necesarios para el circuito oscilador.
- Admite una frecuencia de hasta 16MHz con 10V de alimentación.

En la Figura 5.11 se muestra la conexión del CD4060BE.

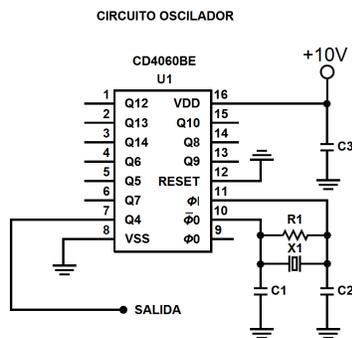


Figura 5.11. Diagrama de conexión eléctrica del CI CD4060BE operando con un cristal de cuarzo X1 de 16MHz.

Como puede observarse en la Figura 5.11 el cristal de cuarzo de 16MHz es conectado de forma tradicional con dos capacitores cerámicos de 22pF puestos a tierra, así como una resistencia en paralelo de $1M\Omega$ para aportar un desbalance inicial de voltaje entre las terminales del cristal, asegurando así la oscilación del circuito resonante a la frecuencia especificada. La señal de reloj obtenida en la terminal Q4 es de frecuencia $f/2^4 = 1MHz$, esta

señal, tras haber sido acondicionada, es usada a continuación en la Figura 5.12 como la entrada digital del circuito manejador de compuertas.

5.6. IMPLEMENTACIÓN DEL MANEJADOR DE COMPUERTAS HIP4081A.

En la Figura 5.12 se muestra el diagrama de conexión del manejador de compuertas para el circuito inversor implementado; la entrada lógica generada mediante el circuito oscilador digital mostrado en la Figura 5.11, los circuitos de carga de los capacitores de bootstrap C2 y C3, los circuitos de control de carga de compuerta de los MOSFETs, la conexión recomendada para las resistencias de programación de tiempo muerto R11 y R12 para el atraso del encendido en la parte alta y baja del puente respectivamente, así como la conexión del convertidor resonante LLC. A continuación se hace una descripción del funcionamiento de las diferentes secciones del manejador de compuertas.

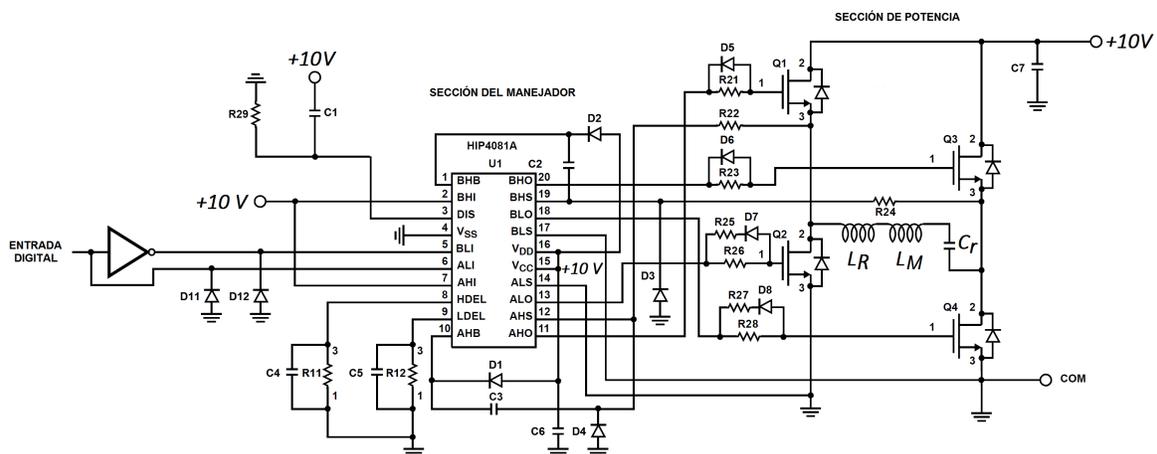


Figura 5.12. Diagrama esquemático de la conexión del manejador de compuertas HIP4081A.

5.6.1. Operación del circuito de carga del capacitor de bootstrap.

Cuando el transistor Q2 comienza a conducir, el capacitor C3 se carga al voltaje $V_{DD} = 10V$ a través del resistor R22 que limita la corriente de carga del capacitor a un nivel bajo durante el primer ciclo de carga del capacitor de bootstrap C3. Además, al ser apagado el MOSFET Q1 después de un período de conducción, R22 evita que se presenten fenómenos transitorios en el nodo AHS que podrían llevar el nivel de voltaje de este nodo por debajo del

nivel de tierra (V_{SS}), el cual esté fuera de los límites máximos de operación del HIP4081A, llevando así a cabo una función de protección. Una vez que el MOSFET Q1 comienza a conducir, el diodo D1 bloquea el voltaje de la fuente de potencia más el voltaje de carga del capacitor C3 manteniendo así en funcionamiento al circuito de bootstrap. El CI inyecta una corriente de $30\mu A$ al capacitor C3 para mantenerlo al nivel de voltaje de control de compuerta V_{DRV} , compensando las pérdidas debido a corrientes parásitas de fuga en el diodo D1, así como la corriente de suministro de los circuitos cambiadores de nivel y subcircuitos de control de compuerta. Lo mismo puede decirse del circuito de carga del capacitor C2 envolviendo a Q3, Q4, R24 y D2.

Con el fin de seleccionar el valor adecuado del capacitor de bootstrap C_{BS} , se tomó en cuenta la recomendación del fabricante, bajo la cual un valor 10 veces mayor que el de la capacitancia de compuerta-fuente C_{GS} es suficiente para garantizar una caída instantánea baja del voltaje de suministro del circuito de bootstrap durante el encendido del MOSFET. El fabricante proporciona los parámetros $C_{ISS} = 310pF$ y $C_{RSS} = 37pF$. La capacitancia C_{GS} se obtiene a partir de la ecuación (5.6),

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (5.6)$$

Aplicando la ecuación (5.6) se tiene que $C_{GS} = 273pF$.

$$C_{BS} = 10 * C_{GS} = 2.73nF.$$

Por lo tanto, se tiene que tanto C2 como C3 deben tener un valor de capacitancia de al menos 2.73nF.

5.6.2. Operación del resistor de programación de tiempo muerto.

Con el fin de seleccionar el valor en ohms del resistor de tiempo muerto se debe considerar la Figura 5.13 provista en la hoja de datos del HIP4081A.

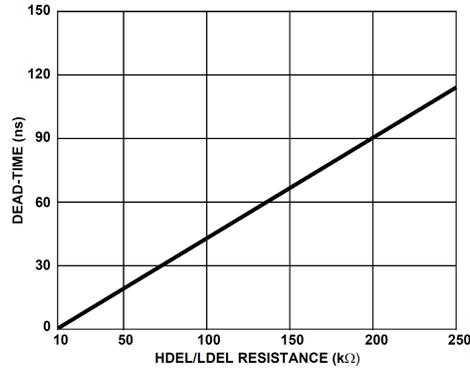


Figura 5.13. Gráfica de tiempo muerto mínimo vs. Resistencia DEL.

Para efectuar una elección adecuada del tiempo muerto requerido para operar el circuito convertidor de puente completo, se debe tomar en cuenta el tiempo de retraso de apagado del mismo MOSFET IRFD014 $t_{d(off)}$, así como el tiempo de caída t_f . La suma de ambos parámetros del MOSFET resulta en $13ns + 19ns = 32ns$ para las condiciones de prueba especificadas en la hoja de datos, sin embargo, en la práctica se comprobó que un retraso programado de alrededor de $100ns$ asegura que ningún par de MOSFETs en una rama entre en conducción cruzada. Por lo cual se procedió a seleccionar un valor de DEL de **220kΩ** tanto para HDEL como para LDEL.

5.6.3. Operación de los circuitos de carga de compuerta de los MOSFETs.

Siguiendo la tabla de operación (Tabla 5.5) del circuito HIP4081A y considerando la conexión de la entrada AHI/BHI a +10V de acuerdo con la Figura 5.12, la operación del circuito bajo condiciones normales se rige por los renglones mostrados en la Tabla 5.6.

Tabla 5.6. Tabla de verdad del HIP4081A considerando la conexión del CI.

ENTRADA				SALIDA	
ALI, BLI	AHI, BHI	U/V	DIS	ALO, BLO	AHO, BHO
1	X	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1

Se puede observar de la Tabla 5.6 que el comportamiento de las salidas ALO, BLO / AHO, BHO se rige únicamente por el estado lógico de la entrada ALI, BLI. A continuación se describe el funcionamiento del circuito bajo los dos estados posibles del pin ALI, BLI.

5.6.3.1. ALI, BLI en alto (1 lógico).

Cuando alguno de estos pines es puesto en alto, la salida correspondiente, ALO ó BLO, se pondrá al nivel de voltaje de alimentación de +10V, procediendo así con la carga del capacitor de compuerta C_{GS} , según indica la Figura 5.14. La carga del capacitor C_{GS} de (Q2, Q4) se lleva a cabo a través del resistor (R26, R28); la elección de estos valores se hace de tal modo que retrasen el encendido de los MOSFETs, agregando así una capa de protección al circuito de puente completo en contra de una condición de conducción cruzada entre los transistores.

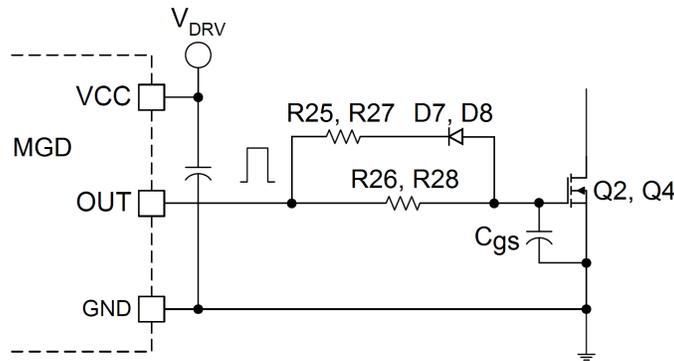


Figura 5.14. Circuito de encendido de los MOSFET Q2 ó Q4.

Una vez que el pin (ALI, BLI) es puesto en nivel bajo, el capacitor C_{GS} se descarga a través de (R25, R27) mientras que V_{CGS} sea mayor que el voltaje de caída directo del diodo ($V_F = 0.89V$), esto acelera el apagado del transistor al proveer una trayectoria de menor oposición a la corriente.

Para diseñar el inductor planar espiral circular dentro del software EAGLE 6.5.0 se utilizó la herramienta “Calculate print inductor...” del menú “Tools”, la cual permite diseñar un inductor planar dentro de un proyecto de tablilla de circuito prototipo. Al hacer clic en la herramienta se abre la ventana mostrada en la Figura 5.16.a.

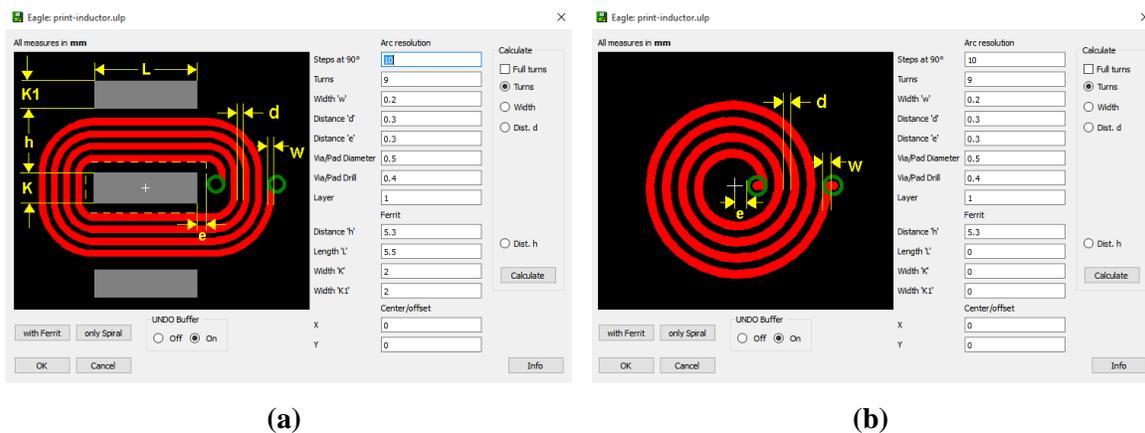


Figura 5.16. (a) Ventana default “EAGLE: print inductor.ulp”. (b) Ventana “EAGLE: print inductor.ulp” - only Spiral.

Ahora, el diseño del transformador planar espiral requerido no tiene núcleo, por lo que se elige la opción “only Spiral”, que se muestra en la Figura 5.16.b. Aquí se introducen los parámetros mostrados en la Tabla 5.7 y a continuación se hace clic en “OK”.

Tabla 5.7. Parámetros requeridos para generar un espiral con las dimensiones del prototipo mostrado en la Figura 5.1.

Parámetro	Valor
Steps at 90°	90
Turns	6
Width ‘w’	0.5
Distance ‘d’	0.8
Distance ‘e’	5.85
Via/Pad Diameter	0.5
Via/Pad Drill	0.4
Layer	1

Al hacer clic en “OK” se genera un espiral circular como el que se muestra en la Figura 5.17. Con la herramienta “Change” se hace el cambio de capa en la que se encuentra el espiral, haciendo clic en “Layer...” se elige la capa “Bottom”, tras sombrear completamente el inductor con la herramienta “Group” se hace clic derecho sobre el objeto y se elige la opción “Change: Group”, tras de lo cual el inductor cambiará de color rojo a azul, señalando así que este se encuentra en la capa anterior de la tabla.

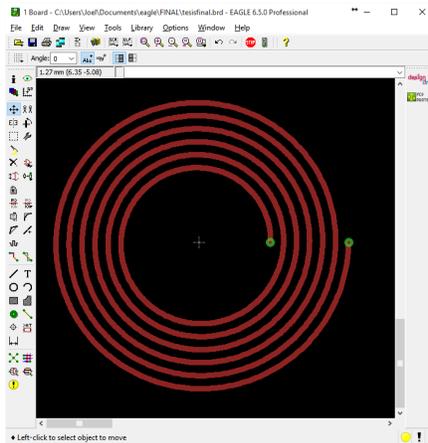


Figura 5.17. Inductor planar espiral en EAGLE 6.5.0 usando los parámetros de la Tabla 5.7.

Para hacer la conexión ilustrada en la Figura 5.10 se procede a formar un arreglo con dos inductores planares alineados sobre el eje X usando la herramienta “Wire” para tender un alambre y conectar ambos inductores sobre la pista de la segunda cara. El diseño que resulta se muestra en la Figura 5.18, este incluye pads para hacer la conexión en serie con Cr. En la Figura 5.18 las pistas en color azul están sobre la cara anterior de la tablilla fenólica y las de color rojo sobre la cara posterior.

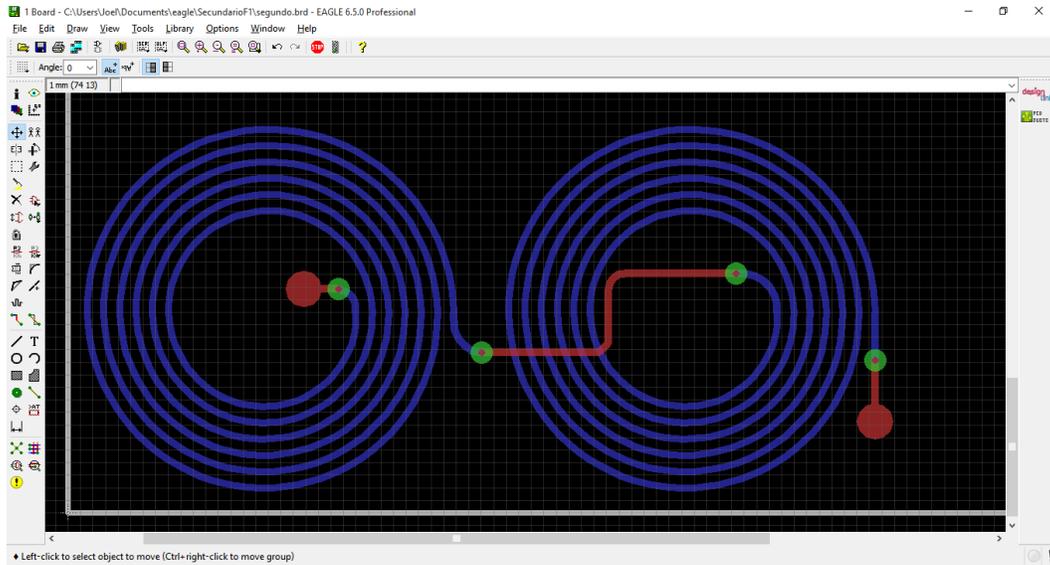


Figura 5.18. Diseño en EAGLE 6.5.0 para el lado primario del transformador planar espiral circular.

El diseño del inductor del lado secundario se formó a partir de reflejar el diseño mostrado en la Figura 5.18 sobre el eje X.

5.7.2. Elemento capacitivo.

La selección del capacitor resonante se hizo tomando en cuenta el valor comercial de capacitores cerámicos que existen en el mercado. El valor de capacitancia calculado en la sección “Cálculo del capacitor resonante” usando la ec. (5.5) es de $C_r = 18.6179265\text{nF}$.

El valor comercial de los capacitores cerámicos disponibles en el mercado son de:

- a) 22nF.
- b) 18nF.
- c) 15nF.

Se eligió el valor de 22nF por tener una menor diferencia con aquél calculado. El modelo elegido, 2A223K, soporta una tensión de corriente directa de hasta 100VCD y tiene una tolerancia del 10% sobre el valor nominal.

5.8. DISEÑO DEL CONVERTIDOR STEP-DOWN A 10V DE POTENCIA.

Para la obtención de un voltaje regulado a partir de una fuente de CD no regulada, se implementó el CI LM2596-ADJ cuyo diagrama de conexión se muestra en la Figura 5.19.

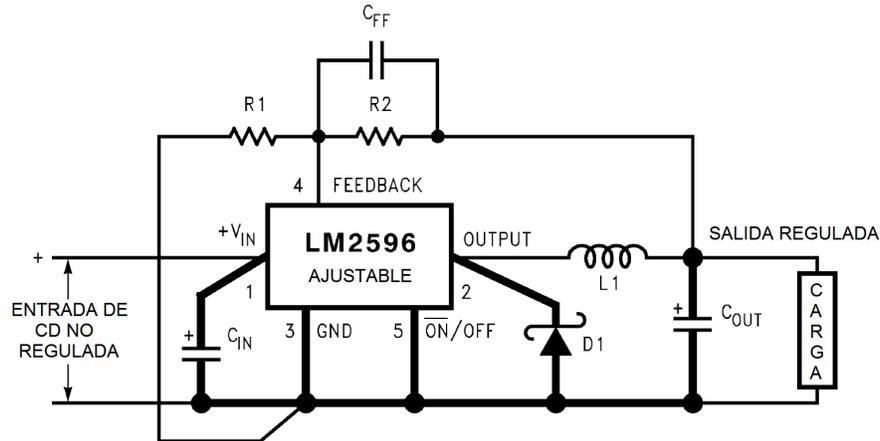


Figura 5.19. Diagrama de conexión del LM2596-ADJ.

Las características de operación principales se muestran a continuación:

- 45VCD de entrada máximos absoluto.
- 7VCD de entrada mínimo.
- Eficiencia variable dependiendo del voltaje regulado 73% para 3VCD a 90% para 12VCD.
- 3A de corriente de carga máximos.

La selección de los valores de resistencia se llevó a cabo con la ecuación (5.7).

$$V_{out} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.7)$$

Con $V_{REF} = 1.23V$

A partir de la cual se obtiene la relación (5.8), tomando en cuenta que $V_{out} = 10V$.

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1 \right) \quad (5.8)$$

Si se hace $R_1 = 1k\Omega$, se tiene que $R_2 = 7.130k\Omega$, la cual se puede formar con dos resistores en serie con valores $6.8k\Omega$ y 330Ω .

Con los valores comerciales seleccionados se obtiene el siguiente voltaje de salida:

$$V_{out} = 10V$$

El valor del capacitor C_{FF} se seleccionó a partir de la ecuación (5.9) provista por el fabricante, con la cual se obtiene un valor de aproximadamente $4nF$ que proveen de estabilidad al lazo de retroalimentación del regulador.

$$C_{FF} = \frac{1}{31 * 10^3 * R_2} \quad (5.9)$$

Los valores C_{IN} , C_{OUT} , D_1 y L se seleccionaron de acuerdo con la hoja de datos proporcionada por el fabricante.

5.9. DISEÑO DEL CONVERTIDOR STEP-DOWN A 10V DE CONTROL.

Para esta etapa se optó por el CI $LM2675-ADJ$ que presenta una mayor eficiencia que el $LM2596$ a costa de una capacidad de corriente de carga menor. Se muestra en la Figura 5.20 la conexión típica del $LM2675-ADJ$.

Las principales características se enlistan a continuación:

- 45VCD de entrada máximos absoluto.
- 6.5VCD de entrada mínimo.
- Eficiencia de hasta 90% para 12VCD/1A.
- 1A de corriente de carga máximos.

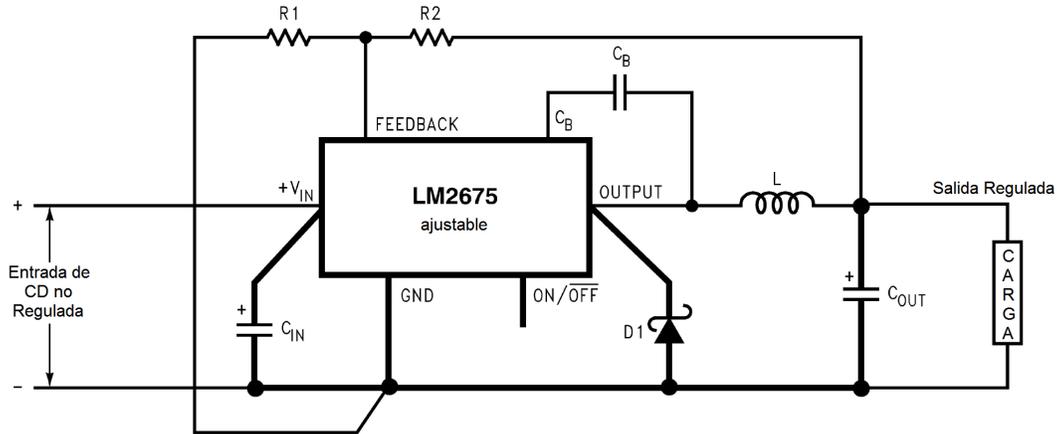


Figura 5.20. Diagrama de conexión del LM2675-ADJ.

La selección de los valores de resistencia se llevó a cabo con la ecuación (5.10).

$$V_{out} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.10)$$

Con $V_{REF} = 1.21V$

A partir de la cual se obtiene la relación (5.11), tomando en cuenta que $V_{out} = 10V$.

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{V_{REF}} - 1 \right) \quad (5.11)$$

Si se hace $R_1 = 15k\Omega$, se tiene que $R_2 = 108.97k\Omega$; por simplicidad se eligió un resistor $R_2 = 120k\Omega$.

Con los valores comerciales seleccionados se obtiene el siguiente voltaje de salida:

$$V_{out} = 10.89V$$

Los valores C_B , C_{IN} , C_{OUT} , D_1 y L se seleccionaron de acuerdo con la hoja de datos proporcionada por el fabricante.

5.10. ETAPA DE RECTIFICACIÓN Y FILTRADO DEL VOLTAJE INDUCIDO EN EL LADO SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR PLANAR.

Se implementó un circuito rectificador de puente completo mostrado en la Figura 5.21 para obtener una señal rectificada del voltaje inducido en el lado secundario del transformador. Dadas la característica de alta frecuencia de la señal se implementaron diodos rectificadores de recuperación ultrarrápida modelo STTH1R02, los cuales presentan las características mostradas en la Tabla 5.8.

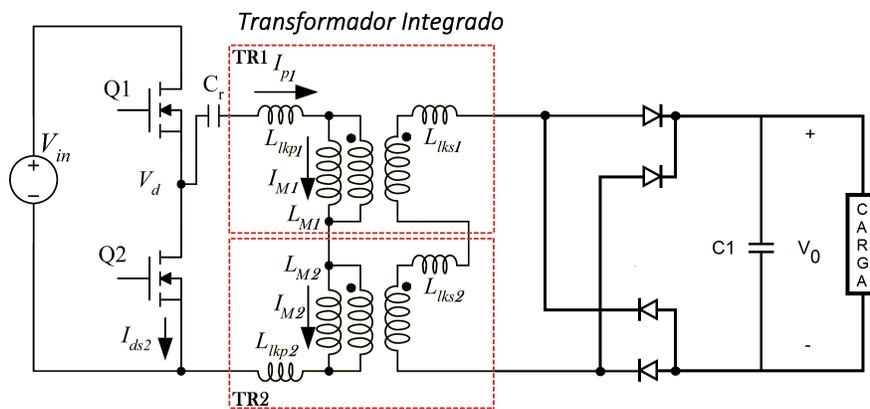


Figura 5.21. Rectificación y filtrado del voltaje inducido en el lado secundario.

Tabla 5.8. Parámetros principales del diodo STTH1R02.

Parámetro	Valor
Corriente rectificadora promedio $I_{F(AV)}$	1.5A
Voltaje inverso repetitivo pico V_{RRM}	200V
Caída de voltaje de conducción $V_F @ 1.5A$	0.89V
Tiempo de recuperación inversa t_{rr} máximo	30ns

Para seleccionar el capacitor de filtrado del voltaje rectificado se tomó en cuenta un resistor de carga $R = 47\Omega$ y se asignó al filtro un valor de constante de tiempo $\tau = 50T$, siendo T el período de la señal de 1MHz, es decir $T = 1\mu s$. Se tiene entonces la ecuación (5.12).

$$R * C1 = 50T \quad (5.12)$$

$$C1 = \frac{50 \times 10^{-6} \text{ s}}{47 \Omega} \quad (5.13)$$

Por lo cual, de acuerdo con la ecuación (5.13) se tiene que $C1 = 1\mu\text{F}$. Con este valor de capacitancia se consigue obtener un muy buen filtrado de la señal rectificada.

5.11. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE VOLTAJE DE CD A 5V A 5W.

Para obtener un voltaje regulado de 5V con la capacidad de suministrar hasta 1A de CD se utilizó el mismo integrado que en la sección “DISEÑO DEL CONVERTIDOR STEP-DOWN A 10V DE CONTROL” en la versión LM2675-5. Este posee las mismas características de operación, sin embargo, presenta una eficiencia de 90% para la condición de 1A de corriente de carga con un voltaje de entrada de 12VCD. Se presenta en la Figura 5.22 la conexión realizada.

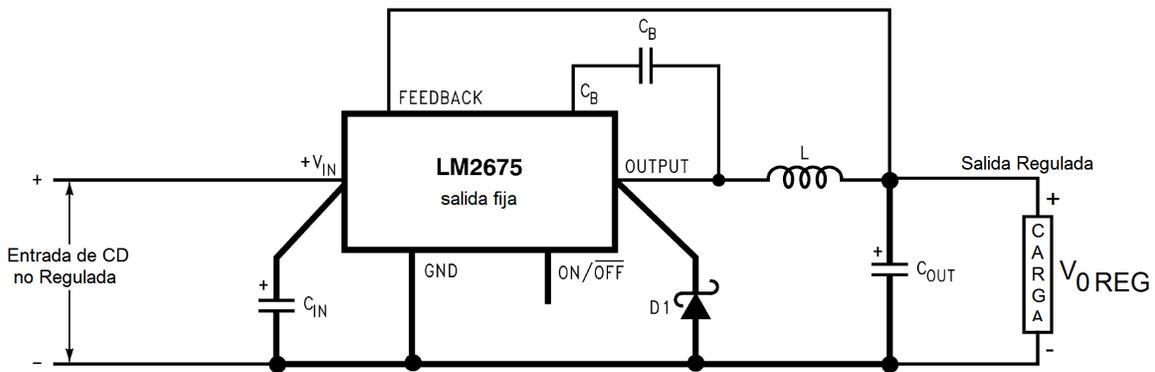


Figura 5.22. Diagrama de conexión del LM2675-5.

En la construcción se adecuó el capacitor C_{IN} a partir de conectar en paralelo un capacitor electrolítico de 1mF y uno cerámico de 1 μ F de tantalio, esto a fin de mantener el voltaje de salida estable para cualquier valor de voltaje de entrada. Asimismo, se seleccionó un capacitor C_{OUT} de 220 μ F electrolítico a fin de evitar la aparición de picos transitorios en el voltaje regulado de salida, V_{0REG} .

5.12. DISEÑO DEL CIRCUITO PROTOTIPO.

5.12.1. Diseño de la fuente de potencia del lado primario en EAGLE 6.5.0 de CadSoft.

Se llevó a cabo el diseño de la tablilla prototipo llevando a cabo las conexiones debidas entre los circuitos integrados, elementos pasivos y activos, siguiendo los diagramas esquemáticos del diseño de las fuentes reguladas de voltaje de control y potencia, bypass de las fuentes, siguiendo asimismo el diseño del circuito inversor de puente completo, en conjunto con el circuito manejador de compuertas, tal como se detalla en los subtemas 5.4, 5.5, 5.6, 5.8 y 5.9. En la Figura 5.23 se muestra el diagrama esquemático de conexión de las fuentes de voltaje del prototipo. Asimismo, en la Figura 5.24 se muestra el diagrama de conexión de los elementos de control de la conmutación del circuito convertidor de puente completo. Tras llevar a cabo esto, se procedió a ordenar los elementos mostrados en las Figuras 5.23 y 5.24 sobre la cara de una tablilla fenólica de 10x15cm de una sola cara, tal como se muestra en la Figura 5.25, este diseño se procesó posteriormente para su manufactura.

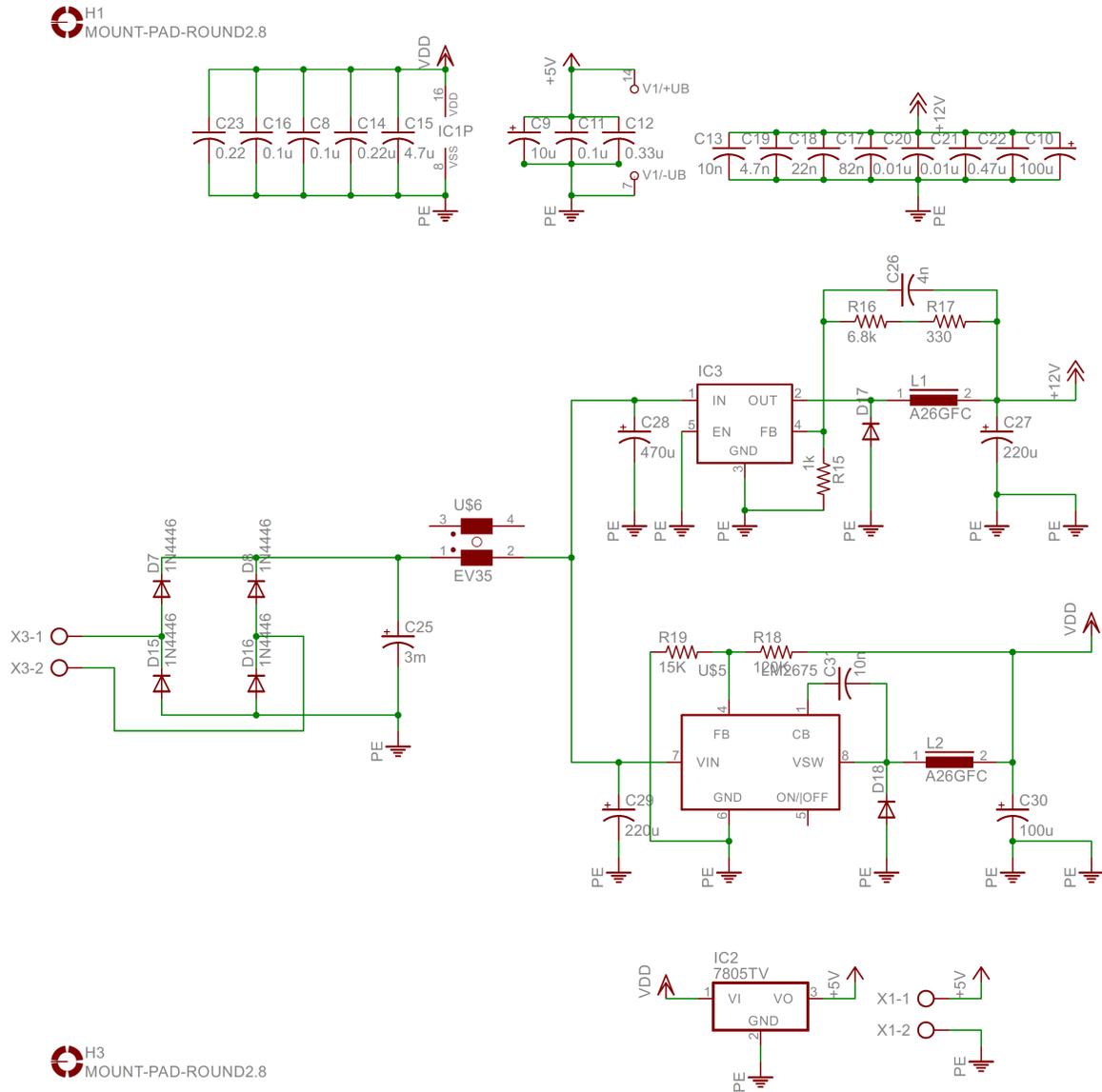


Figura 5.23. Diagrama de conexión del circuito rectificador y de filtrado de puente completo, y de los reguladores de voltaje LM2596-ADJ, LM2675-ADJ y LM7805.

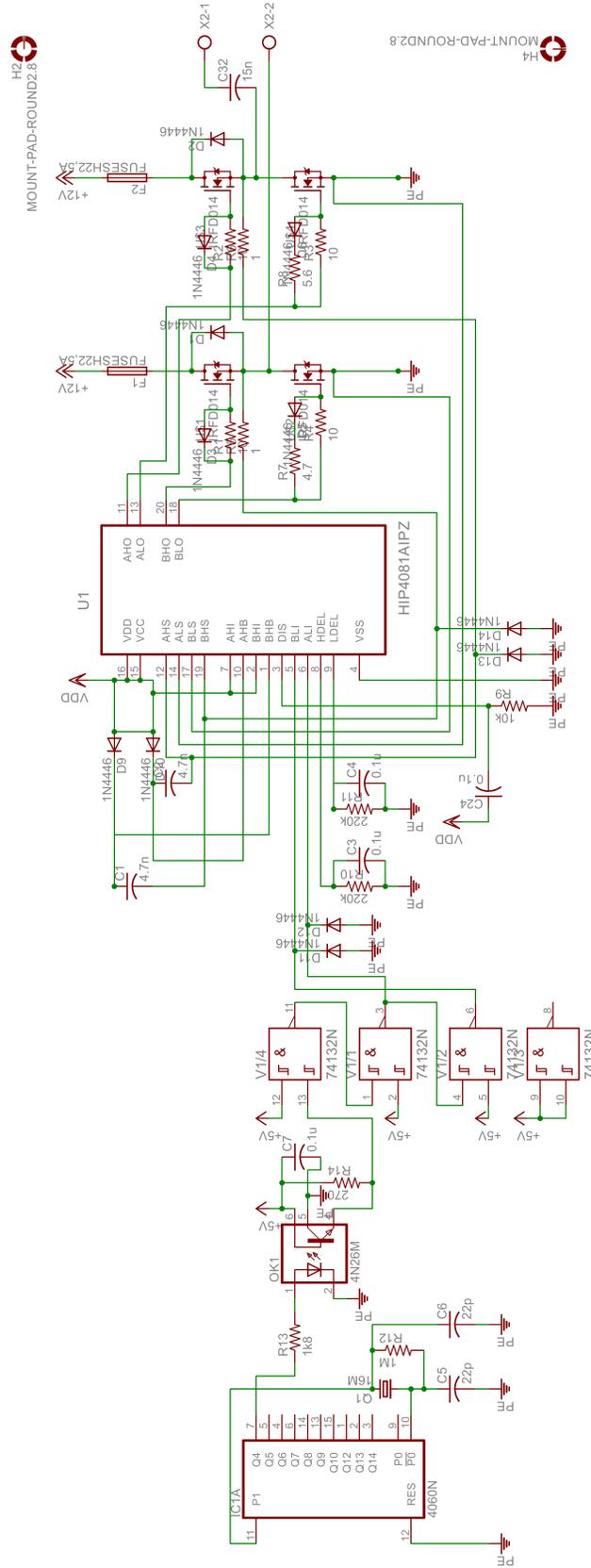


Figura 5.24. Diagrama de conexión del CD4060BE, H11N2, SN74AHC132 y HIP4081A.

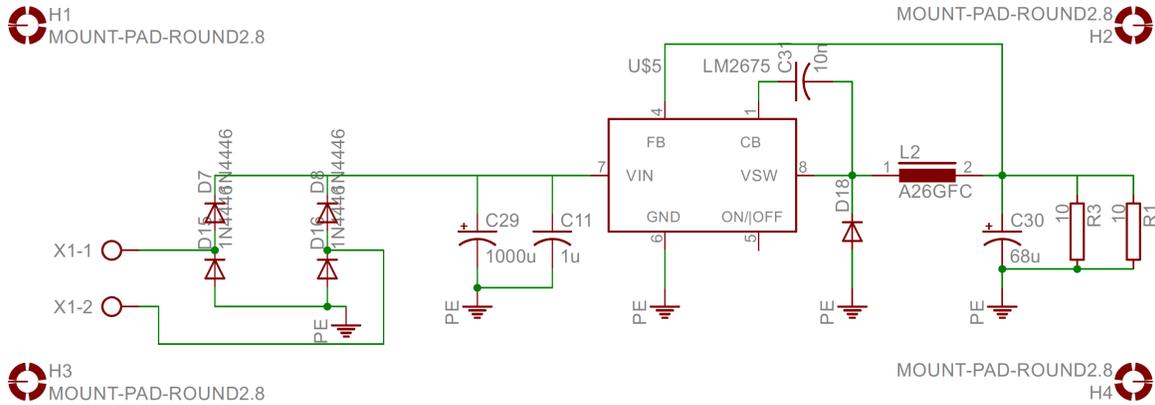


Figura 5.26. Circuito de acondicionamiento del voltaje inducido en el lado secundario del transformador planar.

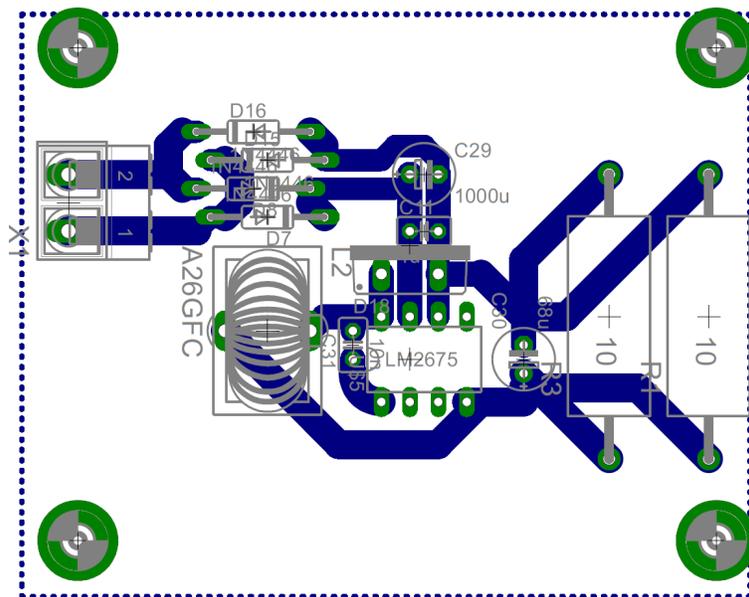


Figura 5.27. Diseño de la PCB para la rectificación, filtrado y regulación del voltaje inducido en el lado secundario del transformador.

Referencias del Capítulo.

- [1] Y.P. Su, Xun Liu, Hui, S.Y.R. “*Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces*”, Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume: 24, Issue: 4), pp. 1115 – 1124, Abr. 2009.

- [2] Eun-Soo Kim et al, “*A Low Profile LLC Resonant Converter Using Novel Planar Transformer*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012.

- [3] “*Technical Update – Comparison of Ceramic and Tantalum Capacitors*”, KEMET Electronics Corp., Nov. 2008, <http://bit.ly/1Lem3bV>, (Mayo 2015).

- [4] “*X7R Dielectric General Specifications*” AVX, <http://bit.ly/1PYiYyc>, (Mayo 2015).

Pruebas de Funcionamiento

En este capítulo se describe a detalle el procedimiento llevado a cabo para tomar las mediciones necesarias a fin de comprobar el correcto funcionamiento de las diversas partes del prototipo y se hace un análisis de los resultados de las pruebas.

6.1. PRUEBA DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN.

Se llevó a cabo la conexión mostrada en la Figura 6.1 a fin de comprobar que el voltaje de alimentación de CD de la etapa de potencia cumpla con la especificación de 10VCD.

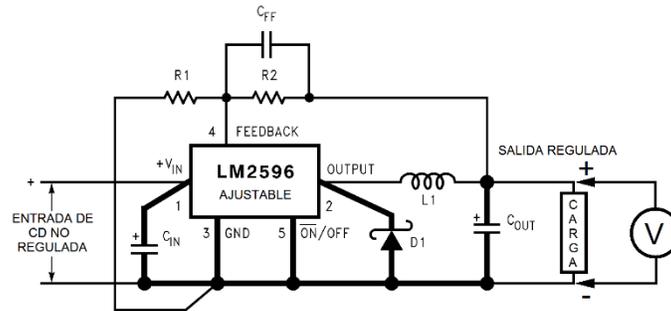


Figura 6.1. Prueba de voltaje de CD en la etapa de potencia.

Se obtuvo la medición mostrada en la Figura 6.2. Se puede apreciar que el voltaje regulado de CD obtenido se mantiene en alrededor de 9.93V, por lo que se corroboró el correcto funcionamiento del circuito regulador implementado con el CI LM2596-ADJ.

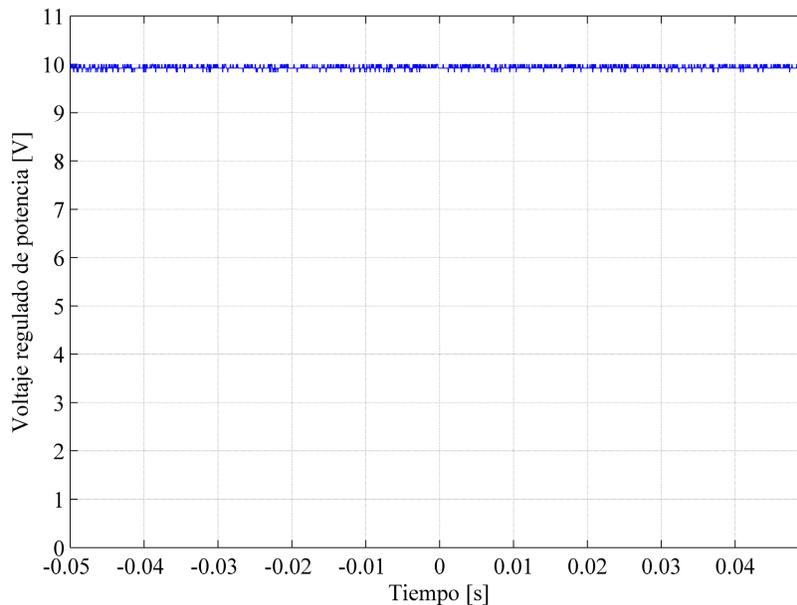


Figura 6.2. Perfil de voltaje de CD de la fuente de alimentación de potencia.

Se llevó a cabo la conexión mostrada en la Figura 6.3 para comprobar que el voltaje de alimentación de CD de la etapa de control cumpla con la especificación de 10.89 VCD.

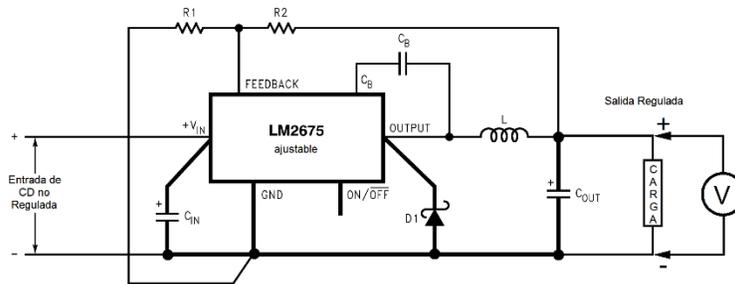


Figura 6.3. Prueba de voltaje de CD en la etapa de control.

Se obtuvo la medición mostrada en la Figura 6.4, en esta se puede notar que el voltaje regulado de CD se mantiene en 11.0V, por lo que se comprueba el buen funcionamiento del circuito implementado con el LM2675-ADJ.

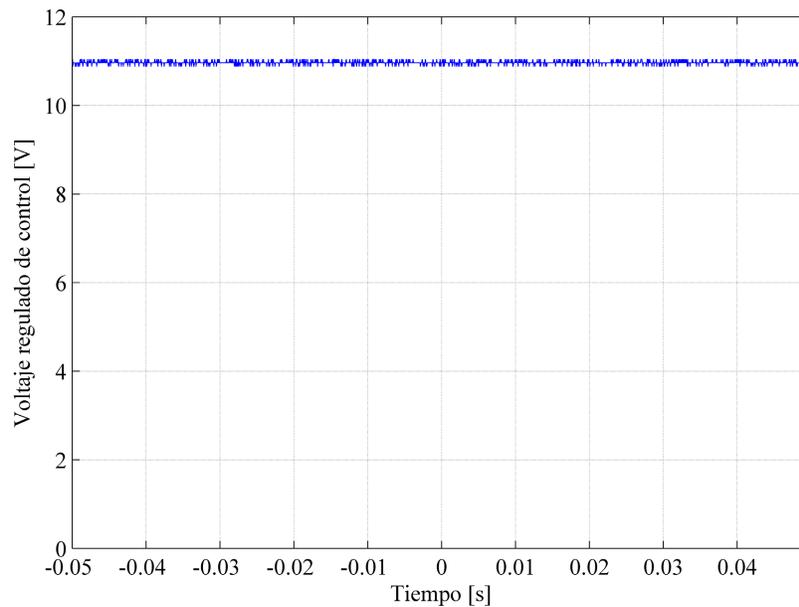


Figura 6.4. Perfil de voltaje de CD de la fuente de alimentación de la etapa de control.

6.2. PRUEBA DEL CIRCUITO OSCILADOR.

Se conectó un osciloscopio para observar la señal digital obtenida en el circuito oscilador de acuerdo con la Figura 6.5.

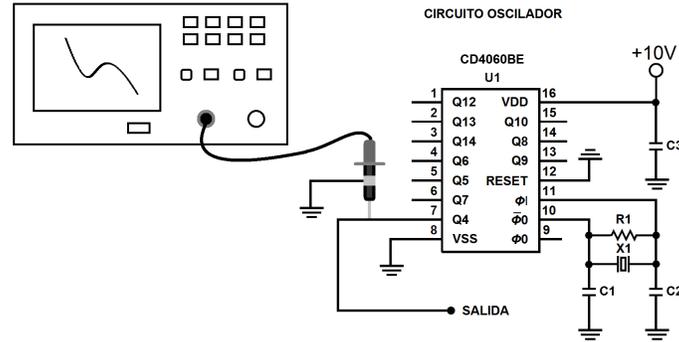


Figura 6.5. Prueba del circuito oscilador.

En la Figura 6.6 se muestra la señal obtenida del pin Q4 del CD4060BE con el osciloscopio. Esta señal tiene un período de $1\mu\text{s}$ y un voltaje máximo de 9.96V. Esto comprueba el correcto funcionamiento del circuito oscilador.

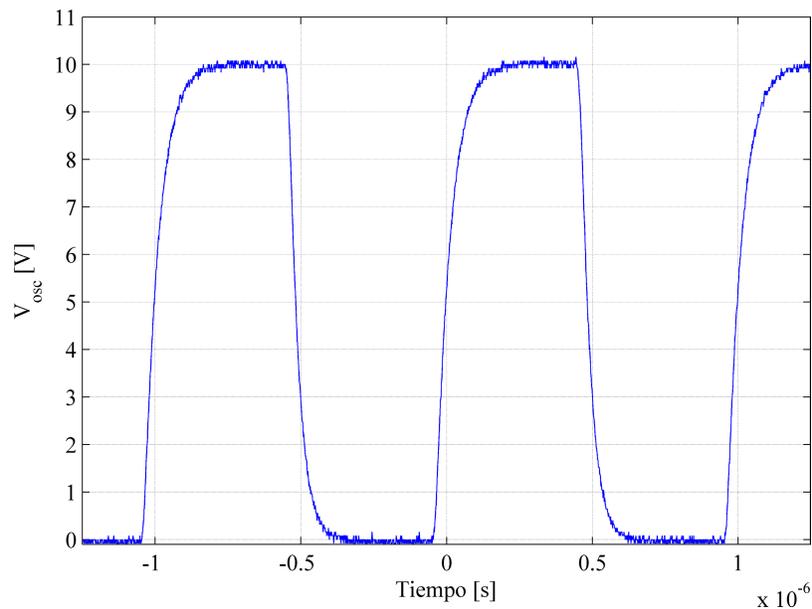


Figura 6.6. Señal tomada el pin Q4 del CI CD4060BE.

6.3. PRUEBA DEL CIRCUITO NEGADOR.

A fin de llevar a cabo la función lógica de negación para obtener la señal que maneja el pin BLI se implementó una compuerta NAND con Schmitt trigger SN74AHC132N en conjunto con un circuito optoacoplador H11N2. Las señales lógicas se obtienen de los pines 3 y 6 con respecto a tierra, para manejar ALI y BLI respectivamente, como se muestra en la Figura 6.7.

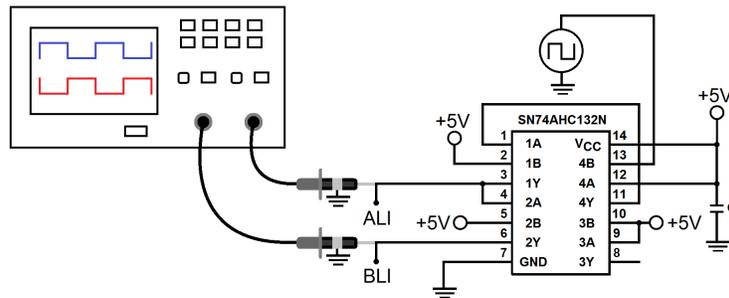


Figura 6.7. Obtención de las señales ALI y BLI.

Las señales obtenidas con el osciloscopio son las que se muestran en la Figura 6.8. En estas se puede ver un tiempo de transición de nivel muy bajo. Las señales lógicas de reloj tienen ambas un período de $1\mu\text{s}$ y un valor de voltaje en alto de 4.96V .

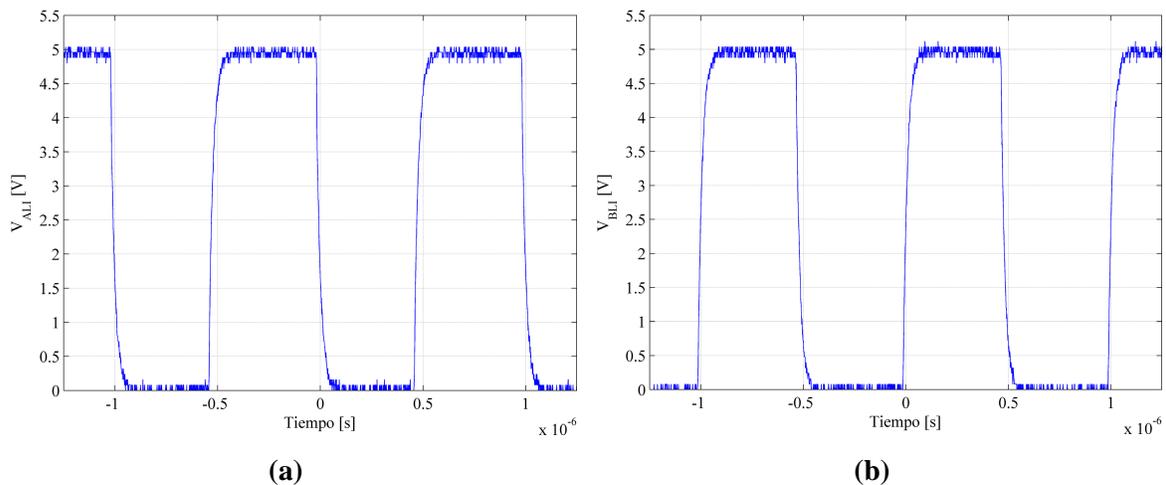


Figura 6.8. Señales de control de ALI y BLI obtenidas del CI SN74AHC132N.

6.4. PRUEBA DEL CONTROL DE PUENTE COMPLETO.

Para la obtención de la señal de control de compuerta para los MOSFETs Q1, Q2, Q3 y Q4 se llevó a cabo la medición del voltaje de compuerta-fuente en cada uno de los transistores. Para ello, se conectó un osciloscopio entre las terminales marcadas 1 y 3 en cada MOSFET, respectivamente, como se muestra en la Figura 6.9.

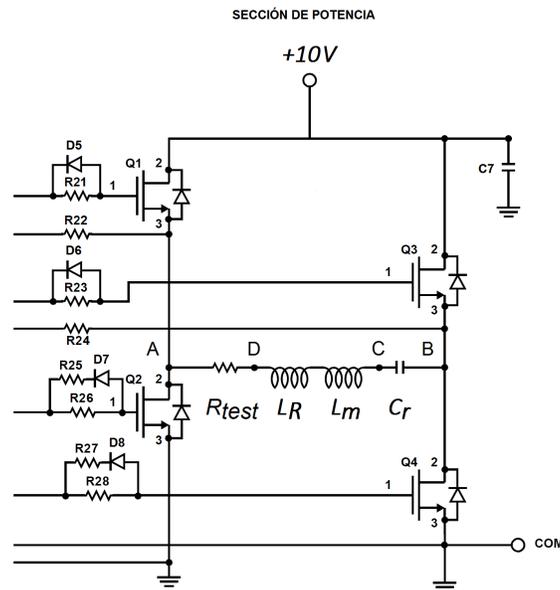


Figura 6.9. Se muestran las terminales 1 y 3 de cada MOSFET en la configuración de convertidor de puente completo.

En la Figura 6.10 se muestra la forma de onda obtenida del voltaje V_{13} para cada transistor. Se puede observar en las Figuras 6.10.a y 6.10.c que el circuito de bootstrap implementado presenta pérdidas en el voltaje de control, alcanzando un voltaje máximo de 9.44V, esta situación, sin embargo, no se presenta en las salidas con referencia a la terminal fuente de los MOSFETs (Figuras 6.10.b y 6.10.d), las cuales alcanzan un voltaje de 10.72V con un bajo tiempo de elevación.

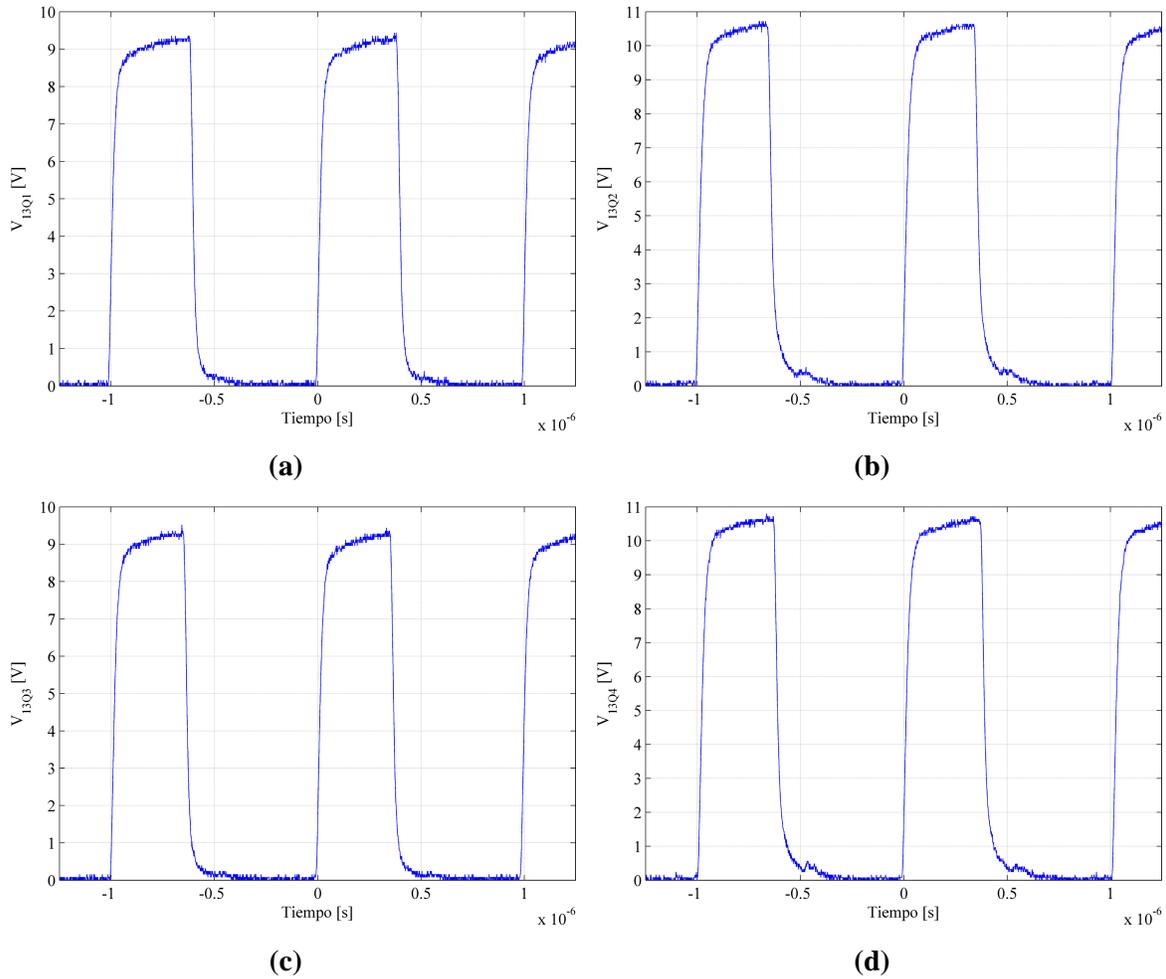


Figura 6.10. (a) Voltaje V_{13Q1} , (b) Voltaje V_{13Q2} , (c) Voltaje V_{13Q3} , (d) Voltaje V_{13Q4} .

6.5. PRUEBA DEL CONVERTIDOR LLC.

Las formas de onda de voltaje de interés obtenidas con el convertidor resonante son V_{BA} y V_{CA} (Figuras 6.11.a y 6.11.b respectivamente). Los nodos A, B, C y D se muestran en la Figura 6.9. En la Figura 6.11.a, se obtiene que el voltaje promedio de V_{BA} es de $\pm 9.34V$. La forma de onda de V_{CA} (Figura 6.11.b) tiene un voltaje pico de 23.2V. La forma de onda de la corriente I_{BA} (Figura 6.11.c) se obtuvo mediante utilizar una resistencia de prueba R_{test} de 0.25Ω equivalentes, haciendo el escalamiento adecuado de la forma de onda de voltaje V_{DA} , el valor pico alcanzado por I_{DA} es de 1.82A. Tanto V_{BA} , V_{CA} , e I_{BA} tienen una frecuencia de 1MHz.

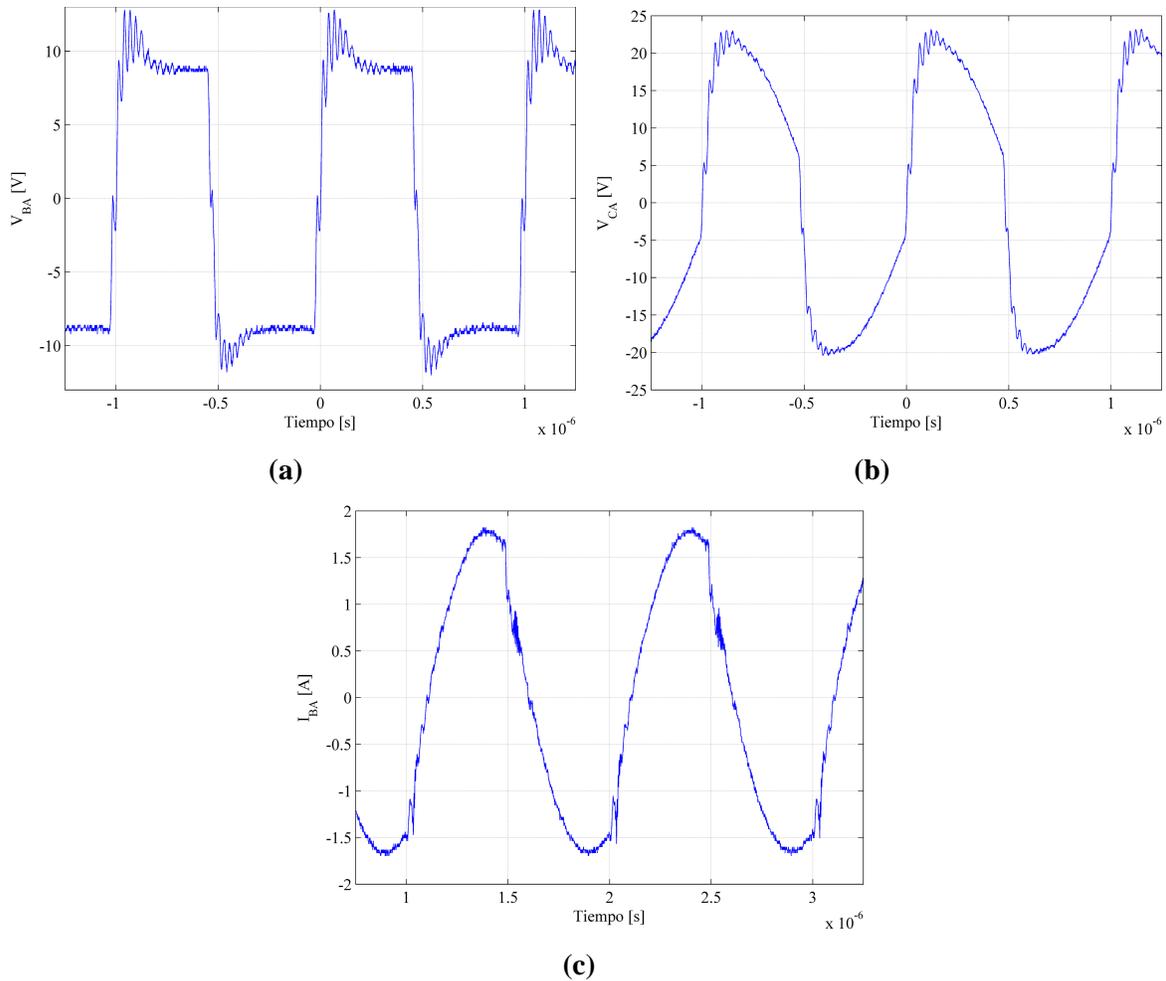


Figura 6.11. (a) Forma de onda del voltaje V_{BA} de alimentación al circuito LLC. (b) Forma de onda del voltaje V_{CA} aplicada al lado primario del transformador planar implementado. (c) Forma de onda de la corriente I_{BA} aplicada al lado primario del transformador planar.

6.6. PRUEBA DEL VOLTAJE INDUCIDO EN UNA CARGA MÓVIL.

Se probó el voltaje inducido en el lado secundario del transformador planar bajo una configuración alineada axialmente y paralela a la superficie del lado primario con una separación de 2mm. El voltaje se midió en las terminales de una carga resistiva de 47Ω . La conexión se muestra en la Figura 6.12.

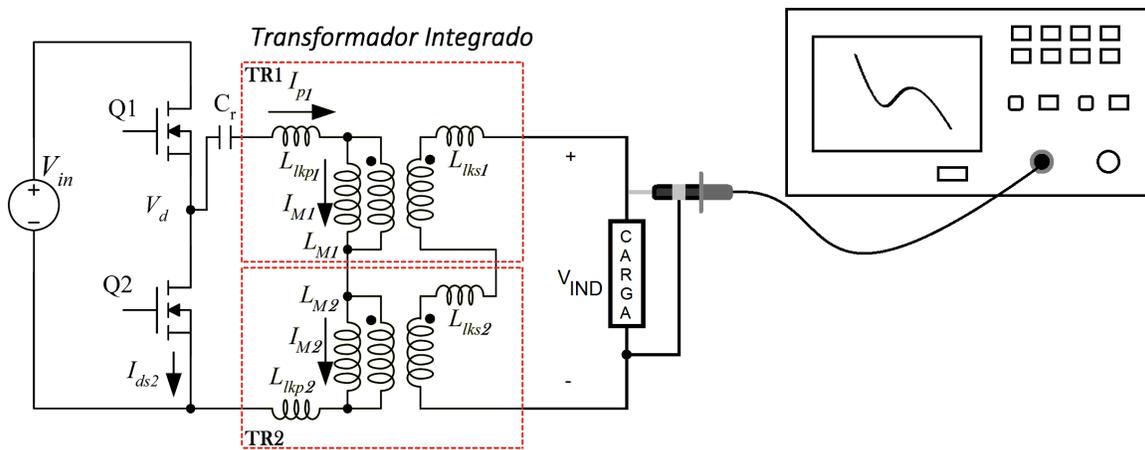


Figura 6.12. Medición de la forma de onda del voltaje inducido en el lado secundario del transformador planar.

En la Figura 6.13 se muestra el resultado obtenido de la medición. La forma de onda de V_{IND} , con una frecuencia de 1MHz, tiene un voltaje pico de 12.8V.

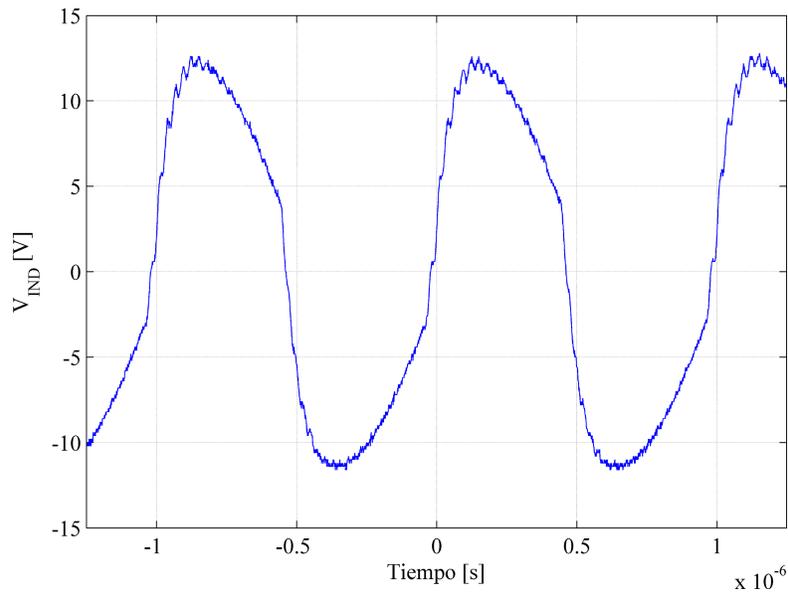


Figura 6.13. Forma de onda del voltaje inducido en el lado secundario del transformador.

6.7. PRUEBA DEL CIRCUITO RECTIFICADOR Y DE FILTRADO.

Se probó el funcionamiento del circuito rectificador y de filtrado en el lado secundario bajo las características de alineación axial y separación de 2mm entre los dos lados del transformador planar. Para ello se midió la señal de voltaje obtenida en una resistencia de carga de 47Ω paralela al capacitor de filtrado. En la Figura 6.14 se muestra el diagrama de conexión del osciloscopio.

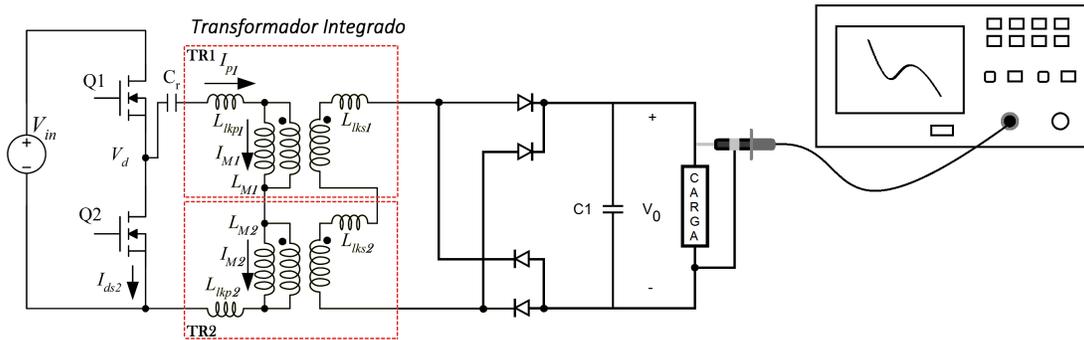


Figura 6.14. Prueba del voltaje filtrado rectificado obtenido en el lado secundario del transformador planar espiral.

En la Figura 6.15 se muestra la gráfica del perfil de voltaje obtenida de la etapa anterior. El valor promedio de V_0 es de 8.25V. Puede observarse que el circuito de filtrado elimina gran parte del rizo de V_{IND} (Figura 6.13).

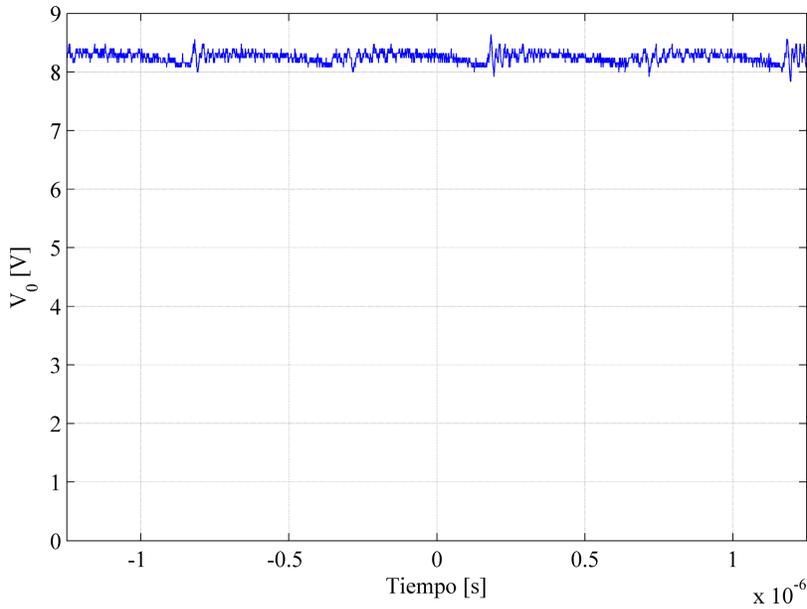


Figura 6.15. Perfil de voltaje rectificado obtenido en las terminales de una resistencia de carga de 47Ω .

6.8. PRUEBA DEL CIRCUITO STEP-DOWN A 5V REGULADOS CON 10Ω DE CARGA.

Para llevar a cabo esta prueba se colocó un circuito step-down regulado a 5V, el cual de acuerdo con las características de la carga debe aportar una corriente de 500mA. Se muestra en la Figura 6.16 el diagrama de conexión de un osciloscopio para medir el voltaje V_{0REG} aplicado a dicha resistencia de carga. El bloque denominado Circuito Regulador en la Figura 6.16 tiene la conexión descrita en la sección “Diseño del Convertidor de Voltaje de CD a 5V a 5W” del Capítulo 5 de esta tesis.

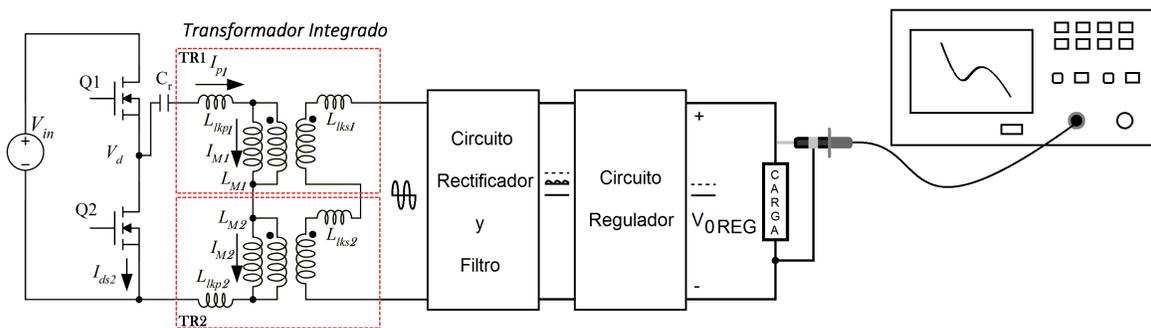


Figura 6.16. Medición del voltaje obtenido a partir del circuito step-down regulado a 5V.

En la Figura 6.17 se muestra la gráfica del perfil de voltaje obtenida de la etapa anterior. El voltaje promedio de V_{0REG} es de 4.91V, por lo que se encuentra dentro de la tolerancia de $\pm 5\%$ sobre 5V.

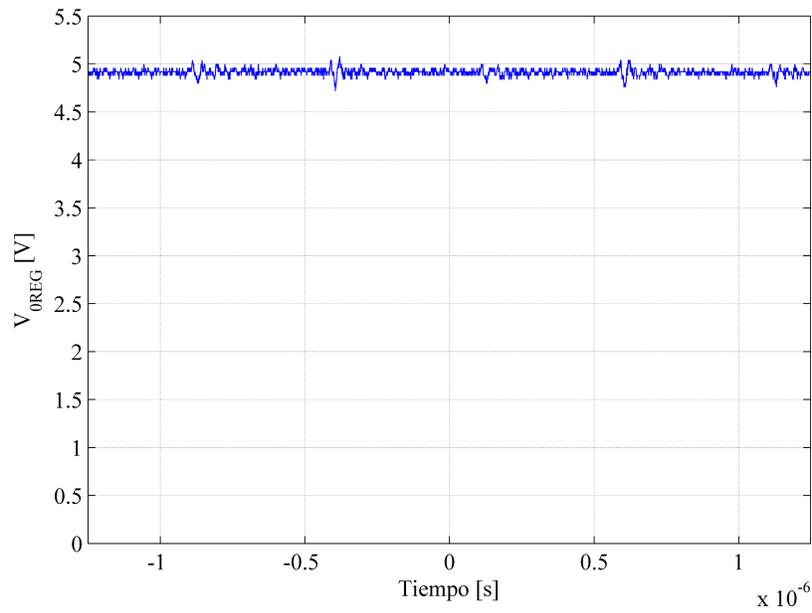


Figura 6.17. Forma de onda del voltaje V_{0REG} .

6.9. PRUEBAS DE SEPARACIÓN AXIAL Y RADIAL.

Para llevar a cabo esta prueba se procedió a medir el voltaje V_0 bajo las condiciones de desalineación mostradas en la Tabla 6.1.

Tabla 6.1. Voltaje inducido bajo diferentes configuraciones de desalineación.

Configuración	Desalineación (x, y, z) [mm]	Voltaje V_0 [V]
1	(7, 0, 2)	4.94
2	(7, 7, 2)	3.146
3	(0, 7, 2)	5.47
4	(-7, 7, 2)	2.78
5	(-7, 0, 2)	5.41
6	(-7, -7, 2)	3.452
7	(0, -7, 2)	4.91
8	(0, 0, 1)	10.33
9	(0, 0, 3)	6.80
10	(0, 0, 5)	4.57
11	(0, 0, 7)	3.166
12	(0, 0, 10)	1.73

Capítulo **7**

Resultados

En el presente capítulo se hace un análisis de los resultados obtenidos tras la ejecución de las pruebas descritas en el Capítulo 6, haciendo las observaciones correspondientes.

7.1. CICLO DE TRABAJO DEL CIRCUITO INVERSOR DE PUENTE COMPLETO IMPLEMENTADO.

Se puede considerar que la intersección de los periodos en alto de los interruptores Q1 y Q4 define el ciclo de trabajo del inversor de puente completo. Por lo que, de acuerdo a las Figuras 6.10.a y 6.10.b, se tiene que $D = (388\text{ns} + 366\text{ns})/1000\text{ns} = 0.754 < 1$. Esto, debido al tiempo muerto elegido de 100ns, tanto para el lado positivo como negativo de las ramas A y B del inversor, y al tiempo de elevación T_r nominal de 10ns del CI HIP4081A.

7.2. ANÁLISIS DE LA GANANCIA DE VOLTAJE DEL CONVERTIDOR LLC IMPLEMENTADO.

Haciendo uso del software MATLAB 2013a, se procedió a utilizar la función fft (Fast Fourier Transform) para obtener la magnitud de la componente armónica de frecuencia fundamental que contiene la forma de onda de la Figura 6.11.a del voltaje V_{BA} . El vector V_{BA} , que se exportó en formato “.CSV”, tiene una frecuencia de muestreo de 1GHz y un período de 1 μ s; cada período contiene entonces 1000 muestras. En la Figura 7.1 se muestran los componentes armónicos contenidos en esta forma de onda. El valor de la amplitud de la onda sinusoidal de frecuencia fundamental es de **11.7092V**.

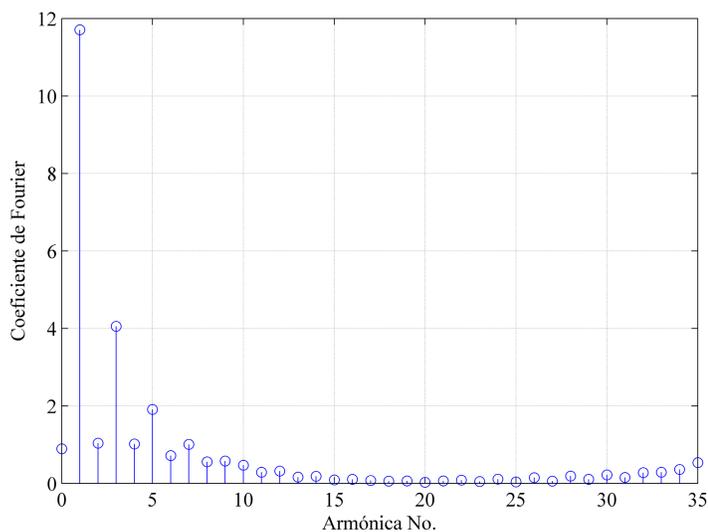


Figura 7.1. Contenido armónico de la forma de onda de V_{BA} .

Se llevó a cabo el mismo procedimiento con la forma de onda de V_{CA} de la Figura 6.11.b obteniendo el espectro de frecuencias mostrado en la Figura 7.2. La amplitud de la componente de frecuencia fundamental es entonces de **22.3558V**.

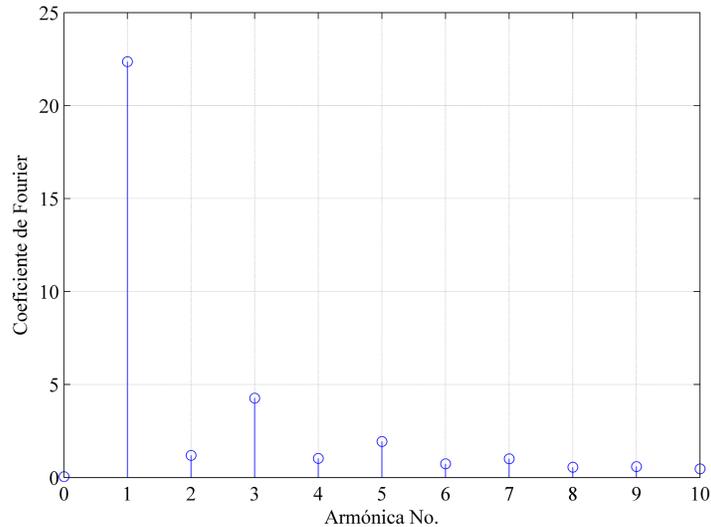


Figura 7.2. Contenido armónico de la forma de onda de V_{CA} .

Así, se obtiene que la ganancia de voltaje del circuito tanque resonante es de $G_{LLC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{22.3558V}{11.7092V} = \mathbf{1.9093}$, para la frecuencia de 1MHz, sin tomar en cuenta las contribuciones de las demás componentes armónicas.

7.3. ANÁLISIS DE LA GANANCIA DE VOLTAJE DEL TRANSFORMADOR PLANAR CIRCULAR.

Se llevó a cabo un análisis de Fourier para V_{IND} , la forma de onda de voltaje del lado secundario del transformador planar, mostrada en la Figura 6.13, llevando a cabo el mismo procedimiento descrito en el subtema 7.1. En la Figura 7.3, se muestra el contenido armónico de la forma de onda del voltaje V_{IND} . La amplitud de la onda sinusoidal de frecuencia fundamental es de **12.4046V**. Así, se puede obtener que la ganancia de voltaje del transformador planar implementado, para la frecuencia fundamental, es de $G_M = \frac{V_S}{V_P} =$

$\frac{12.4046V}{22.3558V} = \mathbf{0.5549}$. Teniéndose así una ganancia en cascada de $G_{LLC} * G_M = \mathbf{1.0595}$.

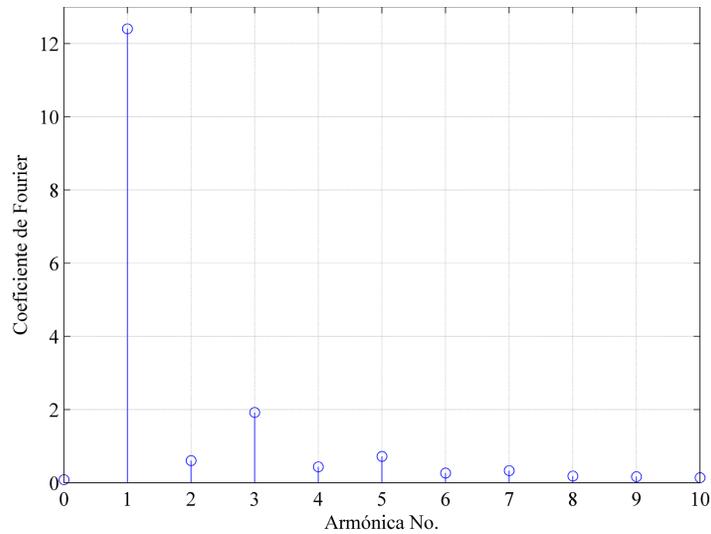


Figura 7.3. Contenido armónico de la forma de onda de V_{IND} .

7.4. GANANCIA DE VOLTAJE EN CD DEL TRANSFORMADOR PLANAR PROTOTIPO.

Del análisis de la Figura 6.15 se obtiene que el voltaje V_0 rectificado y filtrado tiene un valor promedio de 8.25VCD para una separación de 2mm, estando en alineación axial y radial. Considerando que la fuente de alimentación de potencia usada para formar la onda bipolar V_{BA} tiene asimismo un voltaje de 9.93VCD, se puede considerar que la ganancia de voltaje de CD total del sistema de transmisión es de $G_{CD} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{8.25V}{9.93V} = \mathbf{0.8308}$.

7.5. POTENCIA DE SALIDA DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN SIN CONTACTOS IMPLEMENTADO.

De acuerdo con la Figura 6.17 el voltaje promedio de salida V_{0REG} de CD es de 4.91V. La carga conectada tiene un valor de 10Ω . Así, se puede concluir que la potencia transferida es de $P_{out} = 2.4108W$.

7.6. EFICIENCIA DEL SISTEMA DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA INALÁMBRICO.

Para calcular la eficiencia del sistema para la condición de carga de 10Ω en la desalineación de (0, 0, 2) mm, en donde se aprovechan 2.4108W, se procedió a obtener la curva de la potencia instantánea, mediante multiplicar los vectores I_{BA} y V_{CA} los cuales fueron medidos simultáneamente. El resultado se muestra en la Figura 7.4.

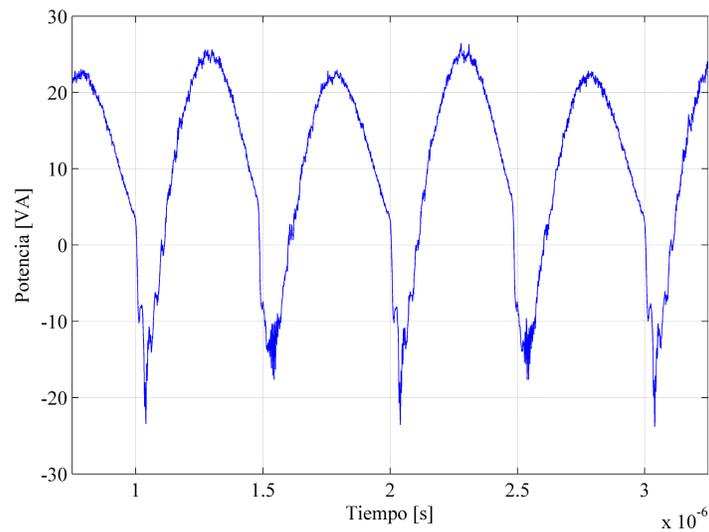


Figura 7.4. Forma de onda de la potencia instantánea aportada por el circuito resonante LLC al lado primario del transformador planar.

El valor promedio de la forma de onda de la Figura 7.4 es de $P_{in} = 10.0238W$ en un período de $1\mu s$. Por lo tanto, se tiene que, de acuerdo con la ecuación (2.10), la eficiencia es

$$\eta = \frac{2.4108W}{10.0238W} * 100 \% = \mathbf{24.0508 \%}.$$

Capítulo **8**

Conclusiones y Recomendaciones

En este capítulo se muestran las conclusiones del trabajo realizado en la presente tesis y se ofrecen recomendaciones para trabajos futuros a desarrollar con el sistema de transmisión de potencia inalámbrico.

8.1. CONCLUSIONES.

La implementación de un transformador mediante el uso de inductores planares es factible y presenta ventajas como tamaño reducido, posibles aplicaciones en aislamiento de señales dentro de un circuito, decremento del peso total de un circuito, al tener núcleo de aire los lados primario y secundario de un transformador pueden separarse físicamente, lo cual permite que esta característica haya sido implementada en una plataforma de carga sin contactos eléctricos, sin embargo se tienen desventajas en cuanto a la eficiencia del transformador y el tiempo invertido en el diseño óptimo del mismo.

Se alcanzó el objetivo de desarrollar una plataforma de carga inalámbrica mediante utilizar un convertidor resonante LLC para el diseño de una fuente voltaje de CA para el lado primario con las características de 23.2V pico a una frecuencia de 1MHz.

La topología resonante LLC permite el diseño de la fuente de potencia de este sistema, la cual es compacta y con un número reducido de componentes, proveyendo, además, una gran ganancia de voltaje que compensa la ganancia de voltaje de 0.56 del transformador planar implementado. El voltaje inducido en el lado secundario del transformador pudo ser regulado a 5VCD haciendo uso de un convertidor Buck, el cual tiene la capacidad de 5W de suministro de potencia, operando con una eficiencia del 90%, dentro del rango de operación del sistema.

La forma de onda de voltaje alterno generada a partir de un voltaje de CD conmutado no se mantiene constante en las terminales del tanque resonante, lo cual puede deberse mayormente a que la inductancia magnetizante, L_M , es de un valor muy bajo de acuerdo con los valores estimados, lo cual provoca valores de corrientes altos en el circuito de conversión provocando a su vez mayores caídas de tensión en los elementos de conmutación.

Se alcanzaron la mayoría de los objetivos planteados, sin embargo, no lograron alcanzarse todos estos dentro del tiempo asignado para la realización de la presente investigación.

8.2. RECOMENDACIONES.

Se recomienda modificar la estructura del transformador planar espiral a fin de que aumente de manera considerable el valor del parámetro L_M , logrando así disminuir el valor eficaz de la corriente y por lo tanto las pérdidas en los MOSFETs de la etapa de potencia.

Investigar el comportamiento de las demás geometrías de inductores planares, especialmente la cuadrada, pues se encontró que la ganancia de voltaje con esta última geometría, es $\left(\frac{4}{\pi}\right)^2$ veces mayor que la de los circulares [1].

Investigar el comportamiento de la ganancia de voltaje ante diferentes relaciones de vueltas entre los lados primario y secundario.

Modelar el comportamiento del circuito convertidor resonante LLC de acuerdo con [2].

Investigar el comportamiento del tanque resonante LLC ante variaciones de la inductancia mutua e inductancia de fuga dadas por las diferentes posiciones del inductor del lado secundario con relación a la del primario.

Investigar formas de compensar el valor de capacitancia del capacitor resonante a fin de mantener la operación del convertidor resonante LLC en un rango mayor de distancia.

Investigar la capacidad de suministro de potencia con relación a la variación del factor de acoplamiento [3].

Investigar la aplicación del esquema de convertidor Buck-Boost a un sistema de transmisión de potencia inalámbrico, a fin de mantener el valor del voltaje regulado en el lado secundario a pesar de que el voltaje inducido sea menor que el valor del voltaje regulado, manteniendo así el funcionamiento del sistema en un rango mayor.

Utilizar el software Maxwell de Ansoft para obtener la ganancia de voltaje de un transformador planar por simulación ante diferentes configuraciones.

Investigar los diferentes componentes del lado secundario con el fin de disminuir el volumen ocupado por este, logrando así una miniaturización del sistema.

Referencias del Capítulo.

- [1] Salahuddin Raju et al, “*Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications*”, Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume: 29, Issue: 1), pp. 481 – 490, Ene. 2014.
- [2] Humphrey de Groot et al, “*Design of a 1-MHz LLC Resonant Converter Based on a DSP-Driven SOI Half-Bridge Power MOS Module*”, Power Electronics, IEEE Transactions On (Volume: 22, Issue: 6), pp. 2307 – 2320 , Nov. 2007.
- [3] H.L. Li , “*Optimal Coupling Condition of IPT System for Achieving Maximum Power Transfer*”, Electronics Letters (Volume: 45, Issue: 1), pp. 76 – 77, Ene. 2009.

Capítulo **9**

Referencias Bibliográficas

Se enlistan las referencias bibliográficas usadas en el desarrollo de la presente tesis.

- [1] “*Technical Update – Comparison of Ceramic and Tantalum Capacitors*”, KEMET Electronics Corp., Nov. 2008, <http://bit.ly/1Lem3bV>, (Mayo 2015).
- [2] “*X7R Dielectric General Specifications*” AVX, <http://bit.ly/1PYiYyc>, (Mayo 2015).
- [3] C. L. W. Sonntag et al., “*Specialized Receivers for Three-Phase Contactless Energy Transfer Desktop Applications*”, Eindhoven University of Technology, Power Electronics and Applications, European Conference on, 2-5 Sept. 2007, pp. 1 – 11.
- [4] David R. Criswell, “*Solar Power via the Moon*”, American Institute of Physics, Abril/Mayo 2002, <http://bit.ly/1cPF8TS>, (Feb. 2014).
- [5] Eun-Soo Kim et al, “*A Low Profile LLC Resonant Converter Using Novel Planar Transformer*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012.
- [6] H.L. Li, “*Optimal Coupling Condition of IPT System for Achieving Maximum Power Transfer*”, Electronics Letters (Volume: 45, Issue: 1), pp. 76 – 77, Ene. 2009.
- [7] Hangseok Choi, “*Design Considerations for an LLC Resonant Converter*”, Power Conversion Team, Fairchild Semiconductor, <http://bit.ly/1f8K7mA>, (Jul. 2015).
- [8] Humphrey de Groot et al, “*Design of a 1-MHz LLC Resonant Converter Based on a DSP-Driven SOI Half-Bridge Power MOS Module*”, Power Electronics, IEEE Transactions On (Volume: 22, Issue: 6), pp. 2307 – 2320 , Nov. 2007.
- [9] Ken Kundert, “*Power Supply Noise Reduction*”, Designer’s Guide Inc., <http://bit.ly/1HeQy4d>, (Jun. 2015).
- [10] Laszlo Balogh, “*Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*”, <http://bit.ly/1HjT1sj>, (Jun. 2015).
- [11] Lloyd Dixon, “*Designing Planar Magnetics*”, Texas Instruments, <http://bit.ly/1H8eiFn>, (Jun. 2015).
- [12] Muhammad H. Rashid, “*Power Electronics Handbook*”, Butterworth-Heinemann, 3a. Ed., pp. 357-364, 2011.

- [13] Nikola Tesla, “*A New System of Alternate Current, Motors and Transformers*”, Lectura ante el American Institute of Electrical Engineers, 16 de mayo de 1888, <http://to.pbs.org/1cPARje>, (Feb. 2014).
- [14] Nikola Tesla, “*The Transmission Of Electric Energy Without Wires*”, *Electrical World and Engineer*, 5 de marzo de 1904, <http://to.pbs.org/1dodaKm>, (Feb. 2014).
- [15] Nikola Tesla, “*The True Wireless*”, *Electrical Experimenter*, Mayo, 1919, <http://to.pbs.org/1bppb5R>, (Feb. 2014).
- [16] Richard Fitzpatrick, “*Self Inductance*”, The University of Texas, <http://bit.ly/1BBZKx8>, (Jun. 2015).
- [17] S. C. Tang, S. Y. (Ron) Hui, Henry Shu-Hung Chung, “*Coreless Planar Printed-Circuit-Board (PCB) Transformers - A Fundamental Concept for Signal and Energy Transfer*”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* (Vol. 15, No. 5), pp. 931 – 941, Sept. 2000.
- [18] S. Y. (Ron) Hui et al, “*Coreless Printed Circuit Board (PCB) Transformers—Fundamental Characteristics and Application Potential*”, *IEEE Circuits and Systems Society Newsletter*, <http://bit.ly/1cgPuxc>, (Oct. 2013).
- [19] Salahuddin Raju et al, “*Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications*”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* (Volume: 29, Issue: 1), pp. 481 – 490, Ene. 2014.
- [20] Sam Abdel-Rahman, “*Resonant LLC Converter: Operation and Design*”, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., <http://bit.ly/1c5ccZW>, (Jul. 2015).
- [21] Steven Stremke y Andy van den Dobbelen, “*Sustainable Energy Landscapes: Designing, Planning, and Development*”, 1a. Ed., CRC Press, E.U.A., pp. 11 – 41, 2013.
- [22] Y.P. Su, Xun Liu, Hui, S.Y.R. “*Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces*”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* (Volume: 24, Issue: 4), pp. 1115 – 1124, Abr. 2009.

- [23] Sunderarajan S. Mohan et al, “*Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 10, Oct. 1999.
- [24] Texas Instruments, “*Power Transformer Design*”, <http://bit.ly/1gObmlq>, (Oct. 2013).
- [25] William H. Hayt, Jr., “*Análisis de Circuitos en Ingeniería*”, 7ma. Ed., McGraw-Hill, 2007.