



Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo
Tecnológico

Tesis de Maestría en Ciencias

Análisis de una topología de red resonante para su
aplicación en transmisión de potencia inalámbrica

presentada por

Ing. Alan Rafael García García

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

Director de tesis

Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis

Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel

Cuernavaca, Morelos, México. Febrero de 2020



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"

Cuernavaca, Mor.,

7/febrero/2020

No. de Oficio:

DIE/077/2020

Asunto:

Aceptación de documentos de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Ing. Alan Rafael García García**, con número de control **M18CE035** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Análisis de una topología de red resonante para su aplicación en transmisión de potencia inalámbrica"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3516427

CODIRECTOR DE TESIS

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

REVISOR 1

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

REVISOR 2

Dr. Jesus Aguayo Aluicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente

MPS/irr.

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490Cuernavaca, Morelos.
Tel. (01) 777 3 62 77 70, ext. 2225, e-mail: die@cenidet.edu.mx

www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx



"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"

Cuernavaca, Morelos, **12/febrero /2020**

OFICIO No. SAC/107/2020
Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. ALAN RAFAEL GARCÍA GARCÍA
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "*Análisis de una topología de red resonante para su aplicación en transmisión de potencia inalámbrica*", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

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

ATENTAMENTE
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente.

GVGR/CHG

“La educación es el gran proceso de conversión por el cual el conocimiento abstracto se convierte en práctica útil y productiva. Es algo que nunca debe parar; sin importar nuestra edad, siempre podemos adquirir conocimiento y hacer uso de él, podemos acumular sabiduría y sacarle provecho”.

Gordon B. Hinckley

Dedicatorias

A mis padres María Enriqueta García Guzmán y César Augusto Valencia García

A mi abuela Julia Guzmán Vanmeeter

A mi hermano Kevin Mahonri Valencia García

A mi futura esposa e hijos, que en su debido tiempo llegarán a mi vida

A todas aquellas personas que han llenado mi vida: amigos y familiares

Agradecimientos

A Dios nuestro Padre Celestial y a Jesucristo por la bendición de vivir y gozar de salud para alcanzar este logro, por permitirme adquirir experiencia, conocimientos y habilidades a lo largo de mi vida académica.

Al Tecnológico Nacional de México / Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de cursar mis estudios de Maestría y por facilitar sus instalaciones. Asimismo, agradezco el apoyo del personal que labora en esta honorable institución, en especial a la Lic. Lorena Ruíz Ramírez.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios de Maestría y para realizar una estancia de investigación en el extranjero.

A mis padres María Enriqueta García Guzmán y César Augusto Valencia García por su apoyo y amor incondicional, por el esfuerzo que han hecho para que alcance mis metas y pudiera convertirme en el profesionalista que soy hoy día.

A mi abuela Julia Guzmán Vanmeeter por el gran apoyo que me ha dado a lo largo de mi vida, por cada consejo y motivarme a seguir adelante, por su amor incondicional y ser una segunda madre para mí.

A mi hermano Kevin y al resto de mi familia, por su apoyo y amor.

A mi querida Emileydy Valle Ramos por ser un apoyo incondicional, por estar siempre conmigo, por tus consejos y tu amor.

A mi asesor el Dr. Mario Ponce Silva por darme la oportunidad de ser su tesista, por sus consejos y paciencia, su apoyo fue de gran ayuda para mi crecimiento profesional.

Al Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, el Dr. Jesús Aguayo Alquicira y al Dr. Carlos Aguilar Castillo, que son parte de mi comité revisor, su apoyo ha permitido fortalecer el presente trabajo de tesis.

A mis profesores Dr. Mario Ponce Silva, Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, Dr. Jesús Aguayo Alquicira, Dr. Carlos Aguilar Castillo, Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich y el Dr. Abraham Claudio Sánchez, que en su momento compartieron sus conocimientos y experiencias.

Al Dr. José Marcos Alonso Álvarez por recibirme en la Universidad de Oviedo, Campus Gijón, por su asesoría y apoyo para fortalecer el trabajo desarrollado en la presente tesis.

A mis compañeros de generación Jorge, Iván, Adolfo, Joan, Jhair y Patricia, por su amistad y apoyo durante mi estancia en la maestría.

Con cariño, respeto y admiración:

Ing. Alan Rafael García García

Resumen

En la actualidad los avances tecnológicos han desarrollado la tendencia de convertir los dispositivos electrónicos en inalámbricos, esto con el fin de que dichos dispositivos sean portátiles y no dependan del uso de cables para funcionar. Esto se ha logrado transmitiendo energía eléctrica de forma inalámbrica.

La tecnología de transmisión de energía eléctrica de forma inalámbrica también es conocida como transmisión de potencia inalámbrica (TPI), la cual consiste en transmitir energía eléctrica proveniente de una fuente de alimentación hasta una carga eléctrica de consumo, sin utilizar cables o un material conductor.

La transmisión inalámbrica de energía eléctrica ha sido utilizada principalmente en dos aplicaciones: envío de información y energía eléctrica, o bien sólo para transmitir energía eléctrica. En la presente tesis se desarrolla el último caso, transmitiendo energía eléctrica de forma inalámbrica desde una fuente de alimentación hasta una carga eléctrica.

Actualmente la literatura científica presenta distintos métodos para llevar a cabo la transmisión inalámbrica de la energía eléctrica, así también, se presenta una variedad de análisis matemáticos que permiten justificar el funcionamiento de los circuitos de TPI. Existe un problema importante en los circuitos de TPI para aplicaciones de baja potencia y es la eficiencia energética, ya que, al ser un circuito de baja potencia, cualquier pérdida presente en el circuito afecta considerablemente a la eficiencia total del circuito. Este problema está presente en las aplicaciones de carga inalámbrica de baterías de dispositivos electrónicos portátiles, lo que ocasiona que la velocidad de carga sea muy lenta.

En la presente tesis se presenta una solución que permite mejorar la eficiencia total de un circuito de TPI de baja potencia. Se propone una metodología de análisis y de diseño de un circuito de TPI en lazo abierto para aplicaciones de baja potencia.

La solución propuesta, consiste de un convertidor resonante CD-CD en lazo abierto, donde se utiliza un acoplamiento inductivo para transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica. El desempeño del circuito fue validado de forma experimental para verificar su correcto funcionamiento y su eficiencia total a distintas distancias de transmisión. Entre los resultados obtenidos experimentalmente se obtuvo una eficiencia total de 75.10%, donde las principales pérdidas se relacionan con el acoplamiento inductivo.

La principal aportación de este trabajo es la metodología de análisis y diseño para circuitos de TPI inductiva en lazo abierto. En dicho análisis se consideran las inductancias del acoplamiento inductivo en la condición de resonancia de la red resonante. El circuito de TPI al operar en resonancia se llevará a cabo la máxima transferencia de energía en forma inalámbrica, desde la fuente de alimentación hasta la carga eléctrica de consumo.

Abstract

Nowadays, technological advances have developed the trend to convert electronic devices into wireless, so that such devices are portable and do not depend on the use of cables to function. This has been achieved by transmitting electrical energy wirelessly.

Wireless electrical energy transmission technology is also known as wireless power transfer (WPT), which is the transmission of electrical power from a power source to a consumer electric charge without the use of wires or conductive material.

The wireless transmission of electrical energy has been used mainly in two applications: sending information and electrical energy, or only to transmit electrical energy. In this thesis the last case is developed, transmitting electrical energy wirelessly from a power source to an electrical charge.

Currently the scientific literature presents different methods to carry out the wireless transmission of electrical energy, as well as a variety of mathematical analysis that can justify the operation of WPT circuits. There is an important problem in WPT circuits for low power applications and that is energy efficiency, since, being a low power circuit, any loss present in the circuit can considerably affect the overall efficiency of the circuit. This problem is present in the wireless charging applications of portable electronic device batteries, which causes the charging speed to be very slow.

This thesis presents a solution to improve the overall efficiency of a low power WPT circuit. A methodology of analysis and design of an open loop WPT circuit for low power applications is proposed.

The proposed solution consists of an open-loop resonant DC-DC converter, where an inductive coupling is used to transmit electrical energy wirelessly. The performance of the circuit was theoretically and experimentally validated to verify its correct operation and overall efficiency at different transmission distances. Among the results obtained experimentally an overall efficiency of 75.10% was obtained, where the main losses are related to the inductive coupling.

The main contribution of this work is the analysis and design methodology for open-loop inductive WPT circuits. This analysis considers the inductive coupling inductances in the resonance condition of the resonant network. The WPT circuit, when operating in resonance, will carry out the maximum transfer of energy in a wireless way, from the power supply to the electric consumption load.

Contenido

Resumen.....	I
Abstract	II
Contenido	III
Índice de Figuras	VII
Índice de Tablas.....	XI
Nomenclatura.....	XII
Acrónimos	XV

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes.....	2
1.1.1. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica.....	2
1.1.2. Estructura de un circuito de transmisión de potencia inalámbrica con acoplamiento inductivo resonante	3
1.2. Estado del arte	5
1.2.1. Métodos de transmisión de potencia inalámbrica inductiva.....	5
1.2.1.1. Técnica de bucle de Tesla en forma dominó.....	5
1.2.1.2. Técnica de libre posicionamiento de carga 2D	7
1.2.1.3. Técnica de libre posicionamiento de carga 3D	9
1.2.2. Circuitos de transmisión de potencia inalámbrica inductiva en lazo abierto.....	10
1.2.2.1. Circuito de carga inalámbrica de baja potencia, utilizando un convertidor resonante serie CD-CD y un convertidor SEPIC [15]	10
1.2.2.2. Circuito de carga inalámbrica para batería, con libre posicionamiento de carga 3D [13]	11
1.2.2.3. Sistema TPI con red resonante serie-serie [16].....	12
1.2.2.4. Inversor clase E para TPI [17]	12
1.2.2.5. Sistema de TPI con red resonante de múltiples inductores [18]	13
1.2.2.6. Comparativa de los circuitos de TPI inductiva en lazo abierto.....	14
1.2.3. Circuitos de transmisión de potencia inalámbrica en lazo cerrado.....	16
1.2.4. Conclusiones de la revisión del estado del arte	18
1.3. Planteamiento del problema	19

1.4. Propuesta de solución	20
1.5. Objetivos.....	22
1.5.1. Objetivo general.....	22
1.5.2. Objetivos específicos	22
1.6. Alcances y limitaciones.....	23

CAPÍTULO II. ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA INALÁMBRICA..... 24

2.1. Análisis de la etapa de salida del circuito.....	25
2.1.1. Valor resistivo de la carga eléctrica	25
2.1.2. Capacitor de filtrado a la salida	26
2.2. Análisis del rectificador puente completo	28
2.2.1. Análisis de la eficiencia del rectificador puente completo	28
2.2.2. Análisis del valor resistivo equivalente del rectificador puente completo	31
2.3. Análisis del acoplamiento inductivo	33
2.3.1. Autoinductancias del acoplamiento inductivo	33
2.3.2. Inductancia mutua e inductancias magnetizantes	34
2.3.3. Inductancias de dispersión	35
2.3.4. Coeficiente de acoplamiento inductivo.....	35
2.3.5. Método para medición de autoinductancias y cálculo de las inductancias del acoplamiento inductivo.....	36
2.4. Análisis de la red resonante	38
2.4.1. Impedancia reflejada del dispositivo receptor al dispositivo transmisor	38
2.4.2. Obtención del circuito equivalente serie total de la red resonante.....	41
2.4.3. Inductor de compensación y capacitor primario para resonancia.....	45
2.5. Análisis del troceador clase C	47
2.5.1. Resistencia máxima del MOSFET basada en la potencia máxima deseada a disipar	49

CAPÍTULO III. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA INALÁMBRICA	52
3.1. Medición y obtención de parámetros del acoplamiento inductivo a distintas distancias de transmisión	53
3.2. Metodología de diseño	55
3.3. Componentes utilizados para la implementación del circuito de transmisión de potencia inalámbrica	57
3.4. Diseño y fabricación de los PCB.....	58
3.4.1. Diseño del PCB del dispositivo transmisor	58
3.4.2. Diseño del PCB del dispositivo receptor	59
3.4.3. Fotografías de los PCB fabricados.....	61
3.5. Construcción del prototipo de pruebas experimentales	63
3.5.1. Implementación final del dispositivo transmisor	63
3.5.2. Implementación final del dispositivo receptor.....	64
3.5.3. Implementación final del prototipo de pruebas experimentales	65
 CAPÍTULO IV. RESULTADOS DE PRUEBAS EXPERIMENTALES.....	 67
4.1. Pruebas experimentales del circuito en condiciones de diseño	68
4.1.1. Mediciones capturadas por el osciloscopio digital	69
4.1.2. Análisis de eficiencia y pérdidas en el circuito.....	74
4.1.3. Cálculo de las pérdidas en el circuito	76
4.1.4. Comparación de las pérdidas teóricas con las pérdidas experimentales.....	81
4.2. Pruebas experimentales a distintas distancias de transmisión	82
4.2.1. Pruebas experimentales utilizando un acrílico como medio de transmisión	83
4.2.2. Pruebas experimentales utilizando aire como medio de transmisión	87
 CAPÍTULO V. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	 91
5.1. Conclusiones.....	92
5.2. Ventajas y desventajas del circuito de transmisión de potencia inalámbrica implementado	92
5.3. Aportaciones del trabajo de tesis.....	93
5.4. Trabajos futuros.....	94

Referencias	95
SECCIÓN DE ANEXOS.....	97
Anexo I. Medición y cálculo de las inductancias del acoplamiento inductivo, a distintas distancias de transmisión.....	98
Anexo II. Simulación del circuito de transmisión de potencia inalámbrica	99
Anexo III. Datos obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión, utilizando un acrílico como medio de transmisión.....	104
Anexo IV. Datos obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión, utilizando aire como medio de transmisión.....	105

Índice de Figuras

Figura 1. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica	3
Figura 2. Estructura general de un circuito de TPI con acoplamiento inductivo resonante ..	3
Figura 3. Implementación de TPI utilizando el bucle de Tesla en forma dominó	6
Figura 4. Mecanismo de alineamiento de inductores (inductor transmisor móvil) [9]	7
Figura 5. Mecanismo de posicionamiento guiado (atracción magnética del receptor) [9] ...	8
Figura 6. Método de TPI inductiva utilizando múltiples inductores de transmisión [9].....	8
Figura 7. Implementación de un sistema de TPI inductiva con libre posicionamiento de carga 3D, utilizando un recipiente rectangular como transmisor [13]	9
Figura 8. Implementación de un sistema de TPI inductiva con libre posicionamiento de carga 3D, utilizando un recipiente en forma de esfera como transmisor [14]	10
Figura 9. Circuito de carga inalámbrica de baja potencia presentado en [15]	11
Figura 10. Circuito de carga inalámbrica para batería presentado en [13].....	11
Figura 11. Circuito de TPI presentado en [16]	12
Figura 12. Circuito de TPI presentado en [17]	13
Figura 13. Circuito de TPI presentado en [18]	14
Figura 14. Circuito de TPI inductiva en lazo cerrado, utilizando modulación On-Off Keying, mostrado en [16]	17
Figura 15. Circuito de TPI inductiva en lazo cerrado para la detección de un dispositivo receptor, mostrado en [19].....	17
Figura 16. Circuito de transmisión de potencia inalámbrica propuesto	20
Figura 17. Fotografía del inductor plano que será utilizado para el circuito de TPI propuesto	21
Figura 18. Etapa de salida del circuito de TPI.....	25
Figura 19. Gráfica de voltaje de salida del rectificador puente completo comparada con el voltaje del capacitor de filtrado	27
Figura 20. Rectificador puente completo que será utilizado en la etapa de rectificación del circuito de TPI	28
Figura 21. Formas de onda a la entrada del rectificador puente completo.....	31
Figura 22. Acoplamiento inductivo completo del circuito de TPI propuesto	33
Figura 23. Topología utilizada como red resonante para el circuito de TPI propuesto.....	38
Figura 24. Circuito equivalente de la red resonante a analizar.....	39
Figura 25. Parámetros necesarios para reflejar el circuito secundario del acoplamiento inductivo al circuito primario	39
Figura 26. Impedancia equivalente obtenida en el circuito secundario del acoplamiento inductivo	39
Figura 27. Circuito equivalente obtenido de reflejar el circuito secundario del acoplamiento inductivo al circuito primario	41
Figura 28. Circuito equivalente obtenido al simplificar la impedancia Z_{eq_1}	42

Figura 29. Circuito equivalente serie total de la red resonante	43
Figura 30. Diagrama del troceador clase C que será utilizado en el circuito de TPI propuesto	47
Figura 31. Formas de onda de voltaje en las distintas etapas de la red resonante.....	48
Figura 32. Fotografía de los equipos y de los materiales utilizados en la medición de las inductancias del acoplamiento inductivo.....	54
Figura 33. Diagrama esquemático del circuito transmisor, realizado en el programa Altium Designer.....	58
Figura 34. PCB diseñado para el transmisor de potencia inalámbrica	59
Figura 35. Diagrama esquemático del circuito receptor, realizado en el programa Altium Designer.....	60
Figura 36. PCB diseñado para el receptor de potencia inalámbrica.....	60
Figura 37. Fotografías del PCB fabricado para el transmisor de potencia inalámbrica	61
Figura 38. Fotografías del PCB fabricado para el receptor de potencia inalámbrica.....	62
Figura 39. Fotografías de la implementación final del dispositivo transmisor	63
Figura 40. Fotografías de la implementación final del dispositivo receptor	64
Figura 41. Fotografías de la implementación del circuito de TPI	65
Figura 42. Estructura completa del circuito de TPI.....	66
Figura 43. Forma de onda de voltaje de entrada (azul marino), corriente de entrada (azul celeste) y potencia de entrada (roja), medidas en el circuito de TPI con un osciloscopio digital	69
Figura 44. Forma de onda de voltaje de salida (rosa), corriente de salida (verde) y potencia de salida (roja), medidas en el circuito de TPI con un osciloscopio digital	70
Figura 45. Forma de onda de voltaje de salida del troceador (azul marino) y de la corriente de la red resonante (azul celeste), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital	70
Figura 46. Forma de onda del pulso de voltaje de alta para el troceador (azul marino) y del pulso de voltaje de baja para el troceador (rosa), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital.....	71
Figura 47. Forma de onda de voltaje de Drenaje-Fuente del MOSFET 1 (azul marino), corriente de Drenaje del MOSFET 1 (azul celeste) y potencia disipada en el MOSFET 1 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital	71
Figura 48. Forma de onda de voltaje de Drenaje-Fuente del MOSFET 2 (rosa), corriente del Drenaje de MOSFET 2 (verde) y potencia disipada en el MOSFET 2 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital	72
Figura 49. Forma de onda de voltaje del inductor Lc (rosa), corriente del inductor Lc (verde) y potencia presente en el inductor Lc (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital.....	72
Figura 50. Forma de onda de voltaje del inductor Lp (azul marino), corriente del inductor Lp (azul celeste) y potencia presente en el inductor Lp (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital	73

Figura 51. Formas de onda de voltaje del inductor L_s (rosa), corriente del inductor L_s (verde) y potencia presente en el inductor L_s (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital.....	73
Figura 52. Forma de onda de voltaje del diodo 1 (azul marino), corriente del diodo 1 (azul celeste) y potencia disipada en el diodo 1 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital.....	74
Figura 53. Gráfica de eficiencia y pérdidas en el circuito de TPI, obtenida con las mediciones de las pruebas experimentales	75
Figura 54. Fotografía del inductor de compensación utilizado en el circuito de TPI	77
Figura 55. Gráfica de coeficiente de acoplamiento respecto a la distancia de transmisión	83
Figura 56. Gráfica de voltaje promedio de salida respecto a la distancia de transmisión...	83
Figura 57. Gráfica de potencia promedio de salida respecto a la distancia de transmisión	84
Figura 58. Gráfica de ángulo de desfase de la corriente de la red resonante respecto a la distancia de transmisión	84
Figura 59. Gráfica de eficiencia del troceador respecto a la distancia de transmisión.....	84
Figura 60. Gráfica de eficiencia del rectificador respecto a la distancia de transmisión	85
Figura 61. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión	85
Figura 62. Gráfica de pérdidas promedio del troceador respecto a la distancia de transmisión	85
Figura 63. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo respecto a la distancia de transmisión.....	86
Figura 64. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador respecto a la distancia de transmisión	86
Figura 65. Gráfica de coeficiente de acoplamiento respecto a la distancia de transmisión	87
Figura 66. Gráfica de voltaje promedio de salida respecto a la distancia de transmisión...	87
Figura 67. Gráfica de potencia promedio de salida respecto a la distancia de transmisión	88
Figura 68. Gráfica de ángulo de desfase de la corriente de la red resonante respecto a la distancia de transmisión	88
Figura 69. Gráfica de eficiencia del troceador respecto a la distancia de transmisión.....	88
Figura 70. Gráfica de eficiencia del rectificador respecto a la distancia de transmisión	89
Figura 71. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión	89
Figura 72. Gráfica de pérdidas promedio del troceador respecto a la distancia de transmisión	89
Figura 73. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo respecto a la distancia de transmisión.....	90
Figura 74. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador respecto a la distancia de transmisión	90
Figura 75. Diagrama esquemático del circuito de TPI simulado en el programa Orcad Pspice	99

Figura 76. Gráfica de voltaje de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice.....	99
Figura 77. Gráfica de potencia de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice.....	100
Figura 78. Gráfica de corriente de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice.....	100
Figura 79. Gráfica de potencia promedio de entrada del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice	100
Figura 80. Gráfica de verificación de la resonancia de la red resonante, se compara el voltaje de salida del troceador clase C con la corriente de la red resonante.	101
Figura 81. Gráfica de eficiencia del troceador clase C, obtenida en la simulación en Pspice	101
Figura 82. Gráfica de eficiencia del rectificador puente completo, obtenida en la simulación en Pspice.....	101
Figura 83. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice	102
Figura 84. Gráfica de pérdidas promedio en el troceador clase C, obtenida en la simulación en Pspice.....	102
Figura 85. Gráfica de pérdidas promedio en el inductor de compensación, obtenida en la simulación en Pspice	102
Figura 86. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo, obtenida en la simulación en Pspice	103
Figura 87. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador puente completo, obtenida en la simulación en Pspice	103

Índice de Tablas

Tabla 1. Comparación de las topologías presentadas en la revisión del estado del arte.....	14
Tabla 2. Análisis de las ventajas y desventajas de las topologías presentadas en la revisión del estado del arte	15
Tabla 3. Parámetros eléctricos del inductor plano WE760308111.....	21
Tabla 4. Especificaciones de diseño del circuito de TPI a implementar	55
Tabla 5. Parámetros del acoplamiento inductivo a las condiciones de diseño	55
Tabla 6. Cálculo de los componentes del circuito de TPI a implementar	56
Tabla 7. Lista de componentes utilizados para la implementación del circuito de TPI	57
Tabla 8. Medidas de los PCB diseñados en Altium Designer	58
Tabla 9. Análisis de pérdidas en cada componente del circuito de TPI	81
Tabla 10. Valores obtenidos de la medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo, a distintas distancias de transmisión.....	98
Tabla 11. Valores obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI, a distintas distancias de transmisión utilizando un acrílico como medio de transmisión.....	104
Tabla 12. Valores obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI, a distintas distancias de transmisión utilizando aire como medio de transmisión.....	105

Nomenclatura

A_c	Área transversal del conductor
C_f	Capacitor de filtrado a la salida
C_p	Capacitor primario
D	Ciclo de trabajo
d	Distancia de transmisión entre inductor transmisor e inductor receptor
D_1	Diodo rectificador
f_o	Frecuencia de resonancia
f_s	Frecuencia de conmutación
I_D	Valor promedio de la corriente del diodo
I_{in}	Corriente de entrada
$I_{i_{RMS}}$	Valor eficaz de la fundamental de corriente
I_o	Valor promedio de la corriente de salida
I_{RMS}	Valor eficaz de la corriente
k	Coefficiente de acoplamiento inductivo
L_c	Inductor de compensación
l_c	Longitud del conductor
L_{dp}	Inductancia de dispersión primaria
L_{ds}	Inductancia de dispersión secundaria
L_{eq_1}	Inductancia equivalente 1
L_M	Inductancia mutua
L_{mp}	Inductancia magnetizante primaria
L_{ms}	Inductancia magnetizante secundaria
L_p	Inductor transmisor - Autoinductancia primaria

L_s	Inductor receptor – Autoinductancia secundaria
L_T	Inductancia total en serie
M_1	MOSFET 1
n	Relación del número de vueltas
n_1	Número de vueltas del inductor transmisor
n_2	Número de vueltas del inductor receptor
N_h	Número de hilos del conductor
η_{Rect}	Eficiencia del rectificador
η_T	Eficiencia total del circuito
ρ_{cu}	Resistividad del cobre
P_D	Potencia promedio disipada en el diodo
$P_{er(AcInd)}$	Pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo
$P_{er(Troc)}$	Pérdidas promedio en el troceador
$P_{er(Lc)}$	Pérdidas promedio en el inductor de compensación
$P_{er(Rect)}$	Pérdidas promedio en el rectificador
P_{in}	Potencia promedio de entrada
P_M	Potencia promedio disipada en el MOSFET
P_o	Potencia promedio de salida
Q	Factor de calidad de la red resonante
\mathfrak{R}	Reluctancia del núcleo
$R_{DS(on)}$	Resistencia de conducción del MOSFET
R_{eq1}	Resistencia equivalente 1
R_g	Resistencia de compuerta del MOSFET

R_L	Resistencia de carga
R_{Lc}	Resistencia parásita del inductor de compensación
T	Período
V_{CD}	Voltaje de corriente directa
V_{DS}	Voltaje de Drenaje – Fuente del MOSFET
v_f	Voltaje de conducción directa del diodo
V_i	Fundamental de voltaje de salida del inversor
V_{in}	Valor promedio del voltaje de entrada
V_o	Valor promedio del voltaje de salida
V_{p1}	Voltaje pulsante 1
V_s	Voltaje de corriente alterna
X_{Cp}	Reactancia del capacitor primario
X_{Ldp}	Reactancia de la inductancia de dispersión primaria
X_{Lds}	Reactancia de la inductancia de dispersión secundaria
X_{Leq1}	Reactancia de la inductancia equivalente 1
X_{Lmp}	Reactancia de la inductancia magnetizante primaria
Z	Impedancia
Z'	Impedancia reflejada
Z_{eq1}	Impedancia equivalente 1
Δ_{vo}	Rizo de voltaje de salida
ϕ	Ángulo de desfase de la corriente

Acrónimos

AWG	American Wire Gauge (Alambre de calibre americano)
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
CONACYT	Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología
LC	Inductor – Capacitor
LCC	Inductor – Capacitor – Capacitor
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor (Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor)
PCB	Printed Circuit Board (Placa de circuito impreso)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación de ancho de pulso)
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
TPI	Transmisión de potencia inalámbrica

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

Con el paso del tiempo, la tecnología ha desarrollado grandes avances en el área de la electrónica de potencia, con el objetivo de dar solución a diversos problemas existentes en el ámbito científico e industrial. Uno de esos avances es la transmisión de energía eléctrica en forma inalámbrica, también conocida como transmisión de potencia inalámbrica (TPI).

La tecnología de transmisión de potencia inalámbrica es un método de transferencia de energía eléctrica proveniente de una fuente de alimentación hasta una carga eléctrica de consumo, sin utilizar un medio material o un conductor eléctrico [1].

La TPI ha sido utilizada principalmente en dos aplicaciones: para el envío de información y energía eléctrica, o bien sólo para transmitir energía eléctrica. En el presente trabajo se desarrolla el último caso, cuyo fin es transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica proveniente de una fuente de alimentación hasta una carga eléctrica, utilizando un acoplamiento inductivo resonante.

Para una mejor comprensión del funcionamiento de la TPI, en este apartado se presentará la clasificación de la TPI, además se presenta la estructura general de un circuito de TPI con acoplamiento inductivo resonante.

1.1.1. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica

La TPI se puede clasificar de acuerdo con el método utilizado para llevar a cabo la transferencia de energía. Existen dos clases de técnicas de transferencia de energía: la de campo cercano (no radiante) y la de campo lejano (radiante) [2].

En las técnicas de campo cercano o no radiante, la energía es transferida a través de cortas distancias por campos magnéticos o campos eléctricos. En este tipo de transmisión se utiliza un acoplamiento inductivo o un acoplamiento capacitivo. Dentro del acoplamiento inductivo encontramos el acoplamiento inductivo resonante donde se utiliza el principio de la resonancia eléctrica en un circuito tanque resonante.

En las técnicas de campo lejano, también llamadas radiantes de energía, la energía es transmitida por haces de radiación electromagnética, como microondas o haces de láser. Estas técnicas pueden transportar la energía a una distancia mayor, pero deben ser dirigidas de forma lineal al receptor [3]-[4].

La clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica se presenta en la Figura 1, así como los acoplamientos y técnicas utilizadas para llevar a cabo la transferencia de energía. En dicha Figura se señala el acoplamiento inductivo resonante debido a que este tipo de TPI será utilizado en el trabajo desarrollado en esta tesis.

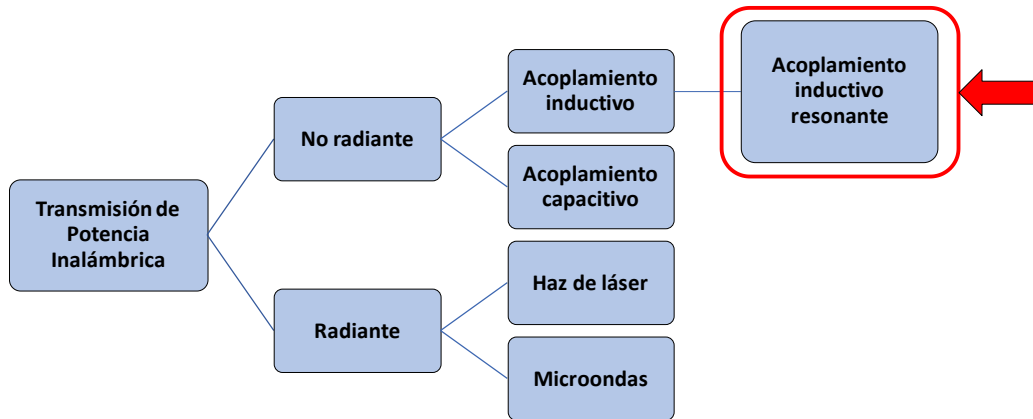


Figura 1. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica

1.1.2. Estructura de un circuito de transmisión de potencia inalámbrica con acoplamiento inductivo resonante

La tecnología de TPI con acoplamiento inductivo resonante comprende de un convertidor resonante CD-CD, el cual se compone de dos elementos claves para llevar a cabo la transmisión de energía en forma inalámbrica: un inductor transmisor y un inductor receptor. Estos inductores se encuentran acoplados magnéticamente y transmiten energía eléctrica utilizando un campo magnético.

La estructura general de un circuito de TPI con acoplamiento inductivo resonante se presenta en la Figura 2, en dicha Figura se presenta la estructura por medio bloques que representan cada etapa del circuito. Las etapas son: fuente de alimentación de CD, un inversor (voltaje o corriente), una red resonante, un acoplamiento inductivo, un rectificador y la carga eléctrica de consumo.

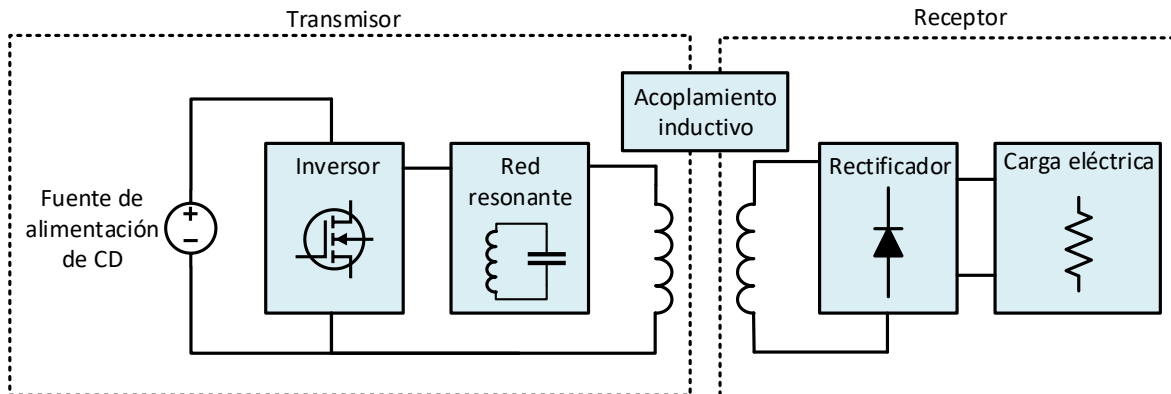


Figura 2. Estructura general de un circuito de TPI con acoplamiento inductivo resonante

Un circuito de TPI se compone de dos partes principales, uno es el dispositivo transmisor y el otro es el dispositivo receptor.

El dispositivo transmisor se compone por una fuente de alimentación de CD que suministra de voltaje y corriente al circuito. La fuente de alimentación puede ser de voltaje constante o de corriente constante.

La fuente de alimentación se conecta a un inversor para convertir la CD a CA. El inversor convierte la señal constante a la entrada (voltaje o corriente) en una señal cuadrada (bipolar o unipolar) a su salida. El inversor entrega esa señal cuadrada a la red resonante.

La red resonante está diseñada para operar en resonancia, además dicha red funciona como un filtro convirtiendo la señal cuadrada en una señal senoidal pura (la cual se obtiene a determinadas condiciones de operación), obteniendo un voltaje y una corriente de CA.

La señal de CA es entregada al inductor transmisor, el cual genera un campo magnético variable debido a la CA. El campo magnético al entrar en contacto con el inductor receptor, se presenta un acoplamiento inductivo, transmitiendo la energía del dispositivo transmisor al dispositivo receptor por medio del campo magnético generado.

El inductor receptor recibe la energía del campo magnético generado por el transmisor. El campo magnético induce un voltaje en las terminales del inductor receptor y con ello un flujo de corriente eléctrica a través del inductor receptor.

El voltaje y corriente de CA generados por el inductor receptor es entregado a un rectificador el cual convierte la CA en CD, entregando a su salida una señal de voltaje de CD y una corriente de CD a una carga eléctrica de consumo.

1.2. Estado del arte

Con el propósito de conocer más a fondo la tecnología de transmisión de potencia inalámbrica en aplicaciones de baja potencia, se procedió a realizar a una revisión del estado del arte en la literatura científica y en bases de datos de patentes, con el fin de identificar los siguientes puntos:

- Los trabajos realizados sobre la tecnología de TPI
- Las necesidades y problemas actuales en la TPI
- Técnicas y topologías utilizadas en la TPI
- Identificar las topologías de redes resonantes y de inversores utilizadas en la TPI

La información obtenida en la revisión del estado del arte se presenta en los siguientes apartados.

1.2.1. Métodos de transmisión de potencia inalámbrica inductiva

En la literatura científica existe una variedad de métodos para llevar a cabo la TPI inductiva, pero entre estos métodos existen tres que son los más utilizados, los cuales se presentarán a continuación.

1.2.1.1. Técnica de bucle de Tesla en forma dominó

Esta técnica utiliza un dispositivo transmisor, un dispositivo receptor y múltiples inductores independientes para llevar a cabo la transmisión de energía eléctrica de forma inalámbrica.

El dispositivo transmisor en su entrada recibe energía eléctrica de una fuente de alimentación, mientras que en su salida tiene un inductor plano que opera a una frecuencia fija, el inductor genera un campo magnético variable.

A una determinada distancia se coloca otro inductor plano en posición paralela al inductor transmisor, al cual se le conocerá como inductor repetidor. El inductor repetidor está conectado en paralelo a un capacitor formando un tanque resonante. El tanque resonante del repetidor está diseñado para operar en resonancia a la frecuencia de operación del inductor transmisor.

En la literatura se utiliza uno o más inductores repetidores colocados en fila, similar a las filas de piezas de dominó, por esta razón se le conoce con este nombre al método descrito. Después de tener los inductores repetidores en fila, al final de la fila se encuentra un último inductor que forma parte del dispositivo receptor, dicho dispositivo recibe el campo magnético transmitido y entrega energía eléctrica a su salida a una carga eléctrica de consumo.

En la literatura se presentan diversos estudios realizados para mejorar la TPI utilizando el bucle de Tesla en forma dominó, una técnica utilizada es modificando la forma de la fila de los inductores repetidores.

La forma típica que tiene la fila de inductores repetidores es en línea recta, tal como se describe en los estudios presentados en [5]-[6]. Existen otros trabajos donde modifican la forma de la fila de los inductores repetidores: en forma circular [7], o bien en forma de “Y” [8]. En la Figura 3 se presentan fotografías de las formas implementadas para el bucle de Tesla en forma dominó.

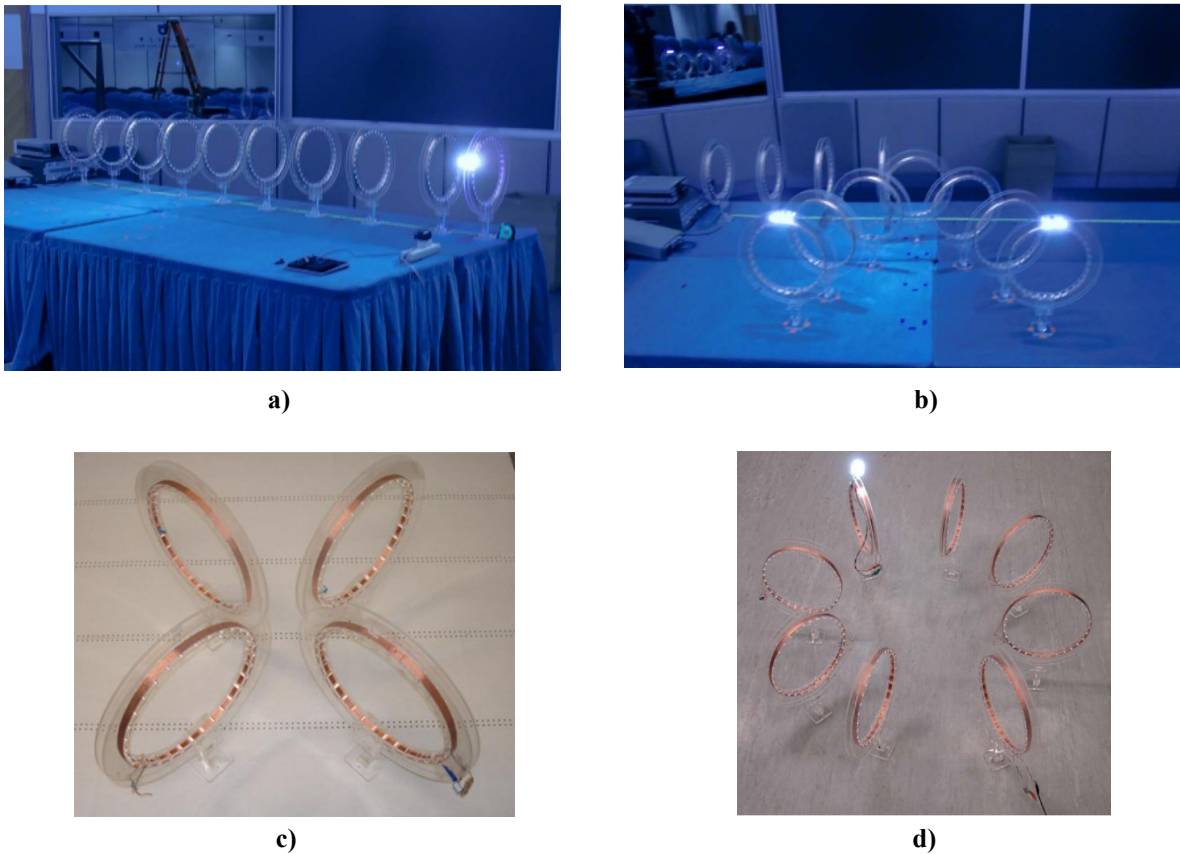


Figura 3. Implementación de TPI utilizando el bucle de Tesla en forma dominó. **a)** Forma en línea recta [8], **b)** Forma “Y” [8], **c)** Forma circular con 4 inductores [7], **d)** Forma circular con 8 inductores [6]

1.2.1.2. Técnica de libre posicionamiento de carga 2D

En la tecnología de TPI inductiva se utilizan dos inductores planos para llevar a cabo la transmisión de energía de forma inalámbrica, para ello, es necesario ambos inductores se encuentren alineados adecuadamente el uno con el otro, para que puedan mantenerse acoplados magnéticamente y lleven a cabo la transmisión de energía de forma eficiente.

Cuando los inductores no se encuentran alineados adecuadamente, el coeficiente de acoplamiento disminuye y junto con ello la eficiencia de transmisión de energía a través del acoplamiento inductivo, a este problema se le conoce como desalineamiento de los inductores de transmisión.

La técnica de libre posicionamiento de carga 2D surge a partir de la necesidad de dar solución al problema del desalineamiento de los inductores de transmisión. Existen tres formas para aplicar el libre posicionamiento de carga 2D, son las siguientes:

- Mecanismo de alineamiento de inductores (inductor transmisor móvil)
- Mecanismo de posicionamiento guiado (atracción magnética)
- Múltiples inductores de transmisión

Mecanismo de alineamiento de inductores (inductor transmisor móvil). Este método consiste en colocar un dispositivo receptor sobre el dispositivo transmisor. El dispositivo transmisor posee un sensor que permite detectar si el inductor transmisor está alineado adecuadamente con el inductor receptor, en caso de no estarlo, se activa un mecanismo que moverá al inductor transmisor justo debajo del inductor receptor, alineándolo adecuadamente y llevando la transmisión inalámbrica de energía de forma eficiente [9]. El método se ilustra en la Figura 4.

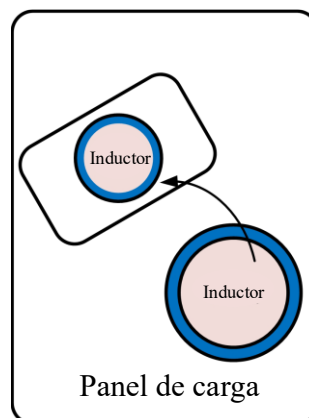


Figura 4. Mecanismo de alineamiento de inductores (inductor transmisor móvil) [9]

Mecanismo de posicionamiento guiado (atracción magnética). En esta técnica el dispositivo transmisor posee una guía para la colocación del dispositivo receptor, con el fin de lograr una alineación precisa. La guía del dispositivo transmisor utiliza un atractor magnético para alinear el inductor receptor hacia una ubicación fija. Para lograr la atracción magnética se utiliza un imán en el dispositivo receptor, de esta forma se logra la alineación de los inductores de transmisión de una forma simple [9]. El método descrito se ilustra en la Figura 5.

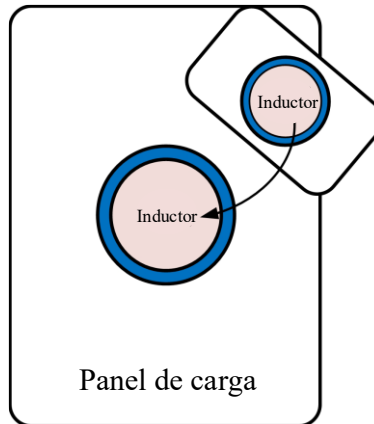


Figura 5. Mecanismo de posicionamiento guiado (atracción magnética del receptor) [9]

Múltiples inductores de transmisión. Este método consiste en utilizar múltiples inductores de transmisión para llevar a cabo la transmisión de potencia inalámbrica, dichos inductores son colocados en todo el área del panel de carga del dispositivo transmisor, esto con fin de transmitir energía de forma inalámbrica al dispositivo receptor, en cualquier posición del panel de carga [9]. Esta técnica también es utilizada para cargar inalámbricamente múltiples dispositivos de carga [10]. Algunas patentes que utilizan este método de TPI inductiva son [11]-[12]. El método descrito se ilustra en la Figura 6.

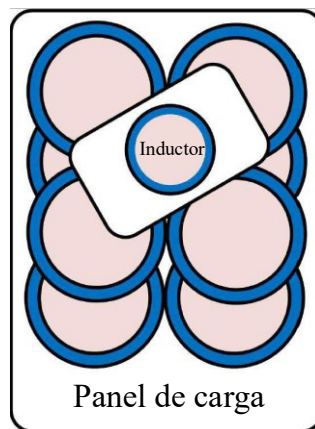


Figura 6. Método de TPI inductiva utilizando múltiples inductores de transmisión [9]

1.2.1.3. Técnica de libre posicionamiento de carga 3D

La técnica de libre posicionamiento de carga 3D más allá de solucionar el desalineamiento de los inductores de transmisión, tiene el objetivo de transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica a una carga eléctrica, dentro de un espacio determinado.

La transmisión se lleva a cabo utilizando un inductor o un arreglo de múltiples inductores, los cuales forman un recipiente, este recipiente está hueco y tiene suficiente espacio para colocar uno o múltiples dispositivos de carga. Los dispositivos de carga reciben energía eléctrica de forma inalámbrica debido al campo magnético generado por los inductores de transmisión.

Existen diversos estudios realizados en la literatura científica en los cuales se realizan pruebas de eficiencia en la transmisión de energía, en diferentes coordenadas dentro del espacio de transmisión, con el propósito de encontrar el punto más óptimo para la TPI.

Algunos trabajos utilizan como transmisor un recipiente en forma rectangular, tal como se presenta en [13], donde el recipiente rectangular está conformado por dos inductores de transmisión, dentro del recipiente se puede colocar múltiples dispositivos electrónicos, los cuales son energizados de forma inalámbrica. La implementación de [13] se presenta en la Figura 7.

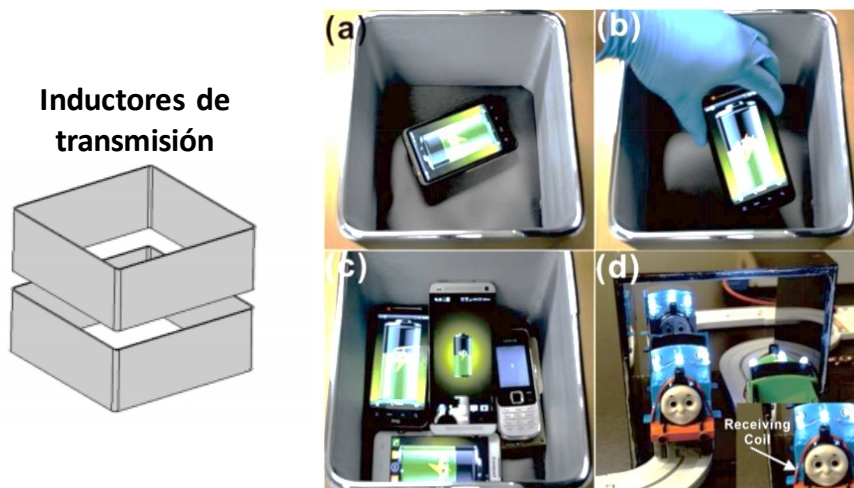


Figura 7. Implementación de un sistema de TPI inductiva con libre posicionamiento de carga 3D, utilizando un recipiente rectangular como transmisor [13]

Otro trabajo reportado en la literatura es el desarrollado en [14], en el cual se utilizan tres inductores de transmisión los cuales forman un recipiente hueco en forma de esfera, dentro de ese recipiente se colocan múltiples dispositivos de carga que reciben energía eléctrica de forma inalámbrica. La implementación de [14] se presenta en la Figura 8.

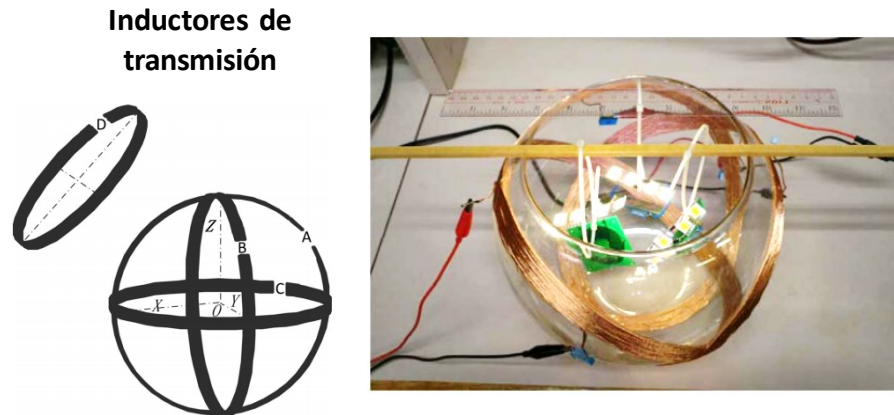


Figura 8. Implementación de un sistema de TPI inductiva con libre posicionamiento de carga 3D, utilizando un recipiente en forma de esfera como transmisor [14]

1.2.2. Circuitos de transmisión de potencia inalámbrica inductiva en lazo abierto

En este apartado se presentarán algunas topologías utilizadas en las etapas del inversor y de la red resonante de un circuito de TPI inductiva. En los siguientes apartados se presentan algunos trabajos reportados en la literatura, los cuales cumplen con la función de transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica en aplicaciones de baja potencia. A dichos circuitos se les obtuvo los parámetros eléctricos de operación, entre los cuales se encuentran: potencia de salida, voltaje de salida, corriente de salida, resistencia de carga, voltaje de entrada, frecuencia de conmutación, coeficiente de acoplamiento inductivo, distancia de transmisión y eficiencia total del circuito.

1.2.2.1. Circuito de carga inalámbrica de baja potencia, utilizando un convertidor resonante serie CD-CD y un convertidor SEPIC [15]

El circuito presentado en la Figura 9 se compone de las siguientes etapas: una fuente de voltaje de CD, un inversor puente completo, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante, un rectificador puente completo con filtro de voltaje, un convertidor CD-CD conmutado tipo SEPIC y una carga resistiva. Los parámetros eléctricos de operación de este circuito TPI son los siguientes:

$P_o = 10W$	$d = 1.5cm$
$I_o = 3A$	$k = 0.4$
$V_o = 3.33v$	$V_{DC} = 10v$
$\eta_T = 68.6\%$	$f_s = 100kHz$

El convertidor SEPIC cuenta con un control en modo corriente para controlar la respuesta del mismo convertidor.

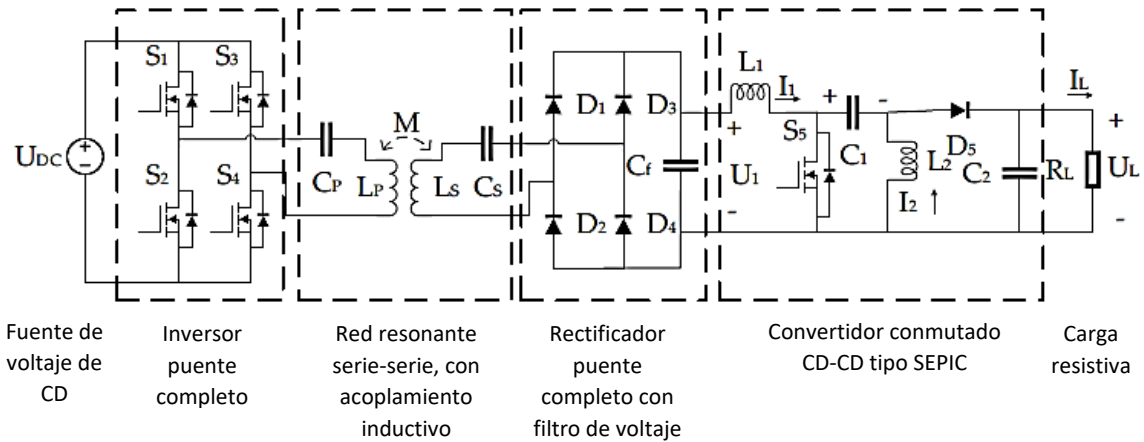


Figura 9. Circuito de carga inalámbrica de baja potencia presentado en [15]

1.2.2.2. Circuito de carga inalámbrica para batería, con libre posicionamiento de carga 3D [13]

El circuito presentado en la Figura 10 se compone de las siguientes etapas: una fuente de alimentación de CD (conformada por un puente rectificador, un inversor medio puente, un transformador reductor, un puente rectificador, un filtro de corriente y voltaje), seguido de un inversor puente completo, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante, un rectificador puente completo, un filtro de voltaje de salida y por último la carga eléctrica (batería). Los parámetros eléctricos de operación de este circuito TPI son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 P_o &= 2.5W & R_L &= 50\Omega \\
 I_o &= 500mA & V_{in} &= 30v \\
 V_o &= 5v & f_s &= 125kHz \\
 \eta_T &= 57\%
 \end{aligned}$$

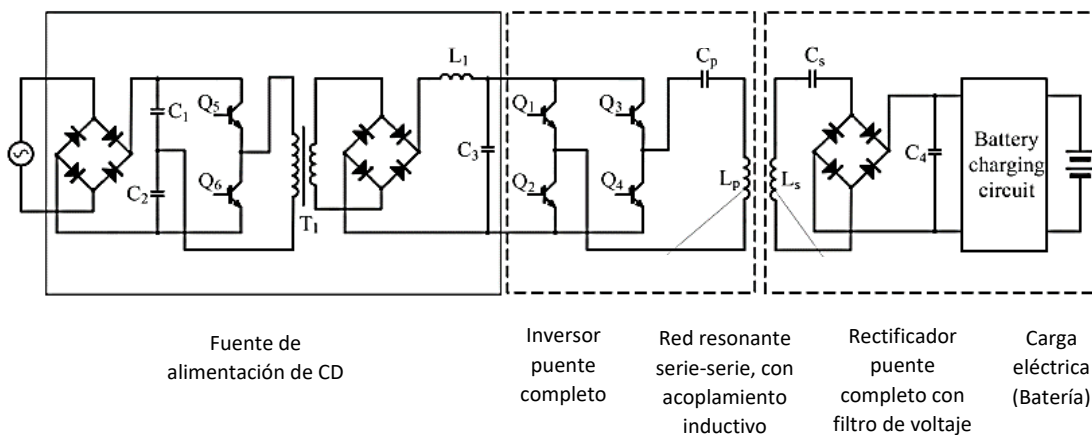


Figura 10. Circuito de carga inalámbrica para batería presentado en [13]

1.2.2.3. Sistema TPI con red resonante serie-serie [16]

El circuito presentado en la Figura 11 se compone de las siguientes etapas: una fuente de voltaje de CD, un inversor puente completo, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante, un rectificador puente completo con filtrado de voltaje y una carga resistiva. Los parámetros eléctricos de operación de este circuito TPI son los siguientes:

$P_o = 10\text{W}$	$d = 20\text{cm}$
$I_o = 1\text{A}$	$R_L = 10\Omega$
$V_o = 10\text{v}$	$V_s = 8.5\text{v}$
$\eta_T = 62.6\%$	$f_s = 97.56\text{kHz}$
	$k=0.0689$

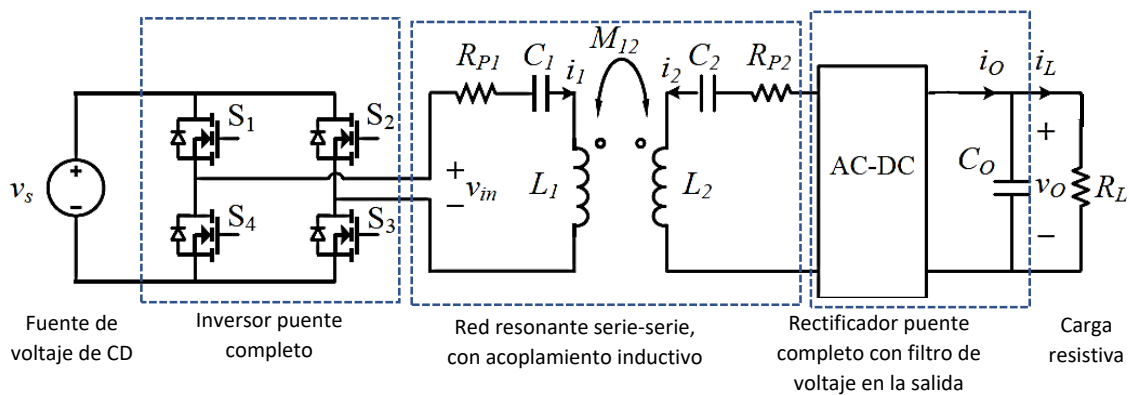


Figura 11. Circuito de TPI presentado en [16]

1.2.2.4. Inversor clase E para TPI [17]

El circuito presentado en la Figura 12 se compone de las siguientes etapas: una fuente de corriente de CD, un inversor clase E, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante, rectificador puente completo con filtrado de voltaje y la carga resistiva.

Los parámetros eléctricos de operación de este circuito TPI son los siguientes:

$P_o = 11\text{W}$	$d = 10\text{cm}$
$I_o = 320\text{mA}$	$R_L = 1\text{k}\Omega$
$V_o = 34.37\text{v}$	$V_{CD} = 20\text{v}$
$\eta_T = 62.4\%$	$f_s = 815\text{kHz}$
	$k=0.1$

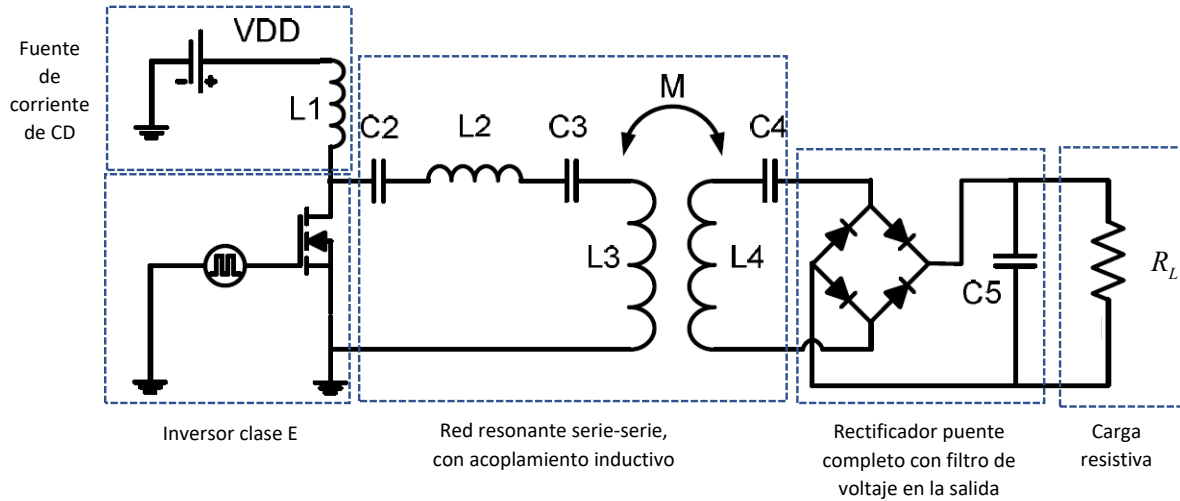


Figura 12. Circuito de TPI presentado en [17]

1.2.2.5. Sistema de TPI con red resonante de múltiples inductores [18]

El circuito presentado en la Figura 13 se compone de las siguientes etapas: una fuente de voltaje de CD, un inversor clase D, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante (compuesta por múltiples inductores), un puente rectificador con filtrado de voltaje de salida y la carga resistiva.

Los parámetros eléctricos de operación de este circuito TPI, son los siguientes:

$$P_o = 10W$$

$$I_o = 3.03A$$

$$V_o = 3.3v$$

$$\eta_T = 50\%$$

$$d = 30cm$$

$$R_L = 1.08\Omega$$

$$V_{in} = 20v$$

$$f_s = 82.3kHz$$

$$k=0.059$$

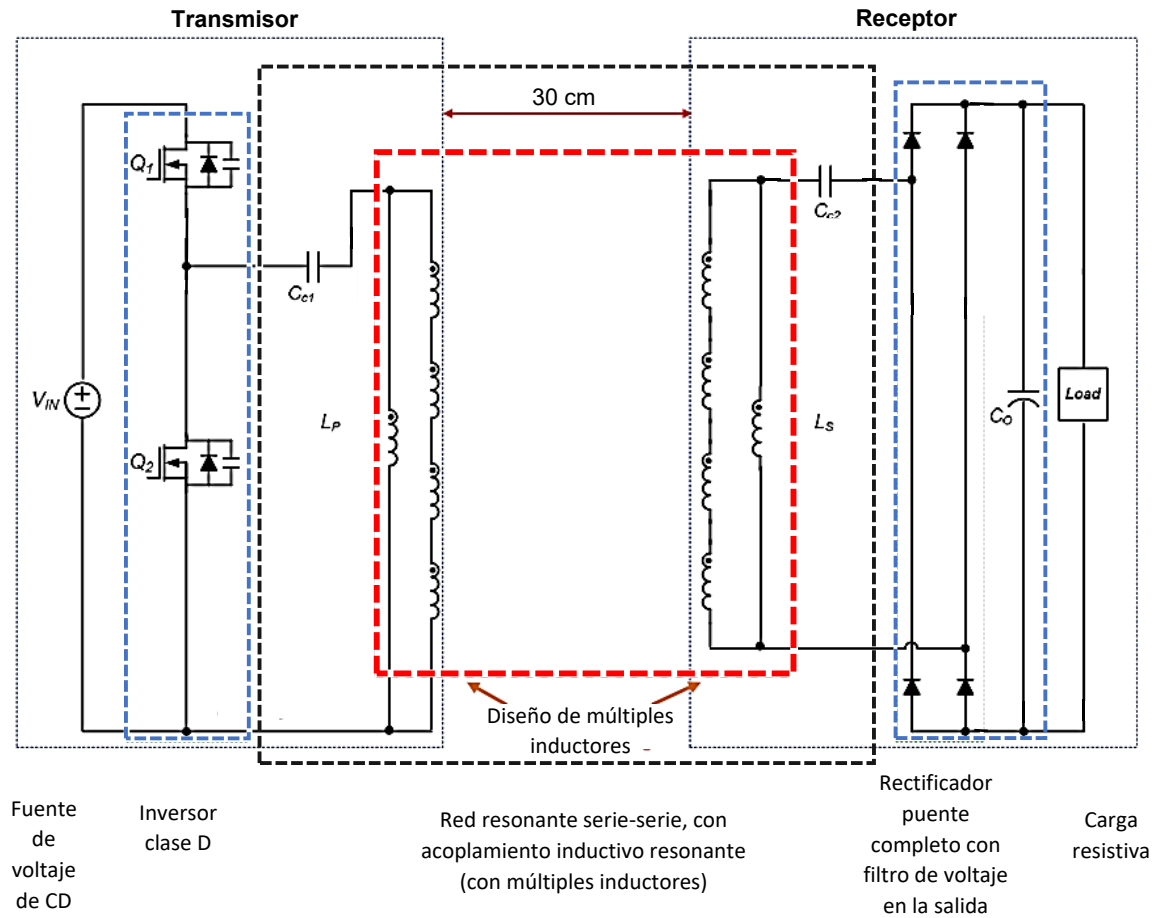


Figura 13. Circuito de TPI presentado en [18]

1.2.2.6. Comparativa de los circuitos de TPI inductiva en lazo abierto

Para un mejor análisis de las topologías presentadas en los apartados 1.2.2.1. al 1.2.2.5., se realizó la Tabla 1 y Tabla 2. En la Tabla 1 se comparan las características de las cinco topologías presentadas. Las características mostradas son: eficiencia, potencia de salida, topología del inversor y topología de la red resonante.

Tabla 1. Comparación de las topologías presentadas en la revisión del estado del arte

Referencia	Año de publicación	Eficiencia	Potencia de salida	Topología del inversor	Topología de red resonante
[15]	2018	68.6%	10 w	Puente completo	Serie-serie
[13]	2018	57%	2.5 w	Puente completo	Serie-serie
[16]	2018	62.6%	10 w	Puente completo	Serie-serie
[17]	2014	62.4%	11 w	Clase E	Serie-serie
[18]	2017	50%	10 w	Clase D	Serie-serie

En la Tabla 2 se presenta un análisis de ventajas y desventajas de cada topología presentada en los apartados 1.2.2.1. al 1.2.2.5.

Tabla 2. Análisis de las ventajas y desventajas de las topologías presentadas en la revisión del estado del arte

Referencia	Ventajas	Desventajas
[15]	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito entrega el voltaje y la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error, ya que cuenta con un convertidor SEPIC. -La distancia de transmisión es la ideal para la carga inalámbrica de dispositivos electrónicos. 	<ul style="list-style-type: none"> -Existe una gran cantidad de componentes en el circuito. -Existe un gran porcentaje de pérdidas en el circuito, logrando una eficiencia de 68.6%.
[13]	<ul style="list-style-type: none"> -En este circuito se utiliza la técnica de libre posicionamiento 3D, que permite colocar el dispositivo electrónico en cualquier posición (x,y,z). -La cantidad de componentes del circuito es considerable. 	<ul style="list-style-type: none"> -La máxima eficiencia sólo se alcanza en determinadas coordenadas (x,y,z). -La eficiencia disminuye al aumentar el número de componentes a cargar. -La eficiencia obtenida es baja debido al bajo nivel de potencia que se entrega a la carga eléctrica.
[16]	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito entrega el voltaje y potencia deseada a la carga. -La cantidad de componentes del circuito es considerable. -La eficiencia alcanzada es relativamente buena para la distancia de transmisión empleada. 	<ul style="list-style-type: none"> -Aunque la cantidad de componentes es considerable, podría reducirse aún más. -La distancia de transmisión no aplica para la carga inalámbrica de dispositivos electrónicos, ya que se presentarían otras características de operación.
[17]	<ul style="list-style-type: none"> -El circuito entrega el voltaje y potencia deseados a la carga. -El número de componentes es considerablemente bueno. -La eficiencia obtenida es relativamente buena a la distancia transmitida. 	<ul style="list-style-type: none"> -La distancia de transmisión es muy distante a la empleada para la carga inalámbrica de dispositivos electrónicos, ya que la distancia hace que el comportamiento del circuito cambie.
[18]	<ul style="list-style-type: none"> -El inversor del circuito es simple y reducido. -La potencia deseada en la salida es transmitida a una distancia amplia de 30 cm. -El coeficiente de acoplamiento es bueno debido al arreglo de múltiples inductores 	<ul style="list-style-type: none"> -Los inductores son muy grandes y hay varios de ellos, haciendo que sea difícil utilizar esta topología en pequeños dispositivos electrónicos de baja potencia. -Debido a la gran cantidad de componentes, se presenta un 50% de pérdidas en energía.

1.2.3. Circuitos de transmisión de potencia inalámbrica en lazo cerrado

Un parámetro importante en los circuitos de TPI inductiva es la resonancia eléctrica. El tanque resonante que forma parte del circuito de TPI posee una frecuencia natural, también conocida como frecuencia de resonancia. El tanque resonante al aplicársele una señal que opere a la frecuencia de resonancia, presentará las siguientes características:

- La reactancia inductiva del tanque tendrá el mismo valor que la reactancia capacitiva, por tanto, la reactancia total del circuito será nula.
- El circuito de TPI se comportará como un circuito puramente resistivo.
- La corriente del tanque resonante estará en fase con la señal de voltaje de entrada del tanque resonante.
- Se llevará a cabo la máxima transferencia de energía desde la fuente de alimentación hasta la carga eléctrica, dicha transferencia energía también depende de la distancia de transmisión entre el dispositivo transmisor y el dispositivo receptor.
- El circuito presentará un aumento en su eficiencia, pero seguirá dependiendo de la distancia de transmisión entre el dispositivo transmisor y el dispositivo receptor.

Para que un circuito de TPI inductiva funcione con mayor eficiencia, es necesario que el circuito opere en estado de resonancia. Dicho punto de operación es difícil de mantener utilizando un circuito en lazo abierto, debido a que existen diversas variables que afectan a un tanque resonante, tales como:

- Variaciones en la frecuencia aplicada al tanque resonante.
- Variaciones en el valor inductivo o capacitivo de los componentes, causadas por el aumento de la temperatura.
- Las inductancias parásitas y capacitancias parásitas en los componentes.
- Variaciones en las inductancias provenientes del acoplamiento inductivo, ocasionadas por los cambios en la distancia de transmisión y el medio de transmisión.

Para dar solución a este problema, en la literatura se han desarrollado técnicas de control en lazo cerrado para actuar sobre la resonancia del circuito, logrando porcentajes de eficiencia energética desde un 70% hasta un 80%.

En [16] se presenta un ejemplo de circuito de TPI inductiva en lazo cerrado. En este trabajo se mide un parámetro en el dispositivo receptor, se mide el voltaje en la carga eléctrica, ese dato es procesado mediante una modulación *On-Off Keying* y es transmitido inalámbricamente hacia el dispositivo transmisor, el controlador recibe la señal modulada y procesa la información recibida, para después actuar sobre la frecuencia del inversor por medio de un driver. El control utilizado permite ajustar la frecuencia del inversor a la frecuencia de resonancia y mantener al tanque resonante en estado de resonancia ante las variaciones que pudieran presentarse, de esta forma, el circuito lleva a cabo constantemente

la máxima transferencia de energía de forma inalámbrica. El circuito esquemático utilizado en [16] se presenta en la Figura 14.

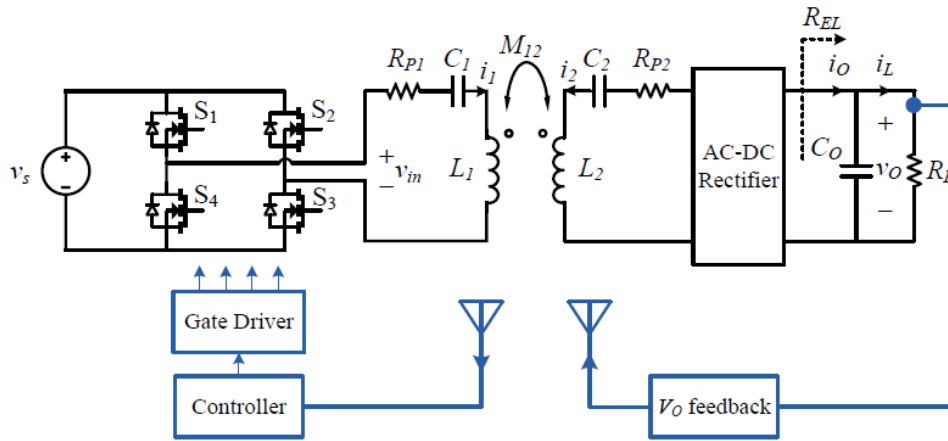


Figura 14. Circuito de TPI inductiva en lazo cerrado, utilizando modulación *On-Off Keying*, mostrado en [16]

Otro trabajo reportado es el presentado en [19], el cual es una patente desarrollada para detectar un dispositivo receptor utilizando un lazo cerrado. El dispositivo transmisor cuenta con sensores que miden los niveles de voltaje del capacitor primario y del inductor transmisor, la información medida llega a un controlador que procesa la información recibida y actúa sobre la frecuencia del inversor. Cuando un dispositivo receptor es acoplado magnéticamente con el dispositivo transmisor, la inductancia reflejada al dispositivo transmisor modifica los niveles de voltaje en el tanque resonante, el controlador detecta estos cambios y ajusta la frecuencia del inversor a la frecuencia de resonancia del tanque resonante. De esta forma el circuito se mantendrá en estado de resonancia de manera constante teniendo un dispositivo receptor o sin tenerlo. El circuito esquemático utilizado en [19] se presenta en la Figura 15.

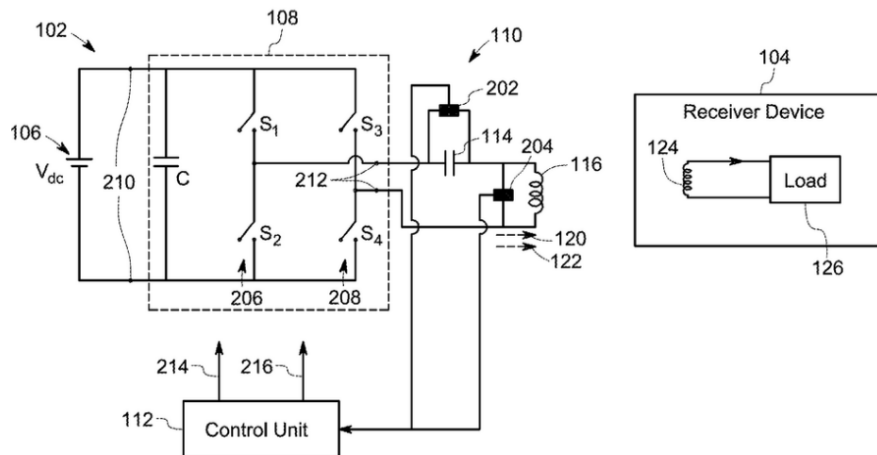


Figura 15. Circuito de TPI inductiva en lazo cerrado para la detección de un dispositivo receptor, mostrado en [19]

1.2.4. Conclusiones de la revisión del estado del arte

Una vez realizada la revisión del estado del arte se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- La topología de red resonante más utilizada en la TPI inductiva de baja potencia, es la topología serie-serie. Esta topología al encontrarse en resonancia posee una ganancia unitaria y es muy útil en estas aplicaciones, debido a que permite transmitir el mismo nivel de voltaje y de corriente desde la fuente de alimentación de CD hasta la carga eléctrica de consumo.
- El coeficiente de acoplamiento inductivo de los inductores de transmisión es inversamente proporcional a la distancia de transmisión. Es importante considerar esta característica en el diseño de los circuitos de TPI inductiva debido a que afecta a la eficiencia total del circuito.
- Las topologías de inversores recomendables para los circuitos de TPI inductiva de baja potencia son el inversor clase D y el inversor clase E, debido a que utilizan menos componentes para llevar a cabo su funcionamiento.
- La técnica más recomendable para llevar la TPI inductiva es aplicando un lazo cerrado en el circuito que actúe sobre la resonancia del tanque resonante, de esta forma el circuito se mantendrá en resonancia ante cualquier variación presente y se llevará a cabo la máxima transferencia de potencia de forma constante.

1.3. Planteamiento del problema

En los últimos años, la tecnología de TPI inductiva ha tenido un desarrollo importante debido a las aplicaciones de carga inalámbrica de baterías para dispositivos eléctricos y electrónicos. Se han desarrollado diferentes técnicas para llevar a cabo la TPI inductiva de forma eficiente y también para poder llevar a cabo la transmisión de energía eléctrica a mayores distancias. Por esta razón es importante conocer las necesidades actuales y problemas presentes en la tecnología de TPI inductiva, específicamente en las aplicaciones de baja potencia. La revisión del estado del arte previamente realizada, nos permite detectar los siguientes problemas:

- ***Bajas eficiencias en la tecnología de TPI inductiva.*** La tecnología de TPI inductiva de baja potencia, presentada en la literatura y en el mercado, presenta bajas eficiencias, los circuitos en lazo abierto presentan eficiencias del 50% al 70%; mientras que los circuitos en lazo cerrado presentan eficiencias del 70% al 80%.
- ***Los diseños existentes de TPI no consideran a las reactancias magnetizantes en la condición de resonancia.*** En los distintos circuitos de TPI inductiva no consideran a las reactancias magnetizantes del acoplamiento inductivo en la condición de resonancia del tanque resonante. Estas reactancias provocan pérdidas en el circuito de TPI inductiva y que la eficiencia total del circuito disminuya.
- ***La tecnología de TPI inductiva presenta dos tanques resonantes independientes.*** Un tanque resonante se encuentra en el lado primario del acoplamiento inductivo, el segundo tanque se encuentra en el lado secundario del acoplamiento. Los trabajos reportados en la literatura buscan aumentar la distancia de transmisión de energía eléctrica, pero no consideran los efectos de las inductancias reflejadas que ocasionan que la eficiencia total del circuito disminuya.
- ***La etapa de rectificación presenta un porcentaje considerable de pérdidas en la eficiencia del circuito.*** Las pérdidas presentes en los diodos del rectificador son considerables en la eficiencia total del circuito de TPI, debido al bajo nivel de potencia que se maneja en el circuito.

Los problemas presentados permiten detectar las necesidades en la tecnología de TPI inductiva en baja potencia, por esa razón son considerados en este trabajo de tesis.

1.4. Propuesta de solución

Se propone diseñar e implementar un circuito de transmisión de potencia inalámbrica con acoplamiento inductivo resonante, con una topología reducida en el número de componentes y que sea capaz de alcanzar una alta eficiencia. El circuito de TPI que se propone es el mostrado en la Figura 16. El circuito se compone de una fuente de voltaje de CD, un troceador clase C, una red resonante serie-serie con acoplamiento inductivo resonante, rectificador puente completo y la carga resistiva.

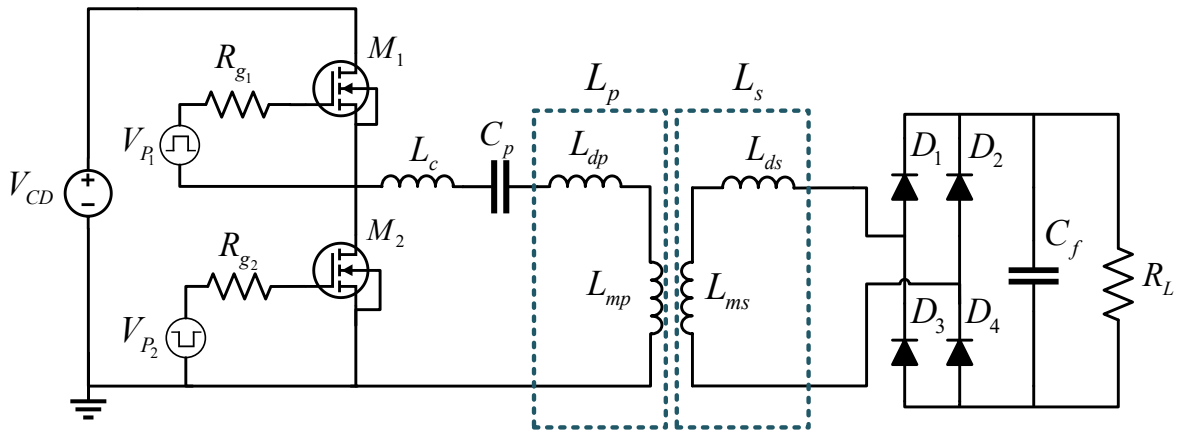


Figura 16. Circuito de transmisión de potencia inalámbrica propuesto

Se propone utilizar un troceador clase C, compuesto de dos MOSFET, los cuales conmutarán a una frecuencia del orden de kHz. La red resonante serie-serie se encuentra diseñada para operar a la frecuencia de conmutación de los MOSFET, de tal forma que la frecuencia de resonancia f_o es igual a la frecuencia de conmutación f_s .

Los inductores que se utilizarán para transmitir energía de forma inalámbrica son inductores planos, los cuales tendrán las mismas características de: modelo, geometría, valor de inductancia, número de vueltas e impedancia. El objetivo de que ambos inductores sean similares es que, al encontrarse acoplados magnéticamente, se alcanzará un mejor coeficiente de acoplamiento y se llevará la TPI de forma eficiente.

Los inductores que se utilizarán en la implementación del circuito de TPI son de la marca *Würth Elektronik* modelo WE760308111, el inductor a utilizar se presenta en la fotografía de la Figura 17, sus características eléctricas se presentan en la Tabla 3. Se propone utilizar este modelo de inductor debido a que es capaz de transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica, el inductor soporta una potencia máxima de 11 W, además, posee una resistencia serie en el orden de miliohms debido a que se compone de hilo de Litz, lo que permite reducir las pérdidas presentes en el inductor.

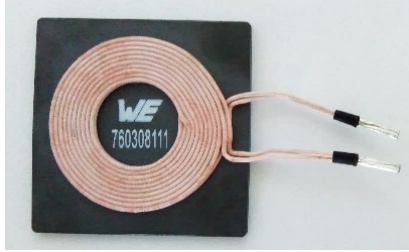


Figura 17. Fotografía del inductor plano que será utilizado para el circuito de TPI propuesto

Tabla 3. Parámetros eléctricos del inductor plano WE760308111

Inductor	L	I_{\max}	Z	P_{\max}
L_p, L_s	$6.3\mu H$	13A	0.02Ω	11W

La red resonante serie-serie se compone del par de inductores planos L_p y L_s , el capacitor C_p y el inductor de compensación L_c . Los inductores L_p y L_s están acoplados magnéticamente.

Los inductores L_{dp} y L_{ds} son las inductancias de dispersión del lado primario y del lado secundario del acoplamiento de L_p y L_s , estas inductancias son originadas por los flujos magnéticos dispersos en cada devanado del acoplamiento inductivo. El valor de las inductancias de dispersión aumenta cuando el coeficiente de acoplamiento disminuye, esto puede ocurrir cuando la distancia entre los inductores L_p y L_s aumenta.

El inductor L_{mp} y L_{ms} son las inductancias magnetizantes ubicadas en ambos lados del acoplamiento inductivo, estas se generan por el número de vueltas que tienen los inductores y llevan a cabo la transmisión de energía eléctrica del inductor transmisor al inductor receptor.

El rectificador puente completo se compone por cuatro diodos rectificadores ultra rápidos de silicio y un capacitor de filtrado de película de polipropileno.

Otro aspecto importante que resaltar es que la distancia de transmisión es fija y es de 1.5 mm, ya que entre ambos inductores de transmisión se encuentra un acrílico con un espesor de 1.5 mm. La razón por la cual se utiliza un acrílico con ese espesor se debe a que los cargadores inalámbricos se encuentran recubiertos por una carcasa de plástico, dicha carcasa tiene un espesor aproximado de 0.5 mm a 1 mm. Cuando se coloca el dispositivo receptor sobre el dispositivo transmisor, la distancia de transmisión durante la carga es fija, con una distancia aproximada de 2 mm entre el inductor transmisor y el inductor receptor (ya considerando el espesor de la carcasa del transmisor y del receptor). Estos aspectos son considerados y son emulados por medio del acrílico de 1.5 mm de espesor en el presente trabajo de tesis.

Realizando un diseño adecuado, considerando todas las características ya mencionadas, se espera obtener la potencia deseada a la salida, esperando alcanzar una alta eficiencia en el circuito TPI propuesto.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Estudio y análisis de una topología de red resonante para su aplicación en el acoplamiento inductivo de transmisión inalámbrica y desarrollo de una metodología de diseño.

1.5.2. Objetivos específicos

- Identificar una red resonante de alta eficiencia a partir de la revisión del estado del arte, sobre los métodos de transmisión de potencia inalámbrica que utilicen acoplamiento inductivo
- Desarrollar el análisis de la red resonante seleccionada
- Contar con una metodología de diseño para la red resonante seleccionada
- Validar experimentalmente el diseño propuesto del circuito de transmisión de potencia inalámbrica

1.6. Alcances y limitaciones

El circuito de TPI propuesto posee las siguientes características:

Alcances

- El circuito de TPI utiliza un acoplamiento inductivo resonante para llevar la transmisión de energía en forma inalámbrica
- El circuito será diseñado para operar en lazo abierto
- El circuito será diseñado para operar a una distancia fija de 1.5 mm, utilizando un acrílico con espesor de 1.5 mm, el cual será utilizado como medio de transmisión
- El circuito de TPI a diseñar será alimentado con una fuente de voltaje de CD y entregará un voltaje y corriente de CD a una carga resistiva
- El circuito entregará 12 v de CD y 10 w constantes a la carga resistiva
- El circuito se encontrará en resonancia bajo las condiciones de diseño, llevando la máxima transferencia de energía desde la fuente de voltaje de CD hasta la carga resistiva de consumo
- El circuito se diseña para que las inductancias del acoplamiento inductivo sean parte de un solo tanque resonante, el cual considera en la condición de resonancia las inductancias reflejadas hacia el dispositivo transmisor

Limitaciones

- El circuito se encontrará en resonancia en las condiciones de diseño, pero al aumentar la distancia de transmisión se presentará un desfase de la corriente del tanque resonante respecto al voltaje entregado por el troceador
- El circuito se mantendrá en resonancia cuando los inductores estén acoplados magnéticamente y alineados debidamente el uno con el otro. Si no se cumplen estas condiciones de operación, el desalineamiento de los inductores ocasionará un desfase de la corriente del tanque resonante con respecto al voltaje entregado por el troceador

CAPÍTULO II
ANÁLISIS DEL CIRCUITO
DE TRANSMISIÓN DE
POTENCIA INALÁMBRICA

En el presente capítulo se desarrolla el análisis matemático del circuito propuesto para TPI. El circuito completo a analizar se presenta en la Figura 16. Dicho análisis será desarrollado en el dominio del tiempo específicamente en estado estable. El análisis será desarrollado por etapas, comenzando por la salida del circuito hasta llegar al troceador clase C.

En los siguientes apartados se presenta el análisis de cada etapa que integra al circuito de TPI: etapa de salida, rectificador puente completo, acoplamiento inductivo, red resonante y el troceador clase C.

El análisis a desarrollar permitirá justificar matemáticamente el funcionamiento del circuito de TPI, además, el análisis permitirá obtener las ecuaciones de diseño para calcular el valor adecuado para cada componente que integra al circuito propuesto.

2.1. Análisis de la etapa de salida del circuito

La etapa de salida del circuito de TPI se conforma por: la carga resistiva y el capacitor de filtrado, mostrados en el diagrama de la Figura 18.

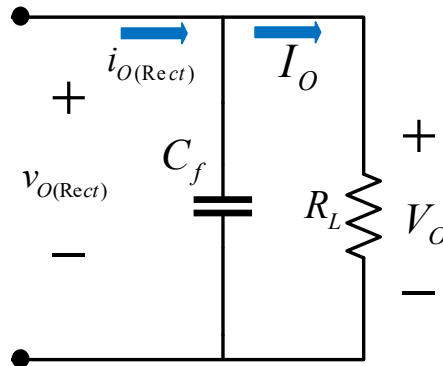


Figura 18. Etapa de salida del circuito de TPI

2.1.1. Valor resistivo de la carga eléctrica

Las especificaciones de diseño conocidas hasta este punto son el voltaje promedio de salida (V_o) y la potencia promedio de salida (P_o). Con estas dos especificaciones se procede a obtener la ecuación del valor resistivo de la carga eléctrica (R_L). Para ello, es necesario utilizar la Ley de Ohm en los parámetros de salida, mostrados en la Ecuación (1).

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (1)$$

Donde: I_o es la corriente promedio de salida del circuito.

Otra ecuación necesaria para obtener el valor resistivo de la carga eléctrica, es la ecuación de la potencia con base a los parámetros de salida del circuito, mostrado en la Ecuación (2).

$$P_o = V_o I_o \quad (2)$$

La Ecuación (1) se sustituye en la Ecuación (2) en el término de I_o , debido a que dicho término es aún desconocido, obteniendo la Ecuación (3).

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (3)$$

Por último, se despeja el término de R_L en la Ecuación (3) y con ello se llega a la ecuación del valor resistivo de la carga eléctrica, mostrada en la Ecuación (4).

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (4)$$

Conociendo el valor de R_L , se procede a obtener la corriente promedio de salida I_o , dicho parámetro se obtiene utilizando la Ecuación (1).

2.1.2. Capacitor de filtrado a la salida

Para obtener la ecuación del capacitor de filtrado a la salida del circuito es necesario analizar la gráfica presentada en la Figura 19. En la gráfica se puede observar dos señales: el voltaje de salida del rectificador puente completo y el voltaje del capacitor de filtrado.

En el momento de arranque el capacitor se encuentra totalmente descargado. Se observa que en el tiempo de 0 a $T/4$, el capacitor comienza a cargarse, además, el voltaje del capacitor coincide con el voltaje entregado por el rectificador puente completo. Esto ocurre sólo en el momento de arranque, debido a que el comportamiento es distinto en el régimen permanente.

En el tiempo de $T/4$ a $T/2$ el voltaje entregado por el rectificador puente completo comienza a disminuir hasta llegar a 0 v, esto ocasiona que el capacitor de filtrado comience a descargarse a través de la resistencia de carga, pero sin descargarse totalmente.

A partir del tiempo $T/2$ en adelante, la señal de voltaje entregada por el rectificador puente completo comienza a aumentar hasta llegar al nivel de voltaje del capacitor, entonces, comienza a cargar nuevamente al capacitor en un determinado tiempo. Una vez transcurrido el tiempo de carga, comienza de nuevo la descarga del capacitor, de esta forma continua el proceso y se va repitiendo periódicamente.

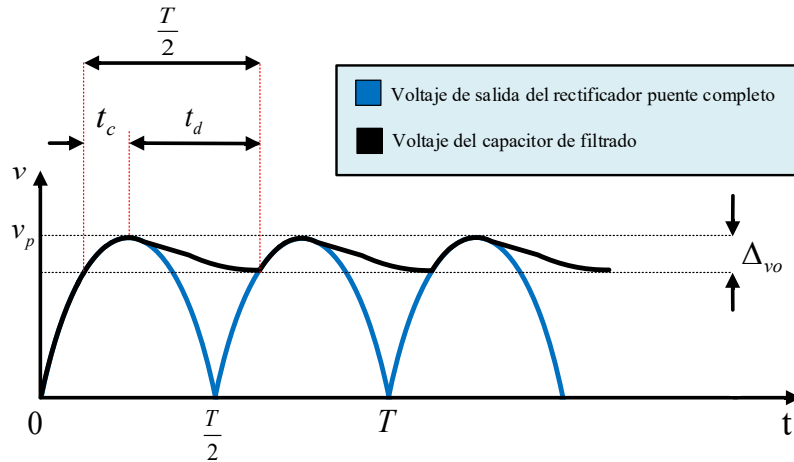


Figura 19. Gráfica de voltaje de salida del rectificador puente completo comparada con el voltaje del capacitor de filtrado

Una vez encontrándose en estado estable el voltaje del capacitor de filtrado, se puede observar un proceso de carga y descarga del capacitor de forma periódica. Al tiempo de carga se le representa con t_c y al tiempo de descarga se le representa con t_d .

El proceso de carga y descarga del capacitor de filtrado, presenta un rizado en la señal de voltaje del capacitor, donde se tiene un valor pico máximo y un valor pico mínimo. La diferencia de voltaje del pico máximo al pico mínimo en el rizo se le conoce como rizo de voltaje del capacitor, representado por Δ_{vo} . Este último parámetro es importante ya que es la señal de voltaje que será entregada a la carga resistiva del circuito. El propósito del capacitor es conseguir que la variación del voltaje de rizado sea lo más pequeña posible, debido a que la carga eléctrica recibe esta señal de voltaje.

La ecuación que se utilizará para estimar el valor del capacitor de filtrado se obtendrá a partir de la Ecuación (5), dicha ecuación se obtiene en [20]. La ecuación es una aproximación, no un valor exacto, la cual puede ser usada para estimar el rizo del voltaje del capacitor, es decir, el voltaje pico a pico del capacitor, específicamente para un rectificador puente completo.

$$\Delta_{vo} = \frac{V_o}{2f_s R_L C_f} \quad (5)$$

Donde: C_f es el capacitor de filtrado de salida y f_s es la frecuencia de conmutación.

Finalmente, se despeja C_f en la Ecuación (5) llegando así a la ecuación para determinar el valor del capacitor de filtrado, mostrado en la Ecuación (6).

$$C_f = \frac{V_o}{2f_s R_L \Delta_{vo}} \quad (6)$$

2.2. Análisis del rectificador puente completo

En la etapa de rectificación del circuito de TPI propuesto, se utilizará un rectificador puente completo. Esta topología se compone de cuatro diodos rectificadores que reciben la corriente alterna proveniente del inductor receptor y convierten la CA en CD. La etapa de rectificación del circuito de TPI que se utilizará, se presenta en la Figura 20.

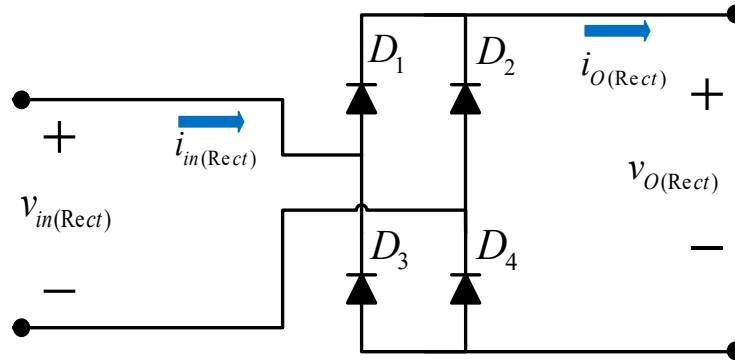


Figura 20. Rectificador puente completo que será utilizado en la etapa de rectificación del circuito de TPI

En el análisis de la etapa de rectificación se obtendrán dos parámetros importantes: la eficiencia del rectificador puente completo y el valor resistivo del rectificador. Los análisis se desarrollan en los siguientes apartados.

2.2.1. Análisis de la eficiencia del rectificador puente completo

El análisis consiste en obtener la eficiencia del rectificador puente completo a partir de la relación de la potencia promedio entregada a la salida del circuito con la potencia promedio que entra al rectificador. El propósito del análisis es obtener la ecuación de la eficiencia del rectificador puente completo en función del voltaje promedio de salida del circuito.

La ecuación a obtener permitirá determinar el valor de eficiencia que puede alcanzar un rectificador puente completo, respecto el valor de voltaje promedio que entrega a su salida.

El análisis comienza con la ecuación de la eficiencia del rectificador puente completo, mostrada en la Ecuación (7).

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{P_{o(\text{Rect})}}{P_{in(\text{Rect})}} \quad (7)$$

Donde: η_{Rect} es la eficiencia del rectificador puente completo, $P_{o(\text{Rect})}$ es la potencia promedio de salida del rectificador puente completo, $P_{in(\text{Rect})}$ es la potencia promedio de entrada del rectificador.

Considerando los parámetros del circuito, se obtienen las igualdades mostradas en la Ecuación (8) y en la Ecuación (9)

$$P_{in(Rect)} = P_o + P_{DT} \quad (8)$$

$$P_{o(Rect)} = P_o \quad (9)$$

Donde: P_o es la potencia promedio de salida del circuito, P_{DT} es la potencia promedio total disipada en el rectificador puente completo.

Sustituyendo la Ecuación (8) y la Ecuación (9) en la Ecuación (7), se obtiene la Ecuación (10).

$$\eta_{Rect} = \frac{P_o}{P_o + P_{DT}} \quad (10)$$

El siguiente paso es obtener el valor de la potencia promedio total disipada en el rectificador puente completo. En cada semiciclo de la corriente alterna, dos diodos del rectificador conducirán corriente mientras los otros dos diodos bloquearán el paso de la corriente, por lo cual, los dos diodos en conducción disiparán potencia, esta potencia promedio disipada son las pérdidas presentes en el rectificador y deben ser consideradas en la eficiencia del rectificador.

La ecuación que permite obtener la potencia promedio disipada en un diodo rectificador es la mostrada en la Ecuación (11).

$$P_D = I_D v_f \quad (11)$$

Donde: P_D es la potencia promedio disipada en el diodo rectificador, I_D es la corriente promedio del diodo, v_f es el voltaje de conducción directa.

Considerando que dos diodos del rectificador se encuentran en conducción, se obtiene la potencia promedio total disipada en el rectificador puente completo, la cual se representa en la Ecuación (12).

$$P_{DT} = 2(I_D v_f) \quad (12)$$

Sustituyendo la Ecuación (12) en la Ecuación (10), se obtiene la Ecuación (13).

$$\eta_{Rect} = \frac{P_o}{P_o + 2I_D v_f} \quad (13)$$

El siguiente paso será factorizar el término P_o del numerador y del denominador de la Ecuación (13), obteniendo la Ecuación (14).

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{1}{1 + \frac{2I_D v_f}{P_o}} \quad (14)$$

Considerando que:

$$I_D = \frac{I_o}{2} \quad (15)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (16)$$

La Ecuación (15) y la Ecuación (16) se sustituyen en la Ecuación (14), obteniendo la Ecuación (17).

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{1}{1 + \frac{2\left(\frac{I_o}{2}\right)v_f}{\frac{V_o^2}{R_L}}} \quad (17)$$

Simplificando términos en la Ecuación (17), se obtiene la Ecuación (18).

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{1}{1 + \frac{I_o R_L v_f}{V_o^2}} \quad (18)$$

Dado a que:

$$V_o = I_o R_L \quad (19)$$

Considerando la Ecuación (19) en la Ecuación (18), obtenemos:

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{1}{1 + \frac{V_o v_f}{V_o^2}} \quad (20)$$

Simplificando la Ecuación (20), finalmente se obtiene la ecuación de la eficiencia del rectificador puente completo en función del voltaje promedio de salida del circuito, presentada en la Ecuación (21).

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{1}{1 + \frac{v_f}{V_o}} \quad (21)$$

v_f es una constante obtenida en la hoja de especificaciones del diodo.

2.2.2. Análisis del valor resistivo equivalente del rectificador puente completo

Para el análisis del valor resistivo equivalente del rectificador puente completo es necesario analizar las gráficas presentadas en la Figura 21, en dicha figura se presentan dos gráficas: la señal instantánea de corriente de entrada del rectificador y la señal instantánea de voltaje de entrada del rectificador. Dichas formas de onda están presentes a la entrada del rectificador puente completo. En [21] (pp. 711-713) se explica a detalle el por qué se obtienen estas formas de onda.

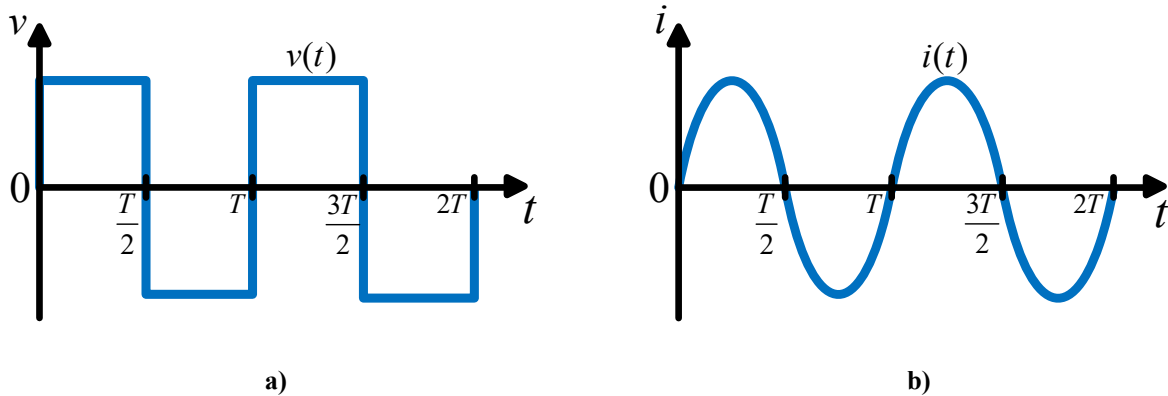


Figura 21. Formas de onda a la entrada del rectificador puente completo. **a)** Señal instantánea de voltaje de entrada, **b)** Señal instantánea de corriente de entrada

En la Figura 21 se puede observar que la forma de onda instantánea del voltaje a la entrada del rectificador es una señal cuadrada bipolar, mientras que la forma de onda instantánea de la corriente de entrada es una señal senoidal bipolar.

El análisis comenzará utilizando la ecuación de la eficiencia del rectificador presentada en la Ecuación (7), donde se obtendrán igualdades a $P_{in(Rec)}t$ y a $P_{o(Rec)}t$, para ello, se utilizará la ecuación de la potencia como el producto de la resistencia con el cuadrado de la corriente, también se consideran las formas de onda de entrada del rectificador puente completo mostradas en la Figura 21, obteniendo la Ecuación (22) y la Ecuación (23).

$$P_{in(Rec)} = I_{i_{RMS}}^2 R_{eq_1} \quad (22)$$

$$P_{o(Rec)} = I_o^2 R_L \quad (23)$$

Donde: $I_{i_{RMS}}$ es la corriente eficaz de la fundamental de corriente de entrada, R_{eq_1} es el valor resistivo equivalente del rectificador puente completo.

Sustituyendo la Ecuación (22) y la Ecuación (23) en la Ecuación (7), se obtiene la Ecuación (24).

$$\eta_{Rect} = \frac{I_o^2 R_L}{I_{i_{RMS}}^2 R_{eq_1}} \quad (24)$$

Considerando que:

$$I_{i_{RMS}} = \frac{4I_o}{\pi\sqrt{2}} \quad (25)$$

Sustituyendo la Ecuación (25) en la Ecuación (24), se obtiene:

$$\eta_{Rect} = \frac{I_o^2 R_L}{\left(\frac{4I_o}{\pi\sqrt{2}}\right)^2 R_{eq_1}} \quad (26)$$

Simplificando la Ecuación (26) se obtiene:

$$\eta_{Rect} = \frac{2I_o^2 R_L \pi^2}{16I_o^2 R_{eq_1}} \quad (27)$$

Simplificando la Ecuación (27) se obtiene:

$$\eta_{Rect} = \frac{R_L \pi^2}{8R_{eq_1}} \quad (28)$$

Finalmente, se despeja R_{eq_1} de la Ecuación (28), obteniendo de esta forma la ecuación para calcular el valor resistivo equivalente del rectificador puente completo, la cual se presenta en la Ecuación (29).

$$R_{eq_1} = \frac{\pi^2 R_L}{8\eta_{Rect}} \quad (29)$$

2.3. Análisis del acoplamiento inductivo

El acoplamiento inductivo de un circuito de TPI inductivo se comporta de forma similar a la de un transformador:

- Presenta inductancias de dispersión en cada devanado del acoplamiento inductivo, las cuales son ocasionadas por los flujos magnéticos dispersos
- Presentan las inductancias magnetizantes en cada devanado del acoplamiento inductivo, las cuales llevan a cabo la transmisión de energía del inductor transmisor al inductor receptor
- El acoplamiento inductivo presenta un núcleo, el cual es el medio de transmisión entre el inductor transmisor y el inductor receptor

El acoplamiento inductivo del circuito de TPI propuesto se compone por el inductor transmisor (L_p) y el inductor receptor (L_s), los cuales al encontrarse acoplados magnéticamente presentan las inductancias de dispersión y las inductancias magnetizantes en cada devanado del acoplamiento inductivo. En el acoplamiento también se hace presente la inductancia mutua (L_M). La estructura completa del acoplamiento inductivo se presenta en la Figura 22.

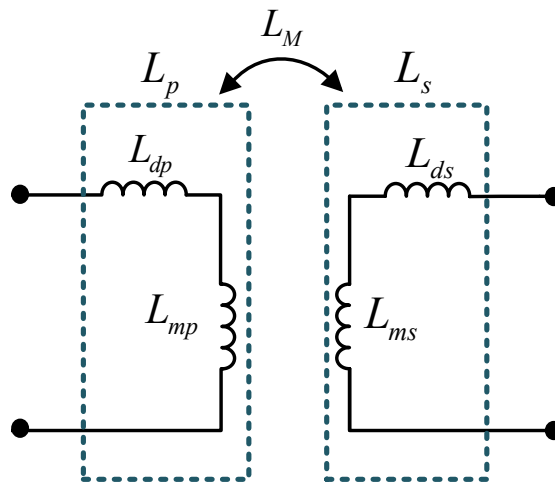


Figura 22. Acoplamiento inductivo completo del circuito de TPI propuesto

2.3.1. Autoinductancias del acoplamiento inductivo

El inductor transmisor es la autoinductancia primaria (L_p), la cual se compone por la inductancia de dispersión primaria (L_{dp}) y por la inductancia magnetizante primaria (L_{mp}). La autoinductancia primaria se puede calcular con la Ecuación (30).

$$L_p = L_{mp} + L_{dp} \quad (30)$$

El inductor receptor es la autoinductancia secundaria (L_s), la cual se compone por la inductancia de dispersión secundaria (L_{ds}) y la inductancia magnetizante secundaria (L_{ms}). La autoinductancia secundaria se puede calcular con la Ecuación (31). Las ecuaciones de autoinductancia fueron obtenidas en [21] (p. 505).

$$L_s = L_{ms} + L_{ds} \quad (31)$$

2.3.2. Inductancia mutua e inductancias magnetizantes

Para obtener la inductancia mutua (L_M) del acoplamiento inductivo se utiliza la Ecuación (32). La ecuación de la inductancia mutua fue obtenida en [21] (p. 505).

$$L_M = \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} \quad (32)$$

Donde: n_1 es el número de vueltas del inductor transmisor, n_2 es el número de vueltas del inductor receptor, \mathfrak{R} es la reluctancia del núcleo.

La inductancia magnetizante primaria L_{mp} se determina con la Ecuación (33), mientras que la inductancia magnetizante secundaria L_{ms} se determina con la Ecuación (34).

$$L_{mp} = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (33)$$

$$L_{ms} = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}} \quad (34)$$

A partir de la inductancia mutua mostrada en la Ecuación (32) se puede determinar las inductancias magnetizantes del acoplamiento, cuando el valor de la reluctancia del núcleo \mathfrak{R} es desconocido. La Ecuación (32) es sustituida en la Ecuación (33) y en la Ecuación (34), de tal forma que ahora, la inductancia magnetizante primaria se obtiene con la Ecuación (35), mientras que la inductancia magnetizante secundaria se obtiene con la Ecuación (36). Las ecuaciones de las inductancias magnetizantes fueron obtenidas en [21] (pp. 503, 505).

$$L_{mp} = L_M \frac{n_1}{n_2} \quad (35)$$

$$L_{ms} = L_M \frac{n_2}{n_1} \quad (36)$$

n_1 y n_2 son valores constantes que forman parte de la estructura física de los inductores de transmisión.

2.3.3. Inductancias de dispersión

Las inductancias de dispersión se calculan utilizando las ecuaciones de la autoinductancia. Despejando L_{dp} de la Ecuación (30) se obtiene la inductancia de dispersión primaria, mostrada en la Ecuación (37).

$$L_{dp} = L_p - L_{mp} \quad (37)$$

Despejando L_{ds} de la Ecuación (31) se obtiene la inductancia de dispersión secundaria, mostrada en la Ecuación (38). Las ecuaciones de las inductancias de dispersión se obtuvieron a partir de las ecuaciones de las autoinductancias mostradas en [21] (pp. 504-505).

$$L_{ds} = L_s - L_{ms} \quad (38)$$

2.3.4. Coeficiente de acoplamiento inductivo

El coeficiente de acoplamiento inductivo es un parámetro que permite determinar qué tan efectivo es el acoplamiento inductivo que se está utilizando, ya que de ello depende la transferencia de energía del inductor transmisor al inductor receptor.

El coeficiente de acoplamiento (k) sólo puede tener valores que se encuentren entre 0 y 1. El valor 1 indica que el acoplamiento es perfecto y toda la energía es transmitida del inductor transmisor al inductor receptor. El valor 0 significa que el acoplamiento es nulo (no existe acoplamiento) y no existe transferencia de energía desde el inductor transmisor al inductor receptor.

Para determinar el coeficiente de acoplamiento inductivo es necesario conocer el valor de la autoinductancia primaria (L_p), el valor de la autoinductancia secundaria (L_s) y el valor de la inductancia mutua (L_M). La ecuación para calcular el coeficiente de acoplamiento inductivo se presenta en la Ecuación (39).

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (39)$$

La ecuación del coeficiente de acoplamiento inductivo se obtuvo de [21] (p. 505).

2.3.5. Método para medición de autoinductancias y cálculo de las inductancias del acoplamiento inductivo

Cuando se diseña un circuito de TPI inductiva es importante obtener los valores de las inductancias del acoplamiento inductivo. En ciertas situaciones es difícil poder obtener dichas inductancias debido a que algunos parámetros eléctricos o magnéticos no se pueden obtener de manera directa, por ejemplo, en algunas ecuaciones se requiere de la reluctancia del núcleo, pero en el caso de TPI no existe un núcleo fijo, debido a que este se ve afectado por el material del medio de transmisión y de la distancia de transmisión.

El método que se presenta en este apartado permite medir las autoinductancias en un acoplamiento inductivo y la inductancia total en serie de los inductores de transmisión, a partir de estas mediciones, se puede determinar las demás inductancias que conforman al acoplamiento inductivo.

El método de medición originalmente es aplicado para determinar las inductancias de un transformador [22], pero en este apartado el método es adaptado para los inductores planos de TPI inductiva. El procedimiento es el siguiente:

- 1.- Acoplar el inductor transmisor con el inductor receptor, esto se hace colocando ambos inductores planos uno frente al otro, lo más alineados posible. En este paso es importante establecer una distancia de transmisión fija, para poder realizar la medición correctamente.
- 2.- Una vez acoplados los inductores de transmisión, se realiza la medición de inductancia del inductor transmisor, esto se realiza con un medidor LCR, el cual debe estar previamente ajustado a la frecuencia de operación del circuito. El valor de inductancia medido corresponde a la autoinductancia primaria (L_p).
- 3.- Manteniendo acoplados los inductores a la distancia de transmisión ya establecida, se procede a medir la inductancia del inductor receptor con el medidor LCR. El valor de inductancia medido corresponde a la autoinductancia secundaria (L_s).
- 4.- Manteniendo acoplados los inductores, ambos inductores se conectan en serie, para proceder a medir su inductancia utilizando el medidor de LCR. El valor de inductancia medido corresponde a la inductancia total en serie (L_T). Este procedimiento de medición se basa en el método de conexión de inductores en serie mutuamente acoplados, cuando la inductancia mutua es aditiva. La fórmula que describe a L_T es la mostrada en la Ecuación (40), dicha ecuación se describe en [23] (p. 953).

$$L_T = L_p + L_s + 2L_M \quad (40)$$

- 5.- Con los valores medidos de inductancia en los pasos 2, 3 y 4, se procede a calcular la inductancia mutua (L_M) del acoplamiento inductivo, esto se hace utilizando la Ecuación (41). Esta última ecuación se obtiene despejando a L_M en la Ecuación (40).

$$L_M = \frac{L_T - L_p - L_s}{2} \quad (41)$$

- 6.- El siguiente paso es calcular las inductancias magnetizantes. La inductancia magnetizante primaria se calcula con la Ecuación (35). La inductancia magnetizante secundaria se calcula con la Ecuación (36).
- 7.- Se calcula las inductancias de dispersión. La inductancia de dispersión primaria se calcula con la Ecuación (37). La inductancia de dispersión secundaria se calcula con la Ecuación (38).
- 8.- Por último, se calcula el coeficiente de acoplamiento inductivo utilizando la Ecuación (39).

2.4. Análisis de la red resonante

La red resonante utilizada para el circuito de TPI propuesto, se compone de un inductor de compensación (L_c), un capacitor del lado primario del acoplamiento inductivo (C_p), el inductor transmisor (L_p) y el inductor receptor (L_s). El circuito utilizado en la red resonante se presenta en la Figura 23.

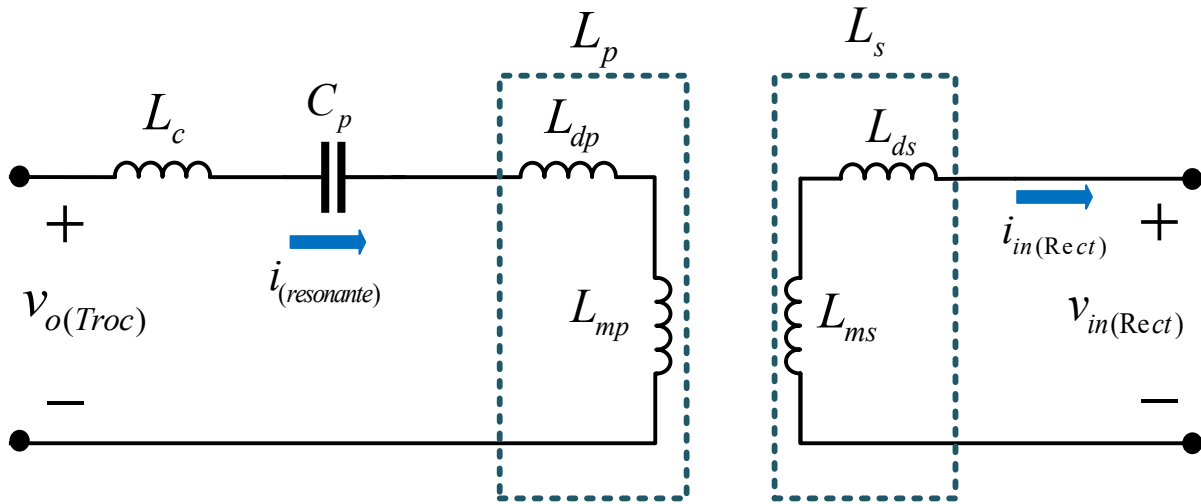


Figura 23. Topología utilizada como red resonante para el circuito de TPI propuesto

El análisis consiste en analizar la red resonante de la Figura 23, simplificarlo hasta obtener el circuito serie equivalente total, este último circuito permitirá establecer la condición de resonancia de la red resonante.

En los siguientes apartados, se presentará en orden consecutivo, el análisis de la red resonante que será utilizado para el circuito de TPI inductiva.

2.4.1. Impedancia reflejada del dispositivo receptor al dispositivo transmisor

El análisis comienza modificando el circuito de la Figura 23:

- El troceador clase C se sustituye por una fuente de voltaje pulsante unipolar ($v_{o(Troc)}$), debido a que el troceador entrega ese tipo de señal a su salida.
- En el lado secundario del acoplamiento inductivo se sustituye todos los elementos a la salida del circuito por una resistencia. Esa resistencia es el valor resistivo equivalente del rectificador puente completo (R_{eq1}). El valor de R_{eq1} se presenta en la Ecuación (29).

El circuito obtenido con estas modificaciones se presenta en la Figura 24.

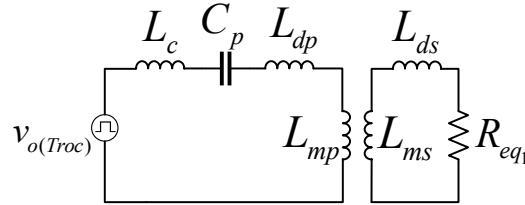


Figura 24. Circuito equivalente de la red resonante a analizar

El siguiente paso será reflejar el circuito secundario del acoplamiento inductivo hacia el circuito primario, esto se hace considerando los parámetros mostrados en la Figura 25.

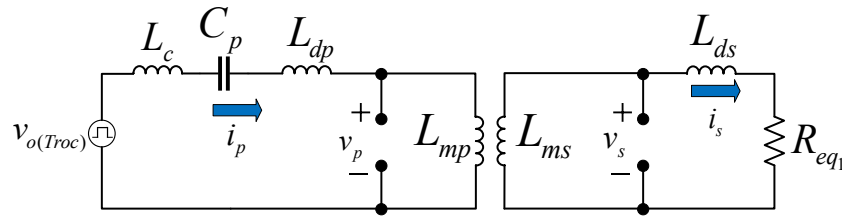


Figura 25. Parámetros necesarios para reflejar el circuito secundario del acoplamiento inductivo al circuito primario

En la Figura 25 se presenta el voltaje primario (v_p) del acoplamiento, el voltaje secundario (v_s), la corriente primaria (i_p) y la corriente secundaria (i_s), todos estos parámetros son señales de corriente alterna.

Los elementos que conforman al circuito secundario del acoplamiento inductivo es la inductancia de dispersión secundaria (L_{ds}) y la resistencia equivalente del rectificador puente completo (R_{eq1}), ambos elementos forman una impedancia (Z). L_{ds} y R_{eq1} al estar conectados en serie, la impedancia (Z) es representada por el valor mostrado en la Ecuación (42).

$$Z = R_{eq1} + X_{Lds} \tag{42}$$

Donde: X_{Lds} es la reactancia de la inductancia de dispersión secundaria.

Obteniendo de esta forma el circuito mostrado en la Figura 26.

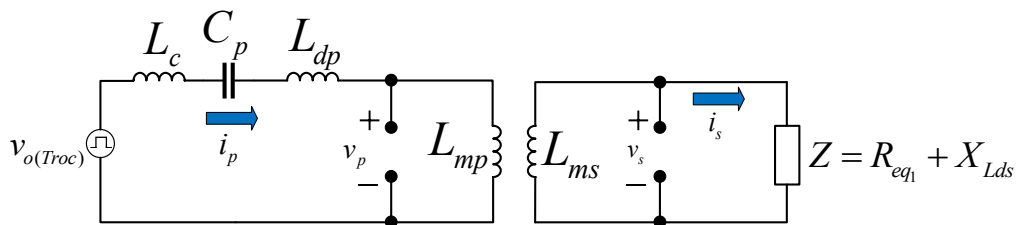


Figura 26. Impedancia equivalente obtenida en el circuito secundario del acoplamiento inductivo

Se analizará el circuito de la Figura 26 considerando al circuito en términos ideales, por tanto, aplicando la Ley de Ohm se obtiene la Ecuación (43) y la Ecuación (44).

$$I_{P_{RMS}} = \frac{V_{P_{RMS}}}{Z'} \quad (43)$$

$$I_{S_{RMS}} = \frac{V_{S_{RMS}}}{Z} \quad (44)$$

Donde: $V_{P_{RMS}}$ es el voltaje eficaz primario, $I_{P_{RMS}}$ es la corriente eficaz primaria, $V_{S_{RMS}}$ es el voltaje eficaz secundario, $I_{S_{RMS}}$ es la corriente eficaz secundaria, Z' impedancia reflejada.

Considerando la igualdad:

$$V_{P_{RMS}} I_{P_{RMS}} = V_{S_{RMS}} I_{S_{RMS}} \quad (45)$$

Se sustituye la Ecuación (43) y la Ecuación (44) en la Ecuación (45), obteniendo:

$$\frac{V_{P_{RMS}}^2}{Z'} = \frac{V_{S_{RMS}}^2}{Z} \quad (46)$$

Se despeja el término Z' en la Ecuación (46), obteniendo:

$$Z' = Z \left(\frac{V_{P_{RMS}}}{V_{S_{RMS}}} \right)^2 \quad (47)$$

Considerando que:

$$\frac{V_{P_{RMS}}}{V_{S_{RMS}}} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{n} \quad (48)$$

Donde: n es la relación del número de vueltas del acoplamiento inductivo.

Sustituyendo la Ecuación (48) en la Ecuación (47), finalmente obtenemos la impedancia reflejada Z' , mostrada en la Ecuación (49).

$$Z' = \frac{Z}{n^2} = \frac{R_{eq1} + X_{Lds}}{n^2} \quad (49)$$

Con la impedancia reflejada obtenida, el circuito presentado en la Figura 24 pasará a tener la forma presentada en el circuito equivalente de la Figura 27.

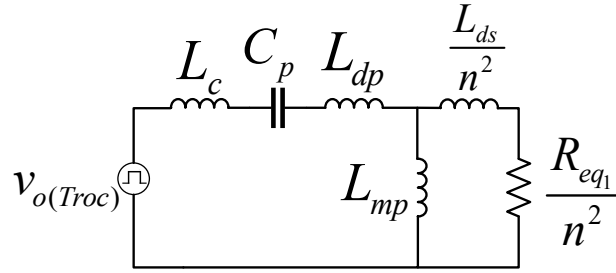


Figura 27. Circuito equivalente obtenido de reflejar el circuito secundario del acoplamiento inductivo al circuito primario

2.4.2. Obtención del circuito equivalente serie total de la red resonante

El análisis comienza a partir del circuito equivalente de la Figura 27, en el cual se observan dos ramas en paralelo donde se encuentran: L_{mp} , L_{ds}/n^2 y R_{eq1}/n^2 . Estas dos ramas en paralelo forman una impedancia equivalente Z_{eq1} , la cual se representa con la Ecuación (50).

$$Z_{eq1} = \frac{jX_{Lmp} \left[\frac{R_{eq1} + jX_{Lds}}{n^2} \right]}{jX_{Lmp} + \left[\frac{R_{eq1} + jX_{Lds}}{n^2} \right]} \quad (50)$$

Donde: X_{Lmp} es la reactancia de la inductancia magnetizante primaria.

Partiendo de la Ecuación (50), se procede a desarrollar matemáticamente la ecuación, obteniendo:

$$Z_{eq1} = \frac{-\frac{X_{Lmp}X_{Lds}}{n^2} + \frac{jX_{Lmp}R_{eq1}}{n^2}}{\frac{R_{eq1}}{n^2} + j\left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2}\right)} \quad (51)$$

Para simplificar aún más la Ecuación (51), dicha ecuación se multiplica por su conjugado, tal como se presenta en la Ecuación (52).

$$Z_{eq1} = \left[\frac{-\frac{X_{Lmp}X_{Lds}}{n^2} + \frac{jX_{Lmp}R_{eq1}}{n^2}}{\frac{R_{eq1}}{n^2} + j\left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2}\right)} \right] \left[\frac{\frac{R_{eq1}}{n^2} - j\left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2}\right)}{\frac{R_{eq1}}{n^2} - j\left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2}\right)} \right] \quad (52)$$

Desarrollando matemáticamente la Ecuación (52), finalmente se obtiene el valor de Z_{eq_1} , presentada en la Ecuación (53).

$$Z_{eq_1} = \frac{\frac{R_{eq_1} X_{Lmp}^2}{n^2} + jX_{Lmp} \left[\frac{X_{Lds}}{n^2} \left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2} \right) + \left(\frac{R_{eq_1}}{n^2} \right)^2 \right]}{\left(\frac{R_{eq_1}}{n^2} \right)^2 + \left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2} \right)^2} \quad (53)$$

La Ecuación (53) presenta el valor de la impedancia (Z_{eq_1}), la cual se compone de una parte real que es la resistencia equivalente real (R_{eq_2}), y de una parte imaginaria que corresponde a la reactancia, esta última al ser positiva, se trata de una reactancia inductiva (X_{Leq_1}). La Ecuación (54) presenta el valor de R_{eq_2} . La Ecuación (55) presenta el valor de X_{Leq_1} .

$$R_{eq_2} = \text{Re}\{Z_{eq_1}\} = \frac{\frac{R_{eq_1} X_{Lmp}^2}{n^2}}{\left(\frac{R_{eq_1}}{n^2} \right)^2 + \left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2} \right)^2} \quad (54)$$

$$X_{Leq_1} = \text{Im}\{Z_{eq_1}\} = \frac{X_{Lmp} \left[\frac{X_{Lds}}{n^2} \left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2} \right) + \left(\frac{R_{eq_1}}{n^2} \right)^2 \right]}{\left(\frac{R_{eq_1}}{n^2} \right)^2 + \left(X_{Lmp} + \frac{X_{Lds}}{n^2} \right)^2} \quad (55)$$

Considerando que R_{eq_2} y X_{Leq_1} son parámetros obtenidos de la simplificación de la impedancia Z_{eq_1} , el circuito presentado en la Figura 27 tomará la forma mostrada en el circuito de la Figura 28.

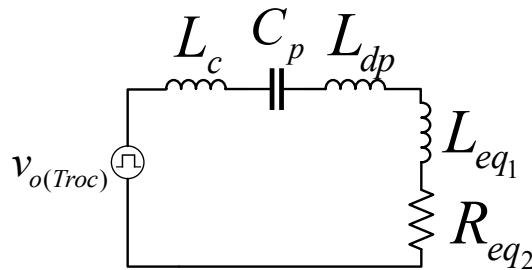


Figura 28. Circuito equivalente obtenido al simplificar la impedancia Z_{eq_1}

Dado el circuito equivalente de la Figura 28 se procede a simplificar dicho circuito, esto se hace sumando el valor de las inductancias L_c , L_{dp} y L_{eq1} , debido a que se encuentran conectadas en serie, obteniendo la inductancia equivalente L_{eq2} , cuyo valor se presenta en la Ecuación (56).

$$L_{eq2} = L_c + L_{dp} + L_{eq1} \quad (56)$$

Una vez obtenido el valor de la inductancia equivalente total L_{eq2} , el circuito presentado en la Figura 28 tomará la forma presentada en el circuito de la Figura 29. Esta última figura corresponde al circuito equivalente serie total de la red resonante.

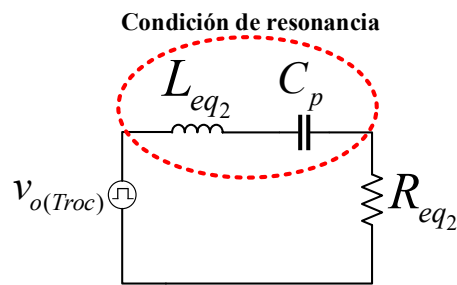


Figura 29. Circuito equivalente serie total de la red resonante

En la Figura 29 se observa un circuito en serie compuesto por una fuente de voltaje pulsante unipolar ($v_{o(Troc)}$), una inductancia equivalente (L_{eq2}), un capacitor (C_p) y una resistencia equivalente (R_{eq2}). Este circuito equivalente permitirá establecer la condición de resonancia de la red resonante.

La condición de resonancia consiste en igualar el valor de la reactancia inductiva X_{Leq2} con la reactancia capacitiva X_{Cp} , representada en la Ecuación (57).

$$X_{Leq2} = X_{Cp} \quad (57)$$

La condición de resonancia permitirá que la red resonante, al operar a la frecuencia de resonancia (f_o), presente el siguiente comportamiento:

- La reactancia inductiva de la red resonante tendrá el mismo valor de la reactancia capacitiva, provocando que las reactancias se anulen la una con la otra.
- Al ser nulas las reactancias de la red resonante, el circuito la Figura 29 se comportará como un circuito puramente resistivo.

- Se llevará la máxima transferencia de energía desde la fuente de voltaje $v_{o(Troc)}$ hacia la carga resistiva R_{eq_2} .

Otro parámetro importante en la red resonante es el factor de calidad (Q), el cual es la relación de la reactancia (inductiva o capacitiva) sobre la resistencia total del circuito. El factor de calidad del circuito mostrado en la Figura 29, se obtiene con la Ecuación (58).

$$Q = \frac{X_{L_{eq_2}}}{R_{eq_2}} = \frac{X_{Cp}}{R_{eq_2}} \quad (58)$$

Este parámetro es importante debido a que indica la relación de la energía almacenada en la red resonante respecto a la energía que se está disipando por ciclo. Esta característica se presenta en el nivel de voltaje en L_c , el cual se representa por la Ecuación (59), obtenida en [23] (pp. 891-892). Se puede observar que el nivel de voltaje de L_c es proporcional a Q , por lo cual, se recomienda considerar un valor adecuado para Q .

$$v_{L_c} = v_{o(Troc)}Q \quad (59)$$

La red resonante también funciona como un filtro (pasa banda) que permite convertir la señal cuadrada entregada por el troceador en una señal senoidal (o aproximada a una señal senoidal), esto se logra dentro de un ancho de banda en la respuesta en frecuencia de la red resonante, donde la frecuencia central es la frecuencia de resonancia.

El factor de calidad es inversamente proporcional al ancho de banda del filtro, por lo cual, en [23] (pp. 894-895) y en [24] (pp. 286-287, 289) se recomienda un valor de $Q \geq 10$, dicho valor es una aproximación ampliamente aceptada debido a que la frecuencia de resonancia biseca el ancho de banda y la curva resonante es simétrica con respecto a la frecuencia de resonancia.

2.4.3. Inductor de compensación y capacitor primario para resonancia

El inductor de compensación (L_c) es un componente eléctrico que forma parte de la red resonante, se encuentra en el circuito primario del acoplamiento inductivo. Este inductor se encuentra conectado en serie con el capacitor primario (C_p) y con el inductor transmisor (L_p).

Analizando el circuito mostrado en la Figura 28, se propone que el inductor de compensación tenga un valor de diez veces la suma de la inductancia de dispersión primaria (L_{dp}) con la inductancia equivalente (L_{eq_1}), obteniendo la Ecuación (60).

$$L_c = 10(L_{dp} + L_{eq_1}) \quad (60)$$

El valor propuesto para la inductancia de compensación tiene como propósito:

- El inductor L_c proporcionará el 90% de la reactancia inductiva de la red resonante, mientras que el 10% restante será proporcionado por las inductancias del acoplamiento inductivo, esto con el fin de que la red resonante no sufra variaciones mayores al 10% en su valor inductivo total. Dichas variaciones son ocasionadas por las inductancias del acoplamiento inductivo, cuyo valor cambia respecto a la distancia de transmisión.
- El valor propuesto para L_c considera al factor de calidad con un valor de $Q \geq 10$, esto tiene como consecuencia que se presente un nivel considerable de voltaje en el inductor L_c , por esa razón, no se recomienda elevar aún más el valor de L_c con el fin reducir el porcentaje de variaciones en el valor inductivo total de la red resonante.
- Con el valor propuesto en el inductor L_c , se espera que este funcione como un elemento clave para mantener al circuito operando próximo a la resonancia, aun cuando se presenten las variaciones en las inductancias del acoplamiento inductivo.

Dado el valor del inductor L_c , se puede determinar la inductancia equivalente L_{eq_2} (ver Figura 29) utilizando la Ecuación (61).

$$L_{eq_2} = 1.1L_c \quad (61)$$

Analizando el circuito de la Figura 29 se observa un capacitor C_p , dicho capacitor aportará la reactancia capacitiva necesaria para que la red resonante se encuentre en resonancia.

Para obtener el valor del capacitor C_p se utilizará la condición de resonancia presentada en la Ecuación (57), para ello, se sustituye la Ecuación (61) en la Ecuación (57), obteniendo:

$$X_{C_p} = 2\pi f_o (1.1L_c) \quad (62)$$

Considerando que:

$$X_{C_p} = \frac{1}{2\pi f_o C_p} \quad (63)$$

Se sustituye la Ecuación (63) en la Ecuación (62), obteniendo:

$$\frac{1}{2\pi f_o C_p} = 2\pi f_o (1.1L_c) \quad (64)$$

Despejando el término de C_p en la Ecuación (64), finalmente se obtiene la ecuación para calcular el valor del capacitor primario, el cual se muestra en la Ecuación (65).

$$C_p = \frac{1}{1.1L_c (2\pi f_o)^2} \quad (65)$$

Otra función importante que realiza el capacitor primario, es filtrar la componente de CD de la señal cuadrada de voltaje unipolar, proveniente del troceador clase C, de tal forma, que la señal unipolar se convierte en una señal cuadrada bipolar.

2.5. Análisis del troceador clase C

La topología que será utilizada como parte del inversor en el circuito de TPI será un troceador clase C [25], el cual se compone de dos MOSFET conectados en serie, tal como se presenta en el diagrama de la Figura 30.

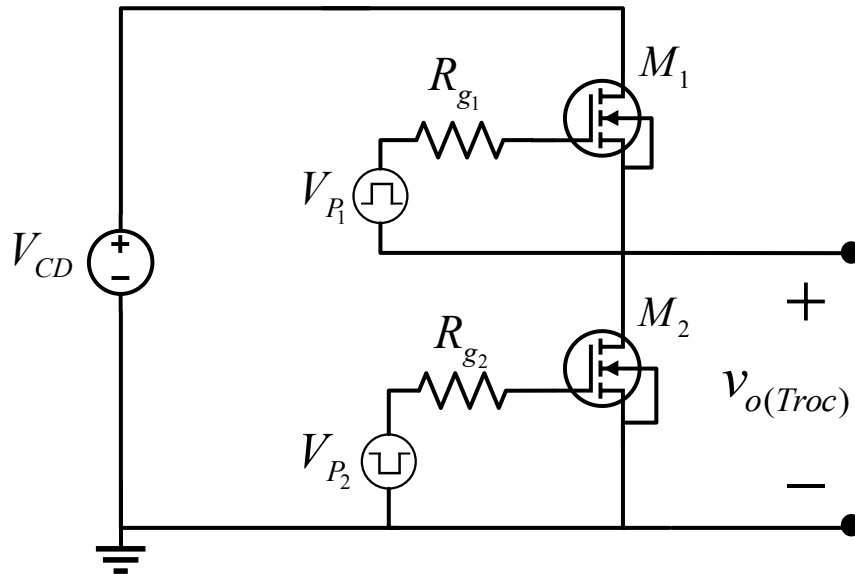


Figura 30. Diagrama del troceador clase C que será utilizado en el circuito de TPI propuesto

El troceador clase C recibe en su entrada el voltaje de CD (V_{CD}) proveniente de la fuente de alimentación. El troceador convertirá la señal de voltaje de CD en una señal cuadrada de voltaje unipolar, dicha señal se entrega a la salida del troceador ($v_{o(Troc)}$) y es aplicada a la red resonante.

La red resonante recibe la señal cuadrada de voltaje unipolar entregada por el troceador. Primeramente, el capacitor primario (C_p) filtra la componente de voltaje de CD, convirtiendo la señal cuadrada unipolar en una señal cuadrada bipolar. La red resonante filtra la señal cuadrada convirtiéndola en una señal de voltaje senoidal (o aproximada a una señal senoidal). Las formas de onda del voltaje en cada etapa descrita, se presentan en la Figura 31.

El troceador clase C es controlado por un generador de pulsos PWM que entrega dos señales de voltaje pulsante: una fuente de voltaje pulsante de alta (V_{p1}) y una fuente de voltaje pulsante de baja (V_{p2}). Las señales de voltaje entregadas por el generador de pulsos PWM poseen una determinada frecuencia (f_s) y un determinado ciclo de trabajo (D), los cuales

pueden ser ajustados a la frecuencia de resonancia (f_o) de la red resonante para mantener al circuito en estado de resonancia.

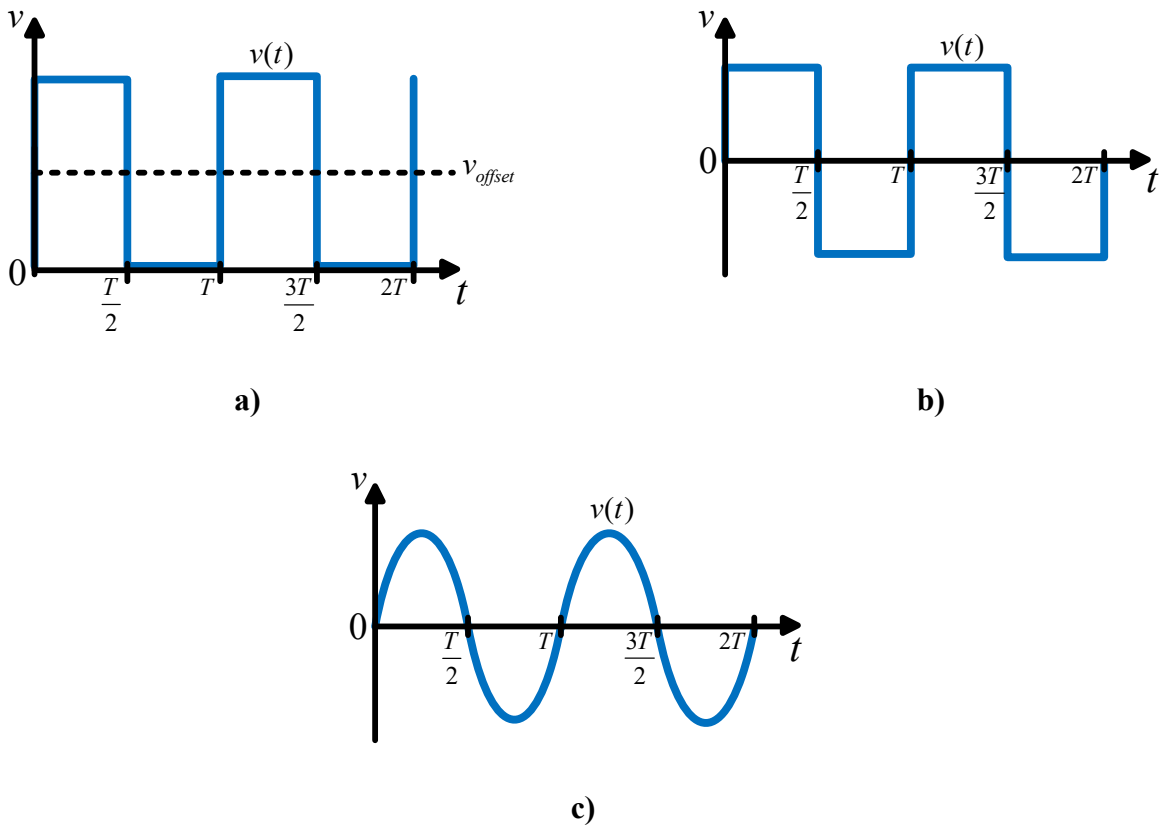


Figura 31. Formas de onda de voltaje en las distintas etapas de la red resonante. **a)** Señal de voltaje entregada por el troceador, **b)** Señal de voltaje obtenida al filtrar la componente de voltaje de CD, **c)** Señal de voltaje obtenida al filtrar la señal cuadrada de voltaje.

Analizando la señal cuadrada de voltaje unipolar entregada por el troceador clase C (ver Figura 31a), utilizando series de Fourier, se obtiene que el voltaje fundamental de dicha señal es el presentado en la Ecuación (66).

$$V_i = \frac{2V_{CD}}{\pi} \quad (66)$$

Donde: V_i es el voltaje fundamental de la señal de voltaje entregada por el troceador clase C, V_{CD} es el voltaje de CD entregado por la fuente de alimentación.

2.5.1. Resistencia máxima del MOSFET basada en la potencia máxima deseada a disipar

Para que el troceador clase C funcione con mayor eficiencia, es necesario seleccionar un MOSFET adecuado, el cual no presente un porcentaje considerable de pérdidas durante el tiempo de conducción del mismo. Entre esas características se encuentra la resistencia de conducción del MOSFET.

La resistencia de conducción del MOSFET ($R_{DS(on)}$), es la propiedad que tiene dicho dispositivo durante el tiempo de encendido, de oponerse al paso de la corriente eléctrica que fluye desde el Drenaje hasta la Fuente del MOSFET.

En el presente apartado se desarrollará el análisis matemático para obtener el valor de la resistencia máxima de conducción del MOSFET basada en la potencia máxima deseada a disipar en la misma.

El análisis parte del circuito mostrado en la Figura 29, en el cual se presenta el circuito equivalente serie total de la red resonante, dicho circuito se encuentra en resonancia de tal forma que la reactancia es nula y el circuito se comporta puramente resistivo.

En estado de resonancia la corriente eléctrica que pasa a través de la red resonante alcanza su máximo nivel y tiene forma senoidal. Considerando estas características y aplicando la Ley de Ohm se obtiene la Ecuación (67).

$$I_p = \frac{V_i}{R_{eq_2}} \quad (67)$$

Donde: I_p es el valor pico de corriente que pasa en la red resonante, V_i es el voltaje fundamental entregado por el troceador clase C, R_{eq_2} es la resistencia equivalente serie total de la red resonante.

Es necesario conocer el valor de la corriente que pasa a través de la red resonante, debido a que este mismo nivel corriente es el que pasa a través de los MOSFET del troceador clase C. Considerando que la corriente de la red resonante es senoidal y la carga es resistiva, se procederá a obtener el valor eficaz de la corriente (I_{RMS}).

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_p^2 \text{sen}^2(\omega t) dt \quad (68)$$

Considerando que $T = 2\pi$ y que $\theta = \omega t$, la Ecuación (68) tomará la forma mostrada en la Ecuación (69).

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \int_0^\pi \text{sen}^2 \theta d\theta \quad (69)$$

Para resolver la integral de la Ecuación (69), es necesario utilizar la identidad trigonométrica mostrada en la Ecuación (70).

$$\text{sen}^2 \theta = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\theta) \quad (70)$$

Sustituyendo la Ecuación (70) en la Ecuación (69), se obtiene:

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\theta) \right] d\theta \quad (71)$$

Extendiendo la Ecuación (71) se obtiene:

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} \int_0^\pi \theta d\theta - \frac{1}{2} \int_0^\pi \cos(2\theta) d\theta \right\} \quad (72)$$

Completando la segunda integral, entonces, se procede a integrar la Ecuación (72), obteniendo:

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} [\theta]_0^\pi - \frac{1}{4} [\text{sen}(2\theta)]_0^\pi \right\} \quad (73)$$

Sustituyendo los límites definidos en la Ecuación (73), se obtiene:

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\pi) - \frac{1}{4} \text{sen}(2\pi) \right] \quad (74)$$

Considerando que $\text{sen}(2\pi) = 0$, la Ecuación (74) pasará a tener la forma mostrada en la Ecuación (75).

$$I_{RMS}^2 = \frac{I_p^2}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} \right) = \frac{I_p^2}{4} \quad (75)$$

Sustituyendo la Ecuación (66) y la Ecuación (67) en la Ecuación (75), se obtiene:

$$I_{RMS}^2 = \frac{\left(\frac{V_i}{R_{eq2}} \right)^2}{4} = \frac{\left(\frac{2V_{CD}}{\pi} \right)^2}{4R_{eq2}^2} = \frac{V_{CD}^2}{\pi^2 R_{eq2}^2} \quad (76)$$

De esta forma se obtiene la ecuación del valor eficaz de la corriente de la red resonante, presentada en la Ecuación (77).

$$I_{RMS} = \frac{V_{CD}}{\pi R_{eq_2}} \quad (77)$$

Otra característica importante es el nivel de potencia promedio disipada en el MOSFET, el cual representa las pérdidas presentes en este dispositivo, dichas pérdidas se obtienen con la Ecuación (78), dicha ecuación se obtuvo de [26].

$$P_M = I_{RMS}^2 R_{DS(on)} \quad (78)$$

Donde: P_M es la potencia promedio disipada en el MOSFET, I_{RMS} el valor eficaz de la corriente de Drenaje a Fuente del MOSFET, $R_{DS(on)}$ es la resistencia de conducción del MOSFET.

Continuando con el análisis, el siguiente paso, será establecer un valor deseado de potencia promedio disipada en el MOSFET, esto se hace considerando un nivel de potencia muy pequeño en el orden de miliwatts, debido a que el circuito analizado es de baja potencia, de esta forma, no es afectada considerablemente la eficiencia total del circuito de TPI.

Partiendo de la Ecuación (78), se despeja el término $R_{DS(on)}$ ya que se desea obtener su valor:

$$R_{DS(on)} = \frac{P_M}{I_{RMS}^2} \quad (79)$$

Sustituyendo la Ecuación (77) en la Ecuación (79), se obtiene la Ecuación (80), dicha ecuación permite calcular el valor máximo de la resistencia de conducción del MOSFET basada en la potencia máxima deseada a disipar en la misma. El valor de resistencia obtenido permitirá al troceador funcionar con mayor eficiencia y con la mínima cantidad de pérdidas, mientras se cumpla con la condición señalada en la Ecuación (80). Si la condición señalada no se cumple, se presentará una mayor cantidad de potencia disipada en los MOSFET, por tanto, existirá una mayor cantidad de pérdidas a las deseadas.

$$R_{DS(on)} \leq \frac{\pi^2 P_M R_{eq_2}^2}{V_{CD}^2} \quad (80)$$

CAPÍTULO III
IMPLEMENTACIÓN DEL
CIRCUITO DE
TRANSMISIÓN DE
POTENCIA INALÁMBRICA

En el presente capítulo se describirá la implementación del circuito de TPI previamente analizado. En los siguientes apartados se presentará la obtención de parámetros del acoplamiento inductivo a diferentes distancias de transmisión, se presenta también la metodología de diseño, el diseño y fabricación de los PCB que serán utilizados, por último, el armado del prototipo de pruebas experimentales.

Todos estos pasos permitirán obtener un prototipo de pruebas experimentales, con el fin de validar experimentalmente la metodología de análisis y de diseño del circuito de TPI desarrollado en esta tesis.

3.1. Medición y obtención de parámetros del acoplamiento inductivo a distintas distancias de transmisión

Para comenzar con el diseño del circuito de TPI propuesto en este trabajo de tesis, se requiere, obtener los parámetros del acoplamiento inductivo. Esto se hace aplicando el método de medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo, dicho método se presenta en el apartado 2.3.5.

Siguiendo los pasos descritos en el método mencionado, los parámetros a medir son: la autoinductancia primaria (L_p), la autoinductancia secundaria (L_s) y la inductancia total en serie (L_T).

Los parámetros obtenidos mediante cálculos son: la inductancia mutua (L_M), la inductancia magnetizante primaria (L_{mp}), la inductancia magnetizante secundaria (L_{ms}), la inductancia de dispersión primaria (L_{dp}), la inductancia de dispersión secundaria (L_{ds}) y el coeficiente de acoplamiento inductivo (k).

Otro parámetro importante a considerar en el diseño del circuito de TPI, es la distancia de transmisión, debido que las inductancias del acoplamiento inductivo varían de acuerdo con la distancia de transmisión entre el inductor transmisor y el inductor receptor. Por ese motivo, es importante conocer cómo se comporta el acoplamiento inductivo utilizando el modelo de inductor plano propuesto: WE760308111 de la marca *Würth Elektronik*.

Considerando estas variaciones, se seleccionaron 10 distancias de transmisión. En cada distancia seleccionada se realizó la medición y cálculo de las inductancias del acoplamiento inductivo. Las distancias seleccionadas son las siguientes: 1.5 mm, 4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm, 15 mm, 20 mm, 30 mm, 40 mm y 50 mm.

Una característica importante que se encuentra en las aplicaciones de TPI inductiva (específicamente en la carga inalámbrica de baterías de dispositivos portátiles), es que el

dispositivo transmisor y el dispositivo receptor se encuentran cubiertos por un material protector (no metálico), para no tener expuestos al circuito de TPI y a los inductores de transmisión. En la mayoría de los casos este material suele ser una cubierta de plástico con un espesor muy pequeño, cuyas medidas pueden ser desde 0.5 mm hasta 2 mm de espesor.

El material que se encuentra entre los inductores de transmisión, aún cuando este no sea metálico, afecta al campo magnético del acoplamiento inductivo y con ello, también se ve afectado el valor de las inductancias de dicho acoplamiento. El material entre los inductores de transmisión es conocido como el medio de transmisión.

Considerando los efectos causados por el medio de transmisión, se procedió a realizar dos etapas de medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo:

- Medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo, a las distancias de transmisión seleccionadas, utilizando un acrílico de 1.5 mm de espesor como medio de transmisión.
- Medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo, a las distancias de transmisión seleccionadas, utilizando aire como medio de transmisión (sin ningún material que interrumpa la transmisión).

Las mediciones y cálculos realizados en estas dos condiciones permitirán conocer como se ve afectado el acoplamiento inductivo debido al acrílico de 1.5 mm de espesor. Los valores de medición y los valores obtenidos del acoplamiento inductivo, en las distancias de transmisión seleccionadas, para cada condición de operación, se presentan en la Tabla 10 en el Anexo I.

Para realizar la medición de las inductancias se utilizó un medidor de LCR modelo 3532-50 de la marca *Hioki*. Para medir la distancia de transmisión entre inductor transmisor e inductor receptor, se utilizó un vernier digital de la marca *Surtek*. Los equipos y los materiales que fueron utilizados para la medición de las inductancias del acoplamiento inductivo, se presenta en la fotografía de la Figura 32.

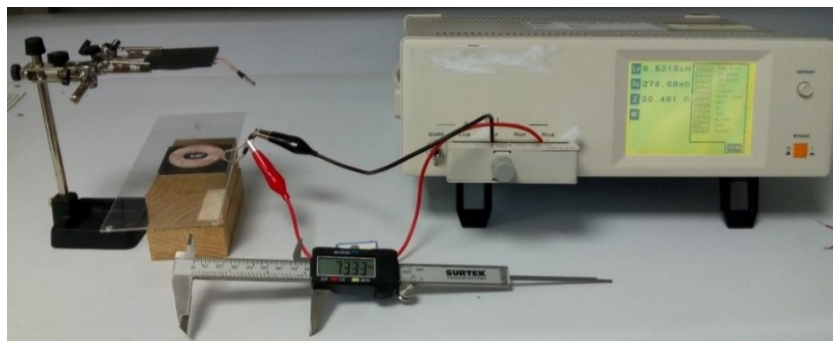


Figura 32. Fotografía de los equipos y de los materiales utilizados en la medición de las inductancias del acoplamiento inductivo

3.2. Metodología de diseño

En este apartado se procederá a calcular el valor de los componentes que integran al circuito de TPI a implementar. Para calcular dichos valores se utilizarán las ecuaciones obtenidas para cada componente en particular, mostradas en el Capítulo II de este documento.

Antes de comenzar con el cálculo de los componentes, es necesario establecer las especificaciones de diseño del circuito de TPI, las cuales se presentan en la Tabla 4.

Tabla 4. Especificaciones de diseño del circuito de TPI a implementar

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje promedio de salida	V_o	12 v
Potencia promedio de salida	P_o	10 W
Frecuencia de operación	f_s	497.5 kHz
Frecuencia de resonancia	f_o	497.5 kHz
Rizo de voltaje de salida	Δ_{vo}	5% de V_o

Otros parámetros importantes en el circuito de TPI a implementar, son los parámetros provenientes del acoplamiento inductivo en las condiciones de diseño: distancia fija, utilizando un acrílico de 1.5 mm de espesor como medio de transmisión.

Los parámetros del acoplamiento inductivo a las condiciones de operación se presentan en la Tabla 5.

Tabla 5. Parámetros del acoplamiento inductivo a las condiciones de diseño

Parámetro	Símbolo	Valor
Distancia de transmisor-receptor	d	1.5 mm
Autoinductancia primaria	L_p	8.625 μ H
Autoinductancia secundaria	L_s	8.700 μ H
Inductancia total	L_T	31.728 μ H
Número de vueltas del inductor primario	n_1	10 vueltas
Número de vueltas del inductor secundario	n_2	10 vueltas

Con los datos presentados en la Tabla 4 y en la Tabla 5, se procede a calcular los valores de cada componente del circuito de TPI, los valores obtenidos para cada componente del circuito se presenta en la Tabla 6.

Tabla 6. Cálculo de los componentes del circuito de TPI a implementar

Parámetro	Símbolo	Fórmula	Valor
Inductancia mutua	L_M	$L_M = \frac{L_T - L_p - L_s}{2}$	7.201 μH
Coefficiente de acoplamiento	k	$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_p L_s}}$	0.831
Inductancia magnetizante primaria	L_{mp}	$L_{mp} = \frac{L_M n_1}{n_2}$	7.201 μH
Inductancia magnetizante secundaria	L_{ms}	$L_{ms} = \frac{L_M n_2}{n_1}$	7.201 μH
Inductancia de dispersión primaria	L_{dp}	$L_{dp} = L_p - L_{mp}$	1.42 μH
Inductancia de dispersión secundaria	L_{ds}	$L_{ds} = L_s - L_{ms}$	1.50 μH
Corriente promedio de salida	I_o	$I_o = \frac{P_o}{V_o}$	0.833 A
Resistencia de carga	R_L	$R_L = \frac{V_o^2}{P_o}$	14.4 Ω
Capacitor de filtrado de salida	C_f	$C_f = \frac{V_o}{2R_L f_o \Delta_{vo}}$	3.49 μF
Eficiencia del rectificador puente completo	η_{Rect}	$\eta_{Rect} = \frac{1}{1 + \frac{V_f}{V_o}}$	0.93
Corriente promedio del diodo	I_D	$I_D = \frac{I_o}{2}$	0.417 A
Inductor de compensación	L_c	$L_c = 10(L_{dp} + L_{eq1})$	33.406 μH
Capacitor primario	C_p	$C_p = \frac{1}{1.1(2\pi f_o)^2 L_c}$	2.785 nF
Factor de calidad	Q	$Q = \frac{X_{Cp}}{R_{eq2}}$	18.512
Resistencia máxima de conducción del MOSFET	$R_{DS(on)}$	$R_{DS(on)} \leq \frac{\pi^2 P_M R_{eq2}^2}{V_{CD}^2}$	20 m Ω

Con esto se concluye con el cálculo de los componentes que integran al circuito de TPI.

Para verificar que el circuito de TPI funciona correctamente con los valores obtenidos en la Tabla 6, se realizó la simulación del circuito en el programa Orcad Pspice. El circuito simulado y sus respectivos resultados se presentan en el Anexo II.

3.3. Componentes utilizados para la implementación del circuito de transmisión de potencia inalámbrica

Una vez obtenido el valor requerido para cada componente del circuito de TPI, se procedió a seleccionar el componente adecuado para caso, con el propósito de implementar el circuito de TPI. Los componentes seleccionados y sus características se presentan en la Tabla 7.

Tabla 7. Lista de componentes utilizados para la implementación del circuito de TPI

Componente	Número del componente	Características	Ctd	Sección del circuito donde se utiliza
Circuito de control de PWM	UC3825	Ajuste de ciclo de trabajo y de la frecuencia del PWM.	1	Generador de pulsos
Potenciómetro de precisión de 10 k Ω	748C0	Ajuste de 0 Ω a 10 k Ω .	1	Generador de pulsos
Potenciómetro de precisión de 100 k Ω	803C0	Ajuste de 0 Ω a 100 k Ω .	1	Generador de pulsos
Capacitor de polipropileno de 0.5 nF	WIMA220/1000	Capacitor para altas frecuencias	2	Generador de pulsos
Capacitor de tantalio de 1 μ F	-----	Soporta hasta 25 v	5	Generador de pulsos
Capacitor de tantalio de 0.1 μ F	-----	Soporta hasta 25 v	2	Generador de pulsos
Resistor de 100 Ω	-----	$P_{MAX}=1W$. Tolerancia del 5%.	2	Generador de pulsos
Driver para MOSFET	IR2110	Driver para alto y bajo	1	Generador de pulsos
Diodo de alta velocidad	UF4007	$t_{tr}=75ns$, $I_{F(AVG)}=1A$.	1	Generador de pulsos
Resistor de 10 Ω	-----	$P_{MAX}=2W$. Tolerancia del 5%.	2	Generador de pulsos
MOSFET de silicio	IRFZ46N	$V_{DSS}=55v$, $I_D=53A$, $R_{DS(ON)}=16.5m\Omega$	2	Troceador clase C
Inductor de 33.406 μ H	-----	Núcleo de aire, carrete ETD29, Hilo de Litz (160 hilos, AWG 44), 63 vueltas, longitud=3.56 m, $R_S=151m\Omega$.	1	Red resonante serie-serie
Capacitor de polipropileno de 4.7 nF	MKPBN	Capacitor para altas frecuencia	2	Red resonante serie-serie
Inductor plano de TPI	WE760308111	$L=6.3\mu H$, $I_{MAX}=13A$, $P_{MAX}=11W$	2	Acoplamiento inductivo
Diodo ultra rápido de potencia	MUR840	$t_r=25ns$, $I_{F(AVG)}=8A$, $V_{R(MAX)}=600v$.	4	Rectificador puente completo
Capacitor de polipropileno de 4.7 μ F	M108695517	Capacitor para altas frecuencias, $V_{MAX}=630v$.	1	Rectificador puente completo
Resistencias de potencia 100 Ω	-----	$P_{MAX}=100W$	7	Carga resistiva

3.4. Diseño y fabricación de los PCB

Para poder llevar a cabo la implementación del circuito de TPI, es indispensable contar con los PCB para el dispositivo transmisor y para el dispositivo receptor. Por ese motivo, se procedió a diseñar ambos PCB en el programa Altium Designer. En los siguientes apartados se presentarán los diseños finales de los PCB, así también, se presentarán las fotografías de los PCB fabricados. Las medidas correspondientes a los diseños finales de los PCB se presentan en la Tabla 8.

Tabla 8. Medidas de los PCB diseñados en Altium Designer

PCB	Largo	Ancho	Espesor	Doble cara
Transmisor	19.392 cm	7.835 cm	1.75 mm	Sí
Receptor	19.392 cm	7.835 cm	1.75 mm	Sí

3.4.1. Diseño del PCB del dispositivo transmisor

El circuito que corresponde al dispositivo transmisor se presenta en el diagrama esquemático de la Figura 33.

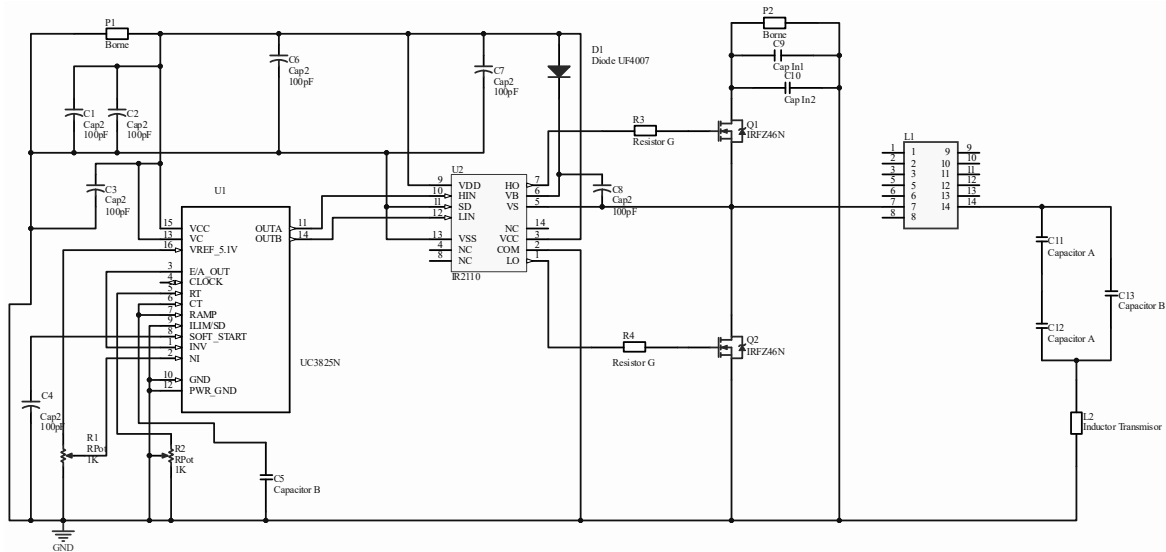
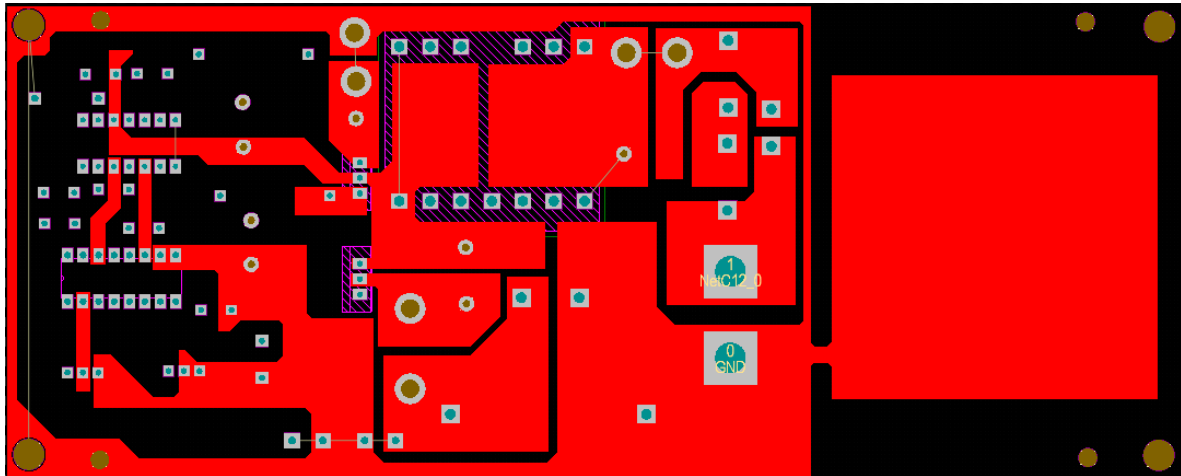
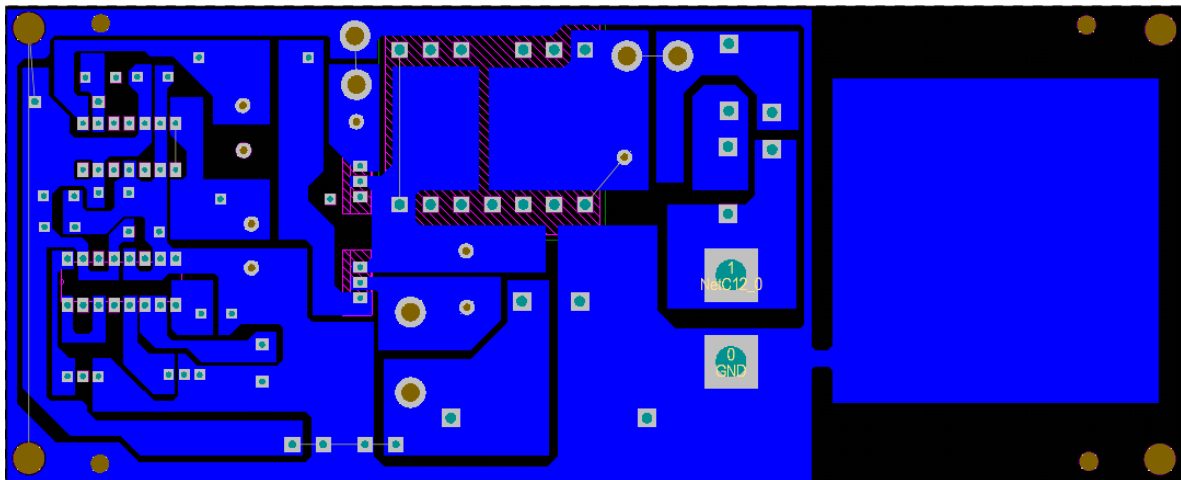


Figura 33. Diagrama esquemático del circuito transmisor, realizado en el programa Altium Designer

El diseño final del PCB del dispositivo transmisor, visualizado desde el programa Altium Designer, se presenta en la Figura 34.



a)



b)

Figura 34. PCB diseñado para el transmisor de potencia inalámbrica, **a)** Cara superior del PCB, **b)** Cara inferior del PCB

3.4.2. Diseño del PCB del dispositivo receptor

El circuito que corresponde al dispositivo receptor se presenta en el diagrama esquemático de la Figura 35.

El diseño final del PCB del dispositivo receptor, visualizado desde el programa Altium Designer, se presenta en la Figura 36.

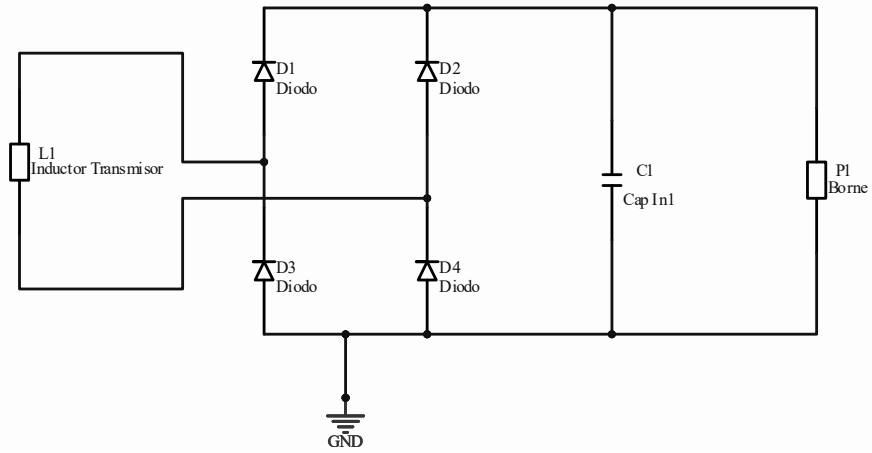
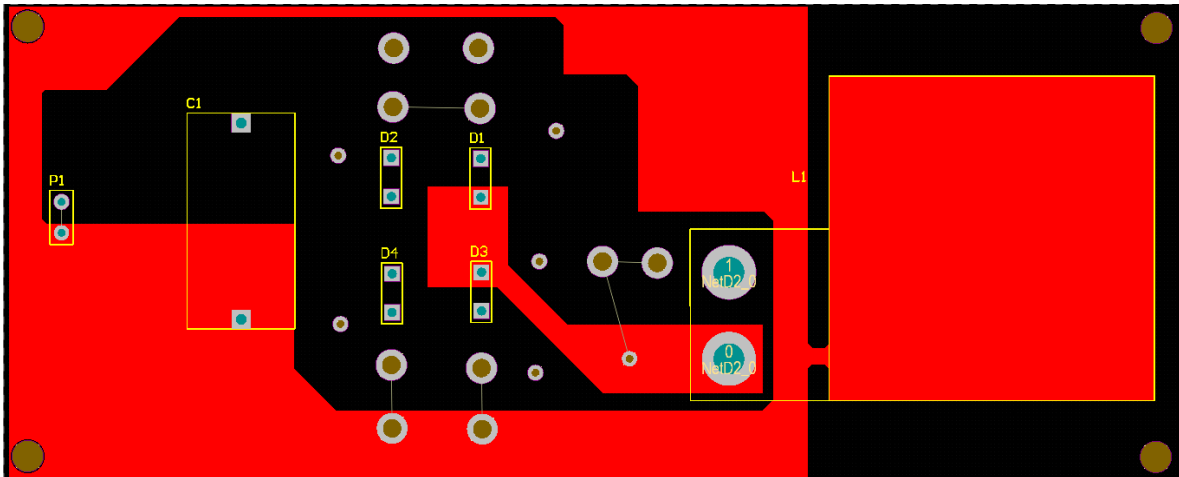
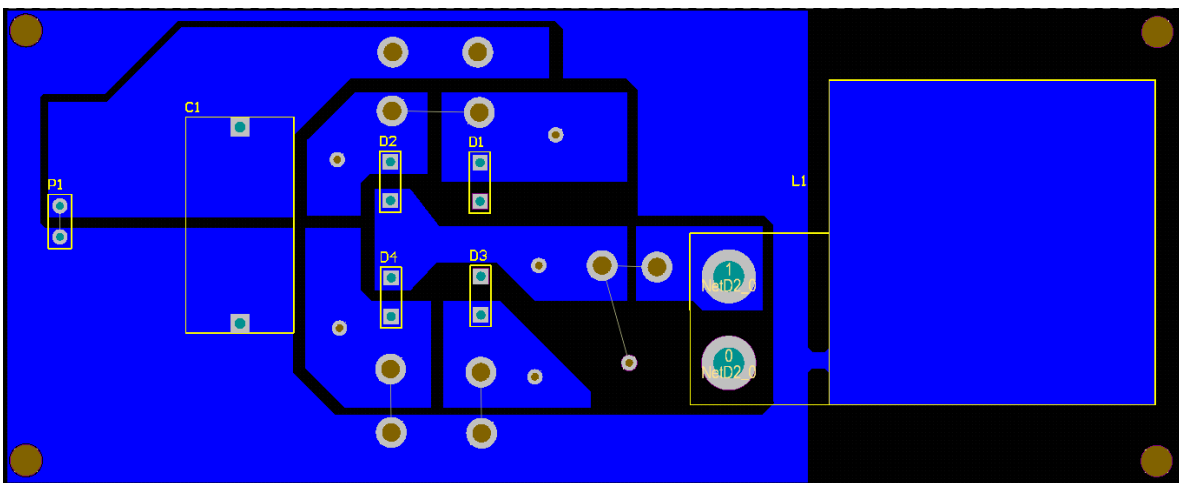


Figura 35. Diagrama esquemático del circuito receptor, realizado en el programa Altium Designer



a)



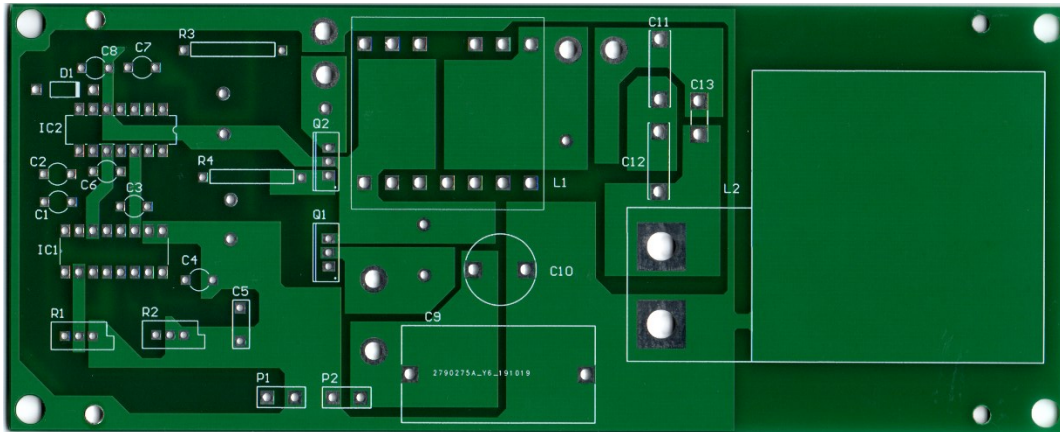
b)

Figura 36. PCB diseñado para el receptor de potencia inalámbrica, a) Cara superior del PCB, b) Cara inferior del PCB

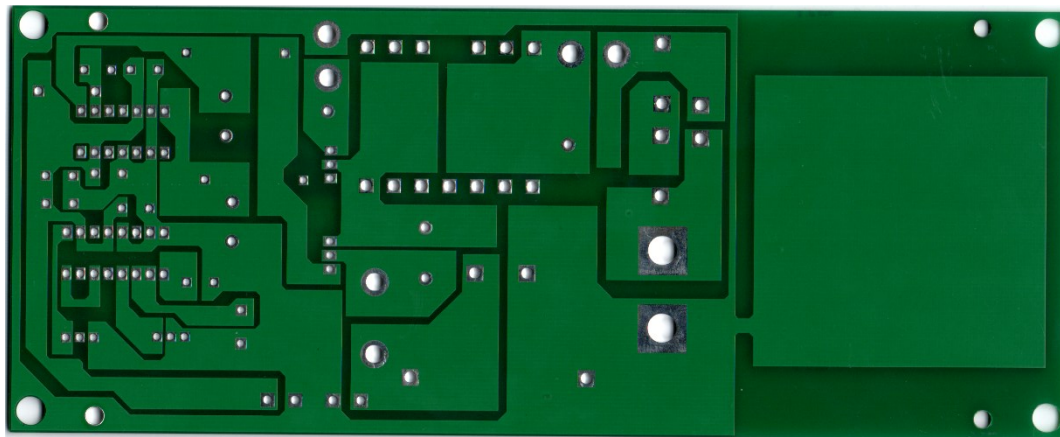
3.4.3. Fotografías de los PCB fabricados

Una vez terminado el diseño de los PCB del circuito de TPI, se procedió con la fabricación de los PCB. En este apartado se presenta las fotografías de los PCB fabricados, se presenta el PCB del dispositivo transmisor y el PCB del dispositivo receptor.

En las fotografías de la Figura 37 se presenta el PCB fabricado para el dispositivo transmisor.



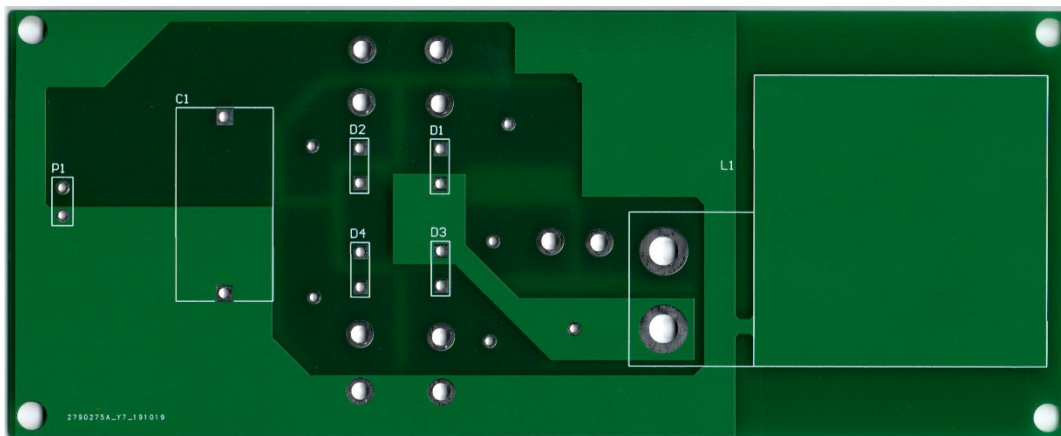
a)



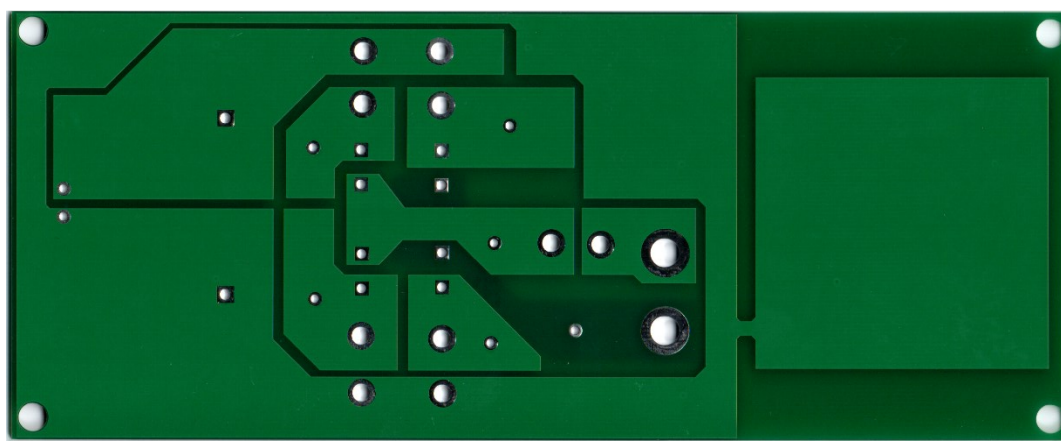
b)

Figura 37. Fotografías del PCB fabricado para el transmisor de potencia inalámbrica, a) Cara superior del PCB, b) Cara inferior del PCB

En las fotografías de la Figura 38 se presenta el PCB fabricado para el dispositivo receptor.



a)



b)

Figura 38. Fotografías del PCB fabricado para el receptor de potencia inalámbrica, **a)** Cara superior del PCB, **b)** Cara inferior del PCB

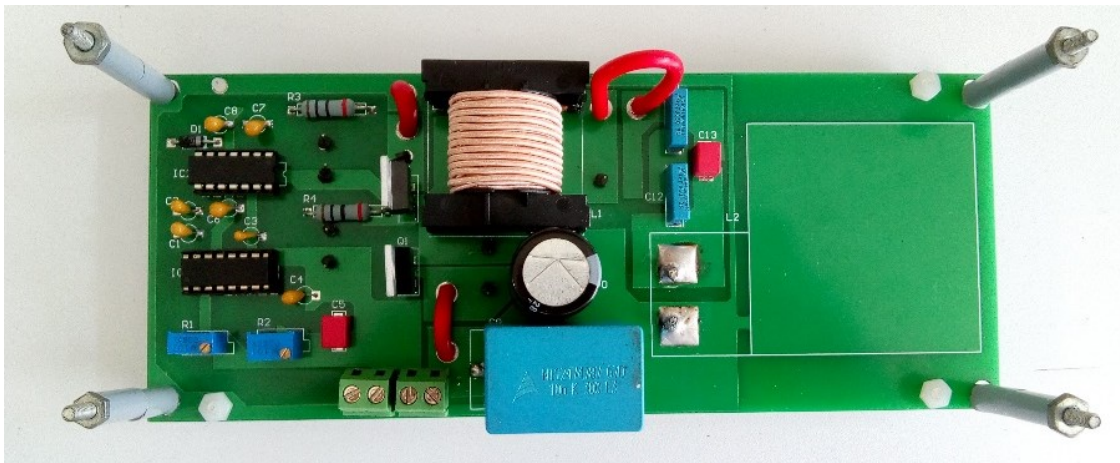
3.5. Construcción del prototipo de pruebas experimentales

En este apartado se presenta la implementación del circuito de TPI, además, se presenta la construcción del prototipo de pruebas experimentales.

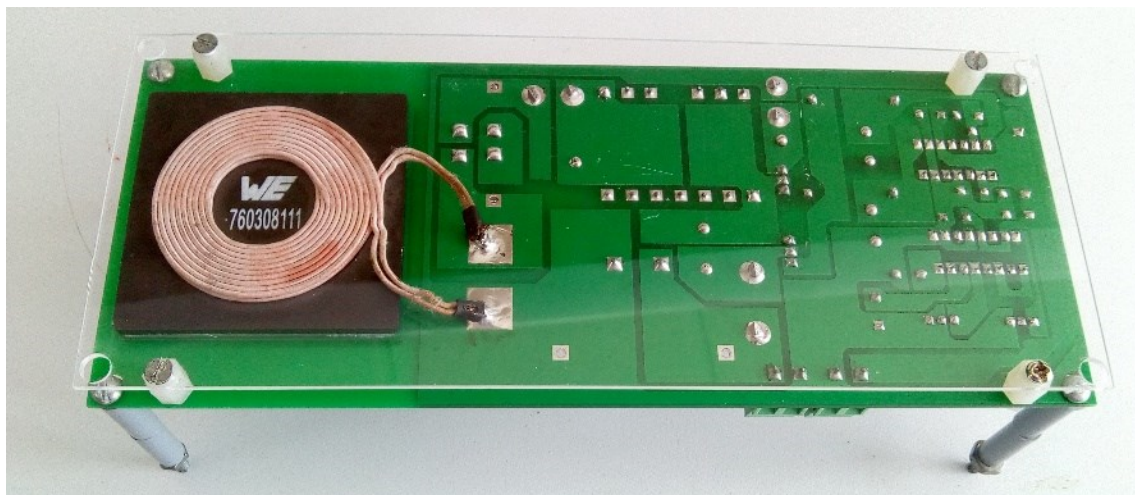
3.5.1. Implementación final del dispositivo transmisor

Una vez listo el PCB del dispositivo transmisor, se procedió a soldar los componentes sobre el PCB. Se agregó un acrílico con un espesor de 1.5 mm, el cual tiene las mismas medidas del PCB, esto con el fin de que funcione como una base para el dispositivo receptor.

En las fotografías de la Figura 39, se presenta la implementación final del dispositivo transmisor.



a)

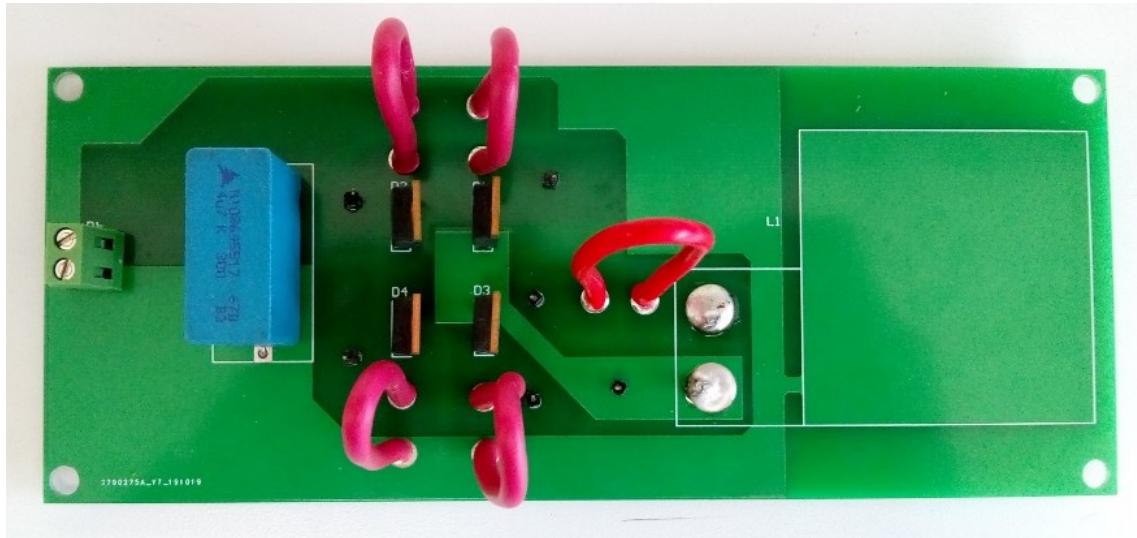


b)

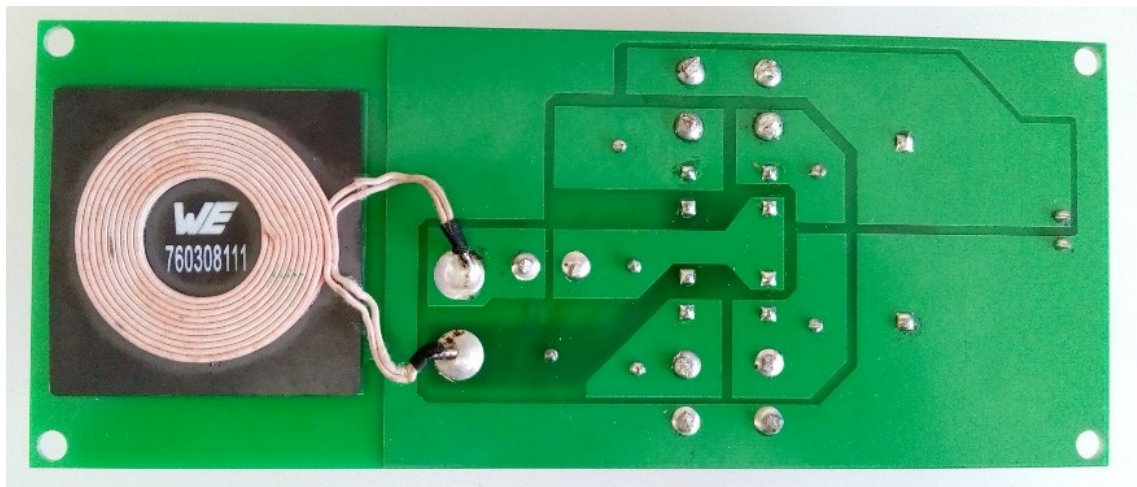
Figura 39. Fotografías de la implementación final del dispositivo transmisor, **a)** Vista superior del transmisor, **b)** Vista inferior del transmisor

3.5.2. Implementación final del dispositivo receptor

Una vez listo el PCB del dispositivo receptor, se procedió a soldar los componentes sobre el PCB. En las fotografías de la Figura 40, se presenta la implementación final del dispositivo receptor.



a)

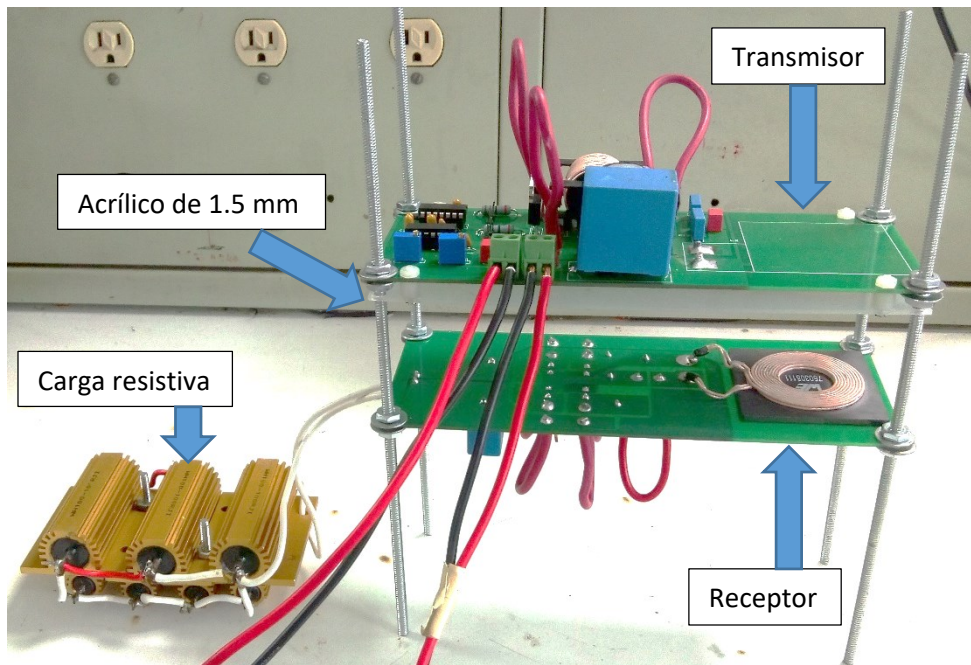


b)

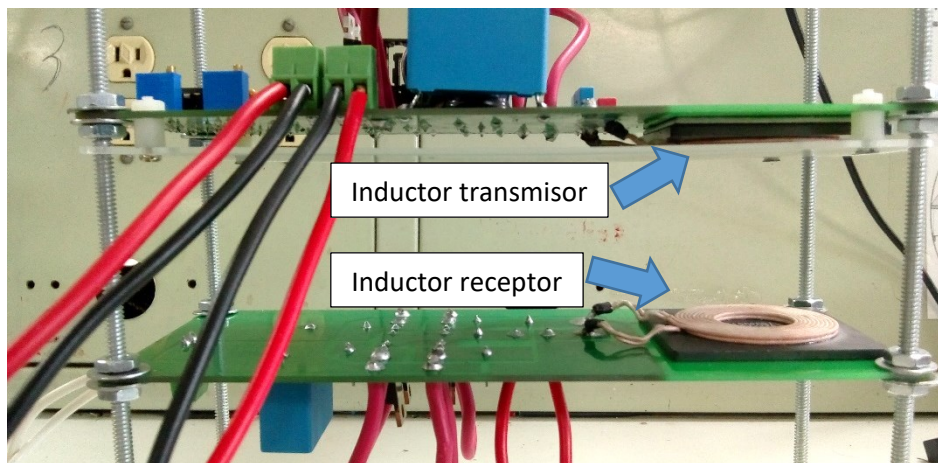
Figura 40. Fotografías de la implementación final del dispositivo receptor, **a)** Vista superior del receptor, **b)** Vista inferior del receptor

3.5.3. Implementación final del prototipo de pruebas experimentales

Una vez implementado el dispositivo transmisor y el dispositivo receptor, se procede a colocar cuatro soportes en las esquinas de los dispositivos, dichos soportes ayudarán a sostener al prototipo de pruebas experimentales, además, que permitirán ajustar la distancia de transmisión entre el inductor transmisor y el inductor receptor. La implementación final del prototipo de pruebas experimentales se presenta en las fotografías de la Figura 41.



a)



b)

Figura 41. Fotografías de la implementación del circuito de TPI, a) Montaje completo del prototipo de pruebas experimentales, b) Espacio de transmisión entre los inductores de transmisión

La estructura completa del circuito de TPI implementado, se presenta en las fotografías de la Figura 42.

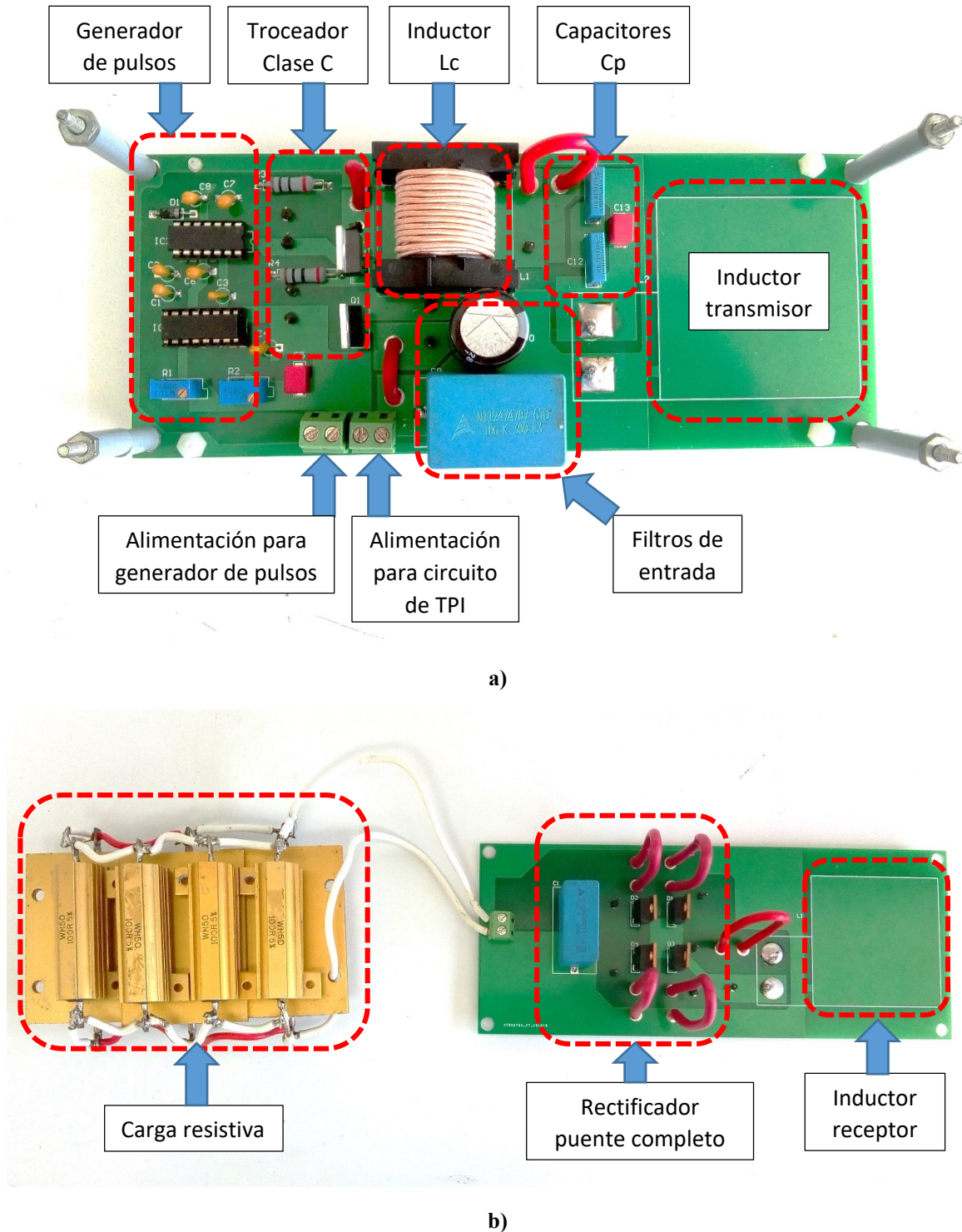


Figura 42. Estructura completa del circuito de TPI, **a)** Estructura del dispositivo transmisor, **b)** Estructura del dispositivo receptor

CAPÍTULO IV
RESULTADOS DE
PRUEBAS
EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentarán los resultados obtenidos en las pruebas experimentales del circuito de TPI, el cual fue desarrollado en el presente trabajo de tesis. La etapa experimental se divide en tres etapas:

- Pruebas experimentales del circuito de TPI a una distancia fija de 1.5 mm, utilizando un acrílico como medio de transmisión.
- Pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión (1.5 mm – 50 mm), utilizando un acrílico de 1.5 mm de espesor como medio de transmisión.
- Pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión (1.5 mm – 50 mm), utilizando aire como medio de transmisión (sin ningún material que interrumpa la transmisión).

Dichas etapas experimentales se presentarán en los siguientes apartados, con sus respectivos resultados.

4.1. Pruebas experimentales del circuito en condiciones de diseño

El circuito de TPI desarrollado en el presente trabajo de tesis, fue diseñado para operar en las siguientes condiciones:

- Distancia fija de 1.5 mm
- Medio de transmisión: acrílico de 1.5 mm de espesor

Para verificar el correcto funcionamiento del circuito, este fue sometido a pruebas experimentales, en el cual se midió con un osciloscopio digital los siguientes parámetros eléctricos:

- Potencia de entrada (voltaje de entrada, corriente de entrada)
- Potencia de salida (voltaje de salida, corriente de salida)
- Verificación de la resonancia (corriente de la red resonante, voltaje de salida del inversor)
- Señales de voltaje entregadas por el generador de pulsos.
- Potencia disipada en el troceador (corriente de Drenaje de MOSFET 1 y 2, voltaje de Drenaje-Fuente de MOSFET 1 y 2)
- Potencia presente en el inductor de compensación (voltaje del inductor L_c , corriente de la red resonante)
- Potencia presente en el inductor transmisor (voltaje del inductor L_p , corriente del inductor L_p)
- Potencia presente en el inductor receptor (voltaje del inductor L_s , corriente del inductor L_s)

- Potencia disipada en un diodo del puente rectificador (corriente del diodo, voltaje del diodo)

Para realizar las mediciones se utilizó un osciloscopio digital modelo DPO3054 de la marca *Tektronix*. Las capturas realizadas con el osciloscopio durante las mediciones se presentan en la Figura 43 a la Figura 52.

4.1.1. Mediciones capturadas por el osciloscopio digital

- Potencia de entrada del circuito

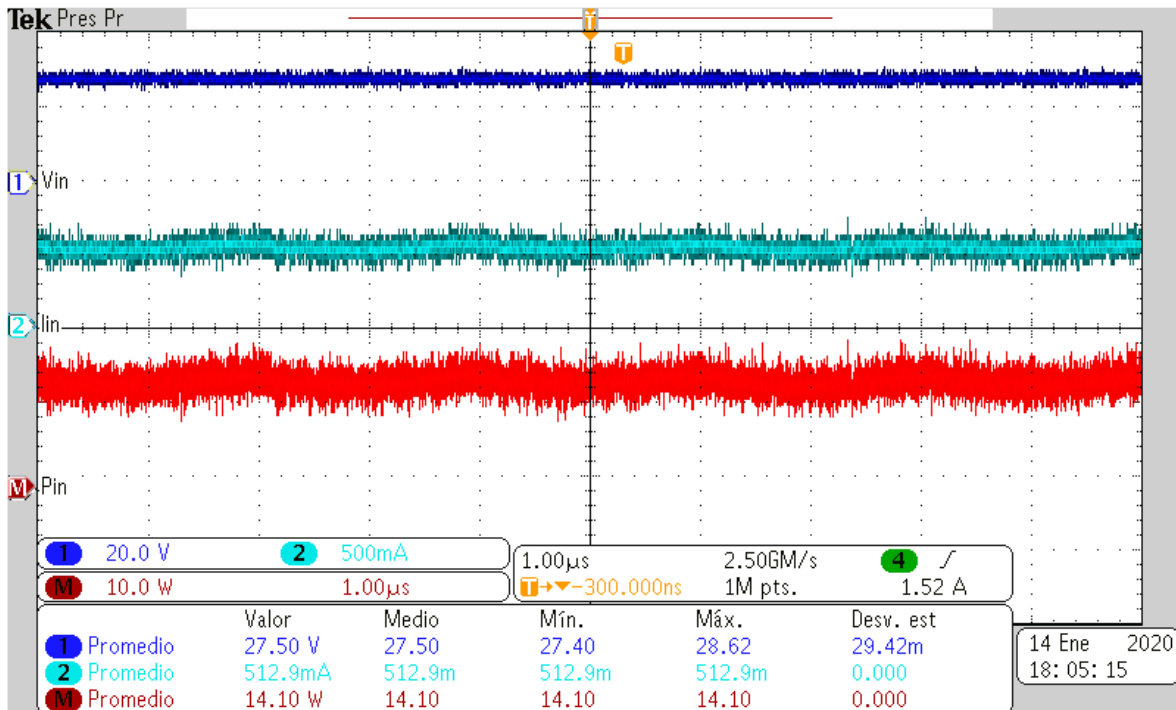


Figura 43. Forma de onda de voltaje de entrada (azul marino), corriente de entrada (azul celeste) y potencia de entrada (roja), medidas en el circuito de TPI con un osciloscopio digital

• **Potencia de salida del circuito**

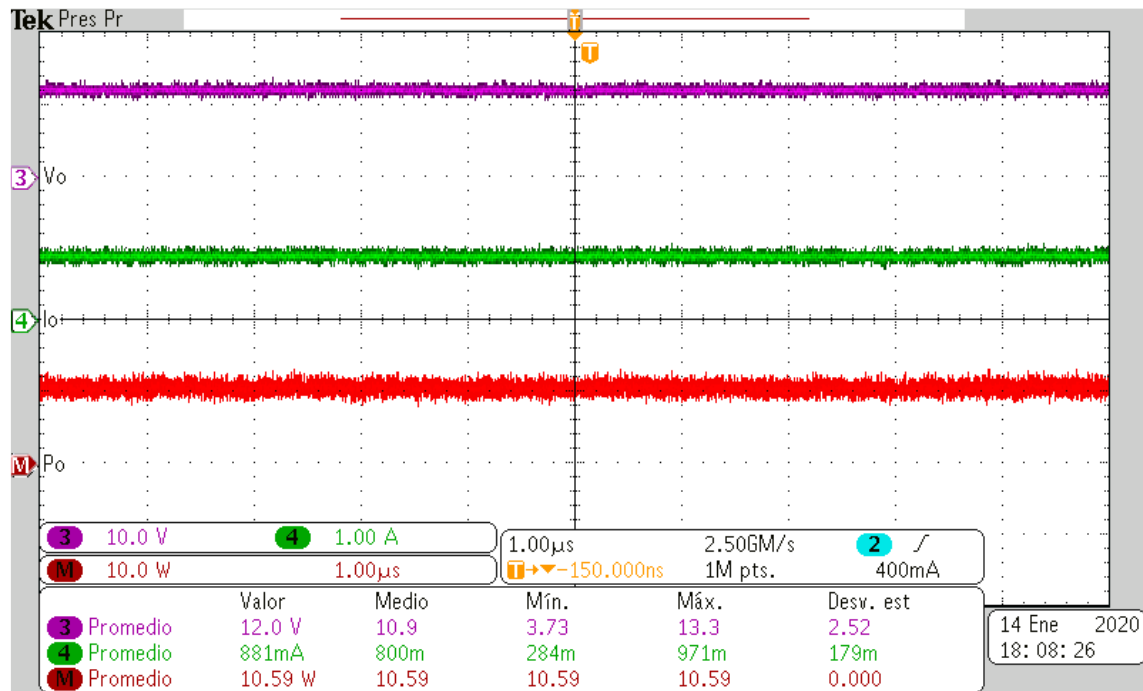


Figura 44. Forma de onda de voltaje de salida (rosa), corriente de salida (verde) y potencia de salida (roja), medidas en el circuito de TPI con un osciloscopio digital

• **Verificación de la resonancia**

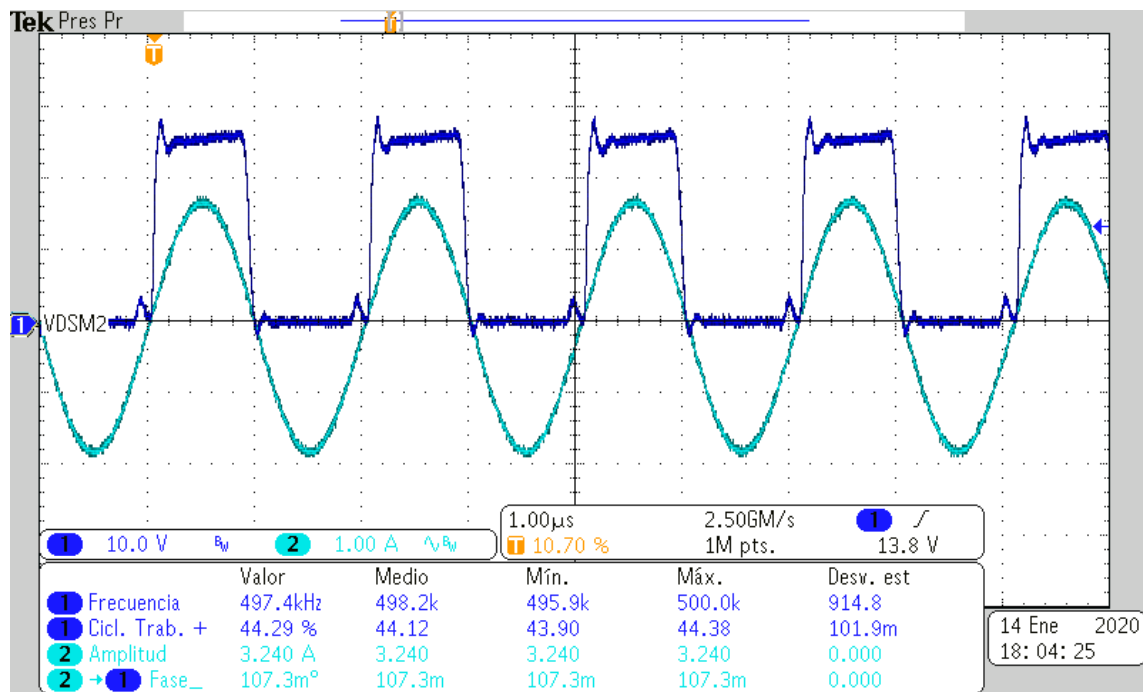


Figura 45. Forma de onda de voltaje de salida del trocador (azul marino) y de la corriente de la red resonante (azul celeste), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

- Señales de voltaje entregadas por el generador de pulsos

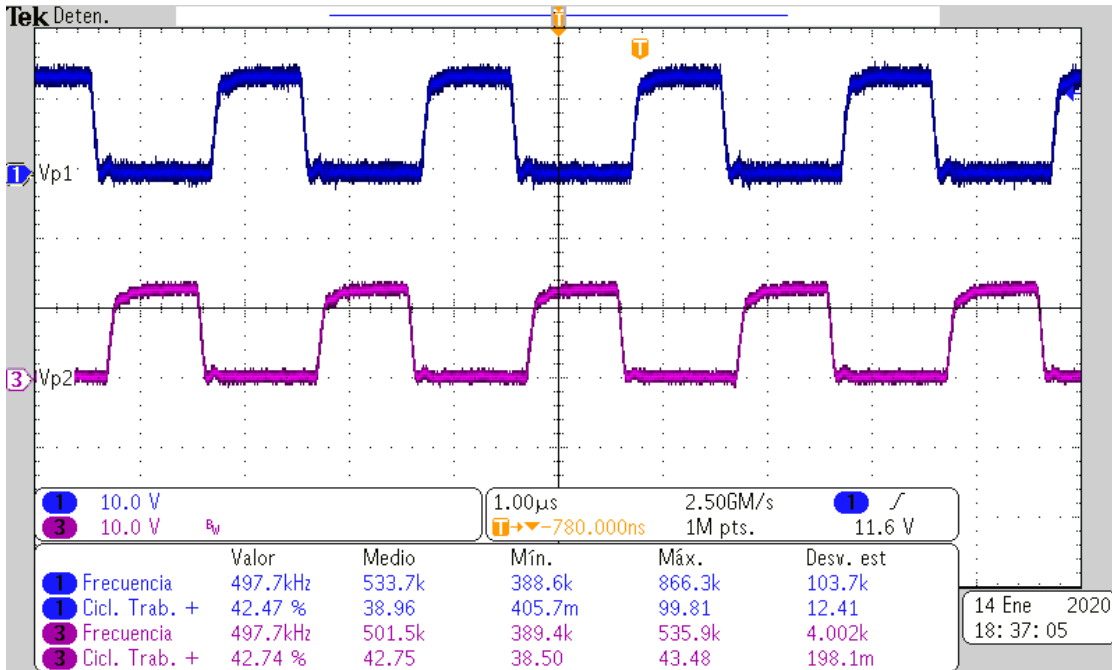


Figura 46. Forma de onda del pulso de voltaje de alta para el troceador (azul marino) y del pulso de voltaje de baja para el troceador (rosa), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

- Potencia disipada en el troceador

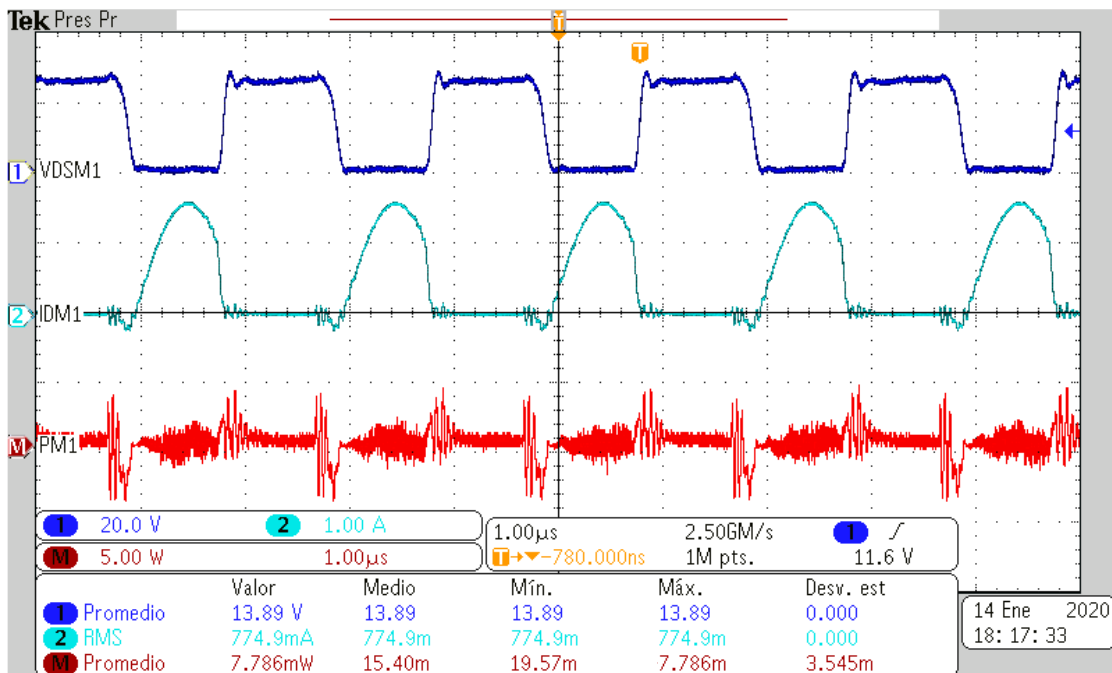


Figura 47. Forma de onda de voltaje de Drenaje-Fuente del MOSFET 1 (azul marino), corriente de Drenaje del MOSFET 1 (azul celeste) y potencia disipada en el MOSFET 1 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

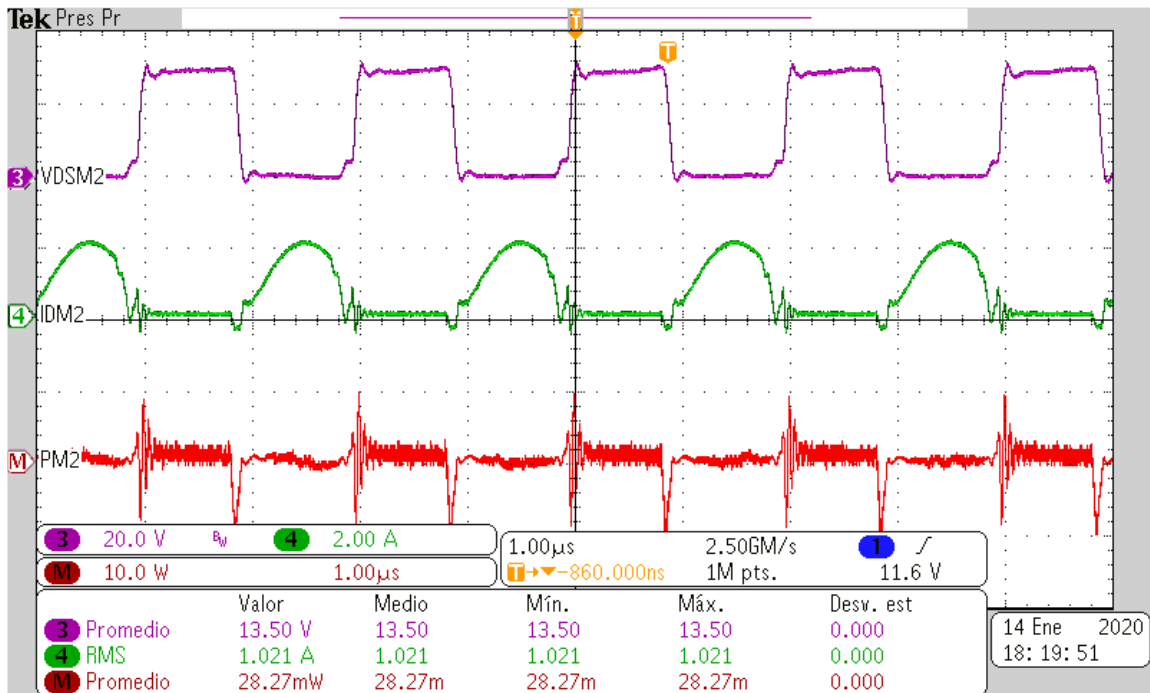


Figura 48. Forma de onda de voltaje de Drenaje-Fuente del MOSFET 2 (rosa), corriente del Drenaje de MOSFET 2 (verde) y potencia disipada en el MOSFET 2 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

- Potencia presente en el inductor de compensación

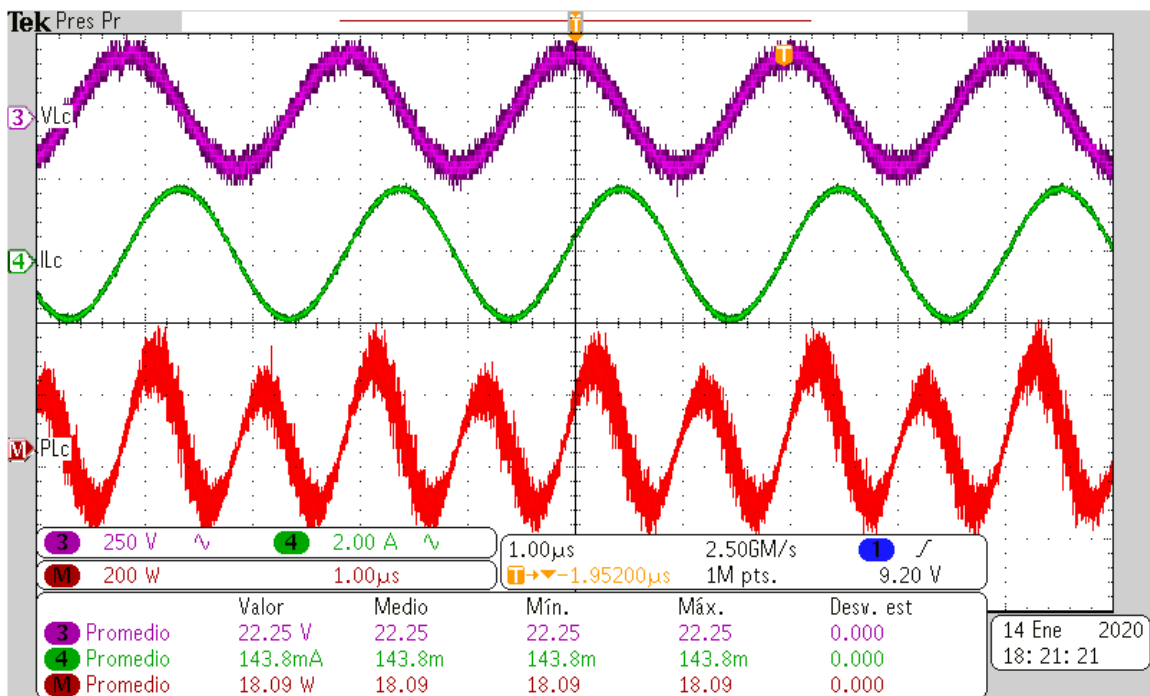


Figura 49. Forma de onda de voltaje del inductor Lc (rosa), corriente del inductor Lc (verde) y potencia presente en el inductor Lc (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

• **Potencia presente en el inductor transmisor**

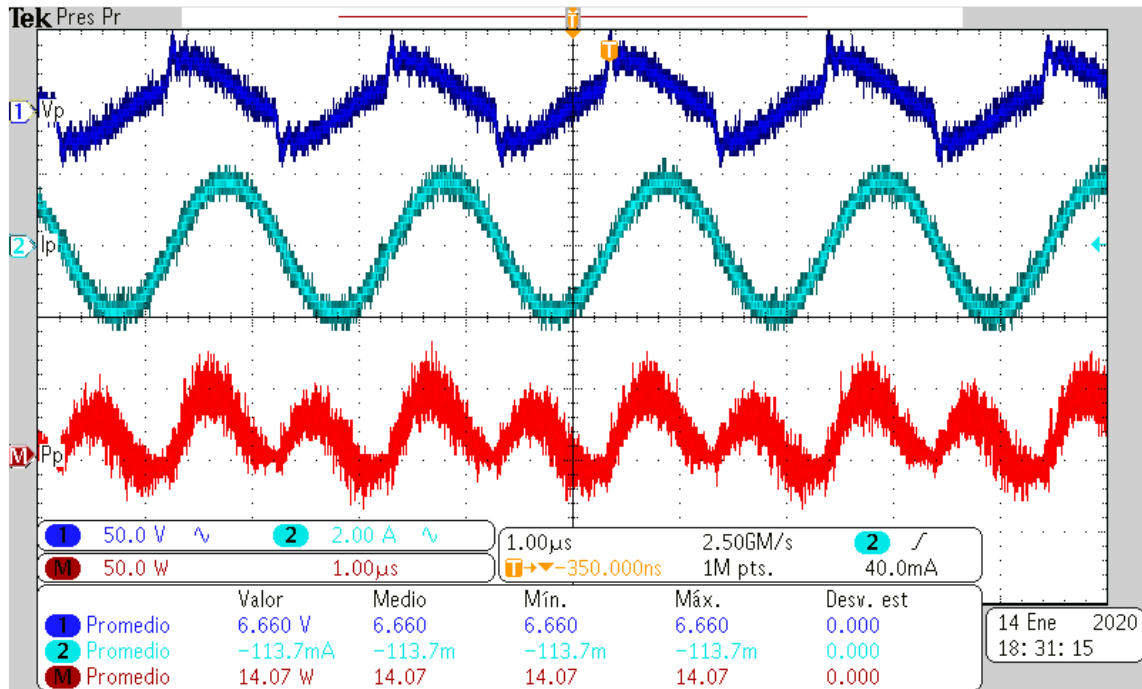


Figura 50. Forma de onda de voltaje del inductor L_p (azul marino), corriente del inductor L_p (azul celeste) y potencia presente en el inductor L_p (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

• **Potencia presente en el inductor receptor**

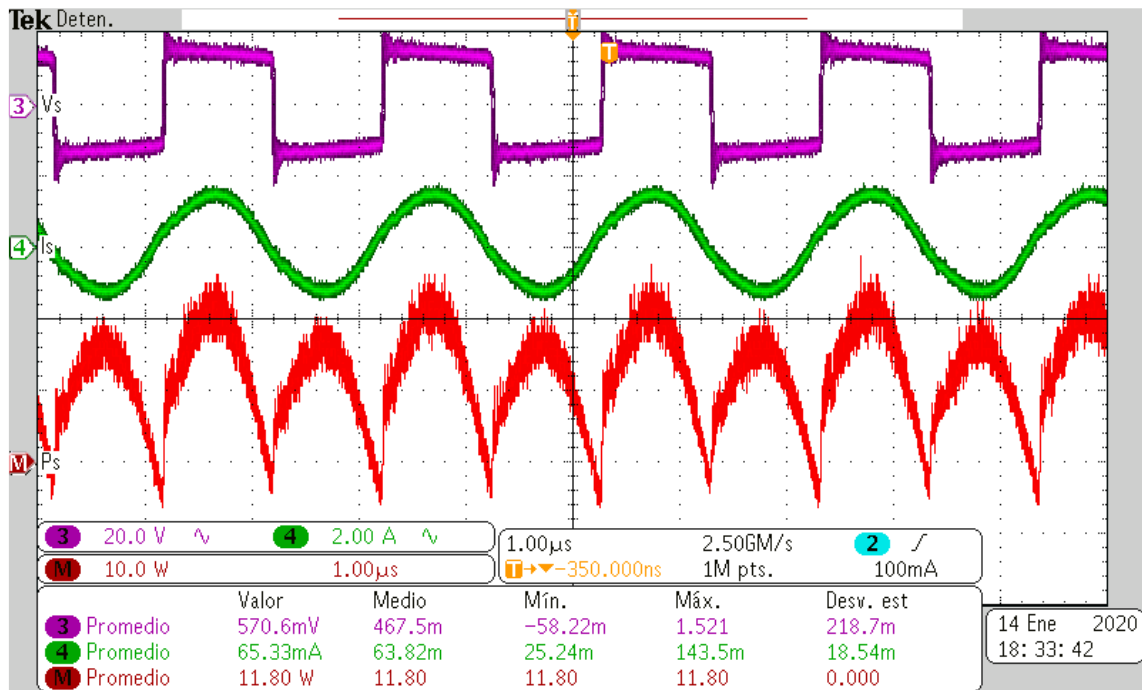


Figura 51. Formas de onda de voltaje del inductor L_s (rosa), corriente del inductor L_s (verde) y potencia presente en el inductor L_s (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

• **Potencia disipada en un diodo del rectificador puente completo**

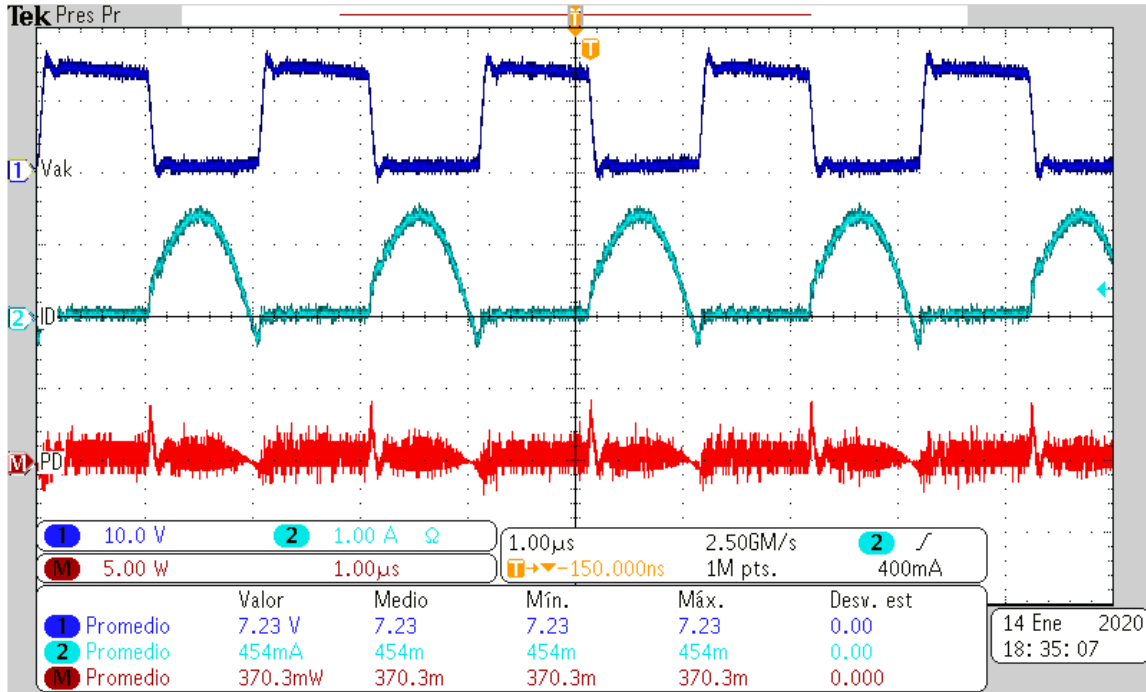


Figura 52. Forma de onda de voltaje del diodo 1 (azul marino), corriente del diodo 1 (azul celeste) y potencia disipada en el diodo 1 (roja), medidas del circuito de TPI con un osciloscopio digital

4.1.2. Análisis de eficiencia y pérdidas en el circuito

Con los datos experimentales obtenidos en las condiciones de diseño (distancia fija, medio de transmisión: acrílico de 1.5 mm de espesor) se procede a identificar la eficiencia total del circuito y las pérdidas en el circuito de TPI implementado.

Para calcular la eficiencia total del circuito de TPI, se utilizará la Ecuación (81).

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100\% \tag{81}$$

Donde: η_T es la eficiencia total del circuito, P_o es la potencia promedio de salida del circuito, P_{in} es la potencia promedio de entrada del circuito.

Utilizando los valores de potencia promedio obtenidos en la Figura 43 y en la Figura 44, dichos valores se sustituyen en la Ecuación (81), obteniendo:

$$\eta_T = \frac{(14.10W)}{(10.59W)} \cdot 100\% = 75.10\% \tag{82}$$

En la Figura 53 se presenta una gráfica donde se muestra la eficiencia total del circuito de TPI y se presenta cómo se distribuyen las pérdidas en las diferentes etapas del circuito.

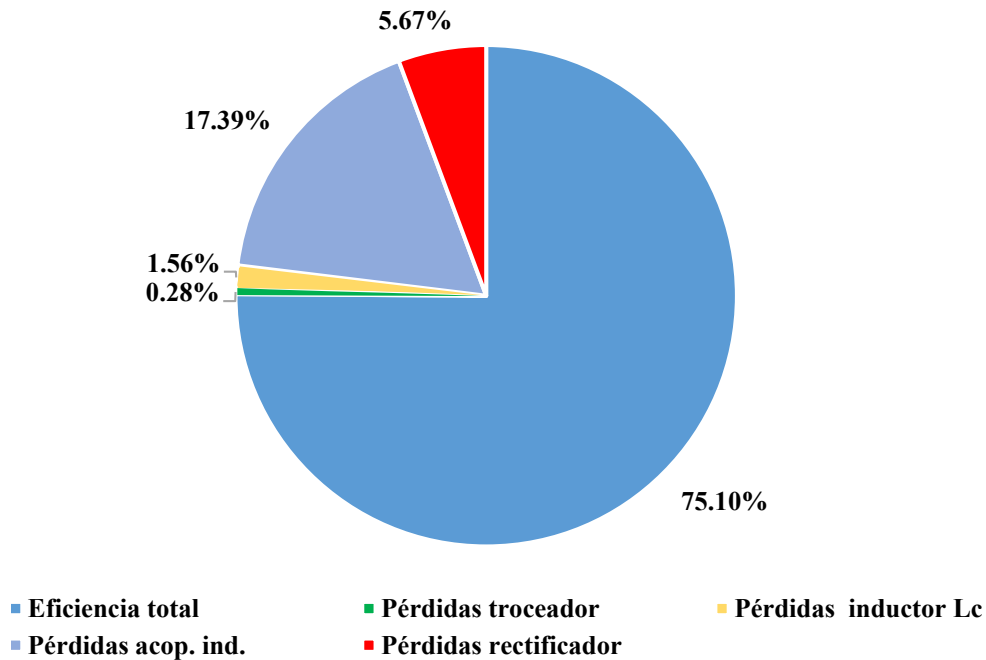


Figura 53. Gráfica de eficiencia y pérdidas en el circuito de TPI, obtenida con las mediciones de las pruebas experimentales

Se observa que el 75.10% de la energía de entrada es aprovechada por la carga eléctrica, mientras que el 24.9% restante, son pérdidas de energía presentes en las distintas etapas del circuito. El mayor porcentaje de pérdidas se presenta en el acoplamiento inductivo donde se pierde el 17.39% durante la transmisión de energía desde el inductor transmisor hasta el inductor receptor. Estas pérdidas son causadas por dos razones: el coeficiente de acoplamiento inductivo ($k = 0.813$) y por el medio de transmisión que interrumpe en la transmisión, en este caso el acrílico de 1.5 mm de espesor.

4.1.3. Cálculo de las pérdidas en el circuito

En este apartado se procederá a obtener de forma teórica las pérdidas en el circuito de TPI, para cada etapa en particular.

- **Pérdidas promedio en el troceador**

El troceador clase C utilizado en el circuito de TPI se compone de dos MOSFET, por lo cual, considerando las características de este dispositivo semiconductor, se procede a calcular la potencia disipada en este dispositivo con el paso de la corriente eléctrica. La potencia promedio disipada en el MOSFET, representa la cantidad de pérdidas presentes en este dispositivo. La Ecuación (83) permite determinar la potencia promedio disipada en un MOSFET.

$$P_M = I_{RMS}^2 R_{DS(on)} \quad (83)$$

Donde: I_{RMS} es la corriente eficaz que pasa a través del MOSFET, $R_{DS(on)}$ es la resistencia de conducción del MOSFET.

Dado que en el MOSFET 1: $I_{RMS} = 774.9\text{mA}$ y $R_{DS(on)} = 16.5\text{m}\Omega$, sustituyendo estos valores en la Ecuación (83) se obtiene:

$$P_{M_1} = (774.9\text{mA})^2 (16.5\text{m}\Omega) = 9.907\text{mW} \quad (84)$$

Aplicando el mismo procedimiento en el MOSFET 2 se obtiene:

$$P_{M_2} = (1.021\text{A})^2 (16.5\text{m}\Omega) = 17.2\text{mW} \quad (85)$$

Para determinar las pérdidas promedio en el troceador clase C se utiliza la Ecuación (86).

$$P_{er(Troc)} = P_{M_1} + P_{M_2} \quad (86)$$

Donde: $P_{er(Troc)}$ son las pérdidas promedio en el troceador, P_{M_1} es la potencia promedio disipada en el MOSFET 1, P_{M_2} es la potencia promedio disipada en el MOSFET 2.

Los valores obtenidos en la Ecuación (84) y en la Ecuación (85), dichos valores se sustituyen en la Ecuación (86), obteniendo:

$$P_{er(Troc)} = (9.907\text{mW}) + (17.2\text{mW}) = 27.107\text{mW} \quad (87)$$

- **Pérdidas promedio en el inductor de compensación**

El inductor de compensación (L_c) es un componente eléctrico que forma parte de la red resonante, el cual, al encontrarse operando en estado de resonancia la reactancia inductiva del mismo inductor es nula.

El inductor de compensación diseñado para el circuito de TPI, es de núcleo de aire, por lo cual, las únicas pérdidas que se presentan en el componente son las pérdidas por conducción en el cobre del inductor. El cobre presenta una resistencia parásita que se opondrá al flujo de la corriente eléctrica que pasa a través del inductor. En la Ecuación (88) se presenta la fórmula para obtener la resistencia parásita del inductor.

$$R_{Lc} = \frac{\rho_{cu} l_c}{N_h A_c} \quad (88)$$

Donde: R_{Lc} es la resistencia parásita del inductor, ρ_{cu} es la resistividad del cobre ($\rho_{cu} = 17.2 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$), l_c es la longitud del conductor, N_h es el número de hilos de cobre que conforman al conductor, A_c es el área transversal de un hilo del conductor.

El inductor de compensación utilizado para el circuito de TPI, fue fabricado con hilo de Litz, el cual se conforma de 160 hilos y cada hilo es del calibre 44 AWG. La longitud del conductor es de 3.56 m. El inductor de compensación se conforma por 63 vueltas, utilizando un carrete del modelo ETD29 (ver Figura 54).

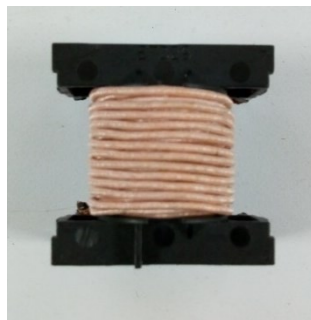


Figura 54. Fotografía del inductor de compensación utilizado en el circuito de TPI

Considerando las características del inductor de compensación se determinan los siguientes datos: $l_c = 3.56m$, $N_h = 160$, $A_c = 2.463 \times 10^{-9} m^2$. Dichos datos al sustituirlos en la Ecuación (88), se obtiene:

$$R_{Lc} = \frac{(17.2 \times 10^{-9} \Omega \cdot m)(3.56m)}{(160)(2.463 \times 10^{-9} m^2)} = 155.37m\Omega \quad (89)$$

Una vez obtenido el valor de R_{Lc} , se utilizará la Ecuación (90) para determinar las pérdidas promedio en el inductor de compensación.

$$P_{er(Lc)} = I_{RMS}^2 R_{Lc} \quad (90)$$

Donde: $P_{er(Lc)}$ son las pérdidas promedio en el inductor de compensación, I_{RMS} es la corriente eficaz que fluye a través del inductor.

Considerando que $I_{RMS} = 1.145A$ y que $R_{Lc} = 155.37m\Omega$, estos valores se sustituyen en la Ecuación (88), obteniendo las pérdidas promedio en el inductor de compensación:

$$P_{er(Lc)} = (1.145A)^2 (155.37m\Omega) = 203.69mW \quad (91)$$

El inductor de compensación es un componente que almacena energía por un determinado tiempo y en otro tiempo entregará dicha energía al capacitor primario. La energía almacenada provocará que el inductor alcance niveles de potencia superiores a las otras etapas del circuito de TPI.

La potencia presente en el inductor de compensación no sólo es la potencia disipada por las pérdidas por conducción del cobre, también estará presente la energía almacenada por la red resonante. El nivel de potencia instantánea $p_{Lc}(t)$ está dado por el producto de la corriente instantánea de la red resonante $i_{Lc}(t)$ con el voltaje instantáneo del inductor de compensación $v_{Lc}(t)$.

Para calcular el voltaje pico a pico de $v_{Lc}(t)$, se utilizará la Ecuación (92).

$$v_{Lcmax} = V_{CD} Q \quad (92)$$

Donde: V_{CD} es el voltaje de CD proveniente de la fuente de alimentación, Q es el factor de calidad de la red resonante.

Considerando que $V_{CD} = 27.5v$ y que $Q = 18.512$, sustituyendo dichos valores en la Ecuación (92), se obtiene:

$$v_{Lcmax} = (27.5v)(18.512) = 509.08v_{pp} \quad (93)$$

- **Pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo**

Las pérdidas presentes en el acoplamiento inductivo se calculan con la potencia promedio del inductor transmisor (P_p) y con la potencia promedio del inductor receptor (P_s). El análisis comienza utilizando la Ecuación (94).

$$P_s = k \cdot P_p \quad (94)$$

Dado que $P_p = 14.07\text{W}$ y que $k = 0.831$, se sustituyen dichos datos en la Ecuación (94), se obtiene:

$$P_s = (0.831)(14.07\text{W}) = 11.69\text{W} \quad (95)$$

La fórmula para obtener las pérdidas promedio del acoplamiento inductivo se presenta en la Ecuación (96).

$$P_{er(AcInd)} = P_p - P_s \quad (96)$$

Donde: $P_{er(AcInd)}$ son las pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo.

Sustituyendo los valores conocidos en la Ecuación (96), finalmente se obtiene las pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo:

$$P_{er(AcInd)} = (14.07\text{W}) - (11.69\text{W}) = 2.38\text{W} \quad (97)$$

- **Pérdidas promedio en el rectificador**

Para obtener las pérdidas en el rectificador puente completo, se comenzará utilizando la fórmula para obtener la potencia promedio disipada en un diodo rectificador, mostrada en la Ecuación (98).

$$P_D = I_D v_f \quad (98)$$

Donde: I_D es el valor promedio de la corriente que pasa a través del diodo, v_f es el voltaje de conducción directa del diodo.

Dado que $I_D = 416.5\text{mA}$ y $v_f = 0.9\text{V}$, se procede a sustituir dichos valores en la Ecuación (98), obteniendo:

$$P_D = (416.5\text{mA})(0.9\text{v})=374.85\text{mW} \quad (99)$$

Un rectificador puente completo a pesar de estar conformado por cuatro diodos rectificadores, durante cada semiciclo de la corriente alterna, solo se encuentran dos diodos en conducción. Los diodos en conducción presentarán una potencia promedio disipada que representa las pérdidas por conducción del diodo.

Considerando los dos diodos en conducción, la potencia promedio disipada en el rectificador puente completo se obtiene con la Ecuación (100).

$$P_{er(Rect)} = 2(I_D V_f) \quad (100)$$

Donde: $P_{er(Rect)}$ son las pérdidas promedio en el rectificador puente completo.

Utilizando el valor obtenido en la Ecuación (99), se procederá a sustituir dicho dato en la Ecuación (100), obteniendo las pérdidas promedio en el rectificador puente completo:

$$P_{er(Rect)} = 2(374.85\text{mW})=749.7\text{mW} \quad (101)$$

4.1.4. Comparación de las pérdidas teóricas con las pérdidas experimentales

En este apartado se realizará la comparación de las pérdidas teóricas obtenidas en 4.1.3. las pérdidas obtenidas experimentalmente en 4.1.1. con el fin de verificar si las mediciones realizadas son correctas. Los valores obtenidos de pérdidas teóricas y pérdidas experimentales se presentan en la Tabla 9, donde además se presenta el porcentaje de error para cada caso particular.

Tabla 9. Análisis de pérdidas en cada componente del circuito de TPI

Componente	Ecuación	Dato teórico	Dato Medido	Error
MOSFET 1	$P_{M1} = I_{RMS}^2 R_{DS(on)}$	9.907 mW	7.786 mW	-21.409%
MOSFET 2	$P_{M1} = I_{RMS}^2 R_{DS(on)}$	17.2 mW	28.27 mW	+64.360%
Inductor de compensación	$P_{Lc} = I_{RMS}^2 R_{Lc}$ $R_{Lc} = \frac{\rho_{cu} l_c}{N_h A_c}$	203.87 mW	18.09 W	La potencia medida incluye pérdidas y energía almacenada por la red resonante
Acoplamiento inductivo	$P_{AcInd} = P_p - P_s$	2.38 W	2.27 W	-4.621%
Diodo	$P_D = I_D v_f$	374.85 mW	370.3 mW	-1.213%

En el caso del inductor de compensación, la potencia disipada se encuentra dentro del valor medido de potencia. El valor medido es mucho mayor al valor de las pérdidas debido a la energía almacenada en la red resonante, por esa razón en la Tabla 9 no se presenta un porcentaje de error para ese caso en particular.

El mayor porcentaje de error lo presenta el MOSFET 2, dicho error se debe a que en el apagado se presenta un sobretiro en la corriente del Drenaje, el cual causa una conmutación dura al apagado. El aumento de la potencia disipada en este dispositivo ocasiona que las pérdidas sean mayores al valor deseado.

Las pérdidas medidas del circuito de TPI presentan un margen de error respecto a las pérdidas calculadas teóricamente, esto se debe a que las puntas diferenciales presentan un nivel de offset que no se puede ajustar a cero totalmente, aún cuando ya estén ajustadas a la escala adecuada.

4.2. Pruebas experimentales a distintas distancias de transmisión

En esta etapa experimental se realizaron mediciones en el circuito de TPI en distintas distancias de transmisión. Las mediciones realizadas son las siguientes:

- Coeficiente de acoplamiento inductivo
- Voltaje promedio de salida
- Potencia promedio de salida
- Ángulo de desfase de la corriente de la red resonante
- Eficiencia del troceador
- Eficiencia rectificador
- Eficiencia total
- Pérdidas promedio en el troceador
- Pérdidas promedio en el rectificador
- Pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo

Las mediciones descritas fueron realizadas en cada distancia de transmisión seleccionada, con el fin de observar el comportamiento del circuito de TPI conforme la distancia de transmisión aumenta. Las distancias de transmisión seleccionadas son las siguientes: 1.5 mm, 4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm, 15 mm, 20 mm, 30 mm, 40 mm y 50 mm.

Este procedimiento de mediciones se realizó en dos condiciones de operación:

- Pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión (1.5 mm – 50 mm), utilizando un acrílico de 1.5 mm de espesor como medio de transmisión.
- Pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión (1.5 mm – 50 mm), utilizando aire como medio de transmisión (sin ningún material que interrumpa la transmisión).

Dichas etapas experimentales se presentarán en los siguientes apartados, con sus respectivos resultados experimentales.

4.2.1. Pruebas experimentales utilizando un acrílico como medio de transmisión

Los resultados obtenidos en esta etapa de pruebas experimentales se concentraron en gráficas, las cuales representan el comportamiento de los distintos parámetros del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión. Las gráficas obtenidas se presentan en este apartado. Para observar todos los valores obtenidos en cada una de las distancias de transmisión, se recomienda consultar el Anexo III.

- **Coefficiente de acoplamiento inductivo**

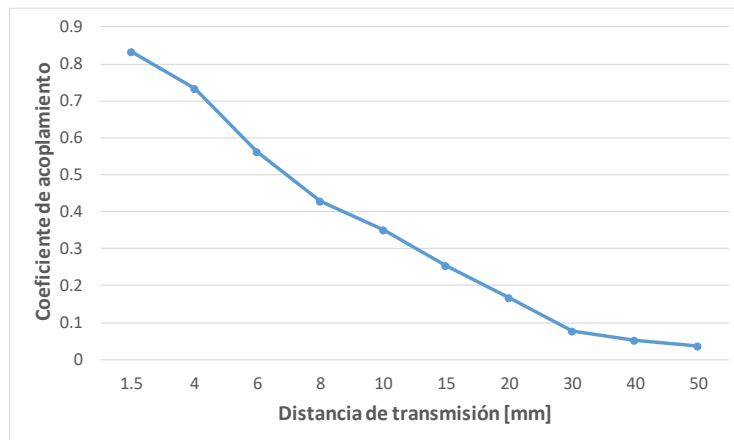


Figura 55. Gráfica de coeficiente de acoplamiento respecto a la distancia de transmisión

- **Voltaje promedio de salida**

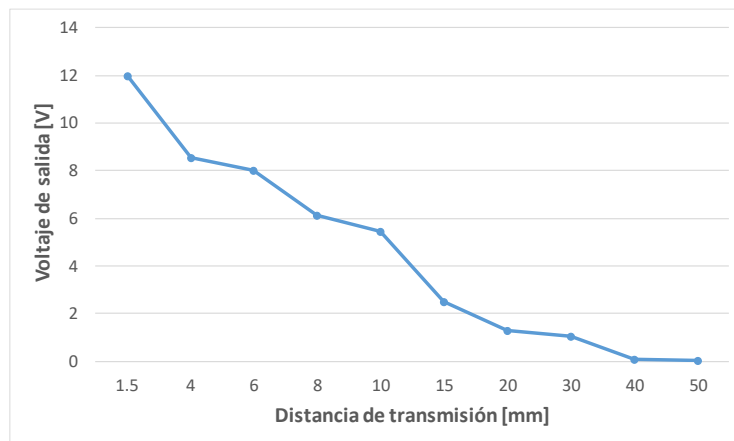


Figura 56. Gráfica de voltaje promedio de salida respecto a la distancia de transmisión

- **Potencia promedio de salida**

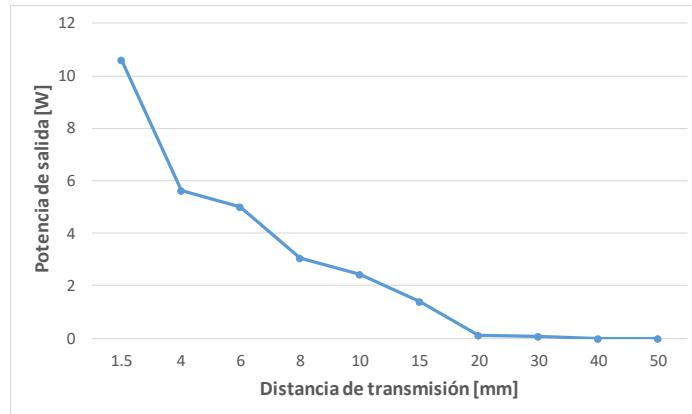


Figura 57. Gráfica de potencia promedio de salida respecto a la distancia de transmisión

- **Ángulo de desfase de la corriente de la red resonante**

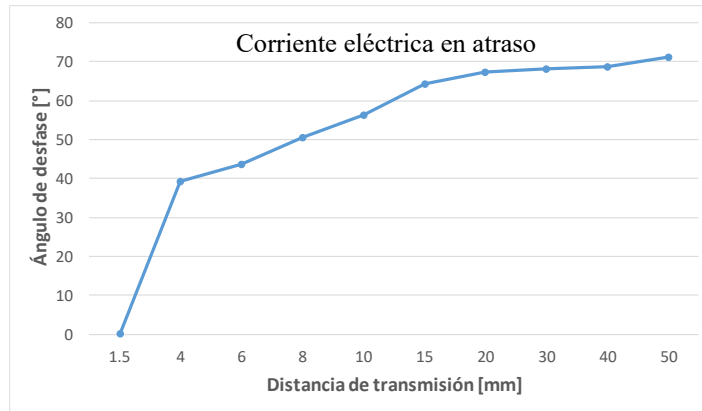


Figura 58. Gráfica de ángulo de desfase de la corriente de la red resonante respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia del troceador**

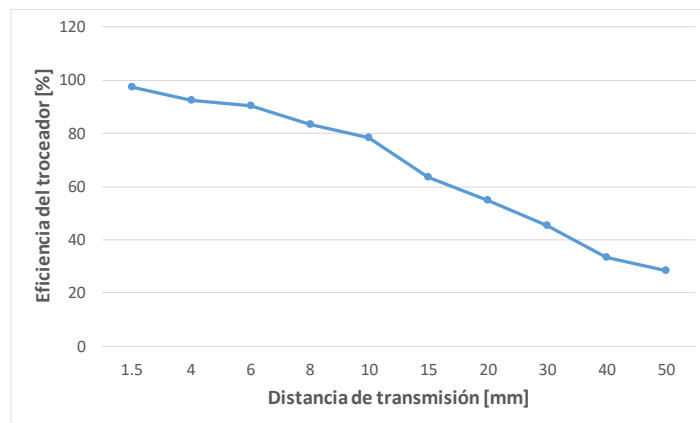


Figura 59. Gráfica de eficiencia del troceador respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia del rectificador**

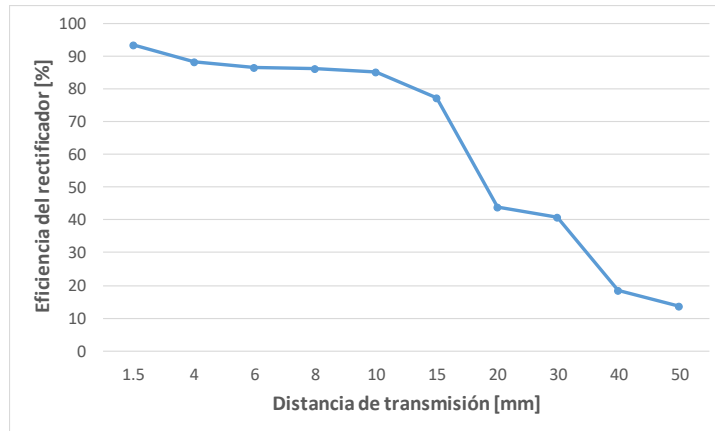


Figura 60. Gráfica de eficiencia del rectificador respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia total del circuito**

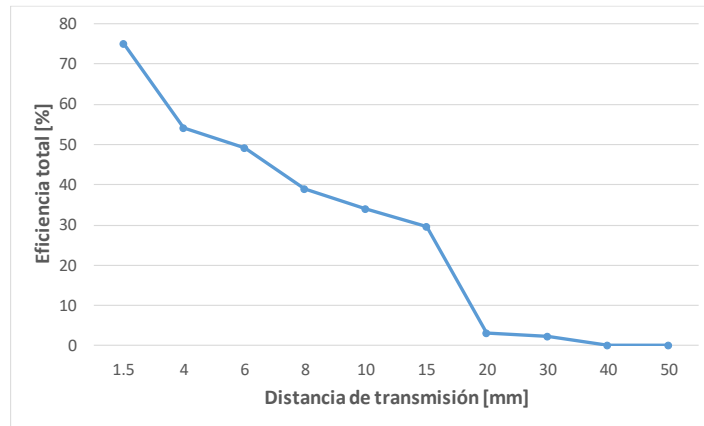


Figura 61. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el troceador**

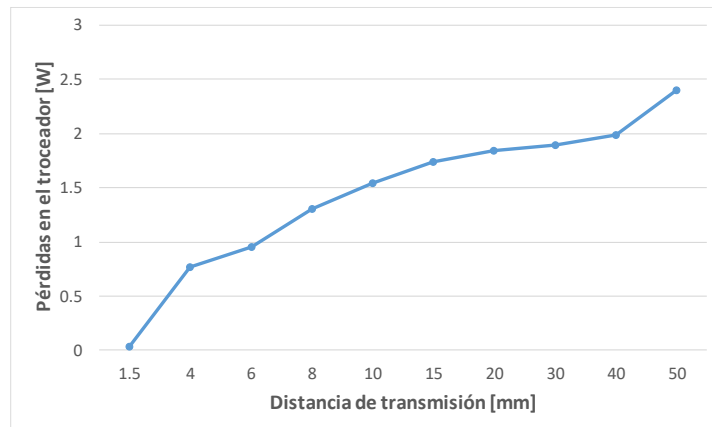


Figura 62. Gráfica de pérdidas promedio del troceador respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo**

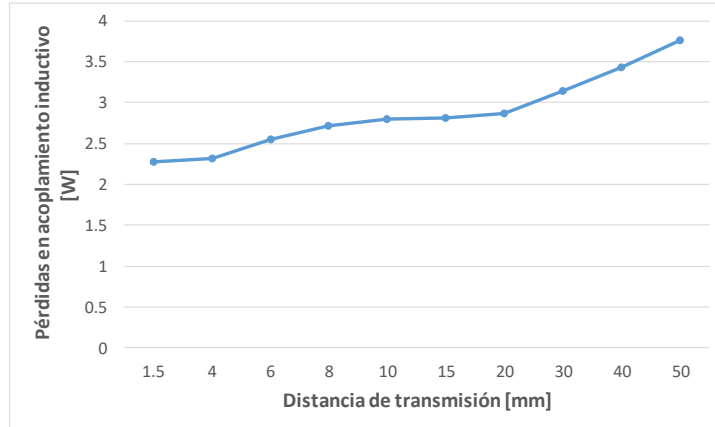


Figura 63. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el rectificador**

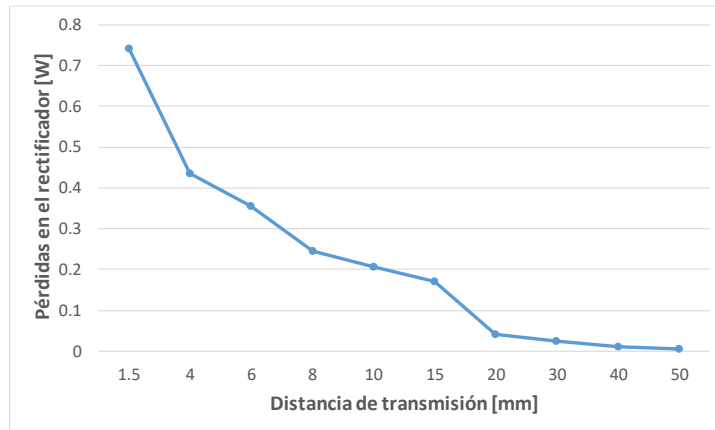


Figura 64. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador respecto a la distancia de transmisión

4.2.2. Pruebas experimentales utilizando aire como medio de transmisión

Los resultados obtenidos en esta etapa de pruebas experimentales se concentraron en gráficas, las cuales representan el comportamiento de los distintos parámetros del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión. Las gráficas obtenidas se presentan en este apartado. Para observar todos los valores obtenidos en cada una de las distancias de transmisión, se recomienda consultar el Anexo IV.

- **Coefficiente de acoplamiento inductivo**

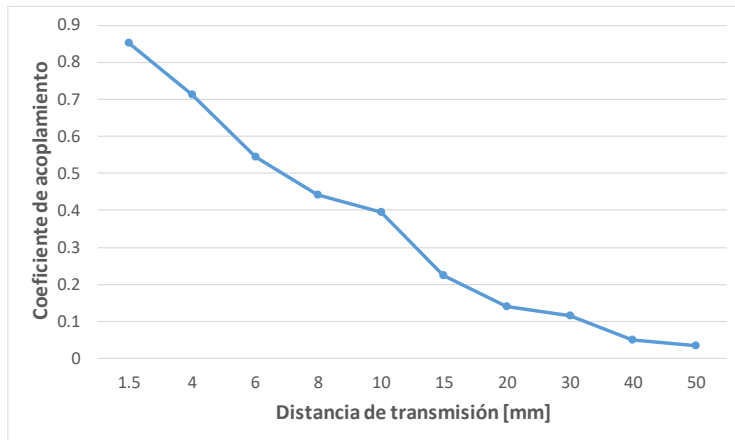


Figura 65. Gráfica de coeficiente de acoplamiento respecto a la distancia de transmisión

- **Voltaje promedio de salida**

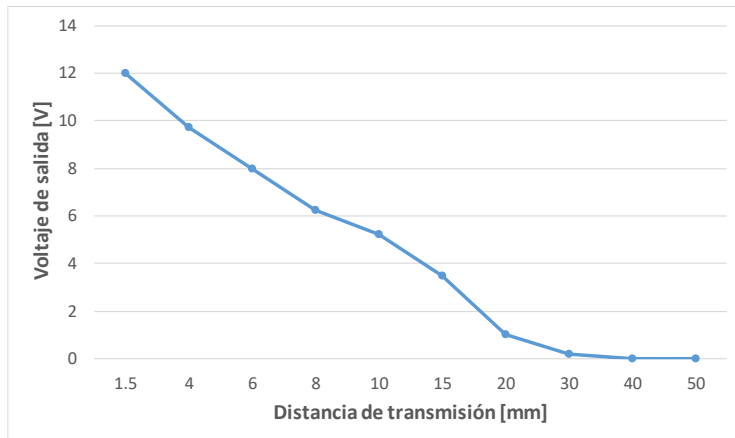


Figura 66. Gráfica de voltaje promedio de salida respecto a la distancia de transmisión

- **Potencia promedio de salida**

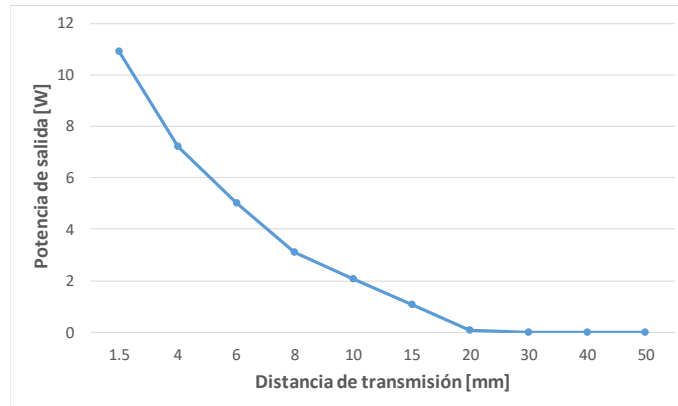


Figura 67. Gráfica de potencia promedio de salida respecto a la distancia de transmisión

- **Ángulo de desfase de la corriente de la red resonante**

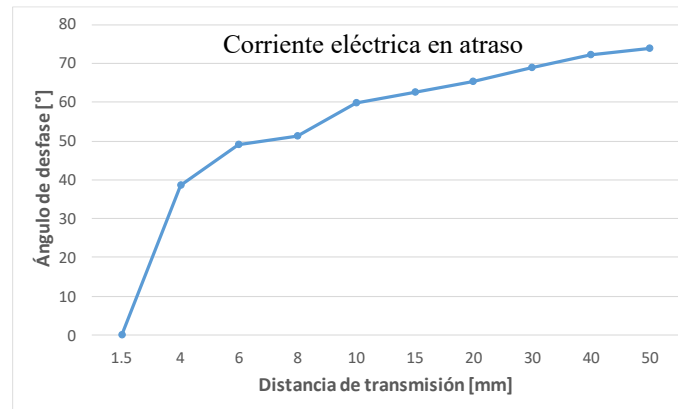


Figura 68. Gráfica de ángulo de desfase de la corriente de la red resonante respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia del troceador**

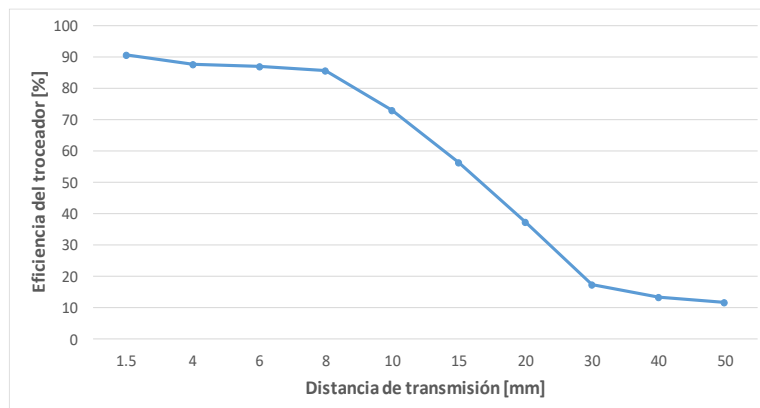


Figura 69. Gráfica de eficiencia del troceador respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia del rectificador**

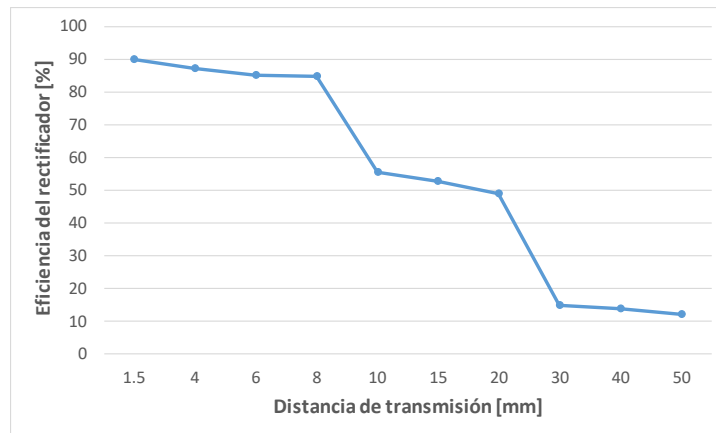


Figura 70. Gráfica de eficiencia del rectificador respecto a la distancia de transmisión

- **Eficiencia total del circuito**

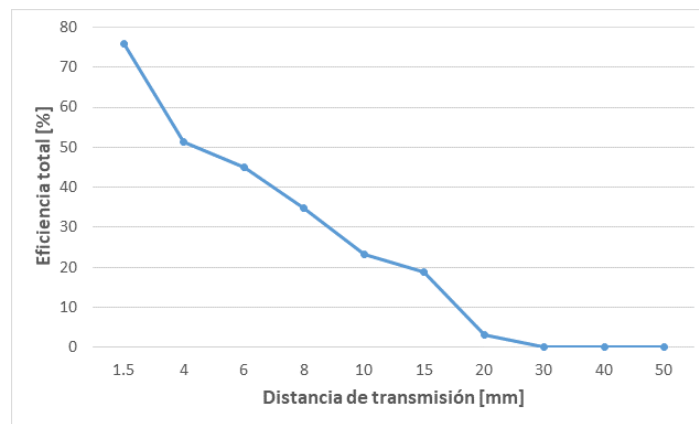


Figura 71. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el troceador**

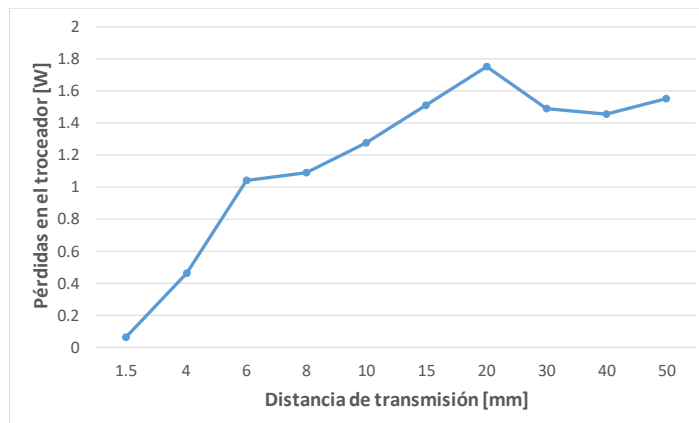


Figura 72. Gráfica de pérdidas promedio del troceador respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo**

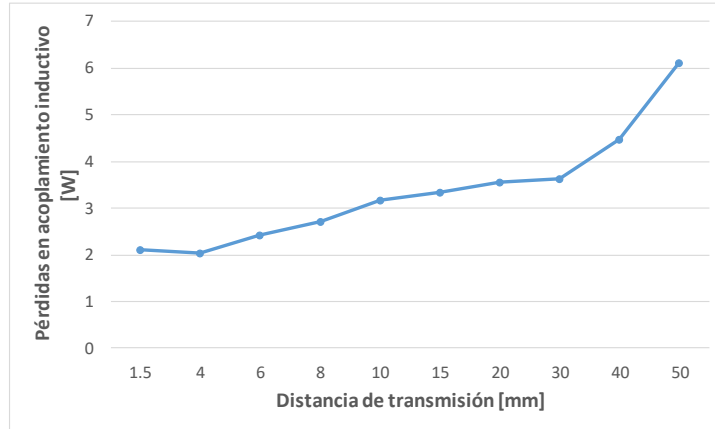


Figura 73. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo respecto a la distancia de transmisión

- **Pérdidas promedio en el rectificador**

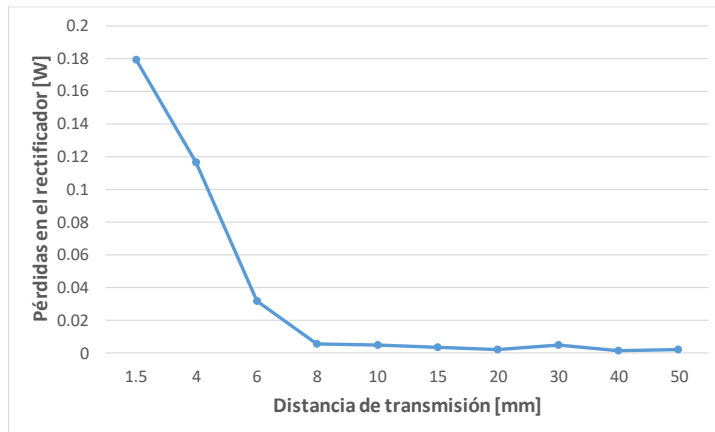


Figura 74. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador respecto a la distancia de transmisión

CAPÍTULO V
CONCLUSIONES Y
TRABAJO FUTURO

5.1. Conclusiones

Una vez finalizado el trabajo desarrollado en esta tesis se llega a las siguientes conclusiones:

- Con base a la revisión del estado del arte, se concluye que la red resonante adecuada para aplicaciones de TPI inductiva de baja potencia es la topología serie-serie con un acoplamiento inductivo, debido a que esta red resonante al encontrarse en resonancia posee una ganancia de voltaje unitaria. Por este motivo, se seleccionó esta topología para el trabajo desarrollado en esta tesis.
- Se desarrolló una metodología de análisis y de diseño para la red resonante propuesta, la cual permitirá al circuito de TPI propuesto operar de acuerdo con las especificaciones de diseño deseadas.
- Los resultados experimentales obtenidos validan la metodología de análisis y de diseño, propuestas en este trabajo.
- El circuito de TPI implementado permite transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica utilizando un acoplamiento inductivo a una distancia máxima de 3 cm.

5.2. Ventajas y desventajas del circuito de transmisión de potencia inalámbrica implementado

El circuito de TPI implementado en este trabajo de tesis, presenta las siguientes características:

Ventajas

- El circuito de TPI implementado funciona de acuerdo con las especificaciones de diseño deseadas: 12 volts a la salida, 10 watts a la salida, la red resonante se encuentra en resonancia y el circuito transmite energía eléctrica de forma inalámbrica.
- El circuito de TPI implementado alcanza una eficiencia total del 75.10% en las condiciones de diseño (distancia fija, medio de transmisión: acrílico de 1.5 mm de espesor).
- Es un circuito fácil de implementar debido a que se encuentra en lazo abierto.
- El prototipo es apto para aplicaciones de carga inalámbrica inductiva, mientras sean aplicaciones de baja potencia no mayores a 10 W, a una distancia máxima de 1.5 cm.
- La metodología de análisis y diseño propuesto considera al acoplamiento inductivo como parte de un solo tanque resonante, para ello, se utiliza un solo capacitor del lado primario del circuito. La literatura utiliza dos tanques resonantes independientes, uno en el circuito primario y otro en el circuito secundario.
- El circuito de TPI implementado transmite energía eléctrica de forma inalámbrica a una distancia máxima de 1.5 cm. Esta característica permite al circuito de TPI inductiva un horizonte de aplicaciones de carga inalámbrica de baterías, tales como:

teléfonos celulares, cepillos de dientes eléctricos, afeitadoras eléctricas, audífonos portátiles, lámparas de mano, entre otros.

- Los inductores de transmisión no presentan un aumento de temperatura debido a que sólo proporcionan el 10% de la reactancia inductiva de la red resonante.
- El circuito cuenta con un ajuste manual de frecuencia y de ciclo de trabajo, los cuales permiten sintonizar la frecuencia de resonancia de la red resonante.

Desventajas

- El circuito de TPI implementado es sensible a las variaciones de temperatura, debido a esto se ven afectados los inductores de transmisión y el inductor de compensación, provocando que el circuito abandone la condición de resonancia.
- El circuito está ajustado para operar en una distancia de transmisión específica y con los inductores de transmisión alineados, fuera de esas condiciones de operación el circuito abandonará la condición de resonancia.
- El inductor de compensación no mantiene al circuito en estado de resonancia, ante el desalineamiento de los inductores de transmisión ni ante los cambios en la distancia de transmisión.
- Debido a la energía almacenada en el inductor de compensación, se presenta un aumento en la temperatura de dicho componente, provocando una variación en su valor inductivo.

5.3. Aportaciones del trabajo de tesis

El trabajo desarrollado en esta tesis tiene las siguientes aportaciones:

- Se aporta una metodología de análisis para la red resonante de un circuito de TPI inductiva, en el cual se consideran todas las inductancias del acoplamiento inductivo como parte de un solo tanque resonante. La literatura utiliza para el análisis dos tanques resonantes independientes, uno en el circuito transmisor y otro en el circuito receptor.
- Se presenta una topología de red resonante utilizada para TPI inductiva, donde se utiliza un solo capacitor a diferencia de la literatura que utiliza dos (uno en el transmisor y otro en el receptor), además, se utiliza un inductor de compensación que aporta el 90% de la reactancia inductiva en la condición de resonancia.
- Se proporciona un prototipo para TPI inductiva que es capaz de transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica hasta una distancia máxima de 1.5 cm. Dicho dispositivo es útil en aplicaciones de carga inalámbrica de baterías para bajas potencias.

5.4. Trabajos futuros

En el trabajo desarrollado en esta tesis, se detectaron dos parámetros importantes que se encuentran en un circuito de TPI inductiva:

- **Resonancia de la red resonante.** Este estado de operación permite que las reactancias del circuito sean nulas, además permite llevar la máxima transferencia de energía desde la fuente de alimentación hasta la carga eléctrica. En esta condición se puede alcanzar un alto porcentaje de eficiencia total en el circuito de TPI.
- **Coefficiente de acoplamiento.** Este coeficiente permite conocer que tan efectiva es la transmisión de energía desde el inductor transmisor hasta el inductor receptor.

Considerando estos dos parámetros del circuito de TPI junto con la experiencia obtenida en el presente trabajo de tesis, se presentan las siguientes recomendaciones para posibles trabajos futuros:

- Aplicar un lazo de control PLL que permita mantener la resonancia de la red resonante ante variaciones en el acoplamiento inductivo, dichas variaciones pueden darse por la temperatura, el desalineamiento de los inductores de transmisión o bien por la distancia de transmisión entre ambos inductores.
- Utilizar una técnica de control con diodos activos en la etapa de rectificación, el cual se ubica en el dispositivo receptor, con el fin de mejorar la eficiencia del rectificador y por consecuencia la eficiencia total del circuito de TPI.
- Investigar y aplicar técnicas que mejoren el coeficiente de acoplamiento inductivo, con el objetivo de mejorar la eficiencia de transmisión de energía eléctrica en forma inalámbrica. Las técnicas pueden ser relacionadas con la geometría de los inductores de transmisión y el uso de múltiples inductores de transmisión.
- Con el objetivo de mejorar el coeficiente de acoplamiento inductivo, se puede utilizar la red resonante como un multiplicador analógico de frecuencia. La red resonante recibe a la entrada la frecuencia de conmutación del inversor y puede entregarse a la salida una señal senoidal con una frecuencia multiplicada “n” veces la frecuencia de conmutación. La señal entregada a la salida será la frecuencia de resonancia de la red resonante.

Estas propuestas son sugeridas para dar continuidad al trabajo presentado en esta tesis.

Referencias

- [1] E. Sazonov and M. R. Neuman, *Wearable Sensors: Fundamentals, implementation and applications*. 1st ed. Elsevier, 2014, pp. 253-254.
- [2] T. Sun, X. Xie, and Z. Wang, *Wireless power transfer for medical microsystems*. 1st ed. Springer, 2013, pp. 5-7.
- [3] N. Shinohara, *Wireless power transfer via radiowaves*. 1st ed. John Wiley & Sons, 2014, pp. 1-4.
- [4] J. I. Agbinya, *Wireless power transfer*. 2nd ed. River Publishers, 2016, pp. 1-3.
- [5] K. S. Kiran, M. Kumari, R. Behera, O. Ojo, and A. Iqbal, "Analysis and experimental verification of three-coil inductive resonant coupled wireless power transfer system," in *Power Electronics Conference (NPEC), 2017 National*, 2017, pp. 84-89: IEEE.
- [6] S. Y. R. Hui, W. Zhong, and C. K. Lee, "A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500-4511, 2014.
- [7] W. X. Zhong, C. K. Lee, and S. Hui, "Wireless power domino-resonator systems with noncoaxial axes and circular structures," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4750-4762, 2011.
- [8] W. Zhong, C. K. Lee, and S. R. Hui, "General analysis on the use of Tesla's resonators in domino forms for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 261-270, 2013.
- [9] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless charging technologies: Fundamentals, standards, and network applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413-1452, 2016.
- [10] J. Jadidian and D. Katabi, "Magnetic MIMO: How to charge your phone in your pocket," in *Proceedings of the 20th annual international conference on Mobile computing and networking*, 2014, pp. 495-506: ACM.
- [11] C. J. Moore, D. W. Baarman, J. B. Taylor, W. T. Stoner, B. C. Moes, "Selectable coil array," *CN Patent 102804541*, November 28, 2015.
- [12] C. J. Moore, D. W. Baarman, J. B. Taylor, S. A. Mollema, W. T. Stoner, B. C. Moes, "Selectable coil array," *US Patent 20160134154A1*, May 12, 2016.
- [13] W. Zhang *et al.*, "High-efficiency wireless power transfer system for 3D, unstationary free-positioning and multi-object charging," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 5, pp. 658-665, 2018.
- [14] W. M. Ng, C. Zhang, D. Lin, and S. R. Hui, "Two-and three-dimensional omnidirectional wireless power transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4470-4474, 2014.
- [15] T. Li, X. Wang, S. Zheng, and C. Liu, "An Efficient Topology for Wireless Power Transfer over a Wide Range of Loading Conditions," *Energies*, vol. 11, no. 1, p. 141, 2018.

-
- [16] W. Zhong and S. Hui, "Maximum Energy Efficiency Operation of Series-Series Resonant Wireless Power Transfer Systems Using On-Off Keying Modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3595-3603, 2018.
- [17] S. Aldhaher, P. C.-K. Luk, and J. F. Whidborne, "Tuning class E inverters applied in inductive links using saturable reactors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2969-2978, 2014.
- [18] Y. Jang, J.-K. Han, J.-I. Baek, G.-W. Moon, J.-M. Kim, and H. Sohn, "Novel multi-coil resonator design for wireless power transfer through reinforced concrete structure with rebar array," in *Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017-ECCE Asia), 2017 IEEE 3rd International*, 2017, pp. 2238-2243: IEEE.
- [19] R. S. Mohan S., R. A. Kumar, N. Rajendra, B. A. Kutubuddin. , "A wireless charging device and a method for detecting a receiver device," *WO Patent 2018190986*, March 19, 2018.
- [20] A. P. Malvino and D. J. Bates, *Principios de electrónica*. 7th ed. McGraw-Hill, 2007, pp 99-100.
- [21] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. Springer Science & Business Media, 2007, pp. 503-505, 709-712.
- [22] MIT. Staff, *Magnetic circuits and transformers*. 1st. ed. Wiley, 1943, pp. 269-278.
- [23] R. L. Boylestad, *Introducción al análisis de circuitos*. 10th ed. Pearson Educación, 2004, pp. 894-895, 953.
- [24] M. Nahvi and J. Edminister, *Schaum's outline of theory and problems of electric circuits*. 4th ed. McGraw-Hill, 2003, pp. 286-287, 289.
- [25] C. Quintans, J. M. Acevedo, G. Castro, and A. A. Nogueiras, "E-Learning tool for dc choppers," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 2968-2971: IEEE.
- [26] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant power converters*. 2nd ed. John Wiley & Sons, 2011, pp. 143-145.

SECCIÓN DE ANEXOS

Anexo I. Medición y cálculo de las inductancias del acoplamiento inductivo, a distintas distancias de transmisión**Tabla 10.** Valores obtenidos de la medición y cálculo de los parámetros del acoplamiento inductivo, a distintas distancias de transmisión

Medio de transmisión: Acrílico de 1.5 mm de espesor									
Distancia	Inductancia del transmisor	Inductancia del receptor	Inductancia total	Inductancia mutua	Inductancia magnetizante primaria	Inductancia magnetizante secundaria	Inductancia de dispersión primaria	Inductancia de dispersión secundaria	Coefficiente de acoplamiento
1.5 mm	8.625 μ H	8.700 μ H	31.72 μ H	7.201 μ H	7.201 μ H	7.201 μ H	1.42 μ H	1.50 μ H	0.831
4 mm	7.496 μ H	7.531 μ H	26.06 μ H	5.518 μ H	5.518 μ H	5.519 μ H	1.98 μ H	2.01 μ H	0.734
6 mm	6.579 μ H	6.562 μ H	20.50 μ H	3.683 μ H	3.683 μ H	3.684 μ H	2.90 μ H	2.88 μ H	0.560
8 mm	6.207 μ H	6.237 μ H	17.78 μ H	2.669 μ H	2.669 μ H	2.669 μ H	3.54 μ H	3.57 μ H	0.428
10 mm	6.046 μ H	6.080 μ H	16.37 μ H	2.122 μ H	2.122 μ H	2.122 μ H	3.92 μ H	3.96 μ H	0.350
15 mm	5.918 μ H	5.964 μ H	14.91 μ H	1.513 μ H	1.513 μ H	1.514 μ H	4.40 μ H	4.45 μ H	0.254
20 mm	5.848 μ H	5.907 μ H	13.71 μ H	980.1 nH	980.1 nH	980.1 nH	4.87 μ H	4.93 μ H	0.166
30 mm	5.809 μ H	5.847 μ H	12.55 μ H	447 nH	447 nH	447.1 nH	5.36 μ H	5.40 μ H	0.076
40 mm	5.823 μ H	5.843 μ H	12.26 μ H	300.2 nH	300.2 nH	300.3 nH	5.52 μ H	5.54 μ H	0.051
50 mm	5.828 μ H	5.851 μ H	12.09 μ H	209 nH	209 nH	209 nH	5.62 μ H	5.64 μ H	0.035
Medio de transmisión: Aire									
1.5 mm	9.282 μ H	9.285 μ H	34.41 μ H	7.924 μ H	7.923 μ H	7.923 μ H	1.36 μ H	1.36 μ H	0.853
4 mm	7.630 μ H	7.657 μ H	26.19 μ H	5.453 μ H	5.453 μ H	5.453 μ H	2.18 μ H	2.20 μ H	0.713
6 mm	6.741 μ H	6.754 μ H	20.86 μ H	3.682 μ H	3.682 μ H	3.682 μ H	3.06 μ H	3.07 μ H	0.545
8 mm	6.403 μ H	6.410 μ H	18.48 μ H	2.835 μ H	2.835 μ H	2.835 μ H	3.57 μ H	3.58 μ H	0.442
10 mm	6.279 μ H	6.304 μ H	17.54 μ H	2.482 μ H	2.482 μ H	2.482 μ H	3.80 μ H	3.82 μ H	0.394
15 mm	6.037 μ H	6.053 μ H	14.80 μ H	1.35 μ H	1.35 μ H	1.35 μ H	4.68 μ H	4.70 μ H	0.224
20 mm	5.974 μ H	5.993 μ H	13.63 μ H	831.8 nH	831.8 nH	831.8 nH	5.14 μ H	5.16 μ H	0.138
30 mm	5.875 μ H	5.877 μ H	13.09 μ H	673.5 nH	673.5 nH	673.5 nH	5.20 μ H	5.20 μ H	0.114
40 mm	5.856 μ H	5.851 μ H	12.27 μ H	284.5 nH	284.5 nH	284.5 nH	5.57 μ H	5.57 μ H	0.048
50 mm	5.860 μ H	5.8448 μ H	12.10 μ H	201.6 nH	201.6 nH	201.6 nH	5.66 μ H	5.64 μ H	0.034

Anexo II. Simulación del circuito de transmisión de potencia inalámbrica

En el presente apartado se realizó la simulación del circuito de TPI propuesto, con el fin de verificar si los valores de los componentes obtenidos en la metodología de diseño son correctos. La simulación del circuito de TPI se realizó en el programa Orcad Pspice. El circuito simulado se presenta en el esquemático de la Figura 75.

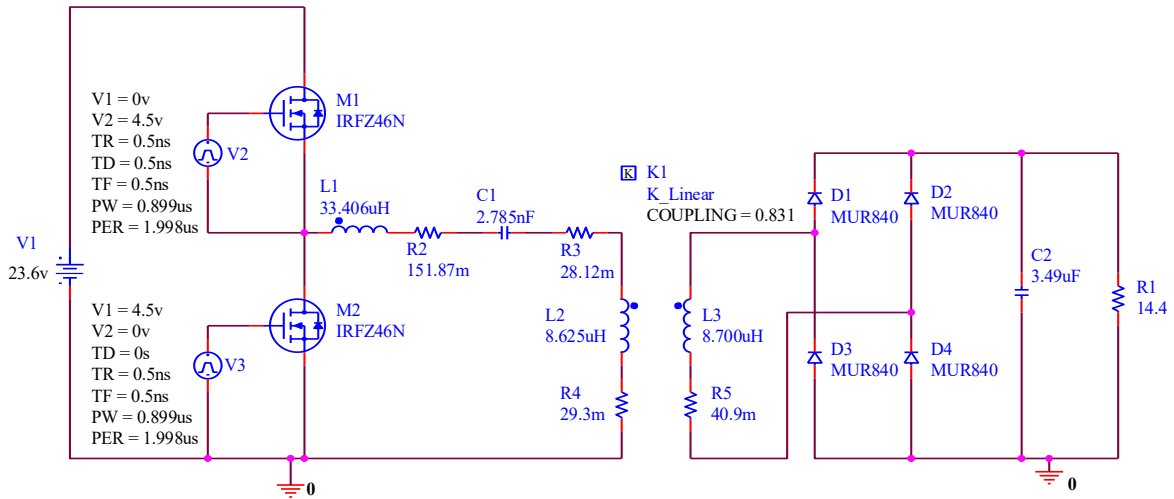


Figura 75. Diagrama esquemático del circuito de TPI simulado en el programa Orcad Pspice

Los resultados obtenidos en la simulación se presentan en las gráficas de la Figura 76 a la Figura 87.

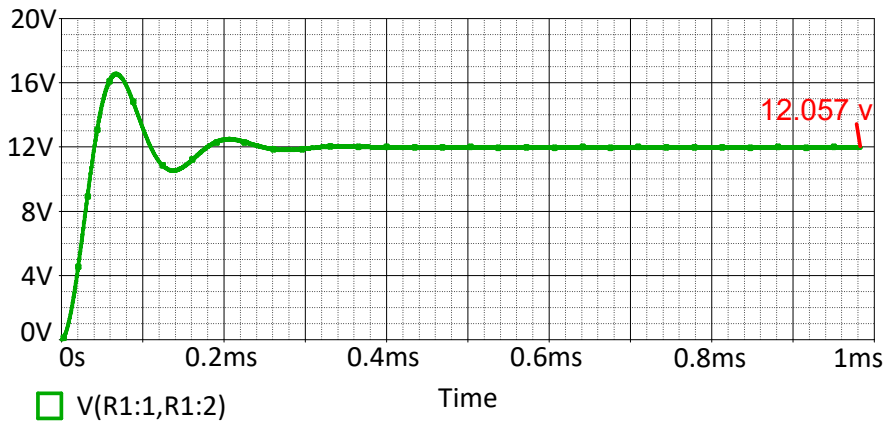


Figura 76. Gráfica de voltaje de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice

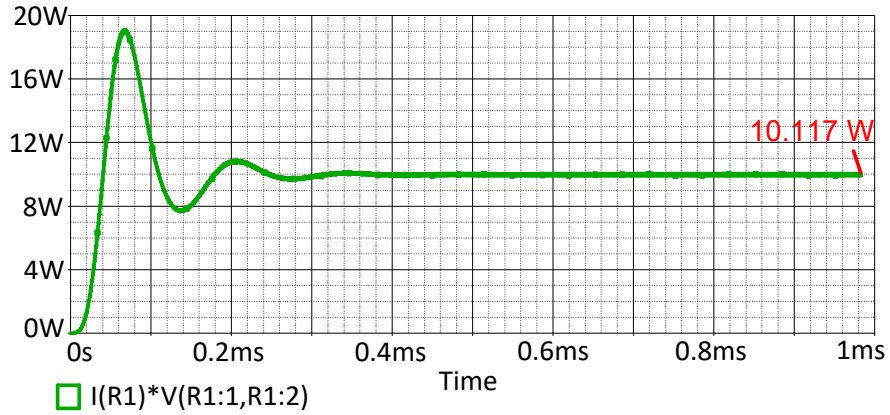


Figura 77. Gráfica de potencia de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice

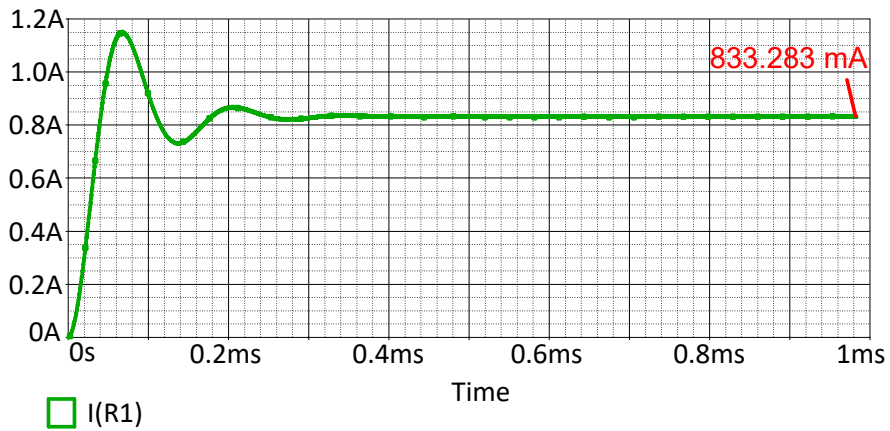


Figura 78. Gráfica de corriente de salida del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice

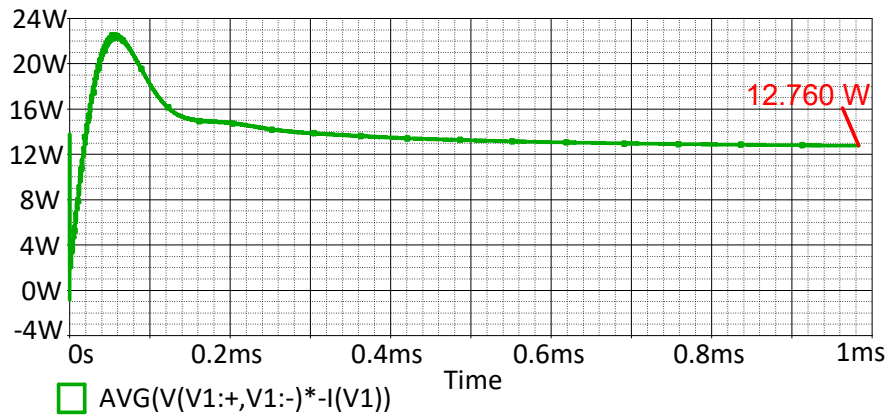


Figura 79. Gráfica de potencia promedio de entrada del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice

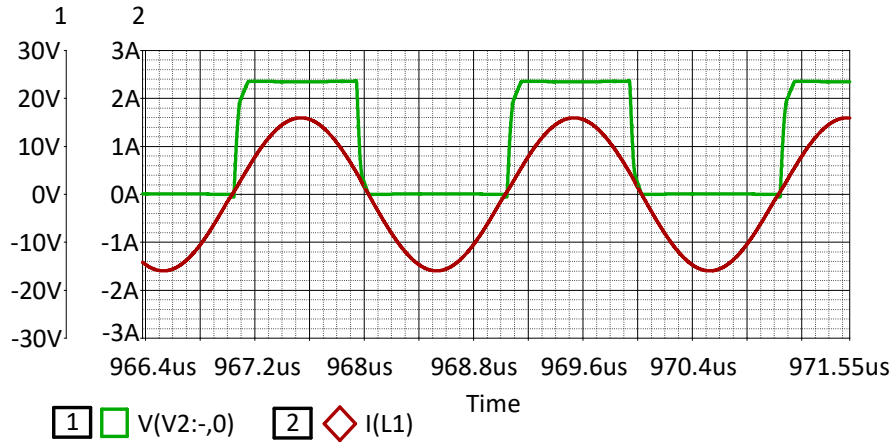


Figura 80. Gráfica de verificación de la resonancia de la red resonante, se compara el voltaje de salida del troceador clase C con la corriente de la red resonante.

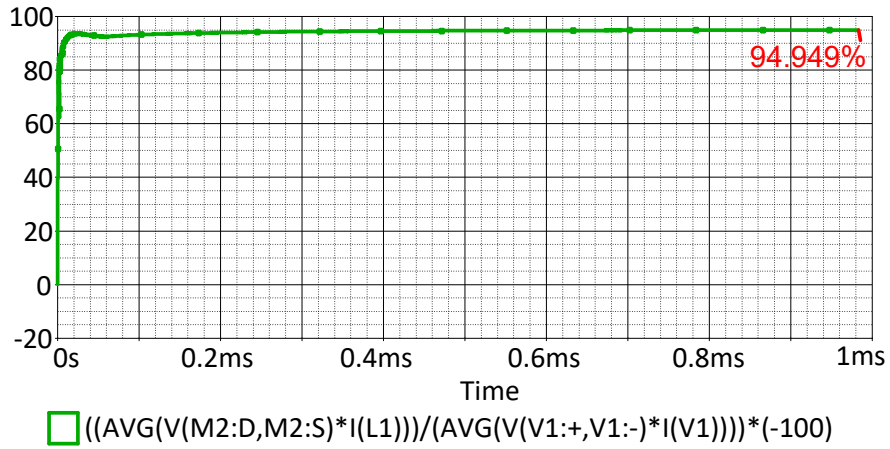


Figura 81. Gráfica de eficiencia del troceador clase C, obtenida en la simulación en Pspice

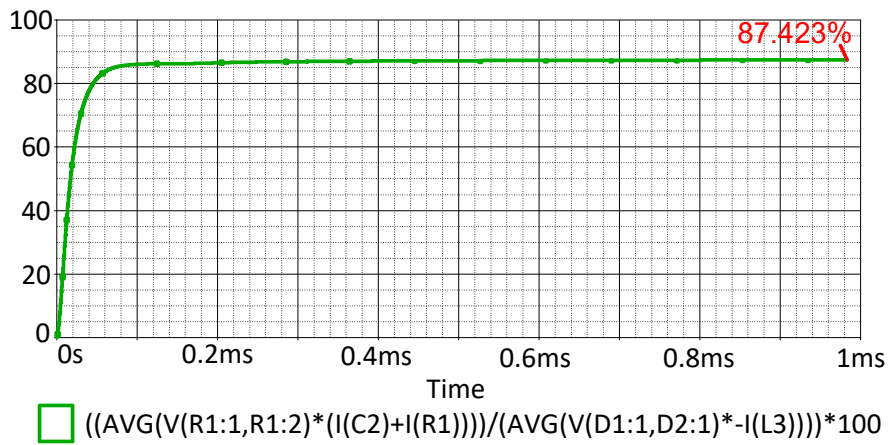


Figura 82. Gráfica de eficiencia del rectificador puente completo, obtenida en la simulación en Pspice

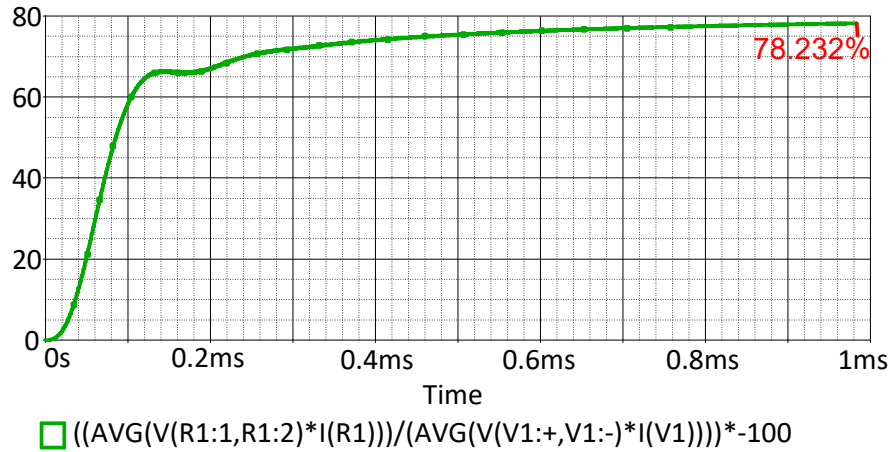


Figura 83. Gráfica de eficiencia total del circuito de TPI, obtenida en la simulación en Pspice

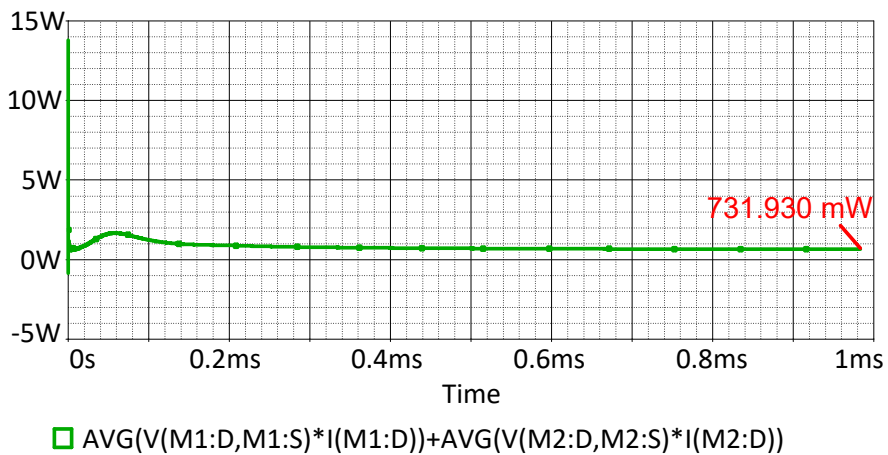


Figura 84. Gráfica de pérdidas promedio en el troceador clase C, obtenida en la simulación en Pspice

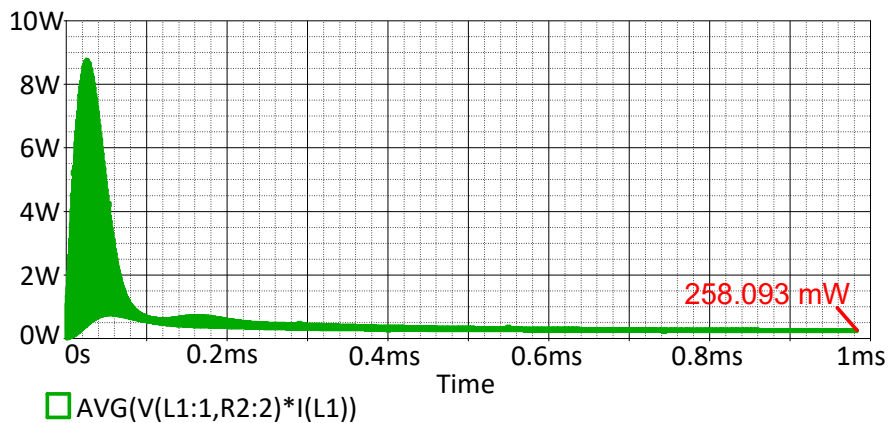


Figura 85. Gráfica de pérdidas promedio en el inductor de compensación, obtenida en la simulación en Pspice

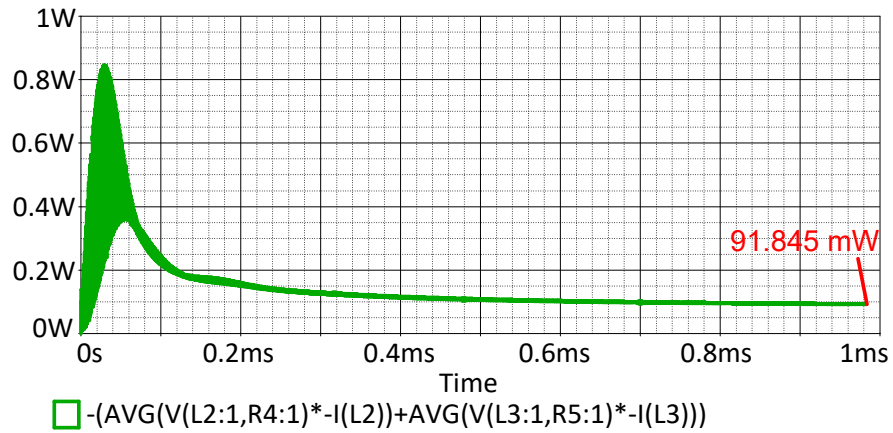


Figura 86. Gráfica de pérdidas promedio en el acoplamiento inductivo, obtenida en la simulación en Pspice

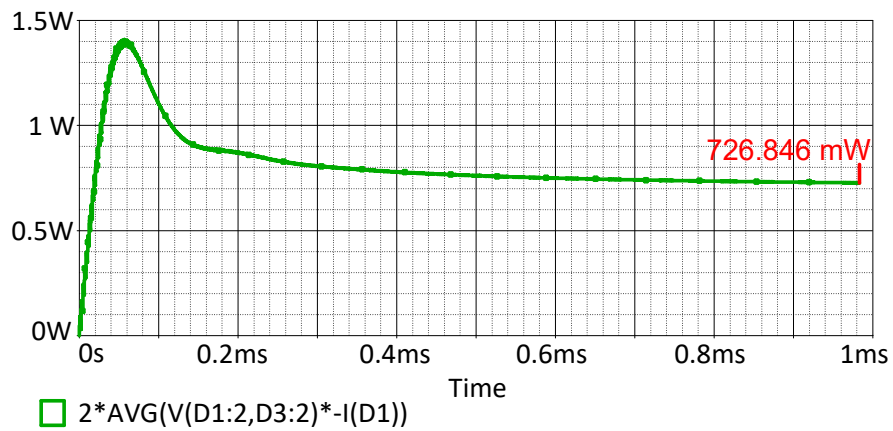


Figura 87. Gráfica de pérdidas promedio en el rectificador puente completo, obtenida en la simulación en Pspice

Anexo III. Datos obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión, utilizando un acrílico como medio de transmisión

En este apartado se presentan los valores obtenidos en las pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión. Los datos obtenidos se concentraron en la Tabla 11.

Tabla 11. Valores obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI, a distintas distancias de transmisión utilizando un acrílico como medio de transmisión

Distancia	Coficiente de acoplamiento	Voltaje promedio de salida	Potencia promedio de salida	Ángulo de desfase	Eficiencia del troceador	Eficiencia del rectificador	Eficiencia total	Pérdidas promedio del troceador	Pérdidas promedio en acoplamiento	Pérdidas promedio en rectificador
1.5 mm	0.831	12 v	10.59 W	0.107°	97.62%	93.72%	75.10%	36.056 mW	2.27 W	740.6 mW
4 mm	0.734	8.56 v	5.63 W	-39.18°	92.62%	88.24%	54.25%	766.1 mW	2.321 W	436 mW
6 mm	0.560	8.01 v	4.98 W	-43.6°	90.59%	86.83%	49.09%	954.4 mW	2.555 W	356.2 mW
8 mm	0.428	6.12 v	3.04 W	-50.66°	83.24%	86.39%	39.09%	1.306 W	2.71 W	246.2 mW
10 mm	0.350	5.47 v	2.43 W	-56.24°	78.47%	85.33%	34.03%	1.538 W	2.8 W	206.2 mW
15 mm	0.254	2.5 v	1.40 W	-64.27°	63.40%	77.37%	29.62%	1.736 W	2.812 W	171.2 mW
20 mm	0.166	1.31 v	128.3 mW	-67.45°	54.66%	43.94%	3.16%	1.840 W	2.871 W	41.42 mW
30 mm	0.076	1.04 v	78.33 mW	-68.21°	45.25%	40.76%	2.26%	1.890 W	3.139 W	24.74 mW
40 mm	0.051	64.4 mv	69.21 μ W	-68.62°	33.34%	18.56%	0.002%	1.984 W	3.438 W	12.09 mW
50 mm	0.035	5.97 mv	886.8 μ W	-71.12°	28.45%	13.68%	0.0008%	2.395 W	3.758 W	5.05 mW

Anexo IV. Datos obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión, utilizando aire como medio de transmisión

En este apartado se presentan los valores obtenidos en las pruebas experimentales del circuito de TPI a distintas distancias de transmisión. Los datos obtenidos se concentraron en la Tabla 12.

Tabla 12. Valores obtenidos en pruebas experimentales del circuito de TPI, a distintas distancias de transmisión utilizando aire como medio de transmisión

Distancia	Coefficiente de acoplamiento	Voltaje promedio de salida	Potencia promedio de salida	Ángulo de desfase	Eficiencia del troceador	Eficiencia del rectificador	Eficiencia total	Pérdidas promedio del troceador	Pérdidas promedio en acoplamiento	Pérdidas promedio en rectificador
1.5 mm	0.853	12 v	10.91 W	0.093°	90.65%	90.01%	75.90%	64.4 mW	2.1 W	179.32 mW
4 mm	0.713	9.71 v	7.233 W	-38.45°	87.84%	87.15%	51.46%	460.5 mW	2.047 W	116.2 mW
6 mm	0.545	7.96 v	5.01 W	-49.02°	87.04%	85.07%	45.02%	1.0402 W	2.421 W	31.92 mW
8 mm	0.442	6.25 v	3.11 W	-51.37°	85.67%	84.81%	34.69%	1.0896 W	2.709 W	5.448 mW
10 mm	0.394	5.22 v	2.071 W	-59.72°	73.12%	55.58%	23.22%	1.2773 W	3.174 W	4.896 mW
15 mm	0.224	3.48 v	1.06 W	-62.64°	56.41%	52.69%	18.91%	1.5062 W	3.331 W	3.708 mW
20 mm	0.139	996 mv	61.26 mW	-65.38°	37.58%	48.77%	3.07%	1.7514 W	3.561 W	2.298 mW
30 mm	0.114	205 mv	2.71 mW	-68.91°	17.27%	14.72%	0.11%	1.4888 W	3.628 W	516 μ W
40 mm	0.048	3.6 mv	221.2 μ W	-72.32°	13.45%	13.66%	0.009%	1.4559 W	4.472 W	1.25 mW
50 mm	0.034	105 μ v	14.14 μ W	-73.95°	11.86%	12.05%	0.0006%	1.5516 W	6.12 W	2.004 mW