



# Tecnológico Nacional de México

## Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

### Tesis de Doctorado en Ciencias

**Evaluación de un tanque resonante RLC subamortiguado  
para aplicaciones de transmisión de potencia  
inalámbrica.**

presentada por

**M.C. Josué Lara Reyes**

como requisito para la obtención del grado de

**Doctor en Ciencias en Ingeniería  
Electrónica**

Director de tesis

**Dr. Mario Ponce Silva**

Codirector de tesis

**Dra. Susana Estefany De León Aldaco**

|                                                                                                                                                               |                                                                        |  |                            |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|--|----------------------------|
| <br><small>Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico</small> | ACEPTACIÓN DE IMPRESIÓN DEL DOCUMENTO DE TESIS DOCTORAL                |  | Código: CENIDET-AC-006-D20 |
|                                                                                                                                                               | Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4 |  | Revisión: 0                |
|                                                                                                                                                               |                                                                        |  | Página 1 de 1              |

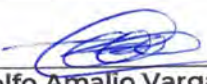
Cuernavaca, Mor., a 19 de noviembre de 2024

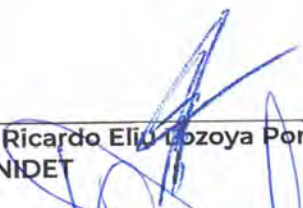
**Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza**  
**Subdirector Académico**  
**Presente**

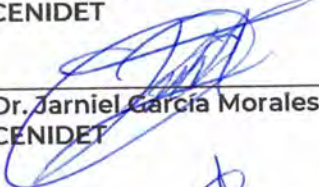
**At'n: Dr. Víctor Manuel Alvarado Martínez**  
**Presidente del Claustro Doctoral del Departamento De Ing. Electrónica**

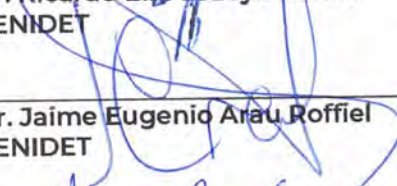
Los abajo firmantes, miembros del Comité Tutorial del estudiante Josué Lara Reyes manifiestan que después de haber revisado el documento de tesis titulado "Evaluación de un tanque resonante RLC subamortiguado para aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica", realizado bajo la dirección del Dr. Mario Ponce Silva y la codirección de la Dra. Susana Estefany De León Aldaco, el trabajo se ACEPTA para proceder a su impresión.

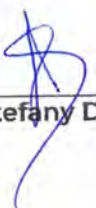
ATENTAMENTE

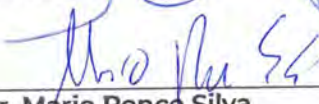
  
 Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez  
 CENIDET

  
 Dr. Ricardo Elío Lozoya Ponce  
 CENIDET

  
 Dr. Jarniel García Morales  
 CENIDET

  
 Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel  
 CENIDET

  
 Dra. Susana Estefany De León Aldaco  
 CENIDET

  
 Dr. Mario Ponce Silva  
 CENIDET

c.c.p: M.T.I Maria Elena Gómez Torres/ jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
 c.c.p: Dr. Jarniel García Morales/ jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica.  
 c.c.p: Expediente.



TECNOLOGICO  
NACIONAL DE MÉXICO



Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico  
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor.,  
No. De Oficio:  
Asunto:

20/noviembre/2024  
SAC/355/2024  
Autorización de  
impresión de tesis

**JOSUÉ LARA REYES**  
**CANDIDATO AL GRADO DE DOCTOR**  
**EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**  
**P R E S E N T E**

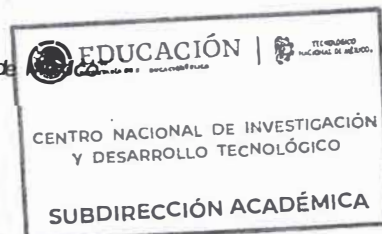
Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Evaluación de un tanque resonante RLC subamortiguado para aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo 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"*

  
**CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



C. c. p. Departamento de Ingeniería Electrónica  
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/lmz

**cenidet**  
Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico



Av. Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos  
Tel. 01 (777) 3627770. ext. 4104, E-mail: acad\_cenidet@tecnm.mx | cenidet.tecnm.mx



*“La educación es el arma más poderosa que puedes usar para  
cambiar el mundo”.*

*Nelson Mandela*

# *Dedicatorias*

---

*A mis padres Bellanira Reyes García y Erasto Lara Cruz*

*A mi hermana Itzel Maritza Lara Reyes*

*A mis futuros hijos*

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

# Agradecimientos

---

*A Jehová 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 facilitar sus instalaciones y darme la oportunidad de cursar mis estudios de Doctorado y maestría. Asimismo, agradezco el apoyo del personal que labora en esta honorable institución.*

*Al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios de Doctorado y maestría, que sin su ayuda no hubiera sido posible este logro.*

*A mis padres Erasto Lara Cruz y a mi amada madre Bellanira Reyes García por su apoyo, amor y por el esfuerzo que ha hecho para que alcance mis metas y pudiera convertirme en el profesionista que soy hoy día.*

*A todos mis tíos y tías por el gran apoyo que me ha dado a lo largo de mi vida, por cada consejo y por motivarme a seguir adelante.*

*A mi hermana Itzel Maritza Lara Reyes por estar siempre conmigo y al resto de mi familia, por su apoyo y comprensión.*

*A mi asesor el Dr. Mario Ponce Silva por darme la oportunidad de ser su tesista tanto en maestría como ahora en doctorado, por sus consejos y paciencia, sus enseñanzas fueron de gran ayuda para mi crecimiento profesional.*

*A la Dra. Susana Estefany De León Aldaco, el Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, el Dr. Jarniel García Morales, el Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez y al Dr. Ricardo Eliu Lozoya Ponce, 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 Gjumlích, Dr. Abraham Claudio Sánchez y al Dr. Jesús Darío Mina Antonio, que en su momento compartieron sus conocimientos y experiencias en esta gran institución.*

*Con cariño y respeto:*

**M.C. Josué Lara Reyes**

# Resumen

---

En esta tesis se presenta el comportamiento de un circuito resonante RLC en serie, diseñado para operar en el estado transitorio y con respuesta subamortiguada, actuando como multiplicador de frecuencia. El circuito permite obtener la multiplicación de frecuencia debido a las oscilaciones producidas en la corriente por la subamortiguación, en donde la frecuencia de la corriente en el tanque resonante es igual a " $n$ " veces la frecuencia de operación en la entrada del circuito resonante.

Debido a la manera en la que se obtiene la multiplicación de frecuencia en el circuito, fue de gran interés el diseño en transitorio de circuitos resonantes complejos que utilicen redes resonantes para su operación, como los llamados convertidores resonantes, ya que de esta forma sería posible trabajar con grandes frecuencias de operación en la zona de las redes resonantes, mientras que en la etapa de conmutación trabajar con frecuencias de conmutación mucho menores, lo cual reduciría en gran medida las pérdidas en la etapa de conmutación y aumentaría la eficiencia total del convertidor.

Considerando los beneficios de la operación en transitorio de los circuitos resonantes, se diseñó un convertidor resonante puente completo para operar siempre en el estado transitorio y con respuesta subamortiguada en la corriente, para aprovechar las oscilaciones y obtener la multiplicación de frecuencia. El convertidor fue utilizado para una aplicación de transmisión de potencia eléctrica en forma inalámbrica, aplicación perfecta para comprobar los beneficios del diseño en transitorio, ya que, en esta aplicación, son necesarias altas frecuencias de operación y bajas pérdidas de potencia, debido a los bajos niveles que estas aplicaciones suelen implementar.

El diseño y la implementación del convertidor resonante en transitorio pudo concluirse satisfactoriamente, consiguiendo una multiplicación de frecuencia de hasta por  $n=7$  con una eficiencia en la etapa de conmutación del 95%. Se comprobó que el diseño de convertidores resonantes en transitorio puede ser una opción viable en aplicaciones en aplicaciones de muy alta frecuencia, en donde no se requieran dispositivos sofisticados en la etapa de conmutación, ni tarjetas programables costosas, ya que usualmente en aplicaciones mayores a 1 MHz se necesitan estos componentes. La operación del convertidor tuvo algunos inconvenientes ligados a los componentes adecuados para la implementación y a la operación subamortiguada del convertidor, estos se explican a detalle más adelante en esta tesis de grado.

## Abstract

---

This thesis presents the behavior of a series RLC resonant circuit, designed to operate in the transient state with an underdamped response, acting as a frequency multiplier. The circuit allows for frequency multiplication due to oscillations produced in the current by the underdamping, where the current frequency in the resonant tank is equal to " $n$ " times the operating frequency at the input of the resonant circuit.

Due to the way in which frequency multiplication is achieved in the circuit, the design of transient resonant circuits using resonant networks for their operation, such as so-called resonant converters, was of great interest. This would make it possible to work with high operating frequencies in the area of resonant networks, while working with much lower switching frequencies in the switching stage, which would greatly reduce losses in the switching stage and increase the overall efficiency of the converter.

Considering the benefits of transient operation of resonant circuits, a full-bridge resonant converter was designed to always operate in the transient state with an underdamped response acting as a frequency multiplier. The converter was used for an application of wireless electric power transmission, which was a perfect application to verify the benefits of transient design, since high operating frequencies and low power losses are necessary for this application, due to the low levels that these applications usually implement.

The design and implementation of the transient resonant converter could be successfully concluded, achieving a frequency multiplication of up to  $n=7$  with a 95% efficiency in the switching stage. It was proven that the design of transient resonant converters can be a viable option in very high-frequency applications, where sophisticated devices in the switching stage or expensive programmable cards are not required, as usually applications above 1 MHz need these components. The operation of the converter had some drawbacks linked to the appropriate components for implementation and the underdamped operation of the converter, these are explained in detail later in this thesis.

# Contenido

---

|                                                                                                             |      |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| Resumen .....                                                                                               | I    |
| Abstract .....                                                                                              | II   |
| Acrónimos .....                                                                                             | VIII |
| CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN.....                                                                                | 1    |
| 1.1 Antecedentes .....                                                                                      | 2    |
| 1.2 Diseño de circuitos electrónicos en el estado estable .....                                             | 2    |
| 1.3 Diseño de circuitos electrónicos en el estado transitorio .....                                         | 4    |
| 1.4 Marco teórico.....                                                                                      | 6    |
| 1.4.1 Transmisión de potencia inalámbrica.....                                                              | 6    |
| 1.4.2 Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica .....                                         | 7    |
| 1.4.3 Estructura de un circuito transmisor de potencia inalámbrica mediante<br>acoplamiento inductivo ..... | 8    |
| 1.5 Estado del arte .....                                                                                   | 9    |
| 1.5.1 Métodos de transmisión de potencia inalámbrica de forma inductiva .....                               | 9    |
| 1.5.1.1 Técnica de bucle de Tesla en forma dominó.....                                                      | 9    |
| 1.5.1.2 Técnica de libre posicionamiento de carga 2D.....                                                   | 10   |
| 1.5.1.3 Técnica del libre posicionamiento de carga 3D .....                                                 | 11   |
| 1.5.2 Efecto de la frecuencia en la transferencia de energía .....                                          | 12   |
| 1.5.3 Método de aproximación al primer armónico .....                                                       | 13   |
| 1.5.4 Topologías de circuitos para transmisión de potencia inalámbrica .....                                | 14   |
| 1.5.5 Topologías rectificadoras en aplicaciones de TPI.....                                                 | 18   |
| 1.6 Planteamiento del problema .....                                                                        | 20   |
| 1.7 Propuesta de solución .....                                                                             | 21   |
| 1.8 Objetivos del tema de tesis .....                                                                       | 25   |
| 1.8.1 Objetivo general.....                                                                                 | 25   |
| 1.8.2 Objetivos particulares .....                                                                          | 25   |
| CAPÍTULO II ANÁLISIS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE RLC .....                                                     | 20   |
| 2.1 Metodología de diseño del convertidor resonante en transitorio .....                                    | 21   |
| 2.2 Análisis del circuito equivalente serie con inversor puente completo .....                              | 22   |
| 2.3 Constantes de operación del circuito .....                                                              | 26   |

|                                                                                                                               |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.3.1 Constante de subamortiguamiento " $a$ " .....                                                                           | 26 |
| 2.3.2 Constante de oscilación " $k$ " .....                                                                                   | 27 |
| 2.3.3 factor de decaimiento $d_f$ .....                                                                                       | 28 |
| 2.3.4 Determinación de la constante de almacenamiento " $c$ " .....                                                           | 30 |
| 2.3.5 Constante de potencia " $b$ " .....                                                                                     | 32 |
| 2.4 Simulación del circuito equivalente RLC serie .....                                                                       | 34 |
| CAPÍTULO III DISEÑO DEL CONVERTIDOR RESONANTE .....                                                                           | 41 |
| 3.1 Diseño del convertidor resonante en transitorio y con respuesta subamortiguada .....                                      | 42 |
| 3.2 Análisis y diseño del convertidor resonante en resonancia con bobinas acopladas para aplicaciones de TPI.....             | 42 |
| 3.3 Elección del circuito equivalente inicial para el diseño del convertidor en transitorio multiplicador de frecuencia ..... | 45 |
| 3.4 Consideración de las inductancias de dispersión en circuito RLC serie subamortiguado.....                                 | 46 |
| 3.5 Determinación de los elementos reactivos del circuito equivalente RLC subamortiguado.....                                 | 47 |
| 3.6 Simulación del convertidor resonante subamortiguado .....                                                                 | 49 |
| 3.6.1 Gráficas de simulación del convertidor resonante .....                                                                  | 51 |
| 3.6.2 Gráficas de simulación del circuito equivalente .....                                                                   | 52 |
| 3.7 Análisis de pérdidas en la etapa de conmutación (inversor) .....                                                          | 54 |
| CAPÍTULO IV IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS EXPERIMENTALES .....                                                                     | 56 |
| 4.1 Reducción de componentes en la etapa de conmutación .....                                                                 | 57 |
| 4.2 Consideraciones de diseño para la realización de pruebas experimentales ...                                               | 58 |
| 4.2.1 Medición de inductancias de dispersión en el acoplamiento inductivo .....                                               | 58 |
| 4.2.2 Consideración de las eficiencias de cada etapa del convertidor resonante en la implementación .....                     | 59 |
| 4.3 Establecimiento de parámetros de operación para las pruebas experimentales .....                                          | 61 |
| 4.4 Implementación del convertidor resonante en transitorio .....                                                             | 62 |
| 4.5 Componentes utilizados para el montaje y soldado del convertidor .....                                                    | 64 |
| 4.6 Desarrollo de pruebas experimentales .....                                                                                | 66 |
| CAPÍTULO V CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS .....                                                                              | 78 |
| 5.1 Conclusión general.....                                                                                                   | 79 |

|                            |    |
|----------------------------|----|
| 5.1.1 Observaciones .....  | 79 |
| 5.2 Trabajos futuros ..... | 81 |
| Referencias .....          | 83 |

## Índice de Figuras

---

|                                                                                                                                                                                                                                                                            |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <i>Figura 1. Transición de la corriente del estado transitorio al estado estable.....</i>                                                                                                                                                                                  | <i>3</i>  |
| <i>Figura 2. Respuestas transitorias típicas en circuitos electrónicos con elementos reactivos: a) Respuesta Sobreamortiguada, b) Respuesta Críticamente amortiguada, c) Respuesta Subamortiguada.....</i>                                                                 | <i>5</i>  |
| <i>Figura 3. Aplicaciones de la transmisión de potencia inalámbrica.....</i>                                                                                                                                                                                               | <i>6</i>  |
| <i>Figura 4. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica.....</i>                                                                                                                                                                                              | <i>7</i>  |
| <i>Figura 5. Estructura de un convertidor resonante utilizado para aplicaciones de TPI por el método inductivo. 8</i>                                                                                                                                                      |           |
| <i>Figura 6. Transferencia de energía en forma inalámbrica por la técnica del bucle de tesla en forma dominó 10</i>                                                                                                                                                        |           |
| <i>Figura 7. Transferencia de energía en forma inalámbrica por técnica de libre posicionamiento de carga 2D. 11</i>                                                                                                                                                        |           |
| <i>Figura 8. Transferencia de energía en forma inalámbrica por la técnica del libre posicionamiento de carga 3D. ....</i>                                                                                                                                                  | <i>11</i> |
| <i>Figura 9. a) Circuito transmisor de potencia implementado, b) Circuito equivalente eléctrico.....</i>                                                                                                                                                                   | <i>12</i> |
| <i>Figura 10. Resultado de pruebas experimentales: transferencia de potencia vs variación de carga a diferentes .....</i>                                                                                                                                                  | <i>13</i> |
| <i>Figura 11. Método de aproximación al primer armónico aplicado a circuitos de Transmisión de potencia ....</i>                                                                                                                                                           | <i>14</i> |
| <i>Figura 12.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>15</i> |
| <i>Figura 13.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>15</i> |
| <i>Figura 14.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>16</i> |
| <i>Figura 15.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>16</i> |
| <i>Figura 16.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>16</i> |
| <i>Figura 17.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>17</i> |
| <i>Figura 18.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>17</i> |
| <i>Figura 19.....</i>                                                                                                                                                                                                                                                      | <i>18</i> |
| <i>Figura 20. a) circuito transmisor de energía eléctrica en forma inalámbrica, b) rectificador puente completo, c) rectificador doblador de voltaje, d) rectificador doblador de corriente. ....</i>                                                                      | <i>19</i> |
| <i>Figura 21. Resultados experimentales del circuito, a) Grafica del voltaje de salida contra potencia de salida, b) Grafica de eficiencia total del circuito contra potencia de salida.....</i>                                                                           | <i>19</i> |
| <i>Figura 22. Características importantes de las topologías rectificadoras implementadas.....</i>                                                                                                                                                                          | <i>20</i> |
| <i>Figura 23. a) Estructura del convertidor resonante a implementar, b) Circuito RLC equivalente subamortiguado. ....</i>                                                                                                                                                  | <i>22</i> |
| <i>Figura 24. Multiplicación de frecuencia en el tanque resonante con respuesta subamortiguada. ....</i>                                                                                                                                                                   | <i>22</i> |
| <i>Figura 25. a) Corriente y voltaje en un tanque resonante con respuesta subamortiguada, (b) Corriente y voltaje en un tanque resonante en resonancia. ....</i>                                                                                                           | <i>23</i> |
| <i>Figura 26. a) Topología del convertidor resonante para aplicaciones de TPI, b) Circuito equivalente RLC serie del convertidor resonante.....</i>                                                                                                                        | <i>21</i> |
| <i>Figura 27. Tipos de respuesta de la corriente en el circuito serie equivalente: Sobreamortiguada <math>\alpha &gt; \omega</math> (Verde), Críticamente amortiguada <math>\alpha = \omega</math> (Rojo), Subamortiguada <math>\alpha &lt; \omega</math> (Azul). ....</i> | <i>22</i> |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 28. a) Circuito equivalente RLC en serie con fuente de voltaje bipolar en la entrada, a) Circuito equivalente RLC cuando el voltaje es positivo, b) Circuito equivalente RLC cuando el voltaje es negativo. ....                                                                                                                   | 23 |
| Figura 29. Estado 1 del circuito equivalente cuando el voltaje DC es positivo. ....                                                                                                                                                                                                                                                       | 24 |
| Figura 30. Estado 2 del circuito equivalente cuando el voltaje DC es negativo. ....                                                                                                                                                                                                                                                       | 25 |
| Figura 31. Efecto del factor de decaimiento en la forma de onda de la corriente. ....                                                                                                                                                                                                                                                     | 29 |
| Figura 32. Incremento en el valor de la constante "Tau" al incremento del factor de decaimiento. ....                                                                                                                                                                                                                                     | 29 |
| Figura 33. Gráfica de la ganancia del circuito equivalente con valores de "n" impares. ....                                                                                                                                                                                                                                               | 34 |
| Figura 34. Gráfica de la ganancia del circuito equivalente con valores de "n" pares. ....                                                                                                                                                                                                                                                 | 34 |
| Figura 35. Simulación del Circuito RLC equivalente en Orcad Pspice. ....                                                                                                                                                                                                                                                                  | 36 |
| Figura 36. Gráfica del voltaje salida en la simulación realizada en Orcad Pspice. ....                                                                                                                                                                                                                                                    | 36 |
| Figura 37. Gráfica de la potencia salida en la simulación realizada en Orcad Pspice. ....                                                                                                                                                                                                                                                 | 37 |
| Figura 38. Comprobación del voltaje máximo en el capacitor serie de acuerdo al valor de la constante de almacenamiento "c" ....                                                                                                                                                                                                           | 37 |
| Figura 39. Comprobación del nivel de corriente máxima y frecuencia de oscilación en el tanque resonante de acuerdo al valor calculado teóricamente. ....                                                                                                                                                                                  | 37 |
| Figura 40. Número de ciclos completos de la corriente (n=15) en un ciclo de la señal de conmutación del inversor. ....                                                                                                                                                                                                                    | 38 |
| Figura 41. Corriente en el tanque resonante (forma de onda sinusoidal) con diferentes valores de "n": a) Corriente en el tanque resonante con un valor en el multiplicador impar "n=5", b) Corriente en el tanque resonante con un valor en el multiplicador par of "n=6" (discontinuidad en la mitad del periodo de la conmutación. .... | 39 |
| Figura 42. Voltaje de alimentación de entrada ( $V_{DC}$ ) necesario para diferentes valores del multiplicador de frecuencia "n" para entregar la misma potencia de salida a la carga $P_o=30\text{ W}$ . ....                                                                                                                            | 40 |
| Figura 43. Metodología para el diseño del convertidor resonante operando en el estado transitorio. ....                                                                                                                                                                                                                                   | 42 |
| Figura 44. Convertidor resonante con inversor puente completo en resonancia. ....                                                                                                                                                                                                                                                         | 43 |
| Figura 45. Circuito equivalente del convertidor resonante considerando la técnica denominada "Aproximación al primer armónico" ....                                                                                                                                                                                                       | 43 |
| Figura 46. Circuito equivalente considerando a la inductancia magnetizante del transformador, y a $R_{eq1}$ reflejada a lado primario del transformador. ....                                                                                                                                                                             | 44 |
| Figura 47. Circuito equivalente final del convertidor resonante puente completo con transformador. ....                                                                                                                                                                                                                                   | 44 |
| Figura 48. Circuitos equivalentes utilizado en el diseño de convertidores resonantes. ....                                                                                                                                                                                                                                                | 46 |
| Figura 49. Condición de operación del circuito equivalente RLC en serie. ....                                                                                                                                                                                                                                                             | 46 |
| Figura 50. Circuito equivalente del convertidor resonante con bobinas acopladas, considerando las inductancias de dispersión $L_{dp}$ , $L_{ds}$ . ....                                                                                                                                                                                   | 47 |
| Figura 51. Análisis para llegar al circuito equivalente final: a) análisis fasorial de los elementos pasivos en paralelo, b) circuito equivalente con la inductancia y resistencia equivalente. ....                                                                                                                                      | 48 |
| Figura 52. Inductancia total del circuito " $L_s$ " en resonancia con el capacitor " $C_r$ ". ....                                                                                                                                                                                                                                        | 48 |
| Figura 53. Convertidor resonante operando en la etapa transitoria y con respuesta subamortiguada. ....                                                                                                                                                                                                                                    | 50 |
| Figura 54. Voltaje de salida 9.1 Volts. ....                                                                                                                                                                                                                                                                                              | 51 |
| Figura 55. Potencia de salida 10 Watts. ....                                                                                                                                                                                                                                                                                              | 52 |
| Figura 56. Eficiencia total del circuito (82.5%). ....                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 52 |
| Figura 57. Corriente (verde) y voltaje de salida del inversor (rojo) en resonancia con multiplicador $n=3$ . ....                                                                                                                                                                                                                         | 52 |
| Figura 58. Circuito equivalente del convertidor resonante diseñado en transitorio. ....                                                                                                                                                                                                                                                   | 53 |
| Figura 59. Potencia de salida (12 Watts). ....                                                                                                                                                                                                                                                                                            | 53 |
| Figura 60. Eficiencia total del circuito (100%). ....                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 53 |
| Figura 61. Corriente (verde) y voltaje de salida del inversor (rojo) en resonancia con multiplicador $n=3$ . ....                                                                                                                                                                                                                         | 53 |
| Figura 62. Elementos parásitos de los dispositivos de conmutación ( $R_{DS(ON)}$ , $C_{oss}$ ) de la etapa inversora: a) Circuito equivalente del inversor para el primer semiciclo de la señal de conmutación, b) Circuito equivalente del inversor para el segundo semiciclo de la señal de conmutación. ....                           | 54 |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 63. Sustitución de la fuente de voltaje bipolar cuadrada, por la salida de voltaje de un inversor puente completo.....                                                                                                                                                   | 57 |
| Figura 64. Filtrado de la componente de DC en el voltaje de salida del inversor clase D. ....                                                                                                                                                                                   | 57 |
| Figura 65. Topología del convertidor resonante diseñado en transitorio para aplicaciones de TPI. ....                                                                                                                                                                           | 58 |
| Figura 66. Bobinas acopladas para aplicaciones de TPI seleccionadas para la implementación. ....                                                                                                                                                                                | 58 |
| Figura 67. Consideración de las pérdidas en el circuito transmisor, acoplamiento inductivo y circuito receptor en el diseño del convertidor resonante.....                                                                                                                      | 60 |
| Figura 68. Esquemático del convertidor resonante para TPI: a) Circuito transmisor compuesto por la etapa inversora y el tanque resonante, b) Circuito receptor compuesto por el rectificador en la salida y la carga RL. ....                                                   | 63 |
| Figura 69. Placas PCB del convertidor resonante: a) Circuito transmisor de potencia, b) Circuito receptor de potencia.....                                                                                                                                                      | 63 |
| Figura 70. Convertidor resonante con los componentes montados y soldados listo para las pruebas experimentales. ....                                                                                                                                                            | 65 |
| Figura 71. Realización de pruebas experimentales en el laboratorio de electrónica. ....                                                                                                                                                                                         | 66 |
| Figura 72. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento $df=0.675$ (con decaimiento de la corriente) y multiplicador $n=3$ ( $f_0 \approx 900$ kHz). ....                                                   | 67 |
| Figura 73. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D. ....                                                                                                                                                                                                            | 67 |
| Figura 74. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.....                                                                                                                                                                                                          | 67 |
| Figura 75. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo. ....                                                                                                                                                                                                      | 68 |
| Figura 76. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).....                                                                                                                                                | 68 |
| Figura 77. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo). ....                                                                                                                                                                               | 68 |
| Figura 78. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento $df=0.55$ (gran decaimiento de la corriente) y multiplicador $n=5$ ( $f_0 \approx 1.5$ MHz). ....                                                   | 69 |
| Figura 79. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D. ....                                                                                                                                                                                                            | 69 |
| Figura 80. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.....                                                                                                                                                                                                          | 70 |
| Figura 81. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo. ....                                                                                                                                                                                                      | 70 |
| Figura 82. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).....                                                                                                                                                | 70 |
| Figura 83. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo). ....                                                                                                                                                                               | 71 |
| Figura 84. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento $df=0.50$ (gran decaimiento de la corriente) y multiplicador $n=7$ ( $f_0 \approx 2.1$ MHz). ....                                                   | 71 |
| Figura 85. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D. ....                                                                                                                                                                                                            | 72 |
| Figura 86. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.....                                                                                                                                                                                                          | 72 |
| Figura 87. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo. ....                                                                                                                                                                                                      | 72 |
| Figura 88. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).....                                                                                                                                                | 73 |
| Figura 89. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo). ....                                                                                                                                                                               | 73 |
| Figura 90. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento $df=0.875$ (sinusoidal) y multiplicador $n=5$ ( $f_0 \approx 1.5$ MHz). ....                                                                        | 74 |
| Figura 91. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D. ....                                                                                                                                                                                                            | 74 |
| Figura 92. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.....                                                                                                                                                                                                          | 74 |
| Figura 93. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo. ....                                                                                                                                                                                                      | 75 |
| Figura 94. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul marino), ciclo de conmutación del voltaje en la entrada del tanque resonante LC (Azul celeste).....                                                                                                    | 75 |
| Figura 95. Gráficas del porcentaje de pérdidas y el aprovechamiento de la energía: a) Multiplicador $n=3$ , $df=0.675$ , $g=10$ , b) Multiplicador $n=5$ , $df=0.55$ , $g=10$ , c) Multiplicador $n=7$ , $df=0.5$ , $g=10$ , c) Multiplicador $n=5$ , $df=0.875$ , $g=20$ ..... | 76 |

# Nomenclatura

---

|            |                                                                            |
|------------|----------------------------------------------------------------------------|
| $f_o$      | Frecuencia de resonancia en el tanque resonante                            |
| $f_{sw}$   | Frecuencia de conmutación del inversor                                     |
| $D$        | Ciclo de trabajo                                                           |
| $n$        | Multiplicador de frecuencia                                                |
| $M$        | Ganancia del circuito equivalente RLC serie                                |
| $L_s$      | Inductor serie del circuito equivalente RLC                                |
| $C_s$      | Capacitor serie del circuito equivalente RLC                               |
| $R_s$      | Resistencia serie del circuito equivalente RLC                             |
| $L_{eq}$   | Inductancia equivalente del circuito equivalente serie RLC                 |
| $L_r$      | Inductancia ubicada en el tanque del convertidor resonante en transitorio  |
| $L_p$      | Valor de inductancia del devanado primario para TPI                        |
| $L_s$      | Valor de inductancia del devanado secundario para TPI                      |
| $L_{dp}$   | Inductancia de dispersión primaria                                         |
| $L_{ds}$   | Inductancia de dispersión secundaria                                       |
| $C_r$      | Capacitancia ubicada en el tanque del convertidor resonante en transitorio |
| $d_f$      | Factor de decaimiento                                                      |
| $\omega_o$ | Frecuencia de resonancia en el tanque resonante                            |
| $V_{DC}$   | Voltaje de corriente directa                                               |
| $V_{out}$  | Voltaje de salida del convertidor resonante                                |
| $P_{out}$  | Potencia de salida del convertidor resonante                               |
| $\alpha$   | Factor de amortiguamiento                                                  |

|              |                                                                            |
|--------------|----------------------------------------------------------------------------|
| $a$          | Constante de subamortiguamiento                                            |
| $b$          | Constante de potencia entregada                                            |
| $k$          | Constante de oscilación                                                    |
| $g$          | Constante de optimización                                                  |
| $X_{L_s}$    | Reactancia inductiva del inductor $L_s$                                    |
| $X_{C_s}$    | Reactancia capacitiva del capacitor $C_s$                                  |
| $c_{impar}$  | Constante de voltaje en el capacitor $C_s$ para valores impares de “ $n$ ” |
| $c_{par}$    | Constante de voltaje en el capacitor $C_s$ para valores pares de “ $n$ ”   |
| $Q$          | Factor de calidad                                                          |
| $\tau$       | Constante de tiempo “Tau”                                                  |
| $n_{rect}$   | Eficiencia del rectificador de salida                                      |
| $n_{tank}$   | Eficiencia del tanque resonante                                            |
| $n_{inver}$  | Eficiencia del inversor                                                    |
| $R_{DS(on)}$ | Resistencia parásita de encendido del MOSFET                               |
| $C_{oss}$    | Capacitancia parásita de salida del MOSFET                                 |
| $R_{eq1}$    | Resistencia equivalente del rectificador de salida                         |
| $R_{eq2}$    | Resistencia equivalente del rectificador de salida reflejado al primario   |
| $R_L$        | Carga en la salida del convertidor resonante                               |

# Acrónimos

---

|          |                                                                                                             |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| AWG      | Alambre de calibre americano                                                                                |
| TPI      | Transmisión de potencia inalámbrica                                                                         |
| ESR      | Resistencia serie equivalente                                                                               |
| CA       | Corriente alterna                                                                                           |
| CD       | Corriente directa                                                                                           |
| CC       | Corriente continua pulsante                                                                                 |
| SiC      | Carburo de silicio                                                                                          |
| GaN      | Nitruro de galio                                                                                            |
| CENIDET  | Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico                                                   |
| CONAHCYT | Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías                                                     |
| LC       | Inductor – Capacitor                                                                                        |
| LCR      | Inductor – Capacitor – Resistencia                                                                          |
| MOSFET   | Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor (Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor) |
| PCB      | Printed Circuit Board (Placa de circuito impreso)                                                           |
| PRC      | Parallel Resonant Converter (Convertidor resonante paralelo)                                                |
| SRC      | Serie Resonant Converter (Convertidor resonante serie)                                                      |
| EMI      | ElectroMagnetic Interference (Interferencia electromagnética)                                               |
| ZVS      | Zero Voltage Switching (Conmutación a voltaje cero)                                                         |
| ZCS      | Zero Current Switching (Conmutación a corriente cero)                                                       |
| RMS      | Root Mean Square (raíz de la media cuadrática)                                                              |
| MHz      | Mega Hertz                                                                                                  |
| kHz      | kilo Hertz                                                                                                  |

---

---

# **CAPÍTULO I**

# **INTRODUCCIÓN**

---

---

### 1.1 Antecedentes

En los últimos años, la electrónica de potencia ha experimentado un desarrollo significativo impulsando avances tecnológicos en diversas aplicaciones científicas e industriales. Uno de los campos más prometedores es la transmisión de energía eléctrica en forma inalámbrica (TPI) mediante el método inductivo, ya que ha encontrado aplicaciones prácticas en la carga de baterías de vehículos eléctricos y teléfonos inteligentes. Sin embargo, uno de los principales desafíos en la TPI es la eficiencia energética, particularmente en aplicaciones de alta frecuencia, en donde la pérdida de energía es significativa [1].

Las altas frecuencias de operación típicamente por encima de 1 MHz ofrecen ventajas como la reducción del tamaño de los componentes pasivos y la mejora de la densidad de potencia, sin embargo, estas ventajas vienen acompañadas de desafíos considerables como el aumento en las pérdidas de conmutación, lo que reduce la eficiencia del total del circuito. Para abordar estos desafíos, generalmente se requieren dispositivos de conmutación especiales de alta frecuencia que son costosos, y tarjetas programables para gestionar la operación a estas frecuencias [2].

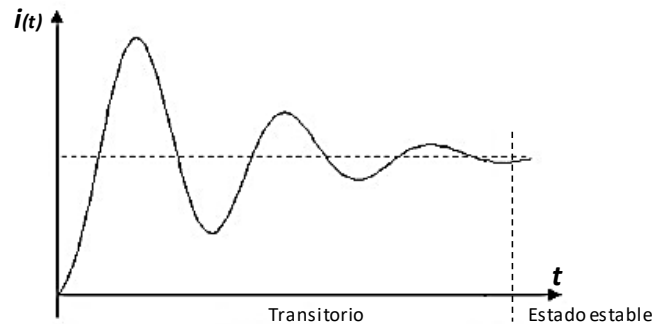
En este contexto, los convertidores resonantes emergen como una solución atractiva para aplicaciones de alta frecuencia. Estos convertidores aprovechan la resonancia para reducir las pérdidas durante la conmutación, pudiendo obtener conmutación a corriente (ZCS) o voltaje cero (ZVS) mejorando así la eficiencia total. Sin embargo, la implementación de convertidores resonantes a frecuencias extremadamente altas sigue siendo un desafío debido a las limitaciones de los dispositivos de conmutación, requisitos correspondientes a la etapa de control y costos de implementación [3].

Debido a lo anterior, es necesario el desarrollo de nuevos análisis y metodologías de diseño de circuitos electrónicos en el área de las aplicaciones donde son requeridas altos niveles de eficiencia y elevadas frecuencias de operación, por lo que el análisis de circuitos en la etapa transitoria resulta de interés por ser un área aún no explorada en su totalidad para la operación de convertidores de potencia.

### 1.2 Diseño de circuitos electrónicos en el estado estable

El diseño de circuitos electrónicos, en especial, el diseño de convertidores en la electrónica de potencia, ha sido tradicionalmente enfocado hacia la operación en el estado estable, ya que tienen como principal objetivo asegurar que los sistemas sean capaces de alcanzar un equilibrio constante después de cualquier perturbación transitoria, lo que resulta en una operación predecible y confiable a lo largo del tiempo. El estado estable se define como el régimen de operación en el cual las variables del sistema como voltajes y corrientes, alcanzan valores constantes o periódicos en el tiempo sin presentar cambios significativos o transitorios [4], en la

Figura 1 se muestra la gráfica de la corriente en un circuito RLC en serie durante la transición del estado transitorio al estado estable.



*Figura 1. Transición de la corriente del estado transitorio al estado estable.*

Usualmente el diseño de convertidores está orientado para operar siempre en el estado estable, ya que hay factores críticos para el rendimiento y la confiabilidad de los sistemas electrónicos de potencia. Estos factores incluyen la previsibilidad y estabilidad del sistema, la simplificación del diseño y análisis, la eficiencia energética, la fiabilidad y durabilidad de los componentes y la facilidad de control/regulación del convertidor [5]. Al enfocarse en el estado estable es posible utilizar modelos y técnicas de análisis consolidadas para optimizar el diseño del convertidor, asegurando que el sistema funcione de manera óptima bajo condiciones de carga normales. A continuación, se detallan algunos aspectos relacionados con el diseño de convertidores en el estado estable:

- **Previsibilidad y estabilidad:** La operación en el estado estable permite una previsibilidad alta en el comportamiento del convertidor facilitando el diseño y el análisis de sistemas de electrónica de potencia. Operando en el estado estable, es posible utilizar modelos simplificados para predecir con precisión el rendimiento del convertidor bajo condiciones de carga normales asegurando que el sistema mantenga una salida estable y controlada.
- **Simplificación del diseño y análisis:** Diseñar convertidores para operar en el estado estable simplifica tanto el proceso de diseño como el análisis, ya que los métodos de análisis en el estado estable, el análisis de punto de operación fijo y el análisis de pequeña señal, son bien entendidos y ampliamente utilizados, lo que permite optimizar el rendimiento del convertidor en puntos como la eficiencia y la respuesta a la carga de manera más efectiva y eficiente.
- **Eficiencia energética:** Uno de los objetivos que siempre se busca en el diseño de convertidores de potencia es maximizar la eficiencia energética. Cuando son diseñados en el estado estable es más sencillo optimizar los convertidores para minimizar las pérdidas a través de la selección adecuada de componentes y la optimización de las estrategias de conmutación. Esto

es muy importante en aplicaciones donde la eficiencia energética tiene un impacto directo en el rendimiento y la durabilidad del circuito.

- **Facilidad de Control:** El control de los convertidores en el estado estable es generalmente más sencillo y directo, ya que los sistemas de control pueden ser diseñados para mantener la operación del convertidor dentro de un rango deseado de condiciones de operación con técnicas de control bien establecidas, lo cual facilita la implementación de sistemas de control robustos que pueden responder de manera efectiva a cambios en las condiciones de carga o en la fuente de alimentación.

### 1.3 Diseño de circuitos electrónicos en el estado transitorio

El diseño y operación de los circuitos electrónicos en el estado transitorio, en especial en los convertidores de potencia, se presenta como un campo de estudio inexplorado en la electrónica de potencia en comparación con el enfoque del diseño convencional centrado en el estado estable. La búsqueda del estado del arte revela una falta de información y estudios específicos dedicados al diseño de convertidores que operen en esta fase transitoria.

Como se mencionó en el tema anterior, los circuitos electrónicos están optimizados para alcanzar y mantener un equilibrio constante donde las variables del sistema como voltaje y corriente se estabilizan. La naturaleza dinámica del estado transitorio se caracteriza por cambios rápidos en estas variables (voltaje, corriente), lo que ofrece una oportunidad para la innovación y el desarrollo de nuevos análisis y metodologías de diseño que puedan hacer operar a los convertidores de potencia en esta etapa y en aplicaciones donde sea posible obtener beneficios.

Considerando el diseño de convertidores en el estado transitorio como una oportunidad de investigación del área de la electrónica de potencia, es fundamental considerar los distintos tipos de respuesta transitoria que usualmente se presentan en los circuitos que cuenten con elementos pasivos almacenadores de energía, los cuales típicamente son: respuesta sobreamortiguada, críticamente amortiguada y subamortiguada.

En la Figura 2 se muestra gráficamente los tipos de respuesta más comunes en circuitos electrónicos, en donde la corriente circulante por los elementos reactivos se comporta diferente dependiendo del tipo de respuesta. La Figura 2a muestra el tipo de respuesta transitoria Sobreamortiguada, la cual es un tipo de comportamiento transitorio donde la corriente se dirige hacia el estado estable de forma gradual sin oscilaciones y a un ritmo más lento, vital en aplicaciones donde se requiere de estabilidad como en los sistemas de control y circuitos de filtrado.

La Figura 2b muestra el tipo de respuesta transitoria críticamente amortiguada, la cual es un tipo de respuesta muy parecida a la respuesta Sobreamortiguada, con la diferencia que aquí se alcanza el estado estable de forma más rápida sin presentar

oscilaciones y es utilizada especialmente en aplicaciones donde se requiere una rápida estabilización del sistema tras una perturbación, como por ejemplo en sistemas de control y circuitos de regulación de voltaje.

Finalmente, la Figura 2c muestra el tipo de respuesta transitoria Subamortiguada, la cual se caracteriza por un comportamiento oscilatorio en la corriente que se va amortiguando (oscilaciones decrecientes) gradualmente hasta alcanzar el estado estable, las cuales son el resultado de la interacción entre la energía almacenada en los elementos inductivos/capacitivos del circuito y la resistencia que disipa la energía.

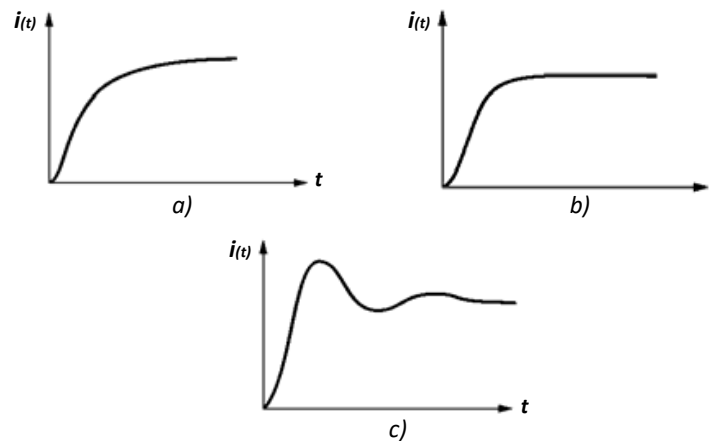


Figura 2. Respuestas transitorias típicas en circuitos electrónicos con elementos reactivos: a) Respuesta Sobreamortiguada, b) Respuesta Críticamente amortiguada, c) Respuesta Subamortiguada.

Es fundamental considerar a los diferentes tipos de respuesta transitoria y a sus características para el diseño óptimo de convertidores de potencia en transitorio. Las respuestas transitorias Sobreamortiguada, Críticamente amortiguada y Subamortiguada ofrecen distintos comportamientos que pueden ser aprovechados para satisfacer los requisitos específicos de diversas aplicaciones de electrónica de potencia.

Actualmente, uno de los tópicos de mayor auge en el área de la electrónica de potencia es la Transmisión de Potencia inalámbrica (TPI), ya que está siendo utilizada para la carga de autos eléctricos, la cual es una aplicación que va en tendencia y que apunta a ser predominante en los próximos años. También, la carga de celulares inteligentes actualmente utiliza esta tecnología de TPI y aplicaciones como la carga de vehículos aéreos no tripulados comienzan a involucrarse con la transmisión de potencia inalámbrica, por lo que es importante considerar características como la eficiencia del sistema, costos de manufactura y viabilidad de implementación [1].

## 1.4 Marco teórico

### 1.4.1 Transmisión de potencia inalámbrica

La transmisión de potencia inalámbrica es un método de transferencia de potencia que permite transferir energía eléctrica de un punto a otro sin la necesidad de conexiones físicas, como cables o conductores. Este método de transferencia de energía se basa en el principio de inducción electromagnética y se utiliza para alimentar o cargar dispositivos de forma remota [6].

En la transmisión de potencia inalámbrica generalmente se involucran dos componentes principales: un dispositivo transmisor y un receptor. El transmisor se encarga de convertir la energía eléctrica en energía magnética o electromagnética que se irradia al espacio circundante, mientras que el receptor, el cual debe de estar ubicado dentro del rango de transmisión, capta esta energía y la convierte de nuevo en energía eléctrica la cual se puede utilizar para alimentar un dispositivo o cargar una batería [7], como es el caso de los autos eléctricos y dispositivos móviles inteligentes que actualmente emplean esta tecnología para la carga de sus baterías, así como se muestra en la Figura 3.

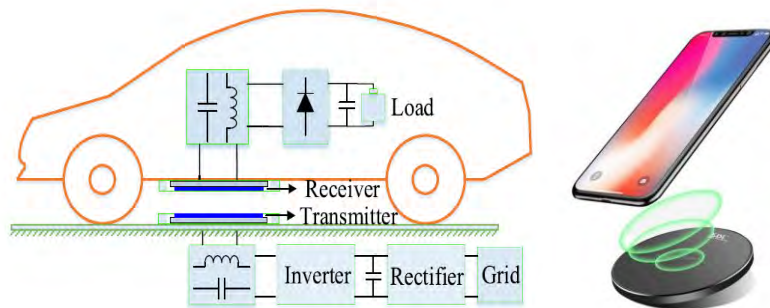


Figura 3. Aplicaciones de la transmisión de potencia inalámbrica.

En contraste con los métodos convencionales de alimentación de sistemas, la transferencia inalámbrica presenta ciertos beneficios:

- Elimina la necesidad de cables y conectores, lo que permite el uso en sistemas donde el contacto físico no es factible (como sensores en el cuerpo humano).
- Facilita el diseño de dispositivos más compactos, reduciendo su tamaño o incluso eliminando la necesidad de baterías.
- Mejora la durabilidad de los sistemas al eliminar los contactos y permitir la integración de la electrónica en entornos sellados, resistentes a líquidos y polvo.
- La comunicación entre el emisor y el receptor puede resultar en cargas más flexibles y eficientes.

Sin embargo, la implementación de esta tecnología aún conlleva costos elevados, y la introducción de sistemas intermedios en las etapas de potencia puede aumentar las pérdidas y la temperatura en los dispositivos. Actualmente, la tecnología de transmisión de potencia inalámbrica está avanzando rápidamente desde modelos y soluciones específicas hacia estándares y productos comerciales [8].

### 1.4.2 Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica

La TPI se puede clasificar según el método utilizado para la transferencia de energía, en donde la transferencia de energía de campo cercano (no radiante) y de campo lejano son dos formas diferentes de transferencia de energía. Las técnicas de campo cercano o no radiante utilizan campos magnéticos o campos eléctricos para transferir energía a pequeñas distancias, en donde para la transmisión se utiliza un acoplamiento inductivo o capacitivo. El acoplamiento inductivo resonante utiliza el principio de la resonancia eléctrica en un circuito con elementos reactivos en una red resonante [9].

Respecto a las técnicas de campo lejano, también llamadas radiantes de energía, la energía se transmite a través de haces de radiación electromagnética, como microondas o láser. Aunque con estas técnicas es posible enviar energía a una mayor distancia, se deben dirigir de forma lineal al receptor [6, 10].

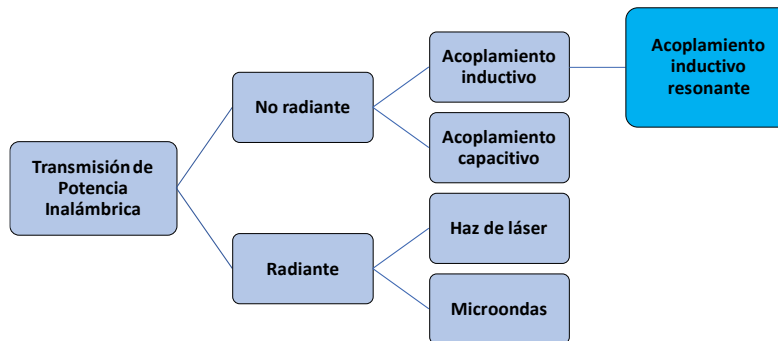


Figura 4. Clasificación de la transmisión de potencia inalámbrica.

En la Figura 4 se muestra la clasificación de la transmisión de energía inalámbrica, así como los tipos de acoplamiento y técnicas de transferencia de energía. En este trabajo de investigación, se ha optado por el acoplamiento inductivo resonante, dado que esta técnica permite el uso de una topología de circuito equivalente RLC en el convertidor resonante para la transmisión de potencia, permitiendo evaluar la operación subamortiguada del circuito, permitiendo modelar el sistema considerando las inductancias magnetizantes del par de inductores en el circuito transmisor y receptor. Además, el acoplamiento inductivo resonante es actualmente una de las técnicas más utilizadas en aplicaciones prácticas, como la carga inalámbrica de vehículos eléctricos y dispositivos móviles, debido a su alta eficiencia y la conveniencia en distancias cortas y medias. Por estas razones, el enfoque de este trabajo se centra en el desarrollo de un sistema basado en esta técnica.

### 1.4.3 Estructura de un circuito transmisor de potencia inalámbrica mediante acoplamiento inductivo

La tecnología de transmisión de potencia inalámbrica (TPI) por medio del acoplamiento inductivo resonante consiste en un convertidor resonante CD-CD el cual está compuesto por dos dispositivos especiales para llevar a cabo la transmisión de energía: un inductor emisor y un inductor receptor [11]. Estos inductores están acoplados magnéticamente y transmiten energía eléctrica a través de un campo magnético.

La estructura de un circuito de TPI con acoplamiento inductivo resonante se muestra en la Figura 5, en donde se muestran los bloques que representan cada fase del circuito, compuestas por una fuente de alimentación de CD, un inversor (de voltaje o corriente), una red resonante, un acoplamiento inductivo, un rectificador y la carga eléctrica de consumo en la salida [12].

Un circuito de TPI se divide en dos partes principales: el dispositivo emisor y el dispositivo receptor. El dispositivo emisor consta de una fuente de alimentación CD que proporciona voltaje y corriente al circuito resonante. Esta fuente puede ser de voltaje constante o de corriente constante, en donde el inversor es el encargado de hacer la conversión de CD a CA con forma de señal cuadrada (bipolar o unipolar) en su salida.

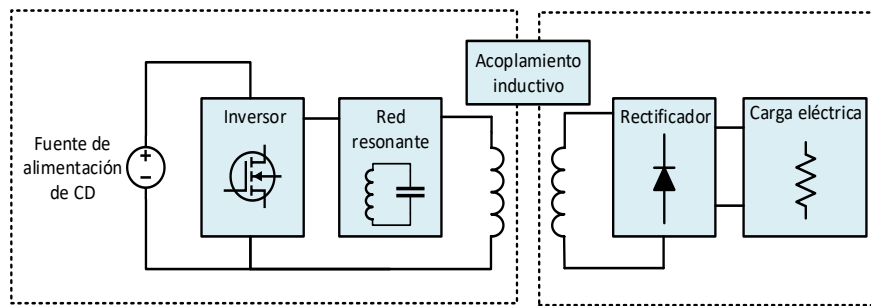


Figura 5. Estructura de un convertidor resonante utilizado para aplicaciones de TPI por el método inductivo.

Esta señal cuadrada se envía a la red resonante diseñada para funcionar en resonancia, la cual actúa como un filtro convirtiendo la señal cuadrada saliente del inversor en una señal sinusoidal pura (bajo ciertas condiciones operativas), generando así un voltaje y una corriente CA. La señal de CA se transmite al inductor emisor, la cual crea un campo magnético variable debido a la frecuencia de la corriente de CA del tanque resonante [13].

Cuando este campo magnético interactúa con el inductor receptor se produce un acoplamiento inductivo, el cual permite la transferencia de energía del inductor transmisor al receptor a través del campo magnético generado. El inductor receptor capta el flujo magnético creado por el emisor, induciendo un voltaje entre sus terminales y generando un flujo de corriente eléctrica a través de él. El voltaje y la

corriente CA producidos por el inductor receptor se envían a un rectificador, el cual se rectifica y se convierte en corriente continua, proporcionando una señal de voltaje y corriente CC pulsante, pasando por una etapa de filtrado y alimentando a la carga eléctrica de consumo [13].

### **1.5 Estado del arte**

La revisión de la literatura se basó en buscar técnicas de posicionamiento, métodos de análisis de circuitos empleados en convertidores para transmitir energía eléctrica en forma inalámbrica, así como también las topologías de inversores, rectificadores y redes resonantes que son utilizadas en estas aplicaciones. Los circuitos seleccionados cumplen con los siguientes puntos:

- La topología resonante debe estar conformada por un acoplamiento inductivo resonante.
- El circuito de TPI debe tener una distancia fija entre el inductor transmisor y el inductor receptor, al llevar a cabo la transmisión de energía eléctrica.
- El circuito de TPI debe haber sido implementado físicamente.

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

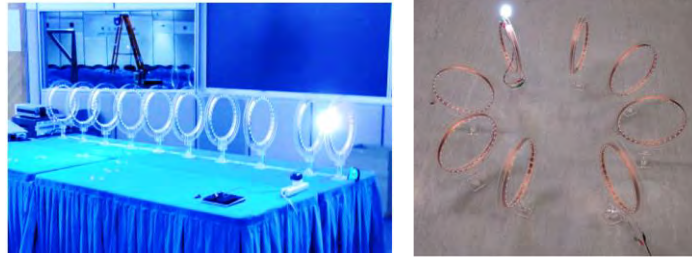
#### **1.5.1 Métodos de transmisión de potencia inalámbrica de forma inductiva**

En la literatura científica se encuentran diversos métodos para realizar la transferencia de potencia inalámbrica (TPI) mediante acoplamiento inductivo. Sin embargo, entre estos métodos destacan tres que son ampliamente utilizados, los cuales se describirán a continuación.

##### **1.5.1.1 Técnica de bucle de Tesla en forma dominó**

Esta técnica emplea un dispositivo transmisor, un dispositivo receptor y múltiples inductores independientes para lograr la transmisión de energía eléctrica de manera inalámbrica. En el dispositivo transmisor la energía eléctrica de entrada proviene de una fuente de alimentación, y en su salida cuenta con un inductor plano que funciona a una frecuencia fija, generando un campo magnético variable.

A una distancia específica se sitúa otro inductor plano en posición paralela al inductor transmisor, denominado inductor repetidor. Este inductor repetidor está conectado en paralelo con un capacitor para formar un tanque resonante. El tanque resonante del repetidor está diseñado para resonar a la frecuencia de operación del inductor transmisor.



*Figura 6. Transferencia de energía en forma inalámbrica por la técnica del bucle de tesla en forma dominó*

En la literatura, se utilizan uno o más inductores repetidores dispuestos en fila, similar a las filas de piezas de dominó, así como se muestra en la Figura 6, de ahí el nombre dado a este método [14]. Después de colocar los inductores repetidores en fila, al final de la fila se encuentra un último inductor que forma parte del dispositivo receptor. Este dispositivo recibe el campo magnético transmitido y proporciona energía eléctrica a su salida para alimentar una carga eléctrica.

### 1.5.1.2 Técnica de libre posicionamiento de carga 2D

En la transmisión de potencia inalámbrica por el método inductivo, generalmente se utilizan dos inductores planos para transmitir energía de forma inalámbrica. Para lograrlo, es crucial que ambos inductores estén alineados adecuadamente para mantener un acoplamiento magnético eficiente y así permitir una transmisión de energía efectiva.

Cuando los inductores no están alineados correctamente, el coeficiente de acoplamiento disminuye, lo que afecta la eficiencia de la transmisión de energía a través del acoplamiento inductivo. Este problema se conoce como desalineamiento de los inductores de transmisión. La técnica de libre posicionamiento de carga 2D surge como una solución a este problema [15], en donde hay dos maneras de aplicar esta técnica de posicionamiento:

- **Mecanismo de alineamiento de inductores (inductor transmisor móvil):** Este método implica situar un dispositivo receptor sobre el dispositivo transmisor. El dispositivo transmisor está equipado con un sensor que detecta si el inductor transmisor está alineado correctamente con el inductor receptor. En caso de desalineación, se activa un mecanismo que moverá el inductor transmisor justo debajo del inductor receptor para alinearlos adecuadamente y así lograr una transmisión eficiente de energía inalámbrica. La figura 7a muestra esta técnica de posicionamiento.
- **Múltiples inductores de transmisión:** Este método implica el uso de múltiples inductores de transmisión para llevar a cabo la transferencia de potencia inalámbrica. Estos inductores se colocan en toda el área del panel de carga del dispositivo transmisor con el objetivo de transmitir energía de forma inalámbrica al dispositivo receptor desde cualquier posición en el panel

de carga. Esta técnica también se emplea para cargar de forma inalámbrica varios dispositivos receptores simultáneamente. La Figura 7 muestra esta técnica de posicionamiento.

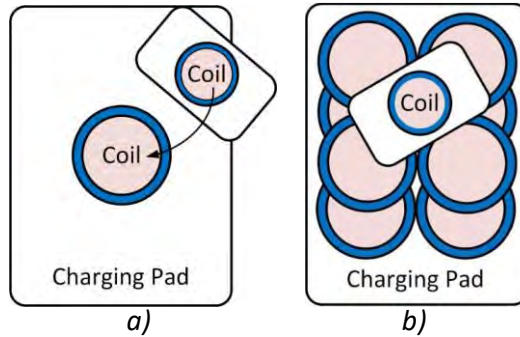


Figura 7. Transferencia de energía en forma inalámbrica por técnica de libre posicionamiento de carga 2D.

### 1.5.1.3 Técnica del libre posicionamiento de carga 3D

La técnica de libre posicionamiento de carga 3D, además de abordar el desalineamiento de los inductores de transmisión, tiene como objetivo principal transmitir energía eléctrica de forma inalámbrica a una carga eléctrica dentro de un espacio definido.

Esta transmisión se realiza mediante un inductor o un conjunto de múltiples inductores que forman un recipiente hueco con suficiente espacio para albergar uno o varios dispositivos receptores. Estos dispositivos reciben la energía de manera inalámbrica gracias al campo magnético generado por los inductores de transmisión [16]. La Figura 8 muestra la implementación de esta técnica de posicionamiento de transmisión de carga 3D.

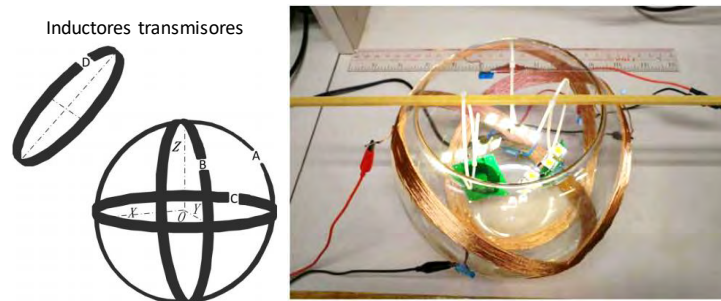


Figura 8. Transferencia de energía en forma inalámbrica por la técnica del libre posicionamiento de carga 3D.

En la literatura, se han reportado diversos estudios para evaluar la eficiencia de la transmisión de energía en diferentes coordenadas dentro del espacio de transmisión, con el fin de encontrar el punto óptimo para la TPI. Uno de los trabajos reportados en la literatura, específicamente en [17], se utiliza un enfoque de inductores transmisores con forma esférica. En este caso, se emplean tres inductores de transmisión que se disponen para formar un recipiente hueco en

forma de esfera, en donde, dentro de este recipiente, se colocan varios dispositivos de carga que reciben energía eléctrica de forma inalámbrica.

### 1.5.2 Efecto de la frecuencia en la transferencia de energía

En los circuitos utilizados para transferir energía eléctrica en forma inalámbrica generalmente es necesario operar en alta frecuencia para generar una corriente sinusoidal con la misma frecuencia de operación en los terminales del devanado transmisor, debido a que se necesitan grandes flujos de magnéticos que puedan alcanzar las espirales del devanado receptor. El voltaje inducido en las terminales del devanado receptor depende en gran medida del nivel frecuencia que se está utilizando [18].

Durante la revisión del estado del arte se encontró un trabajo reportado en [19], en donde se determinó la importancia que tiene la alta frecuencia no solo en la generación de un flujo magnético suficiente para inducir voltaje en el transmisor secundario, sino también en la transferencia de energía. Para ello, comprobaron el funcionamiento del circuito mostrado en la Figura 9, en donde utilizaron distintos valores de carga en la salida para comprobar la potencia transferida a distintos rangos de frecuencias.

Los resultados son mostrados en la Figura 10, en donde se varió la carga en la salida desde  $0\Omega$  a  $100\Omega$  para el inciso (a) y de  $0\Omega$  a  $1\text{ k}\Omega$  para el inciso (b) y (c) operando a diferentes frecuencias y con diferentes coeficientes de acoplamiento, en donde en la Figura 6a se utilizó un mayor rango de frecuencias que en los otros dos casos.

En la Figura 10a se puede observar que con un coeficiente de acoplamiento muy bajo de solo el 5%, pero operando con el mayor rango de frecuencias desde los 20 kHz hasta 200 kHz se logra conseguir una mayor transferencia de potencia que en el caso mostrado en la Figura 10c y con coeficiente de acoplamiento del 50% con un menor rango de frecuencias que varió de los 20 kHz hasta 50 kHz. Estos resultados muestran la relación entre la frecuencia, carga, potencia a la salida y coeficiente de acoplamiento, los cuales sirven como referencia para este tema de tesis y deberán ser parámetros a considerar.

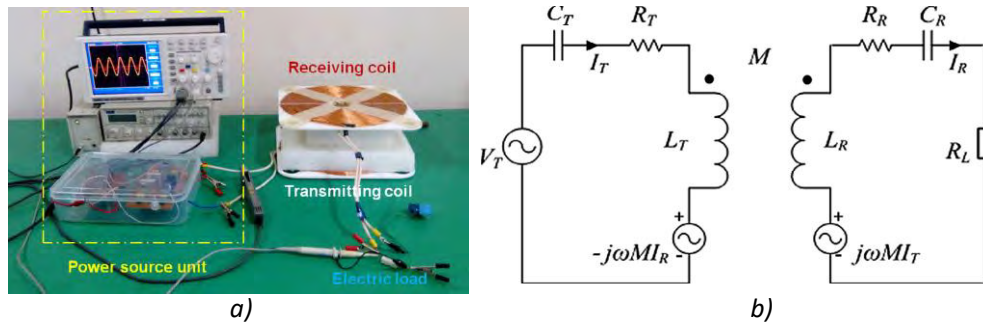


Figura 9. a) Circuito transmisor de potencia implementado, b) Circuito equivalente eléctrico.

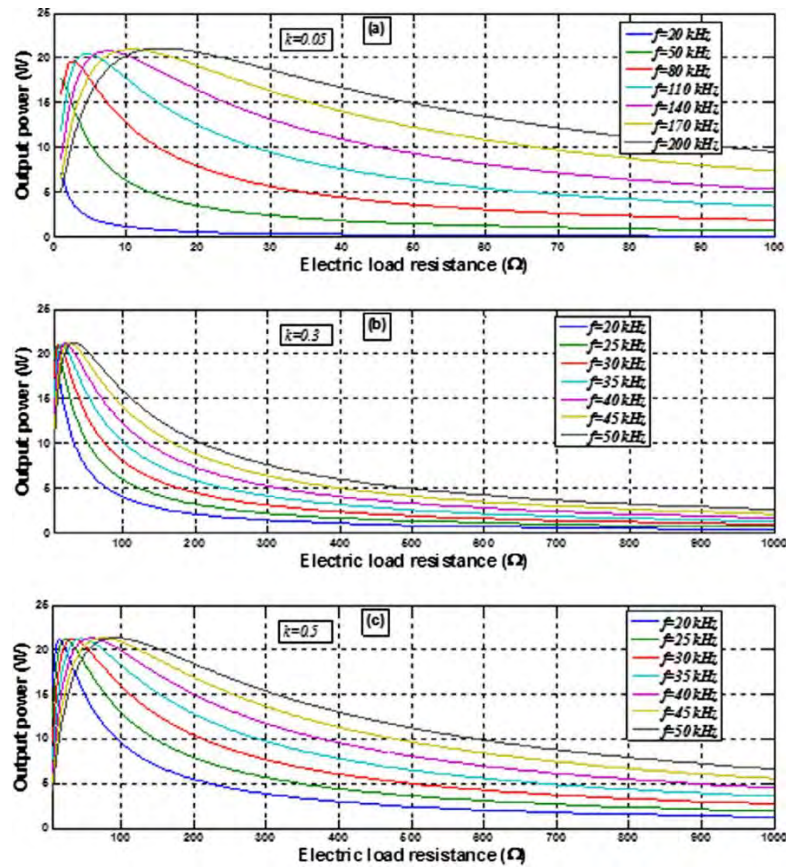


Figura 10. Resultado de pruebas experimentales: transferencia de potencia vs variación de carga a diferentes

### 1.5.3 Método de aproximación al primer armónico

El análisis de los convertidores resonantes es complejo ya que las características de los elementos reactivos y de la conmutación en las proximidades de las frecuencias de resonancia introducen no linealidades no representables en un modelo promediado del convertidor [20]. Debido a lo ya mencionado, para el análisis y diseño de este tipo de convertidores se utiliza un método denominado “Aproximación al Primer Armónico” el cual consiste en suponer que la corriente circulante por el tanque está compuesta sólo de la componente fundamental [21].

A continuación, se describe el procedimiento y las suposiciones que hay que realizar al aplicar este método:

- Representar la tensión cuadrada de entrada y la corriente con la componente fundamental, ignorando los demás componentes armónicos.
- Reflejar la resistencia equivalente de toda la etapa de rectificación en la salida al devanado primario del transformador o del par de inductores acoplados. En aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica, es necesario tomar en cuenta a las inductancias de dispersión del lado primario y secundario para una cierta distancia de trasmisión.

- Representar la tensión cuadrada en el secundario del transformador reflejada al devanado primario con la componente fundamental, ignorando los demás componentes de alta frecuencia.
- Reemplazar la tensión cuadrada que entra al tanque resonante por el voltaje fundamental del voltaje del inversor.

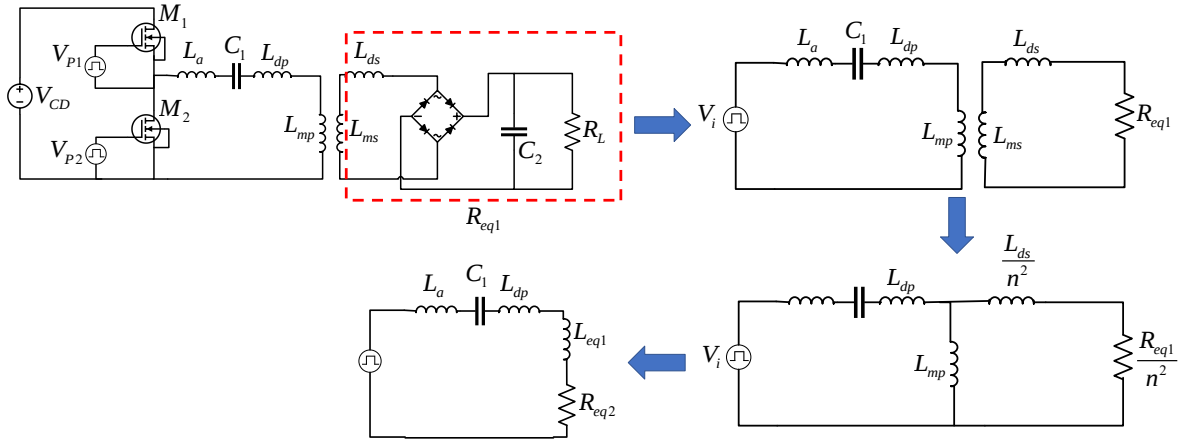


Figura 11. Método de aproximación al primer armónico aplicado a circuitos de Transmisión de potencia

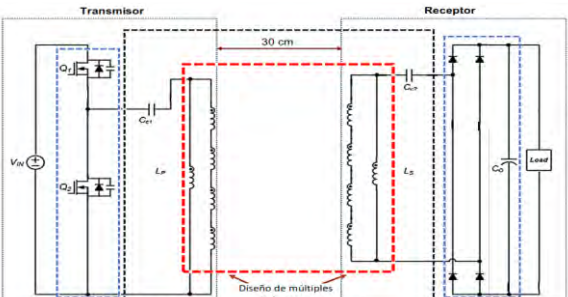
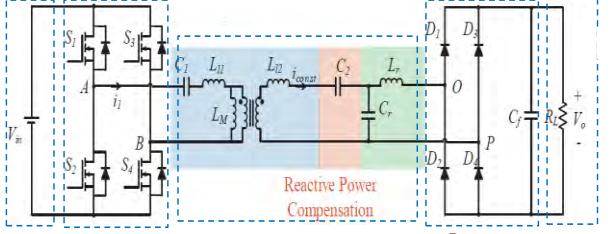
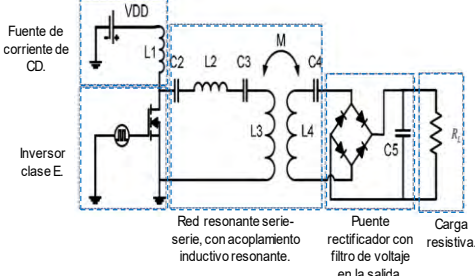
Puesto que la frecuencia de conmutación se encuentra siempre alrededor de la frecuencia de resonancia, la componente fundamental de la corriente será la mayoritaria. La Figura 11 muestra la forma de aplicar este método en cada una de sus etapas. Actualmente esta técnica es la más reportada en la literatura y la convencional para el análisis de convertidores resonantes, es una técnica que puede ser aplicada para convertidores resonantes elevadores/reductores con distintas tipologías en la red resonante, y para operar en resonancia o fuera de resonancia según la aplicación.

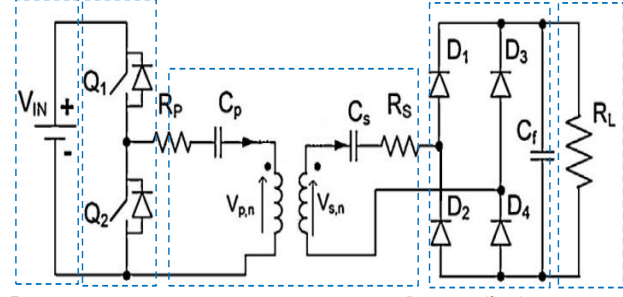
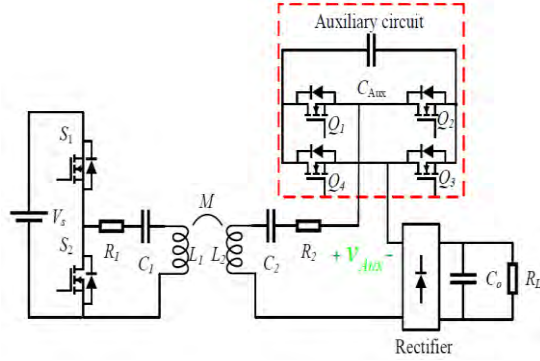
#### 1.5.4 Topologías de circuitos para transmisión de potencia inalámbrica

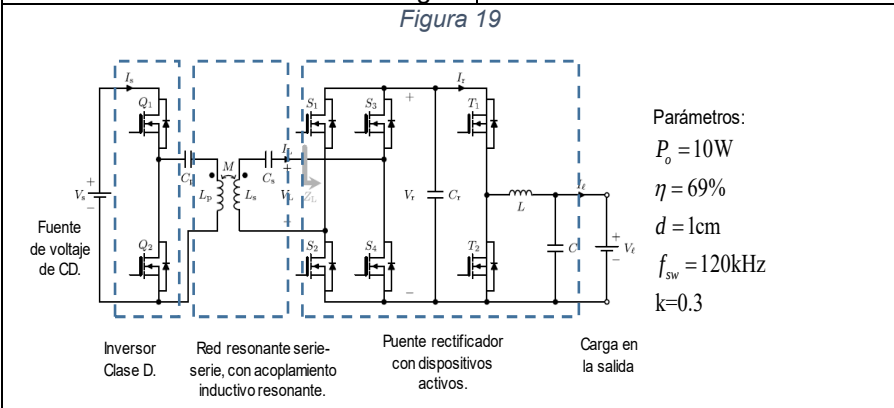
A continuación, se presenta en la Tabla 1 las topologías de los circuitos más utilizados para aplicaciones de Transferencia de Potencia Inalámbrica (TPI) mediante el método inductivo reportadas en la comunidad científica, junto con sus ventajas y desventajas. Todos los circuitos operaron en resonancia para reducir las pérdidas durante la conmutación y alcanzar los parámetros de diseño establecidos previamente. Para el análisis de todos los circuitos, se utilizó el método denominado "Aproximación al primer armónico", el cual se explicó de manera más detallada en el apartado anterior.

Tabla 1. Análisis de las ventajas y desventajas de las topologías presentadas en la revisión del estado del arte.

| Ref                                                                                                                                                                                                                 | Nombre                                                                                                  | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                         | Desventajas                                                                                                                                                                                              |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| [22]                                                                                                                                                                                                                | Convertidor resonante con puente completo y red resonante LCC paralelo-serie para aplicaciones de TPI.  | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. Mínimas pérdidas en la conmutación.</li> </ol>                                                      | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Baja eficiencia total.</li> <li>3. Gran cantidad de componentes en la red resonante y en el inversor.</li> </ol> |
| <p style="text-align: right;">Figura 12</p> <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 80W</math><br/> <math>\eta = 60.70\%</math><br/> <math>d = 10cm</math><br/> <math>f_{sw} = 140kHz</math><br/> <math>k = 0.24</math></p> |                                                                                                         |                                                                                                                                                                                                                                                  |                                                                                                                                                                                                          |
| Ref                                                                                                                                                                                                                 | Nombre                                                                                                  | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                         | Desventajas                                                                                                                                                                                              |
| [23]                                                                                                                                                                                                                | Convertidor resonante con puente completo y red resonante LLC serie-paralelo, para aplicaciones de TPI. | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. Mínimas pérdidas en la conmutación</li> </ol>                                                       | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Baja eficiencia total.</li> <li>3. Gran cantidad de componentes en la red resonante y en el inversor.</li> </ol> |
| <p style="text-align: right;">Figura 13</p> <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 45W</math><br/> <math>\eta = 70.6\%</math><br/> <math>d = 1cm</math><br/> <math>f_{sw} = 40kHz</math><br/> <math>k=0.25</math></p>      |                                                                                                         |                                                                                                                                                                                                                                                  |                                                                                                                                                                                                          |
| Ref                                                                                                                                                                                                                 | Nombre                                                                                                  | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                         | Desventajas                                                                                                                                                                                              |
| [24]                                                                                                                                                                                                                | Convertidor resonante con inversor Clase D y red resonante LC serie, para aplicaciones de TPI.          | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. Mínimas pérdidas en la conmutación.</li> <li>3. La cantidad de componentes es aceptable.</li> </ol> | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Baja eficiencia total.</li> <li>3. Gran tamaño de inductores acoplados (Mayor costo).</li> </ol>                 |

|      |                                                                                                      | <p style="text-align: center;"><i>Figura 14</i></p>  <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 10W</math><br/> <math>\eta = 50\%</math><br/> <math>d = 30cm</math><br/> <math>f_{sw} = 82.3kHz</math><br/> <math>k=0.059</math></p> <p>Fuente de voltaje de CD.    Inversor Clase D.    Red resonante serie-serie, con acoplamiento inductivo resonante.    Puente rectificador con filtro de voltaje en la salida.</p>                              |                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Ref  | Nombre                                                                                               | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | Desventajas                                                                                                                                                                                                                                                      |
| [25] | Convertidor resonante con puente completo y red resonante LC serie-serie, para aplicaciones de TPI.  | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. Mínimas pérdidas en la conmutación</li> <li>3. Alta eficiencia.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Gran cantidad de componentes en la red resonante e inversor.</li> <li>3. Poca distancia de transmisión.</li> <li>4. Pérdidas en la conducción en 4 MOSFET's.</li> </ol>  |
|      |                                                                                                      | <p style="text-align: right;"><i>Figura 15</i></p>  <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 100W</math><br/> <math>\eta = 92\%</math><br/> <math>d = 3.4cm</math><br/> <math>f_{sw} = 1MHz</math><br/> <math>k=0.25</math></p> <p>Fuente de voltaje de CD.    Inversor puente completo.    Red resonante serie-serie, CL con acoplamiento inductivo resonante.    Puente rectificador con filtro de voltaje en la salida.    Carga resistiva.</p> |                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| Ref  | Nombre                                                                                               | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | Desventajas                                                                                                                                                                                                                                                      |
| [26] | Convertidor resonante con inversor Clase E y red resonante serie LC serie, para aplicaciones de TPI. | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. Mínimas pérdidas en la conmutación.</li> <li>3. La cantidad de componentes es baja.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                                                                                                  | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento. Baja eficiencia total.</li> <li>2. Grandes picos de corriente y voltaje sobre el interruptor MOSFET.</li> <li>3. Factor de calidad alto: pérdidas en el tanque resonante.</li> </ol> |
|      |                                                                                                      |  <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 12W</math><br/> <math>\eta = 56\%</math><br/> <math>d = 5cm</math><br/> <math>f_{sw} = 800kHz</math><br/> <math>k=0.1</math></p> <p>Fuente de corriente de CD.    Inversor clase E.    Red resonante serie-serie, con acoplamiento inductivo resonante.    Puente rectificador con filtro de voltaje en la salida.    Carga resistiva.</p> <p style="text-align: right;"><i>Figura 16</i></p>            |                                                                                                                                                                                                                                                                  |

| Ref  | Nombre                                                                                            | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | Desventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| [27] | Convertidor resonante con inversor Clase D y red resonante serie-serie, para aplicaciones de TPI. | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. La cantidad de componentes es baja.</li> <li>Mínimas pérdidas en la conmutación.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                                                  | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Poca distancia de transmisión.</li> <li>Baja eficiencia total.</li> </ol>                                                                                                                                                           |
|      |                                                                                                   |  <p>Fuente de voltaje de CD. Inversor Clase D. Red resonante serie-serie, con acoplamiento inductivo resonante. Puente rectificador con filtro de voltaje en la salida. Carga resistiva.</p> <p><i>Figura 17</i></p> <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 300W</math><br/> <math>\eta = 75\%</math><br/> <math>d = 2cm</math><br/> <math>f_{sw} = 450kHz</math><br/> <math>k=0.32</math></p> |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| Ref  | Nombre                                                                                            | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | Desventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
| [28] | Circuito de TPI con circuito Auxiliar para compensación de reactancias.                           | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. La cantidad de componentes es baja.</li> <li>3. Mínimas pérdidas en la conmutación.</li> <li>4. El circuito es capaz de compensar reactancias del lado del secundario.</li> </ol>                                                                                                                                            | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Poca distancia de transmisión.</li> <li>3. Baja eficiencia total.</li> <li>4. El circuito compensador añade complejidad al sistema y mayor número de componentes, por lo cual aumenta el tamaño y el costo del circuito.</li> </ol> |
|      |                                                                                                   |  <p><i>Figura 18</i></p> <p>Parámetros:<br/> <math>P_o = 2W</math><br/> <math>d = 30mm</math><br/> <math>f_{sw} = 500kHz</math><br/> <math>k=0.05</math></p>                                                                                                                                                                                                                          |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| Ref  | Nombre                                                                                            | Ventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | Desventajas                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
| [29] | Circuito de TPI con rectificador activo y regulador de                                            | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. El circuito entrega la potencia deseada a la carga, con un mínimo porcentaje de error.</li> <li>2. La cantidad de componentes es baja.</li> </ol>                                                                                                                                                                                                                                                                               | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Bajo coeficiente de acoplamiento.</li> <li>2. Poca distancia de transmisión.</li> <li>Baja eficiencia total.</li> </ol>                                                                                                                                                           |

|                                                                                                                                        |                       |                                                                                                                                                              |                                                                                                                                    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                                                                                                                                        | voltaje en la salida. | <p>3. Mínimas pérdidas en la conmutación.</p> <p>4. El circuito es capaz de modificar la impedancia de salida para maximizarla transferencia de energía.</p> | <p>3. El rectificador activo añade complejidad al sistema y mayor número de componentes, lo que aumenta el costo del circuito.</p> |
| <p style="text-align: center;"><i>Figura 19</i></p>  |                       |                                                                                                                                                              |                                                                                                                                    |

### 1.5.5 Topologías rectificadoras en aplicaciones de TPI

En los circuitos de Transferencia de Potencia Inalámbrica (TPI), los rectificadores desempeñan un papel crucial al convertir la corriente alterna recibida por las bobinas en corriente continua para alimentar la carga en la salida [30]. Sin embargo, el rectificador suele ser una de las principales fuentes de pérdidas en estos circuitos, especialmente cuando se opera a altas frecuencias de conmutación y altos niveles de potencia [31].

El uso de dispositivos activos en la etapa de rectificación puede reducir significativamente las pérdidas, ya que permite controlar el ángulo de desfase entre el voltaje y la corriente. Sin embargo, esto también añade complejidad al circuito, ya que se necesitan sistemas de control sofisticados para los rectificadores [32, 33]. Por esta razón, es común utilizar rectificadores convencionales con diodos rápidos como los diodos Schottky, Carburo de silicio  $\text{SiC}$  o nitruro de galio  $\text{GaN}$ , los cuales minimizan la recuperación inversa ("reverse recovery") para reducir las pérdidas en la conmutación [34].

En un estudio comparativo realizado en [35], se analizaron las topologías de rectificadores comúnmente utilizadas en aplicaciones de TPI: el puente completo (Full bridge), el doblador de voltaje (Voltage doubler) y el doblador de corriente (Current doubler). En los casos del puente completo y el doblador de voltaje, se emplearon diodos rápidos Schottky, mientras que en el doblador de corriente se utilizaron Mosfet de nitruro de galio en modo corriente clase D.

El valor de la carga para cada rectificador se elige en función de la aplicación. Por lo general, se utilizan cargas de entre  $15 \Omega$  y  $60 \Omega$  para el puente completo, cargas mayores a  $60 \Omega$  para el doblador de voltaje y cargas menores a  $15 \Omega$  para el doblador de corriente [36].

Para el análisis de los circuitos, se empleó el método de aproximación al primer armónico. La Figura 20 muestra el circuito implementado con sus parámetros de operación y la topología de cada rectificador.

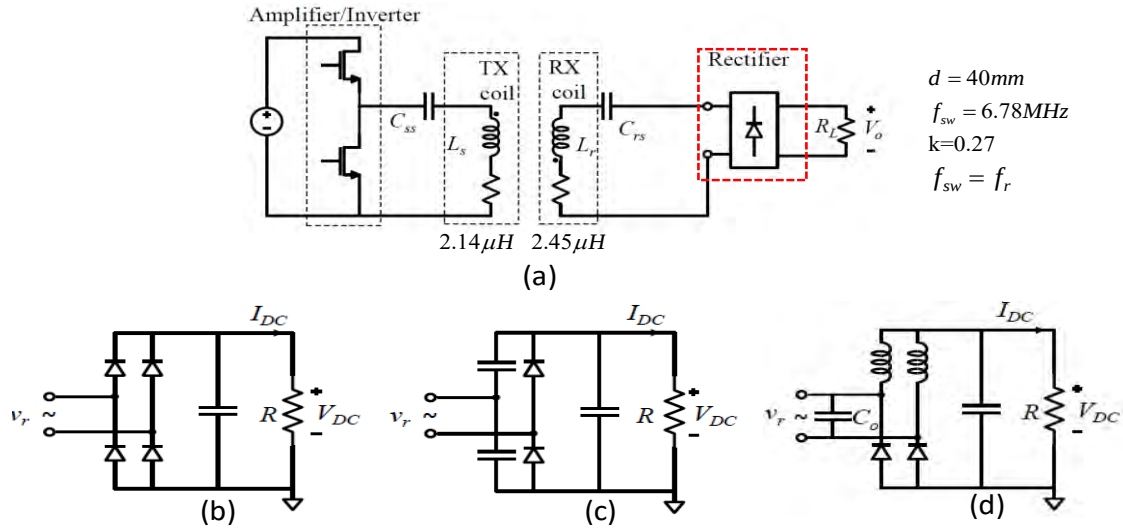


Figura 20. a) circuito transmisor de energía eléctrica en forma inalámbrica, b) rectificador puente completo, c) rectificador doblador de voltaje, d) rectificador doblador de corriente.

La Figura 21 muestra las gráficas de potencia de salida, voltaje de corriente directa máximo obtenido en la carga y eficiencia total del sistema para cada una de las topologías, abreviadas como FB (Full bridge), VD (Voltage doubler) y CD (Current doubler).

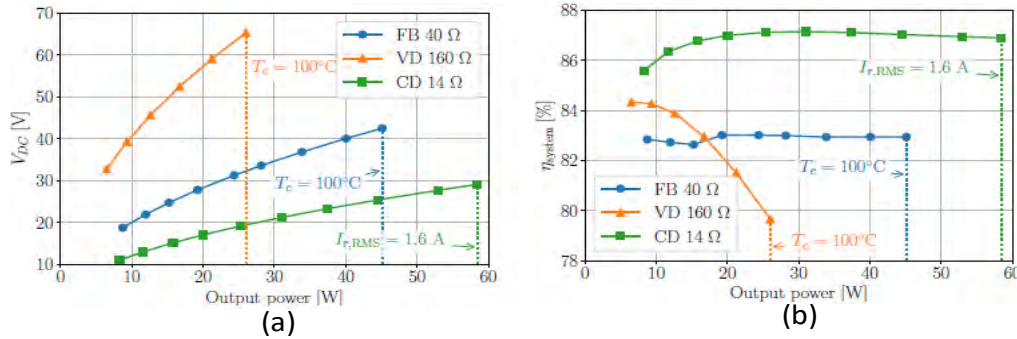


Figura 21. Resultados experimentales del circuito, a) Grafica del voltaje de salida contra potencia de salida, b) Grafica de eficiencia total del circuito contra potencia de salida.

En la Tabla 2 se presentan los parámetros más importantes obtenidos durante las pruebas experimentales. La topología de rectificador con menor pérdidas fue la de doblador de corriente, logrando una eficiencia total del 87% y una eficiencia del rectificador del 96%. En segundo lugar, se encontró el rectificador puente completo, con una eficiencia total del 84% y una eficiencia del rectificador del 93%. Por último, el rectificador doblador de voltaje alcanzó una eficiencia total del 80% y una eficiencia del rectificador del 88%.

Tabla 2. Parámetros más relevantes determinados durante la realización de las pruebas experimentales.

| Parámetro          | Puente completo            | Doblador de voltaje        | Doblador de corriente  |
|--------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------|
| Dispositivos:      | Diodos Schottky<br>100V/1A | Diodos Schottky<br>100V/1A | GaN MOSFETs<br>200V/5A |
| $R_{out}$          | 40 $\Omega$                | 160 $\Omega$               | 14 $\Omega$            |
| $P_{outMax}$       | 45 Watts                   | 26 Watts                   | 58 Watts               |
| $\eta_{system}$    | 84%                        | 80%                        | 87%                    |
| $\eta_{rectifier}$ | 93%                        | 88%                        | 96%                    |
| $V_{DCMAX}$        | 43V                        | 65V                        | 30V                    |

A demás de identificar la eficiencia total del circuito y de la etapa de rectificación, la Tabla 2 también muestra el nivel de potencia máximo  $P_{outMax}$  y el voltaje máximo de corriente directa  $V_{DCMAX}$  que estos circuitos lograron alcanzar, lo cuales son datos interesantes a tomar en cuenta ya que nos indica el nivel potencia que puede suministrar cada rectificador. En la Figura 22 se muestran las características de cada topología de rectificador, indicando de forma gráfica cual topología puede manejar mayor voltaje en la salida, mayor corriente y la mayor carga en la salida.

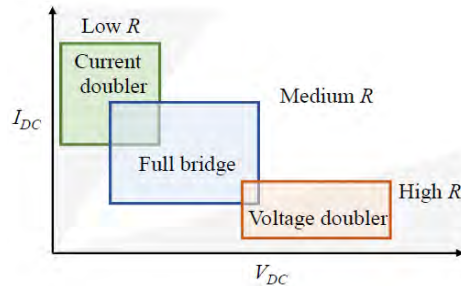


Figura 22. Características importantes de las topologías rectificadoras implementadas.

## 1.6 Planteamiento del problema

Durante la revisión del estado del arte fue posible identificar los siguientes inconvenientes que actualmente presentan los sistemas encargados de transmitir potencia inalámbrica mediante el acoplamiento magnético inductivo:

- La mayoría de los circuitos reportados para aplicaciones de TPI por el método inductivo presentan una baja eficiencia energética, donde el mayor porcentaje de pérdidas de potencia se da en la etapa de conmutación en el inversor, lo cual limita la frecuencia de operación, ya que, a mayor frecuencia, mayores pérdidas por conmutación.
- Debido a que los circuitos reportados para aplicaciones de TPI inductiva presentan dos tanques resonantes independientes, hay un número elevado de componentes que conforman al convertidor, elevando su costo, tamaño y disminuyendo la densidad de potencia.
- En todos los circuitos reportados para aplicaciones de TPI por el método inductivo, se tuvo un bajo coeficiente de acoplamiento, incluso cuando la distancia entre inductor transmisor-receptor era corta.

- La mayoría de los circuitos reportados para aplicaciones de TPI por el método inductivo, no operan a frecuencias mayores a 1 MHz debido al aumento de pérdidas en la conmutación, limitándose a reducir el tamaño de los componentes pasivos, específicamente el tamaño de los componentes inductivos y capacitivos, que lo general son los de mayor tamaño.

En general, los circuitos de transmisión de potencia inalámbrica que han sido implementados y reportados en la comunidad científica han logrado alcanzar los parámetros de diseño previamente establecidos; pero todos ellos presentan problemas de eficiencia energética debido al exceso de componentes en el circuito, elevadas pérdidas en la etapa de conmutación, bajo coeficiente de acoplamiento, flujos dispersos en el par de inductores acoplados, etc.

Además, los distintos diseños de los convertidores de potencia reportados utilizados para TPI se basan en un análisis en el estado estable, mientras que el desempeño de los convertidores operando en el estado transitorio no ha sido explorado, ni mucho menos reportado.

Lo anterior dicho trae la necesidad de analizar, diseñar y operar a los circuitos resonantes de formas diferentes, bajo metodologías de diseño no convencionales, con el fin de aportar mejoras a los circuitos encargados de transmitir potencia inalámbrica.

### 1.7 Propuesta de solución

Después de identificar los inconvenientes que presentan los convertidores resonantes en aplicaciones de TPI y de la necesidad de buscar formas no convencionales de analizar y diseñar a los circuitos de muy alta frecuencia, en este tema de tesis se propone el análisis y diseño de un convertidor resonante operando en el estado transitorio y actuando como multiplicador de frecuencia, en donde la frecuencia de operación del circuito " $f_o$ " es igual " $n$ " veces la frecuencia de conmutación del inversor " $f_{sw}$ ", así como como lo establece la ecuación (1.1).

$$f_o = n f_{sw} \quad (1.1)$$

Este convertidor será aplicado en la transmisión de potencia de forma inalámbrica (TPI), buscando disminuir las pérdidas en la etapa de conmutación y mejorar el acoplamiento inductivo, siendo los principales problemas en este tipo de aplicaciones. Además, este análisis puede ser utilizado para el análisis de circuitos en donde se requieren aplicaciones de muy alta frecuencia, sin comprometer el costo y la complejidad del diseño.

El convertidor será evaluado primeramente considerando al circuito equivalente RLC en serie del convertidor, en donde se busca una respuesta subamortiguada en la corriente para obtener la multiplicación.

La Figura 23 muestra gráficamente la forma en general en la que se pretende evaluar a todas las etapas del convertidor resonante siendo considerado como un circuito RLC en serie. Para aplicar este análisis, será necesario considerar a todas las resistencias series equivalentes  $ESR$  de cada componente pasivo, las inductancias magnetizantes y de dispersión de los inductores acoplados, la resistencia equivalente del rectificador de salida, así como también el factor de calidad “Q” adecuado.

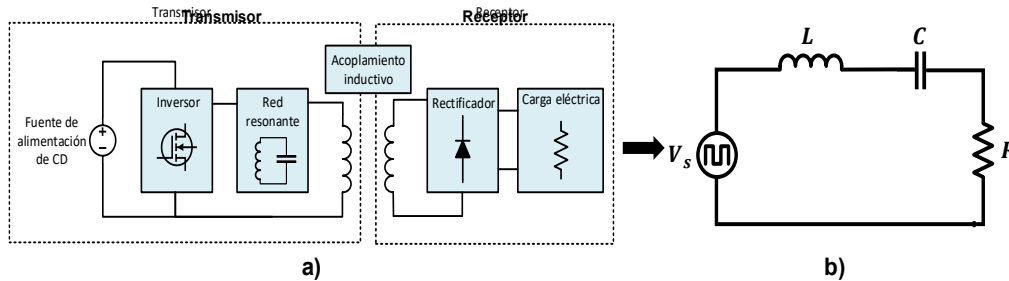


Figura 23. a) Estructura del convertidor resonante a implementar, b) Circuito RLC equivalente subamortiguado.

Como se mencionó, el circuito resonante a diseñar operará actuando como un multiplicador de frecuencia, en donde se tendrá una zona de baja frecuencia y una de alta frecuencia, así como se muestra en la Figura 24. La frecuencia del tanque resonante podrá ser “ $n$ ” veces la frecuencia de conmutación de la entrada “ $f_o = n f_{sw}$ ”, en donde la frecuencia de conmutación “ $f_{sw}$ ” puede ser proporcionada por un inversor con una frecuencia baja, mientras que en el tanque resonante ocurre la multiplicación con un valor de frecuencia de resonancia “ $f_o$ ” mucho mayor.

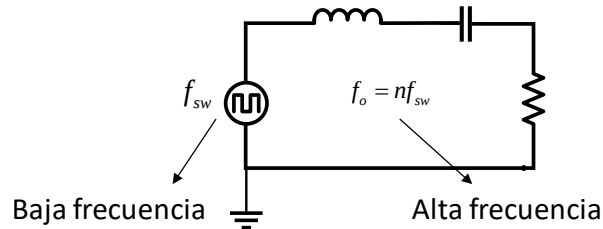


Figura 24. Multiplicación de frecuencia en el tanque resonante con respuesta subamortiguada.

En la Figura 25 se muestra de forma gráfica la diferencia en operación de un circuito resonante diseñado en el estado estable y en resonancia (Figura 25a), y de un circuito resonante diseñado para operar en la etapa transitoria y con respuesta subamortiguada en la corriente (Figura 25b).

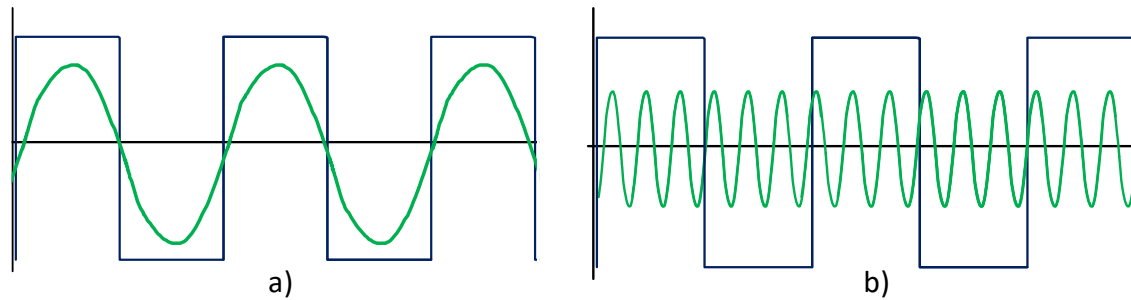


Figura 25. a) Corriente y voltaje en un tanque resonante con respuesta subamortiguada, (b) Corriente y voltaje en un tanque resonante en resonancia.

Como se muestra en la Figura 25, en el tanque resonante se tendrá una frecuencia de resonancia igual a " $n$ " veces la frecuencia de conmutación en la entrada, en donde dependiendo del nivel de subamortiguamiento se busca obtener formas de onda completamente sinusoidales. Diseñando este convertidor resonante en transitorio y actuando como multiplicador, se busca reducir en gran medida las pérdidas en la conmutación operando con una frecuencia baja en la etapa inversora y con la multiplicación de frecuencia reflejada en el tanque resonante, mientras se conservan los beneficios de operar en resonancia, en donde es posible obtener conmutación a corriente (ZCS) o voltaje cero (ZVS).

## 1.8 Estudios y análisis para la validación del desempeño en transitorio del convertidor resonante subamortiguado

Para validar el desempeño del convertidor resonante diseñado en este trabajo, se realizarán diversos estudios y análisis que incluyen simulaciones teóricas y pruebas experimentales. Estos permitirán observar cómo el convertidor logra la multiplicación de frecuencia mediante la operación subamortiguada, en la cual la frecuencia de operación en el tanque resonante es " $n$ " veces la frecuencia de conmutación del inversor, para una aplicación de transmisión de potencia inalámbrica por el método inductivo. A continuación, se describen las etapas de estos análisis:

- **Análisis en transitorio del circuito equivalente RLC con respuesta subamortiguada:** Se realizará un análisis detallado del circuito RLC en serie para diseñarlo de manera que opere en el estado transitorio y con respuesta subamortiguada. En esta etapa, se evaluará el comportamiento de la corriente y el voltaje bajo diferentes condiciones de amortiguamiento, utilizando una fuente de voltaje bipolar con una frecuencia de conmutación específica. Este análisis es fundamental para establecer los parámetros de diseño que permitan al circuito alcanzar la multiplicación de frecuencia deseada, asegurando que los componentes reactivos se comporten de manera óptima para la aplicación de transmisión de potencia inalámbrica.

- **Adaptación del análisis en transitorio al diseño del convertidor resonante:** Basándose en el análisis previo del circuito equivalente RLC, se procederá a aplicar los principios y condiciones de operación subamortiguada en el diseño de un convertidor resonante. Este paso implica adaptar las características de respuesta transitoria obtenidas en el circuito RLC al convertidor resonante completo, que incluye el inversor, las bobinas acopladas y el rectificador de salida. El objetivo es que el convertidor resuene a una frecuencia " $n$ " veces mayor en el tanque resonante, que la frecuencia de conmutación del inversor, optimizando la eficiencia del inversor y el desempeño en la transmisión de potencia.
- **Simulación del circuito equivalente RLC y del convertidor resonante en transitorio:** En esta etapa, se realizarán simulaciones tanto del circuito equivalente RLC diseñado en transitorio y actuando como multiplicador, como del convertidor resonante en transitorio. Mediante estas simulaciones, se verificará si ambos circuitos cumplen con los parámetros de operación establecidos, tales como el nivel de multiplicación de frecuencia, la potencia de salida y el voltaje de salida. Este análisis permitirá identificar posibles ajustes en el diseño para maximizar el desempeño del sistema antes de proceder a la implementación experimental.
- **Implementación experimental del convertidor resonante aplicado a TPI:** Una vez validados los parámetros de operación en la simulación, se construirá un prototipo del convertidor resonante para realizar pruebas experimentales bajo condiciones reales. En esta etapa, se medirá la frecuencia efectiva en el tanque resonante y se validará que efectivamente se ha alcanzado la multiplicación de frecuencia a través de la operación subamortiguada. Además, se evaluarán parámetros como voltaje, corriente y potencia transferida, así como la eficiencia en distintas condiciones de operación.
- **Análisis de eficiencia, comparación de resultados y evaluación del comportamiento en estado transitorio:** Los datos obtenidos en las pruebas experimentales serán comparados con los resultados de las simulaciones para evaluar la eficiencia del convertidor y su capacidad para operar de forma consistente en estado transitorio. Este análisis permitirá verificar la efectividad de la multiplicación de frecuencia y la precisión en la entrega de potencia, además de evaluar el desempeño del circuito bajo distintos parámetros de operación. La capacidad del convertidor para mantener su eficiencia y estabilidad en condiciones transitorias es clave para su aplicación en transmisión de potencia inalámbrica.

## **1.8 Objetivos del tema de tesis**

### **1.8.1 Objetivo general**

Evaluación del desempeño de un convertidor resonante diseñado para operar en la etapa transitoria y con respuesta subamortiguada, actuando como multiplicador de alta frecuencia en una aplicación de transmisión de potencia inalámbrica.

### **1.8.2 Objetivos particulares**

- Identificar y elegir de la literatura la topología resonante más adecuada y utilizada para aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica.
- Desarrollar una metodología de diseño para operar un circuito resonante RLC en serie en la etapa transitoria actuando como un multiplicador de alta frecuencia analógico.
- Desarrollar una metodología de diseño para operar un convertidor resonante en la etapa transitoria y con respuesta subamortiguada.
- Desarrollar un análisis de eficiencia que satisfaga los parámetros de operación para validar el funcionamiento del convertidor subamortiguado durante la realización de las pruebas experimentales.

---

---

# **CAPÍTULO II**

## **ANÁLISIS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE RLC**

---

---

## 2.1 Metodología de diseño del convertidor resonante en transitorio

El diseño del convertidor resonante subamortiguado comienza analizando su circuito equivalente, en donde primero es necesario que su circuito equivalente funcione bajo una respuesta subamortiguada en su corriente. Considerando el análisis denominado “*aproximación al primer armónico*” el cual se explicó en la sección anterior, el circuito equivalente del convertidor resonante puente completo de la Figura 26a, es un circuito RLC en serie como el que se muestra en la Figura 26b, en donde el voltaje de salida del inversor se sustituye por una fuente bipolar cuadrada [37-39].

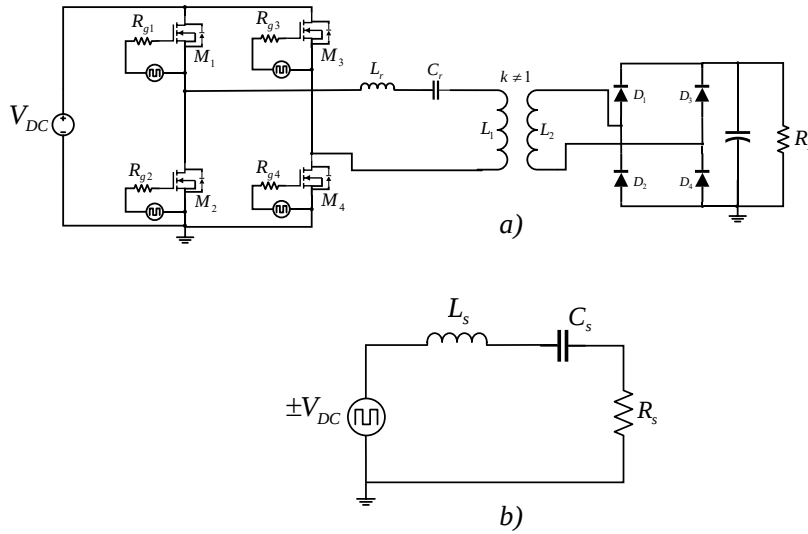


Figura 26. a) Topología del convertidor resonante para aplicaciones de TPI, b) Circuito equivalente RLC serie del convertidor resonante.

El procedimiento comienza realizando un análisis a los elementos pasivos del circuito equivalente en serie de la Figura 26b, así como se muestra en la ecuación (2.1). A continuación, se muestra el procedimiento:

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= V_{R_s} + V_{L_s} + V_{C_s} \\
 V_{L_s} &= L_s \frac{di(t)}{dt} \quad ; \quad V_{C_s} = \frac{1}{C_s} \int_0^T i(t) dt \\
 V_{DC} &= R_s i(t) + L_s \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C_s} \int_0^T i(t) dt
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Resolviendo la ecuación (2.1) se obtiene la ecuación diferencial del circuito:

$$i''(t) + \frac{R_s}{L_s} i'(t) + \frac{1}{L_s C_s} i(t) = 0 \tag{2.2}$$

Se determinan las raíces de la ecuación (2.2):

$$\lambda_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \quad (2.3)$$

$$\lambda_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \quad (2.4)$$

Donde  $\alpha$  es el factor de amortiguamiento,  $\omega_o$  es la frecuencia de resonancia.

$$\alpha = \frac{R_s}{2L_s} \quad (2.5)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.6)$$

Dependiendo del valor de los parámetros  $\alpha$  y  $\omega_o$  se tendrán tres posibles comportamientos en la corriente circulante del circuito equivalente serie RLC: Sobreamortiguado, críticamente amortiguado y subamortiguado, en donde en este tema de tesis el comportamiento subamortiguado es el de interés ya que se presentan oscilaciones en la corriente, pudiendo ser posible manipular el número de ciclos y su frecuencia [40, 41]. En la Figura 27 se muestra de forma gráfica los tres tipos de comportamiento de la corriente en el circuito equivalente serie RLC.

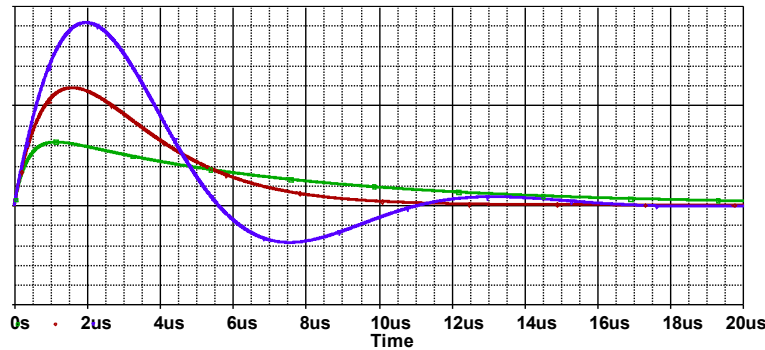


Figura 27. Tipos de respuesta de la corriente en el circuito serie equivalente: Sobreamortiguada  $\alpha > \omega$  (Verde), Críticamente amortiguada  $\alpha = \omega$  (Rojo), Subamortiguada  $\alpha < \omega$  (Azul).

## 2.2 Análisis del circuito equivalente serie con inversor puente completo

Considerando que para la implementación del circuito se utilizará inversor puente completo, es necesario considerar los dos estados que presentara el circuito serie equivalente debido a las dos polaridades del voltaje de salida del inversor. En la Figura 28 se muestran estos dos estados del circuito.

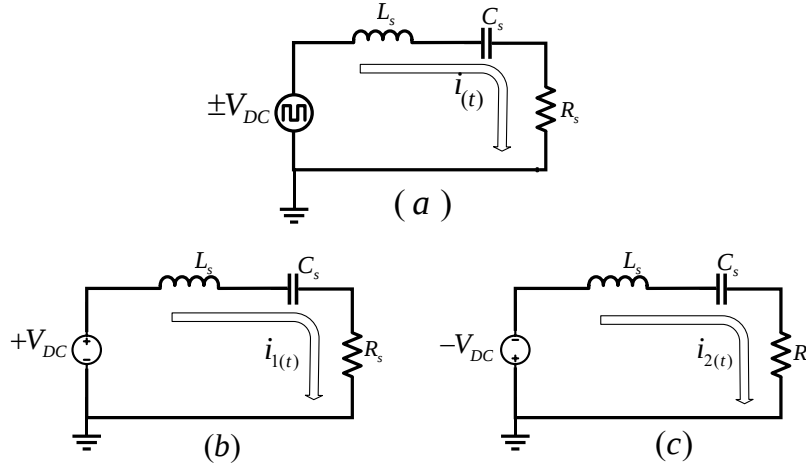


Figura 28. a) Circuito equivalente RLC en serie con fuente de voltaje bipolar en la entrada, a) Circuito equivalente RLC cuando el voltaje es positivo, b) Circuito equivalente RLC cuando el voltaje es negativo.

Considerando los estados del circuito, se tendrán dos ecuaciones de corriente para cada estado, las cuales se muestran en la ecuación (2.7).

$$i(t) = \begin{cases} i_{1(t)} & 0 < t < T/2 \\ i_{2(t)} & T/2 < t < T \end{cases} \quad (2.7)$$

Para los dos estados se considera que el voltaje al cual se carga el capacitor  $V_C$  es el voltaje de la fuente de alimentación (Voltaje saliente del inversor)  $V_{CD}$ , multiplicado por una constante, denominada para este análisis como constante “c”.

Para encontrar la ecuación que define el comportamiento de la corriente en cada estado, se aplica análisis de malla considerando cada componente pasivo, obteniendo la ecuación (2.1) y también se aplica la fórmula general para encontrar las raíces determinadas por las ecuaciones (2.3, 2.4). Dependiendo del factor de amortiguamiento  $\alpha$  y de la frecuencia de resonancia  $\omega_o$  se pueden presentar 3 casos. Para este tema de tesis el circuito se evaluará con respuesta subamortiguada.

1. Sobreamortiguado  $\alpha > \omega_o$
2. Críticamente amortiguado  $\alpha = \omega_o$
3. Subamortiguado  $\alpha < \omega_o$

Con respuesta subamortiguada las raíces son complejas y conjugadas, definidas por las ecuaciones (2.8, 2.9).

$$\begin{aligned} \lambda_{11} &= -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \\ \lambda_{11} &= -\alpha + j\beta \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned}\lambda_{22} &= -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_o^2} \\ \lambda_{22} &= -\alpha - j\beta\end{aligned}\quad (2.9)$$

Después de definir las raíces, es posible determinar la solución de la ecuación, la cual determina el comportamiento de la corriente, y está dada por la ecuación (2.10).

$$i_{(t)} = K_1 e^{-\alpha t} \cos(\beta t) + K_2 e^{-\alpha t} \sen(\beta t) \quad (2.10)$$

Se procede a determinar a las constantes  $K_1$  y  $K_2$  de la ecuación, en donde se considera a los dos estados del circuito mostrados en la Figura 28.

Primero se determina el valor de la constante  $K_1$  para los dos estados del circuito equivalente, en donde se consideran las siguientes condiciones iniciales  $t=0$ ,  $i_{(0)}=0$  en la ecuación (2.10). Sustituyendo en la ecuación:

$$\begin{aligned}t &= 0 \quad ; \quad i(0) = 0 \\ 0 &= K_1 e^{-\alpha*0} \cos(\beta*0) + K_2 e^{-\alpha*0} \sen(\beta*0) \\ 0 &= K_1 (1) + K_2 (0) \\ K_1 &= 0\end{aligned}\quad (2.11)$$

Ahora se considera la siguiente condición inicial de  $t=0$ , tomando en cuenta los dos estados del circuito de la Figura 28a-28b la cual indica que el voltaje del capacitor se carga a un porcentaje del voltaje saliente del inversor.

$$V_{C_s} = cV_{DC} \quad (2.12)$$

Determinando la ecuación que define a la corriente máxima circulante por el circuito equivalente de la Figura 29 cuando la fuente de voltaje bipolar esta en positivo y con  $t=0$ :

$$\begin{aligned}V_{DC} &= V_{R_s}(0) + V_{L_s}(0) - V_{C_s}(0) \\ V_{DC} &= L_s i_1' - cV_{DC} \\ L_s i_1' &= V_{DC}(1+c) \\ i_1' &= \frac{V_{DC}(1+c)}{L_s}\end{aligned}\quad (2.13)$$

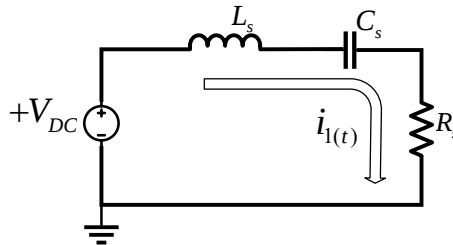


Figura 29. Estado 1 del circuito equivalente cuando el voltaje DC es positivo.

Iguando a  $i'_1$  en la ecuación (2.10) y despejando  $K_2$ :

$$\begin{aligned}\frac{V_{DC}(1+c)}{L_s} &= K_2[\beta e^{-\alpha*0} \cos(\beta*0) - \alpha e^{-\alpha*0} \text{sen}(\beta*0)] \\ \frac{V_{DC}(1+c)}{L_s} &= K_2[\beta(1) * (1) - \alpha(1) * (0)] \\ K_2 &= \frac{V_{DC}(1+c)}{\beta L_s}\end{aligned}\quad (2.14)$$

Sustituyendo a la ecuación (2.14) en la ecuación (2.10), se determina a la ecuación que define el comportamiento de la corriente en el estado 1 " $i_{1(t)}$ ", cuando el voltaje DC tiene un valor positivo:

$$i_1(t) = \frac{V_{DC}(1+c)}{\beta L_s} e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t) \quad (2.15)$$

Para determinar a la ecuación de la corriente máxima del estado 2 del circuito equivalente de la Figura 30, cuando el voltaje de la fuente bipolar es negativo, se realiza el mismo procedimiento anterior en donde se vuelve a considerar a  $t=0$ :

$$\begin{aligned}-V_{DC} &= V_{R_s}(0) - V_{L_s}(0) + V_{C_s}(0) \\ -V_{DC} &= -L_s i'_2 + c V_{DC} \\ -V_{DC}(1+c) &= -L_s i'_2 \\ i'_2 &= \frac{-V_{DC}(1+c)}{L_s}\end{aligned}\quad (2.16)$$

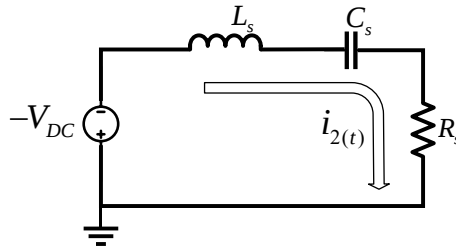


Figura 30. Estado 2 del circuito equivalente cuando el voltaje DC es negativo.

Iguando a  $i'_2$  en la ecuación (2.10) y despejando  $K_2$ :

$$\begin{aligned}\frac{-V_{DC}(1+c)}{L_s} &= K_2[\beta e^{-\alpha*0} \cos(\beta*0) - \alpha e^{-\alpha*0} \text{sen}(\beta*0)] \\ \frac{-V_{DC}(1+c)}{L_s} &= K_2[\beta(1) * (1) - \alpha(1) * (0)] \\ K_2 &= \frac{-V_{DC}(1+c)}{\beta L_s}\end{aligned}\quad (2.17)$$

Sustituyendo a la ecuación (2.17) en la ecuación (2.10) se determina a la ecuación que define el comportamiento de la corriente en el estado 2 “ $i_{2(t)}$ ”, cuando el voltaje tiene un valor negativo:

$$i_2(t) = \frac{-V_{DC}(1+c)}{\beta L_s} e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t) \quad (2.18)$$

En la ecuación (2.19) se muestran las dos expresiones que definen el comportamiento de la corriente para cada uno de los estados del circuito dados por la fuente bipolar cuadrada.

$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_{DC}(1+c)}{\beta L_s} e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t) & 0 < t < T/2 \\ \frac{-V_{DC}(1+c)}{\beta L_s} e^{-\alpha t} \text{sen}(\beta t) & T/2 < t < T \end{cases} \quad (2.19)$$

## 2.3 Constantes de operación del circuito

### 2.3.1 Constante de subamortiguamiento “ $a$ ”

Para el diseño subamortiguado del circuito equivalente RLC en serie, en el análisis fue necesario introducir una constante que definiera el nivel de subamortiguamiento en el circuito, la cual fue definida como constante “ $a$ ”, ya que como se muestra en la ecuación (2.20), a mayor valor en la constante “ $a$ ”, menor es el factor de amortiguamiento “ $a$ ”, lo cual es una condición que debe cumplirse para obtener las oscilaciones de la corriente y realizar la multiplicación de frecuencia.

$$\omega_o = a\alpha \quad (2.20)$$

$$\omega_o > \alpha \quad (2.21)$$

$$\alpha = \frac{\omega_o}{a} \quad (2.22)$$

Para el análisis del circuito se considera que la expresión de “ $\beta$ ” de la ecuación (2.19) se define por medio de la ecuación (2.23), en donde para que se considere que  $\beta = \omega_o$  se cumpla, el valor de la constante de subamortiguamiento debe ser de un valor al menos de 10 ( $a \geq 10$ ).

$$\beta = \omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{a^2}} \rightarrow \omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{10^2}} \quad (2.23)$$

$$\beta = \omega_o (\approx 1) = \omega_o$$

### 2.3.2 Constante de oscilación “k”

Como se mencionó anteriormente, el objetivo de este análisis es multiplicar la frecuencia de la corriente en el tanque resonante, por lo que la frecuencia angular de la corriente en el tanque resonante se considera como:

$$\omega_o = 2n\pi f_{sw} \quad (2.24)$$

Donde  $n$  es la constante que define la multiplicación de frecuencia en el tanque resonante,  $f_{sw}$  la frecuencia de conmutación de la fuente de voltaje bipolar a la entrada del circuito equivalente.

Para este trabajo, el análisis del circuito equivalente RLC se realizará considerando un ciclo de trabajo fijo del 50% ( $D=50\%$ ). Por tanto, el semiperiodo de conmutación de la fuente de voltaje bipolar se considera en función de la constante de tiempo tau “ $\tau$ ” y de una constante denominada como “ $k$ ”, así como se muestra en la ecuación 2.25.

$$t_{on} = DT_s = \frac{T_s}{2} = k\tau \quad (2.25)$$

Donde:

$$\tau = \frac{1}{\alpha} = \frac{2L_s}{R_s} \quad (2.26)$$

$$\alpha = \frac{R_s}{2L_s} \quad (2.27)$$

Considerando a las ecuaciones (2.25-2.27) y despejando para “ $k$ ”, es posible definir la ecuación de la constante “ $k$ ” en términos de los parámetros del circuito equivalente, así como se muestra en la ecuación (2.28).

$$k = \frac{DR_s}{2L_s f_{sw}} \quad (2.28)$$

Como se muestra en la ecuación 2.28, la constante “ $k$ ” está relacionada con el valor de inductancia  $L_s$  requerida para satisfacer la condición de subamortiguamiento del circuito. Considerando a la ecuación (2.28) y despejando para  $L_s$ , el valor de la inductancia total del circuito equivalente RLC en serie se define por medio de la ecuación (2.29).

$$L_s = \frac{DR_s}{2kf_{sw}} \quad (2.29)$$

Debido a la relación de la constante “ $k$ ” con el valor de inductancia total del circuito, resulta conveniente definir a la constante “ $k$ ” en términos del multiplicador “ $n$ ” y de la constante de subamortiguamiento “ $a$ ”, ya que la energía del inductor debe satisfacer la condición de subamortiguamiento y los ciclos de oscilación de la corriente establecidos por el multiplicador “ $n$ ” en un ciclo completo de la señal de conmutación.

Considerando a las ecuaciones:

$$\alpha = R/2L; \quad \omega_o = 2n\pi f_{sw}; \quad \omega_o = a\alpha; \quad D = 0.5$$

La constante “ $k$ ” se puede definir en función del multiplicador “ $n$ ” y de la constante de subamortiguamiento “ $a$ ”, así como muestra en la ecuación (2.30).

$$k = \frac{D\alpha}{f_{sw}} \rightarrow k = \frac{D\alpha}{\frac{\omega_o}{2\pi n}} \rightarrow k = \frac{D\alpha 2\pi n}{a\alpha} \rightarrow k = \frac{\pi}{a} n \quad (2.30)$$

### 2.3.3 factor de decaimiento $d_f$

La constante “ $k$ ” y la función exponencial de Euler ( $e^{-\alpha t}$ ) contenidas en las ecuaciones que definen el comportamiento de la corriente en cada de uno de los estados del circuito equivalente, están relacionados en un nuevo parámetro denominado factor de decaimiento “ $d_f$ ”, el cual se expresa en función de la constante “ $k$ ” considerando a las ecuaciones 2.26-2.27, y puede tomar valores desde  $d_f = 0,1$  hasta  $d_f = 0,9$ , así como se muestra en la ecuación 2.31.

$$e^{-\alpha t} = e^{\frac{-t_{on}}{\tau}} = e^{\frac{-k\tau}{\tau}} \rightarrow d_f = e^{-k} = 0.1 - 0.9 \quad (2.31)$$

$$k = -\ln(d_f) \quad (2.32)$$

Donde  $k$  representa a la constante de oscilación de la corriente hasta la mitad del periodo de conmutación ( $t_{on} = T_s/2$ ), suponiendo un ciclo de trabajo del inversor con  $D=50\%$ .

La influencia del factor decaimiento en la forma de onda de la corriente  $i(t)$  se representa gráficamente en la Figura 31. Como se muestra, el factor de decaimiento define que tan sinusoidal es la forma de onda de la corriente, donde sí se requieren formas de onda totalmente sinusoidales, es necesario utilizar factores de decaimiento altos para evitar que la corriente decaiga significativamente hasta la

mitad del periodo de conmutación, donde utilizando un factor de decaimiento de  $d_f=0.90$  es equivalente a una forma de onda completamente sinusoidal.

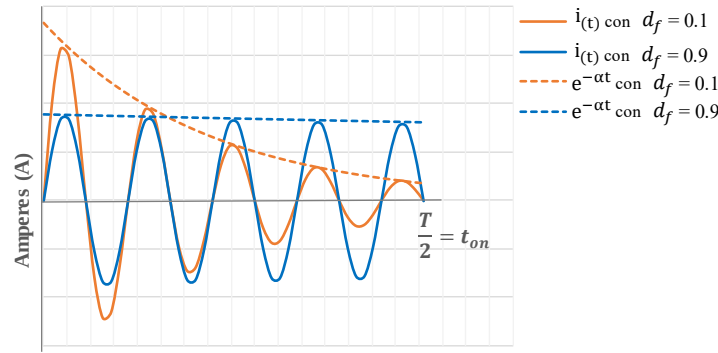


Figura 31. Efecto del factor de decaimiento en la forma de onda de la corriente.

Como se muestra en la ecuación (2.33), es posible determinar el valor de la constante de tiempo  $\tau$  en función del ciclo de trabajo  $D$ , la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  y la constante "k".

$$\tau = \frac{2L_s}{R_s} = \frac{D}{kf_{sw}} \quad (2.33)$$

Considerando que en la ecuación (2.33) tanto el ciclo de trabajo  $D$  como la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  son constantes, el único parámetro que puede variar para decidir el nivel de decaimiento en la corriente es está dado por la constante "k", que a su vez está en función del factor de decaimiento. La ecuación (2.34) define el valor de la constante de tiempo normalizada  $\tau_n$  donde la constante de tiempo  $\tau$  del numerador varía su factor de decaimiento desde  $d_f=0.1-0.9$ , mientras que la  $\tau'$  del denominador conserva un factor de decaimiento de  $d_f=0.1$ .

$$\tau_n = \frac{\tau}{\tau'} \quad (2.34)$$

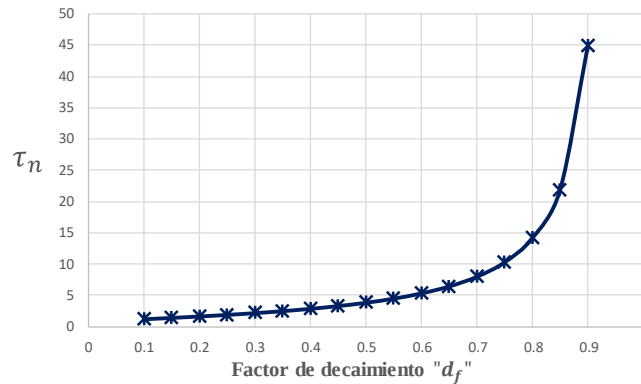


Figura 32. Incremento en el valor de la constante "Tau" al incremento del factor de decaimiento.

La Figura 32 muestra el valor de la constante de tiempo normalizada  $\tau_n$  para diferentes valores del factor de amortiguamiento  $d_f$ . Como se muestra, el valor de la constante tau normalizada aumenta a medida que aumenta el factor de decaimiento, lo cual indica que el valor de la inductancia total del circuito serie  $L_s$  sólo depende del factor de decaimiento y no del multiplicador “ $n$ ”, ya que como se muestra en la ecuación (2.33), la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ , el ciclo de trabajo  $D$  y la carga  $R_s$  son valores predefinidos que no cambian.

La Figura 32 también indica que el incremento en valor de la inductancia total  $L_s$ , donde utilizando un factor de amortiguamiento de  $d_f = 0,9$  el valor de la inductancia aumenta casi cuarenta y cinco veces en comparación a cuando se utiliza un factor de decaimiento de  $d_f = 0,9$ . Esta gráfica nos muestra el aumento necesario en nuestra inductancia para obtener formas de onda sinusoidales y sin decaimiento en su amplitud hasta la mitad del periodo de conmutación.

### 2.3.4 Determinación de la constante de almacenamiento “ $c$ ”

Como se observa en la ecuación (2.19), el comportamiento de la corriente en los estados 1 y 2 depende de una constante denominada como “ $c$ ”, la cual define el porcentaje del voltaje de alimentación al que se está cargando el capacitor  $V_{Cs}$ , así como se muestra en la ecuación (2.12).

Para determinar el valor de la constante “ $c$ ” primero es necesario determinar el voltaje en el capacitor  $V_{Cs}$  del circuito equivalente. Este voltaje se determina por medio de la muy conocida ecuación (2.35), la cual indica que es necesario integrar a la ecuación que define el comportamiento de la corriente circulante en el circuito serie [42].

$$V_{Cs} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{(t)} dt \quad (2.35)$$

Sustituyendo a la ecuación de la corriente en el circuito equivalente en la ecuación (2.35):

$$V_{Cs} = \frac{1}{C_s} \int_0^t \frac{V_{CD}(1+c)}{\beta L_s} e^{-\alpha t} \sin(\beta t) dt \quad (2.36)$$

En donde resulta conveniente integrar la expresión de la corriente en función del Angulo de fase “ $\theta$ ” para introducir al multiplicador “ $n$ ” en la ecuación.

$$V_{Cs} = \frac{1}{\omega_o C_s} \int_0^\theta I_{max} e^{-\frac{\alpha \theta}{\omega_o}} \sin(\theta) d\theta = I_{max} X_{Cs} \int_0^{n\pi} e^{-\frac{\alpha \theta}{\omega_o}} \sin(\theta) d\theta \quad (2.37)$$

Donde  $I_{max}$  es la corriente máxima,  $n$  es el multiplicador de frecuencia,  $X_{Cs}$  la reactancia capacitiva del circuito.

Resolviendo la ecuación (2.37) se determina la expresión de la ecuación (2.38) que define el voltaje almacenado por el capacitor en función del multiplicador “ $n$ ”.

$$V_{C_s} = I_{max} X_{C_s} \left[ \frac{\omega_o e^{-\frac{\alpha \pi n}{\omega_o}} \left( \omega_o e^{\frac{\alpha \pi n}{\omega_o}} - \alpha \sin(\pi n) - \omega_o \cos(\pi n) \right)}{\alpha^2 + \omega_o^2} \right] \quad (2.38)$$

Dependiendo del valor del multiplicador “ $n$ ” se tienen dos expresiones para determinar el voltaje en el capacitor  $V_{C_s}$ , en donde si el multiplicador es de un valor par, el voltaje en el capacitor se determina por la ecuación (2.39), y si el multiplicador es de un valor impar, el voltaje en el capacitor se determina por la ecuación (2.40).

Considerando a la ecuación (2.39) para la simplificación de la ecuación (2.38):

$$\omega_o = a\alpha \quad (2.39)$$

$$V_{C_{par}} = I_{max} X_{C_s} \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{a}n} \right) \quad (2.40)$$

$$V_{C_{impar}} = I_{max} X_{C_s} \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{a}n} \right) \quad (2.41)$$

Donde  $I_{max}$  es la corriente máxima en el circuito equivalente y puede definirse en función de los parámetros del circuito por medio de la ecuación (2.42).

$$I_{max} = \frac{V_{DC}(1+c)}{DR_s a} \quad (2.42)$$

Sustituyendo a  $I_{max}$  en las ecuaciones (2.40-2.41) y despejando a la constante “ $c$ ”.

$$c_{par} = \frac{X_{C_s} \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{a}n} \right)}{2DR_s a - X_{C_s} \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{a}n} \right)} \quad (2.43)$$

$$C_{impar} = \frac{X_{C_s} \left( 1 + e^{\frac{-\pi}{a}n} \right)}{2DR_s a - X_{C_s} \left( 1 + e^{\frac{-\pi}{a}n} \right)} \quad (2.44)$$

### 2.3.5 Constante de potencia “b”

La potencia en la carga  $R_s$  es uno de los puntos más importantes que hay que considerar en este análisis en transitorio del circuito equivalente RLC serie, con el fin de satisfacer los parámetros de funcionamiento. La potencia en la carga depende de la corriente RMS del circuito y del valor de la resistencia de carga  $R_s$ , así como se muestra en la ecuación (2.44).

$$P_o = I_{RMS}^2 R_s \quad (2.45)$$

En este análisis se introduce una nueva constante denominada como “b” la cual está relacionada con el nivel de potencia que se entrega a la carga, la cual depende del multiplicador “n” y del subamortiguamiento. Para determinarla se comienza definiendo a la corriente RMS del circuito equivalente por medio de la ecuación (2.45).

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{(t)}^2 dt = \frac{1}{n\pi} \int_0^{n\pi} \left( I_{max} e^{\frac{-\alpha\theta}{\omega_o}} \sin(\theta) \right)^2 d\theta \quad (2.46)$$

Resolviendo la ecuación (2.45):

$$I_{RMS}^2 = I_{max}^2 \left[ \frac{\omega_o e^{\frac{-2n\pi\alpha}{\omega_o}} \left( -\alpha^2 + \alpha^2 \cos(2n\pi) + \omega_o^2 \left( e^{\frac{2n\pi\alpha}{\omega_o}} - 1 \right) - \alpha\omega_o \sin(2n\pi) \right)}{4n\pi\alpha(\alpha^2 + \omega_o^2)} \right] \quad (2.47)$$

Considerando a la ecuación (2.39) para simplificación de la ecuación (2.47):

$$I_{RMS}^2 = I_{max}^2 \left[ \frac{a \left[ 1 - e^{\frac{-2\pi n}{a}} \right]}{4n\pi} \right] = I_{max}^2 b \quad (2.48)$$

Donde la constante de potencia “b” contiene a la expresión entre corchetes, definida por la ecuación (2.49).

$$b = \frac{a \left[ 1 - e^{-2\pi n/a} \right]}{4n\pi} \quad (2.49)$$

Teniendo definida a la constante de potencia, se procede a determinar el nivel de voltaje necesario  $V_{DC}$  del circuito. Para ello se considera a la ecuación (2.42) la cual define a la corriente máxima en términos de los parámetros del circuito, se sustituye la ecuación (2.48) dentro de la ecuación (2.45) y se despeja al voltaje  $V_{DC}$  determinado por la ecuación (2.51).

$$P_o = \left( \frac{V_{DC}(1+c)}{DR_s a} \right)^2 b R_s \quad (2.50)$$

$$V_{DC} = \sqrt{\frac{P_o R_s D^2 a^2}{(1+c)^2 b}} \quad (2.51)$$

Manipulando la ecuación del voltaje de alimentación, se termina la ganancia “ $M$ ” del circuito equivalente RLC en serie en función de las constantes de operación previamente determinadas, definida por la ecuación (2.53).

$$V_{DC} = \frac{\sqrt{P_o R_s} D a}{(1+c)\sqrt{b}} = \frac{V_{Load} D a}{(1+c)\sqrt{b}} \quad (2.52)$$

Considerando a la ganancia del circuito equivalente como  $M = V_{Load} / V_{DC}$ :

$$M = \frac{V_{Load}}{V_{DC}} = \frac{(1+c)\sqrt{b}}{D a} \quad (2.53)$$

Donde la constante “ $c$ ” puede obtener diferentes valores dependiendo de si el multiplicador “ $n$ ” es de un valor “*par*” o “*impar*”.

Como se muestra en la ecuación (2.53), la ganancia del circuito puede variar en función de los valores de las constantes “ $a$ ”, “ $b$ ” y “ $c$ ”. Dado que dos ecuaciones (2.43-2.44) definen el valor de la constante “ $c$ ”, es posible representar gráficamente la ganancia del circuito con valores pares e impares del multiplicador “ $n$ ” y con diferentes valores del factor de amortiguamiento  $d_f$ .

La Figura 33 muestra las ganancias del circuito con valores impares de “ $n$ ” utilizando distintos valores en el factor de decaimiento  $d_f$ . La Figura 34 muestra las ganancias del circuito con valores pares de “ $n$ ” utilizando distintos valores en el factor de decaimiento  $d_f$ .

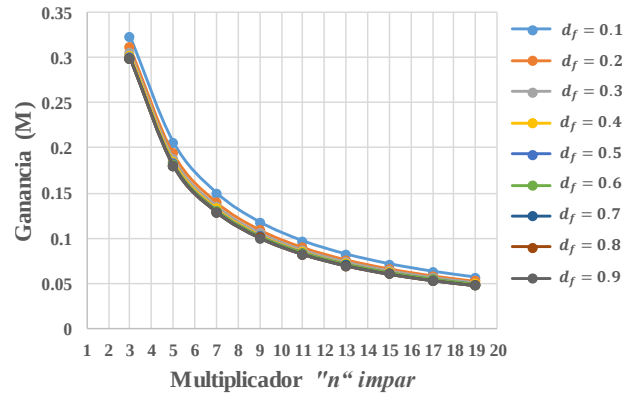


Figura 33. Gráfica de la ganancia del circuito equivalente con valores de "n" impares.

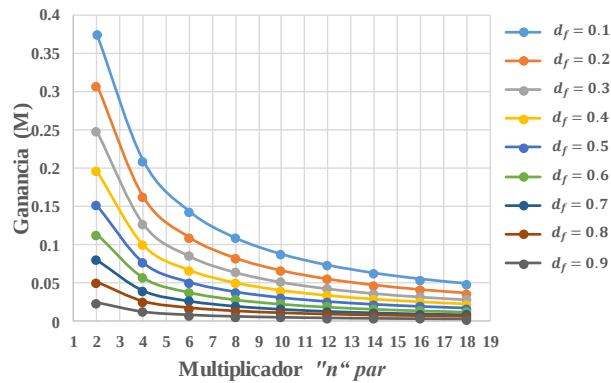


Figura 34. Gráfica de la ganancia del circuito equivalente con valores de "n" pares.

Como se muestra en las Figuras 33-34, la ganancia del circuito para ambos casos utilizando valores pares e impares del multiplicador "n" tiende a disminuir a medida que aumenta el multiplicador. Como se muestra en la Figura 33, utilizando valores impares del multiplicador la ganancia del circuito no varía significativamente al utilizar diferentes valores del factor de amortiguamiento  $d_f$ , en comparación a cuando se utilizan valores pares de "n" así como se muestra en la Figura 34.

Esta diferencia en el comportamiento de la ganancia al utilizar valores pares o impares del multiplicador "n" muestra que es conveniente utilizar valores impares de "n", ya que, si se requiere una corriente sinusoidal en el tanque resonante, se debe utilizar un factor de amortiguamiento de  $d_f=0.9$  lo cual es menos conveniente utilizando valores pares de "n" porque la ganancia es muy pequeña, así como se muestra en la Figura 34.

## 2.4 Simulación del circuito equivalente RLC serie

Para validar el análisis en transitorio aplicado al circuito equivalente RLC actuando como multiplicador de frecuencia, se propone una metodología de diseño para comprobar el desempeño del circuito y el cumplimiento de los parámetros de funcionamiento establecidos. La Tabla 3 muestra los parámetros de funcionamiento

del circuito y la Tabla 4 presenta la metodología de diseño para el valor impar del multiplicador “ $n$ ”.

Tabla 3. Parámetros de funcionamiento para comprobar el funcionamiento por simulación del análisis en transitorio.

| Parámetros | Descripción               | Valor    |
|------------|---------------------------|----------|
| $P_o$      | Potencia de salida        | 30 Watts |
| $V_{out}$  | Voltaje RMS de salida     | 25 Volts |
| $f_{sw}$   | Frecuencia de conmutación | 500 kHz  |
| $D$        | Ciclo de trabajo          | 50%      |
| $n$        | Multiplicador             | 15       |
| $d_f$      | Factor de decaimiento     | 0.9      |

Tabla 4. Metodología de diseño del circuito equivalente RLC actuando como multiplicador de frecuencia.

| Parámetros  | Descripción                                                  | Ecuación                                                                              | Valor                |
|-------------|--------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|
| $R_s$       | Carga                                                        | $\frac{V_{out}^2}{P_o}$                                                               | 21 $\Omega$          |
| $f_o$       | Frecuencia de operación del circuito RLC                     | $f_{sw}n$                                                                             | 7.5 MHz              |
| $\omega_o$  | Frecuencia angular en el tanque resonante                    | $2\pi f_o$                                                                            | 4.71x10 <sup>7</sup> |
| $L_s$       | Inductor serie del circuito RLC                              | $\frac{DR_s}{2kf_{sw}}$                                                               | 99.66 $\mu$ H        |
| $C_s$       | Capacitor serie del circuito RLC                             | $\frac{1}{\omega_o^2 L_s}$                                                            | 4.52pF               |
| $a$         | Constante de subamortiguamiento                              | $\frac{\pi}{k}n$                                                                      | 447.26               |
| $Q$         | Factor de calidad                                            | $\frac{a}{2}$                                                                         | 224                  |
| $X_{Cs}$    | Reactancia capacitiva                                        | $\frac{1}{\omega_o C_s}$                                                              | 4696 $\Omega$        |
| $C_{impar}$ | Constante de almacenamiento de voltaje del capacitor $C_s$ . | $\frac{X_c \left(1 + e^{-n\pi/a}\right)}{2DR_s a - X_c \left(1 + e^{-n\pi/a}\right)}$ | 18.99                |
| $b$         | Constante de potencia                                        | $\frac{a \left(1 - e^{-2n\pi/a}\right)}{4n\pi}$                                       | 0.45                 |

|           |                                                   |                                 |        |
|-----------|---------------------------------------------------|---------------------------------|--------|
| $V_{DC}$  | Votaje de directa en la entrada del circuito RLC. | $\frac{\sqrt{PR_s Da}}{DR_s a}$ | 418 V  |
| $I_{max}$ | Corriente máxima en el circuito equivalente.      | $\frac{V_{DC}(1+c)}{DR_s a}$    | 1.78 A |
| $M$       | Gain of the circuit.                              | $\frac{(1+c)\sqrt{b}}{Da}$      | 0.060  |

Para validar la metodología de diseño de la Tabla 4, el circuito equivalente RLC en serie de la Figura 35 fue simulado en el software OrCAD PSpice utilizando los valores mostrados en la Tabla 4.

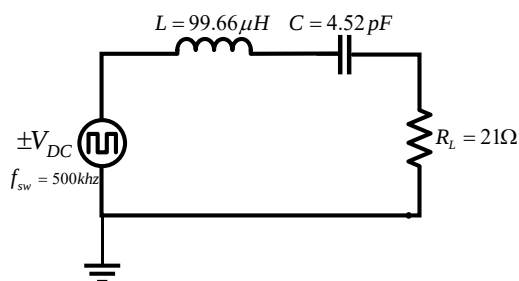


Figura 35. Simulación del Circuito RLC equivalente en Orcad Pspice.

El tiempo de simulación fue de 400  $\mu$ s. Los resultados de la simulación se muestran en las Figuras 9-14.

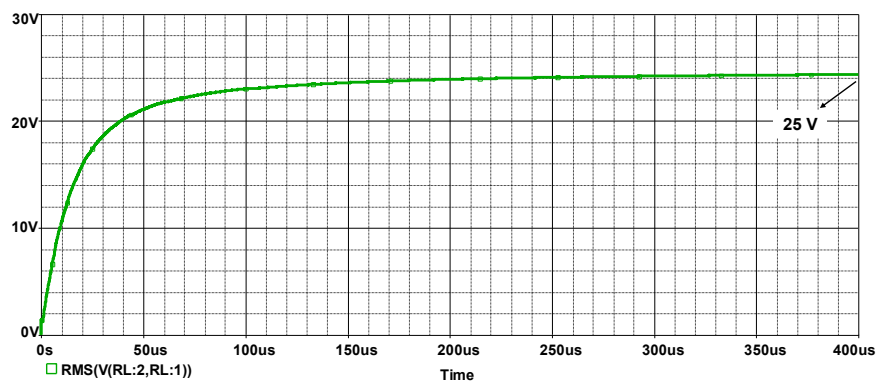


Figura 36. Gráfica del voltaje salida en la simulación realizada en Orcad Pspice.

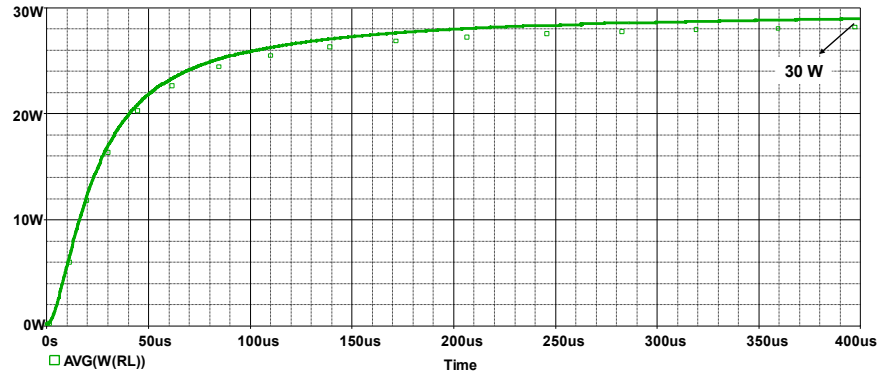


Figura 37. Gráfica de la potencia salida en la simulación realizada en Orcad Pspice.

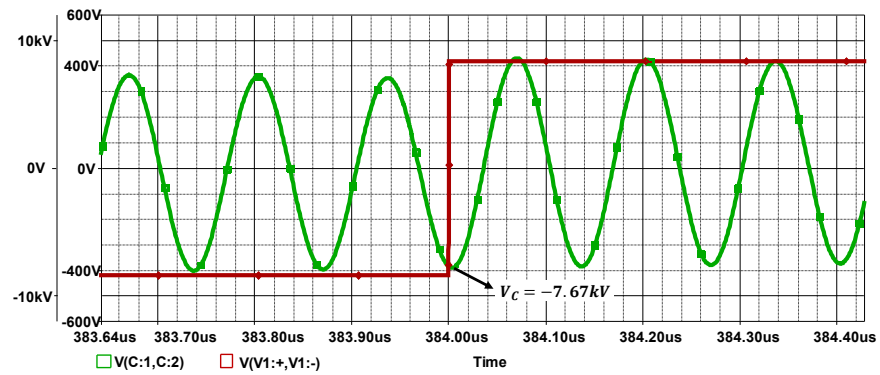


Figura 38. Comprobación del voltaje máximo en el capacitor serie de acuerdo al valor de la constante de almacenamiento "c".

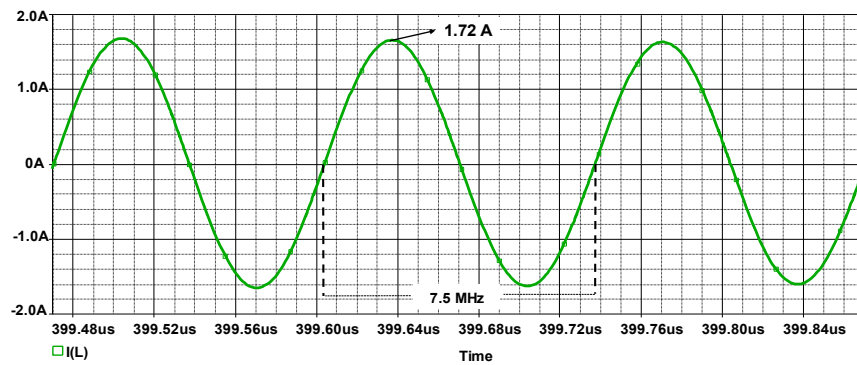


Figura 39. Comprobación del nivel de corriente máxima y frecuencia de oscilación en el tanque resonante de acuerdo al valor calculado teóricamente.

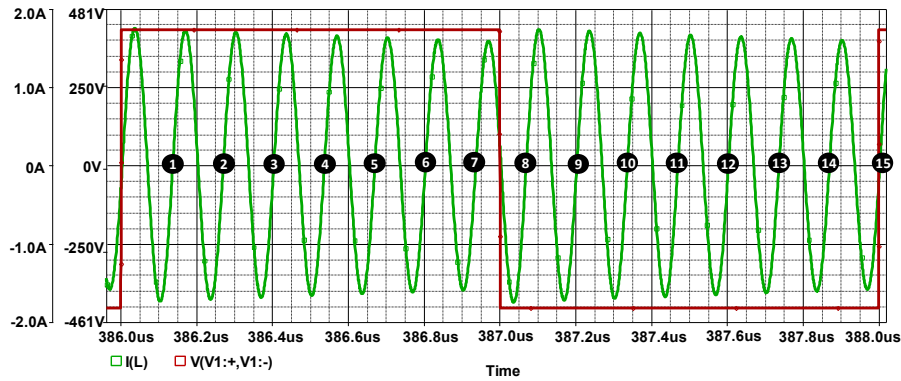


Figura 40. Número de ciclos completos de la corriente ( $n=15$ ) en un ciclo de la señal de conmutación del inversor.

Como se muestra en las Figuras 36-37, el voltaje RMS de salida y la potencia promedio obtenidos en la simulación coinciden con los valores propuestos en la Tabla 1 ( $V_{out}=25\text{ V}$ ,  $P_o=30\text{ W}$ ). La Figura 39 muestra la corriente en el tanque resonante que oscila a la frecuencia propuesta de  $7,5\text{ MHz}$  ( $f_o=f_{sw}n$ ) con el valor de pico de corriente calculado de  $1,72\text{ A}$ , y la Figura 38 muestra el nivel de tensión en el condensador resonante en la mitad del periodo de conmutación, que es igual a la tensión continua multiplicada por el valor de la constante “Cimpar” ( $V_C=C_{impar}V_{DC}$ ) indicado en la Tabla 2.

La Figura 40 muestra la corriente en el tanque resonante (forma de onda sinusoidal) y la tensión aplicada a la entrada del circuito (forma de onda cuadrada). Como se observa en la Figura 40, la frecuencia de la corriente en el tanque resonante se multiplica quince veces “ $n=15$ ” la frecuencia de conmutación de la fuente de tensión bipolar cuadrada. Además, la forma de onda de la corriente muestra que el valor máximo de la corriente decae con un factor de amortiguamiento de “ $d_f=0,9$ ” (casi sinusoidal) como se define en la Tabla 1.

Se realizaron simulaciones utilizando valores pares e impares del multiplicador “ $n$ ” y con la misma potencia de salida ( $P_o=30\text{ W}$ ). La Figura 41a muestra la forma de onda de la corriente en el tanque resonante con un valor en el multiplicador de  $n=5$  (valor impar), donde la forma de onda presenta una continuidad de la corriente a lo largo del periodo de conmutación de la tensión cuadrada, mientras que en la Figura 41b se muestra que la corriente resonante con un valor en el multiplicador de  $n=6$  (valor par), presenta una discontinuidad en la mitad del periodo de conmutación de la tensión cuadrada ( $D=50\%$ ).

Además, la Figura 41a muestra que, aunque el circuito resonante RLC en serie se diseñó en estado transitorio y actuando como multiplicador, se presenta un nivel de corriente muy cercano a cero (ZCS) justo en la transición de voltaje, lo cual es uno de los beneficios de los convertidores resonantes, ya que ayuda a disminuir las pérdidas debido al traslape de la corriente/voltaje en la conmutación. Esta característica permite la posibilidad de utilizar este análisis en transitorio para el

diseño de convertidores resonantes, ya que las pérdidas en la conmutación pueden reducirse debido a la característica de la conmutación suave.

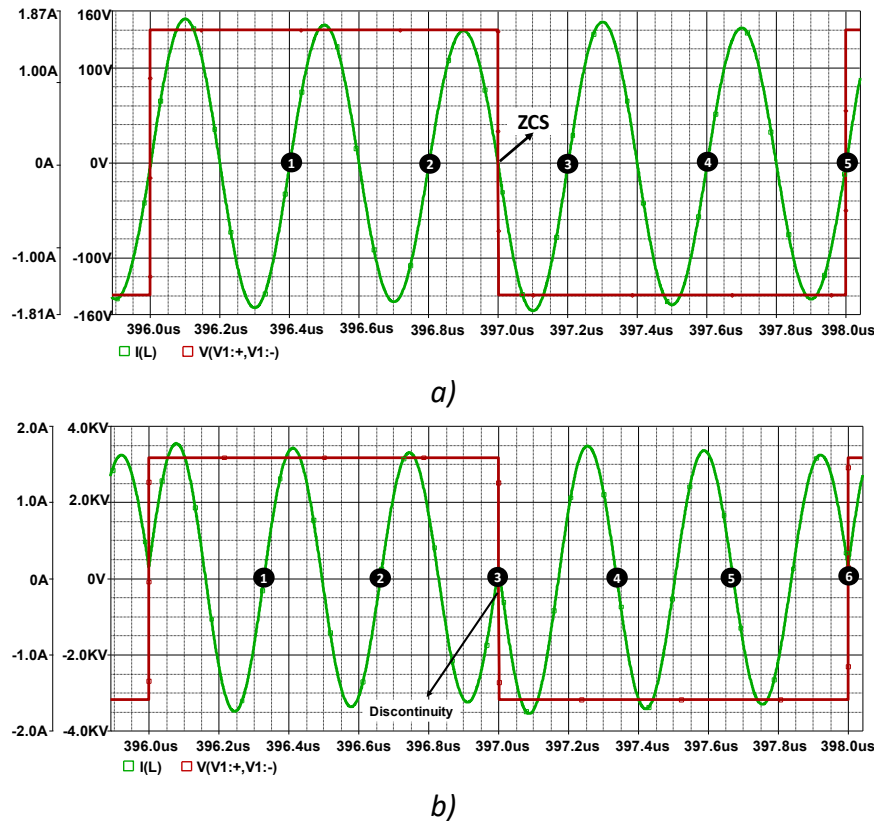


Figura 41. Corriente en el tanque resonante (forma de onda sinusoidal) con diferentes valores de "n": a) Corriente en el tanque resonante con un valor en el multiplicador impar " $n=5$ ", b) Corriente en el tanque resonante con un valor en el multiplicador par of " $n=6$ " (discontinuidad en la mitad del periodo de la conmutación).

La principal diferencia entre utilizar valores pares o impares del multiplicador " $n$ " radica en su voltaje de alimentación, ya que, como se observa en las Figuras 41a y 41b, utilizando valores pares de " $n$ ", el voltaje de alimentación de entrada ( $V_{DC}=3,1$  kV) requerido es muy superior al voltaje de alimentación requerido a cuando se utilizan valores impares de " $n$ " ( $V_{DC}=140$  V). La Figura 15 muestra gráficamente la diferencia en el voltaje de alimentación de entrada ( $V_{DC}$ ) para cada caso utilizando la misma potencia de salida ( $P_o=30$  W) y con la misma frecuencia de conmutación de la fuente bipolar (500 kHz). Como se muestra en la Figura 42, utilizando valores pares de " $n$ " el voltaje de alimentación máximo necesario para conseguir la potencia de salida establecida con  $n=18$  alcanzó casi los 10kV, mientras que utilizando valores impares con  $n=19$  el voltaje máximo de alimentación alcanzó casi los 600V.

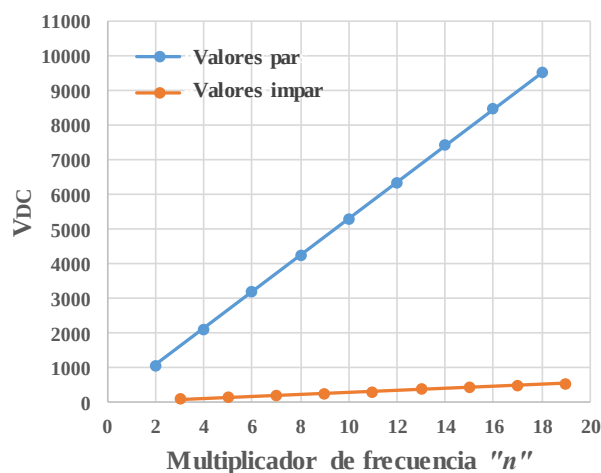


Figura 42. Voltaje de alimentación de entrada ( $V_{DC}$ ) necesario para diferentes valores del multiplicador de frecuencia "n" para entregar la misma potencia de salida a la carga  $P_o=30\text{ W}$ .

Los resultados mostrados en las Figuras 36-41 demuestran que el análisis y la metodología de diseño del circuito equivalente RLC en estado transitorio y actuando como multiplicador de frecuencia están correctos, ya que el circuito mostró un buen desempeño alcanzando los parámetros de funcionamiento establecidos, siendo importante considerar el valor del multiplicador "n", debido a la discontinuidad en la forma de onda de la corriente y las implicaciones que esto ocasiona en el nivel de voltaje  $V_{DC}$  para conseguir la potencia de salida establecida.

---

---

# **CAPÍTULO III**

## **DISEÑO DEL CONVERTIDOR RESONANTE**

---

---

### 3.1 Diseño del convertidor resonante en transitorio y con respuesta subamortiguada

Teniendo como objetivo principal el diseño de un convertidor resonante operando en el estado transitorio y con respuesta subamortiguada, se parte primero diseñando el convertidor resonante operando en resonancia y con los parámetros de funcionamiento previamente establecidos. Después de establecer la metodología de diseño del convertidor resonante en resonancia, será posible obtener algunos parámetros los cuales servirán como punto de partida para el diseño del convertidor operando en el estado transitorio. En la Figura 43 se muestra el diagrama en bloques del procedimiento a seguir para el diseño del convertidor resonante en transitorio.

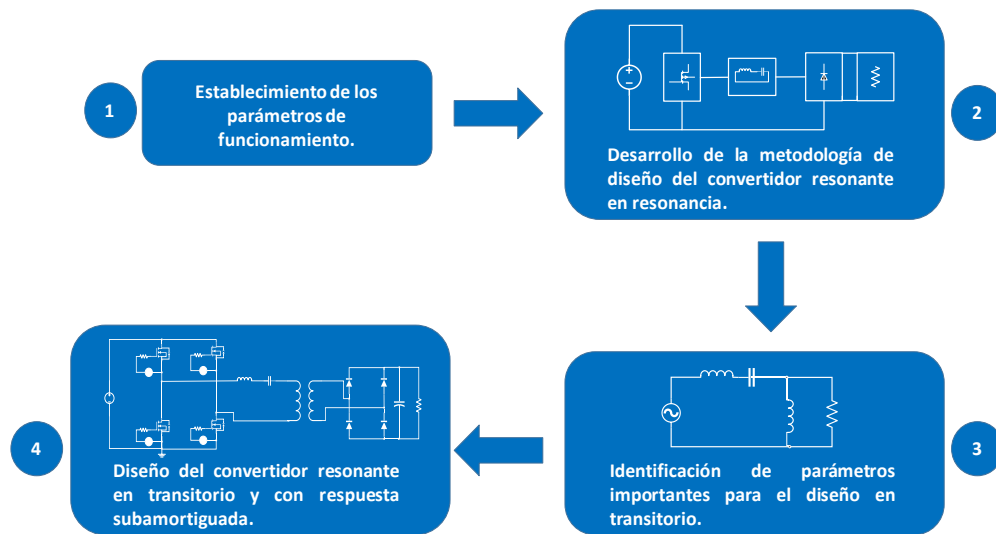


Figura 43. Metodología para el diseño del convertidor resonante operando en el estado transitorio.

### 3.2 Análisis y diseño del convertidor resonante en resonancia con bobinas acopladas para aplicaciones de TPI

Considerando la metodología mostrada en la Figura 43, se parte primero diseñando al convertidor resonante de la Figura 44, en donde se consideran a las dos bobinas acopladas magnéticamente, las cuales son las encargadas de transferencia de energía inalámbrica. Para el análisis y diseño del convertidor, se utilizará la técnica llamada aproximación al primer armónico, en donde se considera que por el circuito sólo fluye el primer armónico a la frecuencia de la señal fundamental [21, 43].

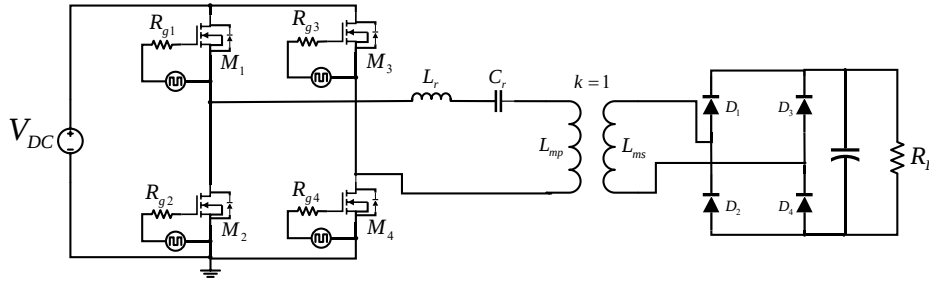


Figura 44. Convertidor resonante con inversor puente completo en resonancia.

Se comienza el análisis considerando a la etapa del rectificador, la del capacitor de filtrado y la carga como una resistencia equivalente  $R_{eq1}$ , y también se considera a la etapa del inversor como una fuente de voltaje sinusoidal en donde sólo fluye la señal fundamental, estas consideraciones se pueden observar en la Figura 45. La ecuación (3.1) define el valor de la resistencia equivalente  $R_{eq1}$  mostrada en la Figura 45. El procedimiento para determinar la ecuación que define el valor de  $R_{eq1}$  puede encontrarse a detalle en [21, 44].

$$R_{eq1} = \frac{8R_L \eta_{rec}}{\pi^2} \quad (3.1)$$

Donde  $R_L$  es la carga en la salida y  $\eta_{rect}$  es la eficiencia del rectificador puente completo definida por la ecuación número (3.2).

$$\eta_{rect} = 1 - \frac{V_f}{V_o} \quad (3.2)$$

Donde  $V_f$  es la caída de voltaje en un diodo rectificador y  $V_o$  es el voltaje promedio de salida.

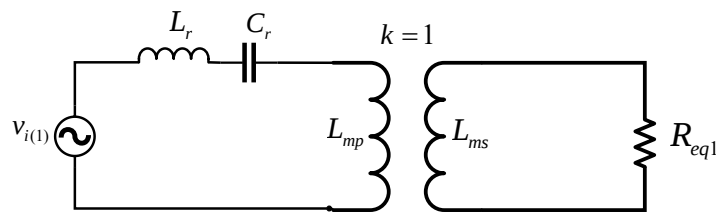


Figura 45. Circuito equivalente del convertidor resonante considerando la técnica denominada "Aproximación al primer armónico".

El siguiente paso es reflejar a la resistencia equivalente  $R_{eq1}$  al lado primario del transformador, así como se muestra en la Figura 7. Para el análisis, el valor resistivo de  $R_{eq1}$  reflejado al lado primario del transformador se denominará  $R_{eq2}$  y está definida por la ecuación (3.3).

$$R_{eq2} = \frac{n_1}{n_2} R_{eq1} \quad (3.3)$$

Donde  $n_1/n_2$  es la relación de transformación definida por el número de vueltas de los devanados primario y secundario.

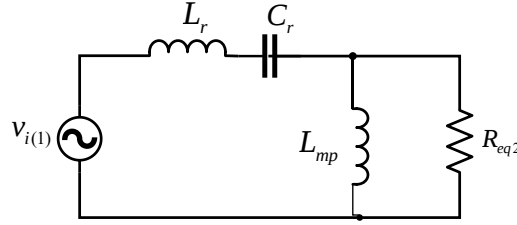


Figura 46. Circuito equivalente considerando a la inductancia magnetizante del transformador, y a  $R_{eq1}$  reflejada a lado primario del transformador.

Ahora es necesario realizar el análisis fasorial entre la resistencia equivalente  $R_{eq2}$  y la inductancia magnetizante primaria  $L_{mp}$  de la Figura 46. El resultado de realizar el análisis fasorial se muestra en la Figura 47, en donde el circuito serie ahora se compone de dos reactancias inductivas ( $X_{Lr}$ ,  $X_{Leq}$ ), una reactancia capacitiva ( $X_{Cr}$ ) y una nueva resistencia equivalente denominada como  $R_{eq3}$ . Las ecuaciones (3.4) y (3.5) definen el valor de la reactancia equivalente  $X_{Leq}$  y de la resistencia equivalente  $R_{eq3}$ .

$$X_{Leq} = \frac{jX_{Lmp}R_{eq2}^2}{R_{eq2}^2 + X_{Lmp}^2} \quad (3.4)$$

$$R_{eq3} = \frac{X_{Lmp}^2 R_{eq2}}{R_{eq2}^2 + X_{Lmp}^2} \quad (3.5)$$

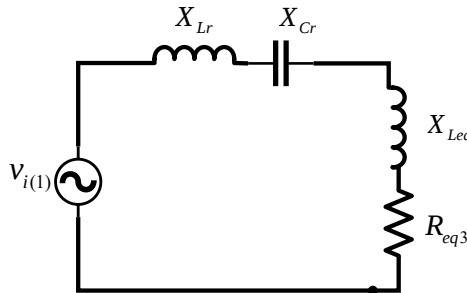


Figura 47. Circuito equivalente final del convertidor resonante puente completo con transformador.

El siguiente paso es determinar el valor de las reactancias  $X_{Lr}$  y  $X_{Cr}$ , en donde será necesario considerar en resonancia el circuito equivalente de la Figura 47. En resonancia se considera que las reactancias inductivas y capacitivas son del mismo valor óhmico, y al ser de diferente magnitud estas se cancelan entre sí. Debido a la resonancia se considera a la ecuación (3.6), la cual define el factor de calidad del circuito, en donde en este análisis se consideró un factor de calidad adecuado para lograr la filtración de armónicos en el tanque resonante.

$$Q = \frac{X_{Leq} + X_{Lr}}{R_{eq3}} = \frac{X_{Cr}}{R_{eq3}} \quad (3.6)$$

Manipulando algebraicamente la ecuación (3.6) es posible determinar a la reactancia inductiva  $X_{Lr}$ , definida por la ecuación (3.7).

$$X_{Lr} = X_{Leq} - QR_{eq3} \quad (3.7)$$

Considerando a la ecuación (3.8) y manipulando algebraicamente, es posible determinar el valor del inductor del tanque resonante, así como se muestra en la ecuación (3.9).

$$X_{Lr} = 2\pi L_r \quad (3.8)$$

$$L_r = \frac{X_{Lr}}{\omega_o} \quad (3.9)$$

Considerando al circuito en resonancia en donde las reactancias capacitivas e inductivas son iguales, así como se muestra en la ecuación 12, es posible determinar el valor del capacitor ubicado en el tanque resonante el cual está definido por la ecuación (3.10).

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega_o C_r} \rightarrow C_r = \frac{1}{\omega_o X_{Cr}} \quad (3.10)$$

### 3.3 Elección del circuito equivalente inicial para el diseño del convertidor en transitorio multiplicador de frecuencia

En la Figura 48 se muestran los 4 circuitos equivalentes utilizados para el análisis del convertidor resonante operando en resonancia, en donde el circuito equivalente más adecuado y que sirve como punto de partida para el diseño del convertidor en transitorio, es el circuito equivalente de la Figura 48c.

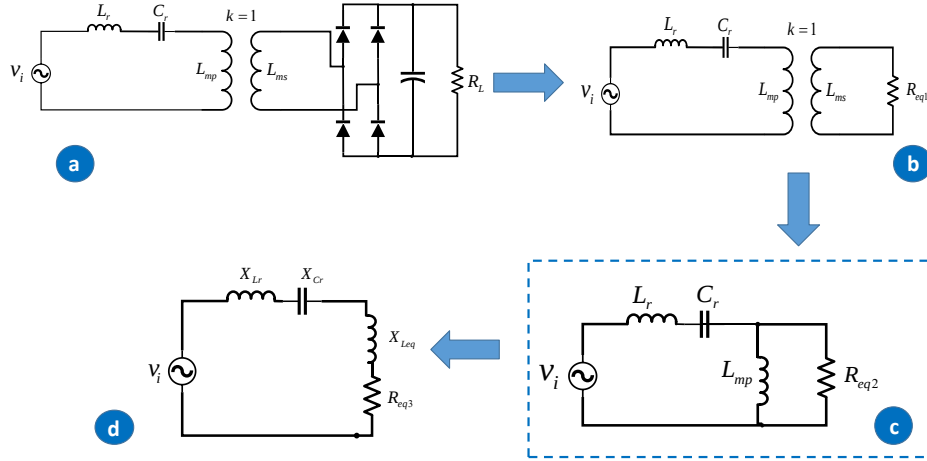


Figura 48. Circuitos equivalentes utilizado en el diseño de convertidores resonantes.

Considerando al circuito equivalente de la Figura 48c, es necesario anular el efecto de la inductancia  $L_{mp}$  en el circuito, teniendo como objetivo hacer que la corriente fluya directo hacia la resistencia  $R_{eq2}$ , así como se muestra en la Figura 49. Para conseguir esto, es necesario elegir el valor correcto de la resistencia equivalente  $R_{eq2}$ , ya que, debido a la aplicación de transferencia de energía mediante dos bobinas acopladas, la reactancia de la inductancia magnetizante  $X_{Lmp}$  está dada por el valor comercial de inductancia de las bobinas que se vayan a utilizar y de la frecuencia de operación del convertidor.

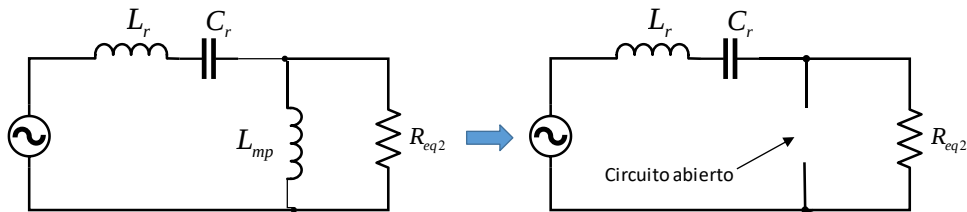


Figura 49. Condición de operación del circuito equivalente RLC en serie.

Para el siguiente análisis es necesario considerar a la ecuación (3.1) la cual define el valor resistivo del rectificador en la salida  $R_{eq1}$ , y a la ecuación (3.3) la cual define el valor de la  $R_{eq2}$ .

### 3.4 Consideración de las inductancias de dispersión en circuito RLC serie subamortiguado

El circuito equivalente de la Figura 48c no está tomando en cuenta a las inductancias de dispersión del par de bobinas acopladas. En la Figura 50 se muestra al circuito equivalente considerando a las inductancias de dispersión primaria  $L_{dp}$  y secundaria  $L_{ds}$ , las cuales afectan a la operación del circuito equivalente. Estas inductancias de

dispersión hay que medirlas antes de diseñar al convertidor, ya que aumentan o disminuyen dependiendo de la distancia, posición y la frecuencia de operación.

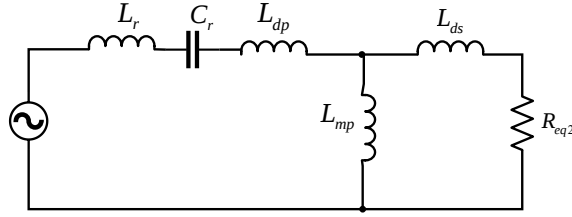


Figura 50. Circuito equivalente del convertidor resonante con bobinas acopladas, considerando las inductancias de dispersión  $L_{dp}$ ,  $L_{ds}$ .

Teniendo en cuenta a las inductancias de dispersión, se inicia el análisis considerando que el valor de la reactancia magnetizante  $X_{Lmp}$  es igual a la  $R_{eq2}$  multiplicada por una constante “ $g$ ”, así como se muestra en la ecuación (3.11).

$$X_{Lmp} = gR_{eq2} \rightarrow 2\pi f_{sw}L_{mp} = gR_{eq2} \quad (3.11)$$

En donde para que la condición mostrada en la ecuación (3.11) sea válida, la constante “ $g$ ” debe ser mayor o igual a 10  $g \geq 10$ .

Sustituyendo las ecuaciones (3.1, 3.3) en la ecuación (3.11) y despejando a  $R_L$ :

$$R_L = \frac{2\pi^3 f L_{mp}}{8g\eta_{rec}} \quad (3.12)$$

La ecuación (3.12) define el valor resistivo en la salida del convertidor resonante diseñado en transitorio. Este valor resistivo debe cumplirse para que se cumpla la condición establecida por la ecuación (3.11), y se tenga un circuito equivalente como el mostrado en la Figura 49, en donde la corriente sólo fluye hacia la resistencia equivalente  $R_{eq2}$ .

### 3.5 Determinación de los elementos reactivos del circuito equivalente RLC subamortiguado

Considerando el circuito mostrado en la Figura 51, se procede ahora a realizar el análisis fasorial entre los elementos del circuito  $L_{mp}$ ,  $L_{ds}$ ,  $R_{eq2}$ , así como se muestra en la Figura 51a.

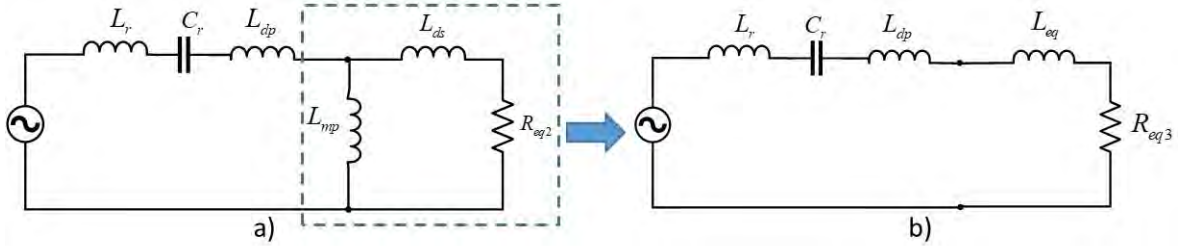


Figura 51. Análisis para llegar al circuito equivalente final: a) análisis fasorial de los elementos pasivos en paralelo, b) circuito equivalente con la inductancia y resistencia equivalente.

Durante el análisis fasorial es necesario considerar a la condición establecida por la ecuación (3.11). Después de realizar el análisis matemático se llega a las ecuaciones (3.13) y (3.14), las cuales definen los valores de los elementos  $L_{eq}$  y  $R_{eq3}$ , y son los componentes equivalentes resultantes del análisis fasorial de los elementos pasivos  $L_{mp}$  y  $R_{eq2}$  señalados en la Figura 51a.

$$X_{Leq} = \frac{gR_{eq2} [X_{Lds} (gR_{eq2} + X_{Lds}) + R_{eq2}^2]}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2} \quad (3.13)$$

$$L_{eq} = \frac{X_{Leq}}{2\pi f_o} \quad (3.14)$$

$$R_{eq3} = \frac{g^2 R_{eq2}^3}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2} \quad (3.15)$$

Teniendo ya las ecuaciones que definen el valor de los elementos  $R_{eq3}$ ,  $L_{eq}$ , es posible determinar a los componentes  $L_r$  y  $C_r$ , los cuales son los componentes tangibles dentro del tanque resonante. Para determinar estos valores es necesario considerar a la inductancia total del circuito  $L_s$ , la cual es la suma de todas las inductancias presentes, definida por la ecuación (3.16) y mostrada gráficamente en la Figura 52.

$$L_s = L_r + L_{dp} + L_{eq} \quad (3.16)$$

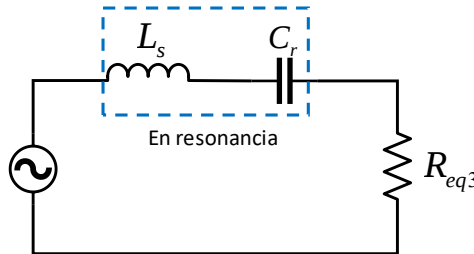


Figura 52. Inductancia total del circuito " $L_s$ " en resonancia con el capacitor " $C_r$ ".

El valor de la inductancia total del circuito RLC en serie “ $L_s$ ” está definida por la ecuación (3.17), la cual resulta del análisis de la constante de oscilación “ $k$ ” explicada en la sección anterior.

$$L_s = \frac{DR_{eq3}}{2kf_{sw}} \quad (3.17)$$

Donde  $D$  es el ciclo de trabajo de  $D=50\%$ ,  $R_{eq3}$  es el valor resistivo total del circuito equivalente,  $k$  es el factor de subamortiguamiento definido por la ecuación (3.18),  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación del inversor.

$$k = -\ln(d_f) \quad (3.18)$$

Donde  $d_f$  es el factor de decaimiento y su valor puede variar desde  $d_f=0.1-0.99$ . Considerando a la ecuación (3.16), la cual define el valor de inductancia total se procede a despejar el valor de la inductancia  $L_r$  de la ecuación, la cual es la inductancia que ira en el tanque resonante del convertidor. La ecuación (3.19) define el valor inductivo de  $L_r$ .

$$L_r = L_s - L_{dp} - L_{eq} \quad (3.19)$$

Considerando a la ecuación (3.19), es posible determinar el valor del capacitor resonante “ $C_p$ ” que irá en el tanque resonante del convertidor. Este se determina utilizando a la ecuación que define a la frecuencia angular en resonancia “ $\omega_o$ ”, así como se muestra en la ecuación (3.20).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_r}} \rightarrow C_r = \frac{1}{\omega_o^2 L_s} \quad (3.20)$$

Teniendo ya las ecuaciones que definen los valores de los componentes inductivos y capacitivos del convertidor resonante, es posible realizar una simulación para la validación del análisis.

### 3.6 Simulación del convertidor resonante subamortiguado

Como método de validación del análisis mostrado en la sección anterior, se procedió a simular en el software OrCAD Pspice el convertidor resonante diseñado para operar en la etapa transitoria. En la simulación del circuito se consideraron a las inductancias de dispersión primaria y secundaria, así como se muestra en la figura 53.

Los parámetros de funcionamiento del convertidor se muestran en la Tabla 5. La tabla 6 muestra la metodología de diseño.

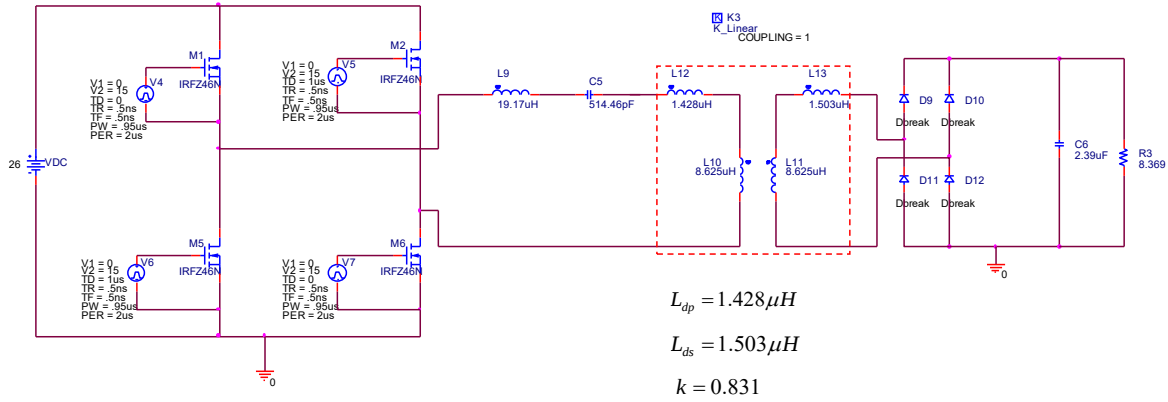


Figura 53. Convertidor resonante operando en la etapa transitoria y con respuesta subamortiguada.

Tabla 5. Parámetros de funcionamiento de convertidor resonante diseñado en transitorio y actuando como multiplicador de frecuencia.

| Parámetro | Descripción                | Valor    |
|-----------|----------------------------|----------|
| $V_{DC}$  | Voltaje de alimentación    | 26 Volts |
| $V_o$     | Voltaje de salida          | 10 Volts |
| $P_o$     | Potencia de salida         | 12 Watts |
| $f_{sw}$  | Frecuencia de conmutación  | 500 kHz  |
| $n$       | Multiplicador              | 3        |
| $d_f$     | Factor de amortiguamiento. | 0.9      |

Tabla 6. Metodología de diseño en transitorio del convertidor resonante.

| Parámetro         | Descripción                                           | Ecuación                                                   | Valor          |
|-------------------|-------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|----------------|
| $R_L$             | Carga en la salida.                                   | $\frac{2\pi^3 f L_{mp}}{8g\eta_{rec}}$                     | 8.369          |
| $R_{eq1}$         | Resistencia equivalente de la etapa del rectificador. | $\frac{8R_L\eta_{rec}}{\pi^2}$                             | 6.78 $\Omega$  |
| $\eta_{rect}$     | Eficiencia del rectificador.                          | $\frac{1}{1 + \frac{V_f}{V_o}}$                            | .95            |
| $\frac{n_1}{n_2}$ | Relación de transformación                            | $\frac{n_1}{n_2}$                                          | 1              |
| $R_{eq2}$         | Resistencia equivalente reflejada al lado primario.   | $\frac{n_1}{n_2} R_{eq1}$                                  | 6.78 $\Omega$  |
| $X_{Lmp}$         | Reactancia magnetizante.                              | $2\pi f_{sw} L_{mp} = gR_{eq2}$                            | 67.83 $\Omega$ |
| $R_{eq3}$         | Resistencia equivalente del circuito RLC en serie.    | $\frac{g^2 R_{eq2}^3}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2}$ | 4.61 $\Omega$  |

|           |                                                                  |                                                                                                               |                     |
|-----------|------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|
| $X_{Leq}$ | Reactancia inductiva equivalente del circuito serie equivalente. | $\frac{gR_{eq2} \left[ X_{Lds} (gR_{eq2} + X_{Lds}) + R_{eq2}^2 \right]}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2}$ | 12.1 $\Omega$       |
| $L_{eq}$  | Inductancia equivalente.                                         | $\frac{X_{Leq}}{2\pi f}$                                                                                      | 1.28 $\mu\text{H}$  |
| $L_s$     | Inductancia total del circuito.                                  | $\frac{DR_{eq3}}{2kf_{sw}}$                                                                                   | 21.88 $\mu\text{H}$ |
| $L_r$     | Inductor en el tanque resonante.                                 | $L_s - L_{dp} - L_{eq}$                                                                                       | 19.17 $\mu\text{H}$ |
| $C_r$     | Capacitor en el tanque resonante.                                | $\frac{1}{\omega_o^2 L_s}$                                                                                    | 514.46 pF           |

A continuación, se muestran las gráficas de simulación, en donde primero se muestran los resultados del convertidor resonante tomando en cuenta a todas sus etapas, y después se muestran los resultados del circuito equivalente del convertidor, en donde se puede comprobar el efecto que tienen los dispositivos de conmutación en el circuito.

### 3.6.1 Gráficas de simulación del convertidor resonante

Las Figuras 54-57 muestran las gráficas de simulación del convertidor resonante diseñado en transitorio.

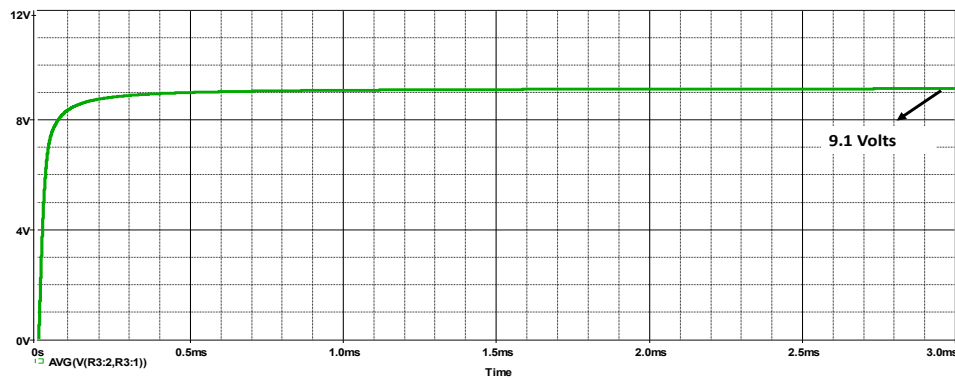


Figura 54. Voltaje de salida 9.1 Volts.

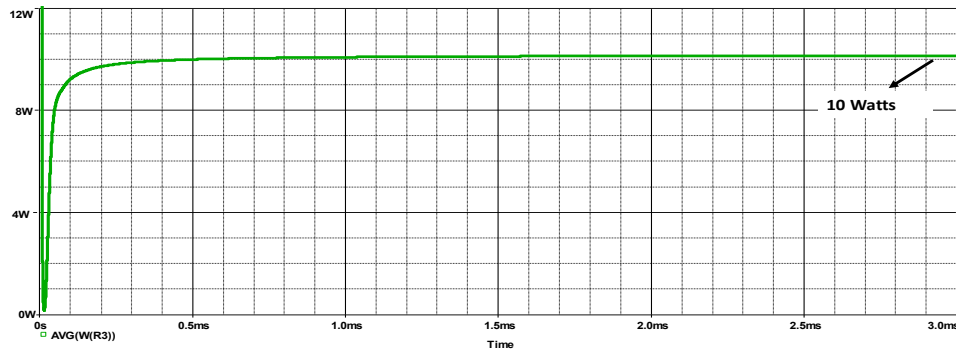


Figura 55. Potencia de salida 10 Watts.

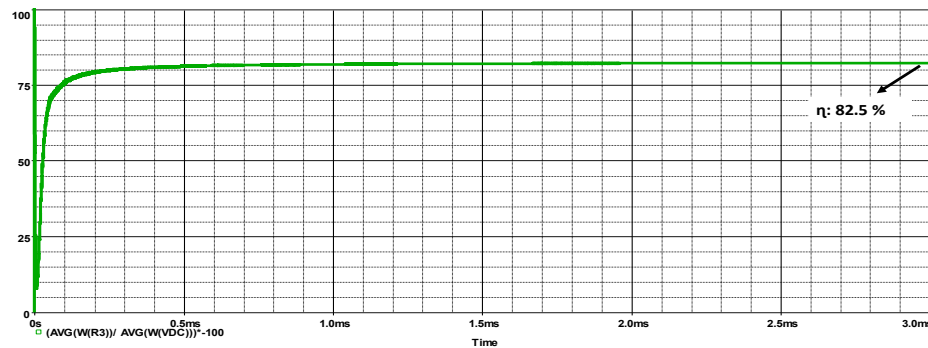


Figura 56. Eficiencia total del circuito (82.5%).

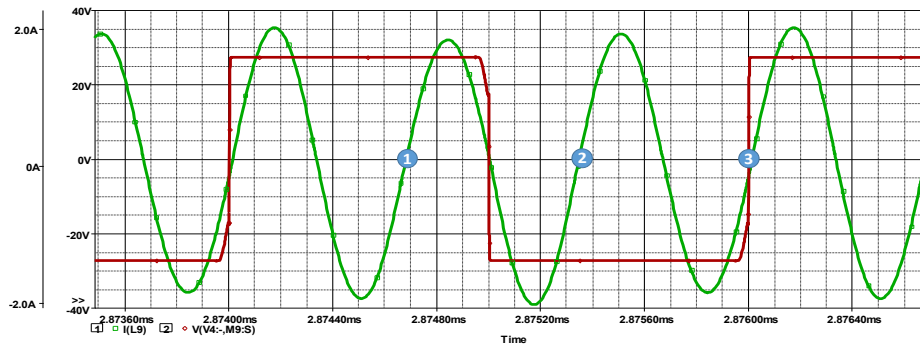


Figura 57. Corriente (verde) y voltaje de salida del inversor (rojo) en resonancia con multiplicador  $n=3$ .

Como se observa en las Figuras 54-57, el convertidor resonante mostró buenos resultados consiguiendo niveles de potencia y voltaje muy cercanos a los establecidos en la Tabla 5, y consiguiendo la multiplicación de frecuencia establecida de  $n=3$ .

### 6.6.2 Gráficas de simulación del circuito equivalente

Las Figuras 54-57 muestran las gráficas de simulación del circuito equivalente del convertidor resonante, en donde la etapa inversora fue sustituida por una fuente de voltaje bipolar y la etapa rectificadora por su equivalente resistivo. El circuito equivalente del convertidor resonante de la Figura 53 también se simuló, con el fin de comprobar las diferencias en las gráficas de simulación.

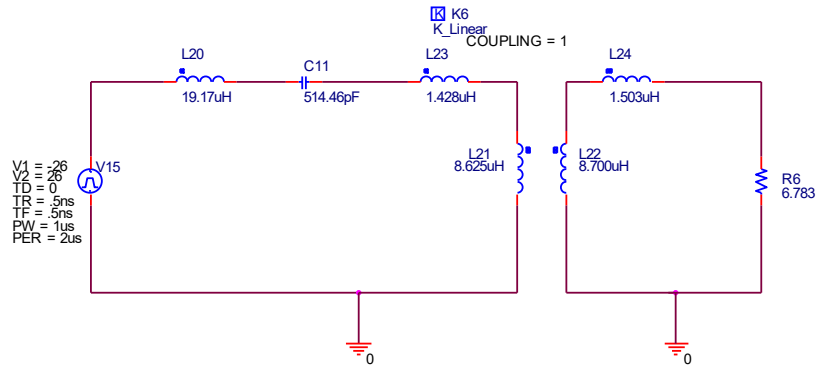


Figura 58. Circuito equivalente del convertidor resonante diseñado en transitorio.

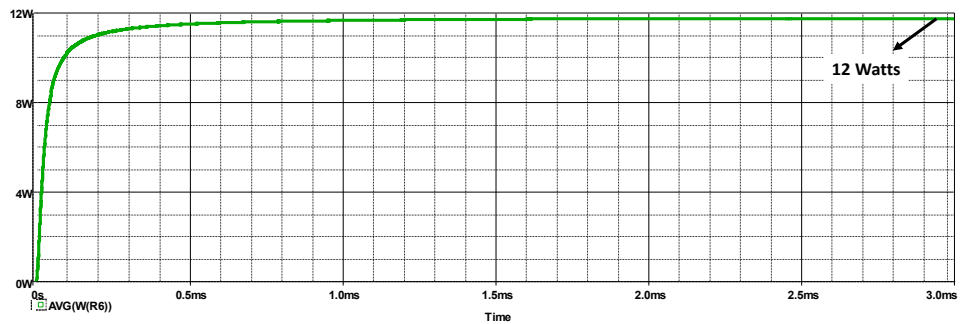


Figura 59. Potencia de salida (12 Watts).

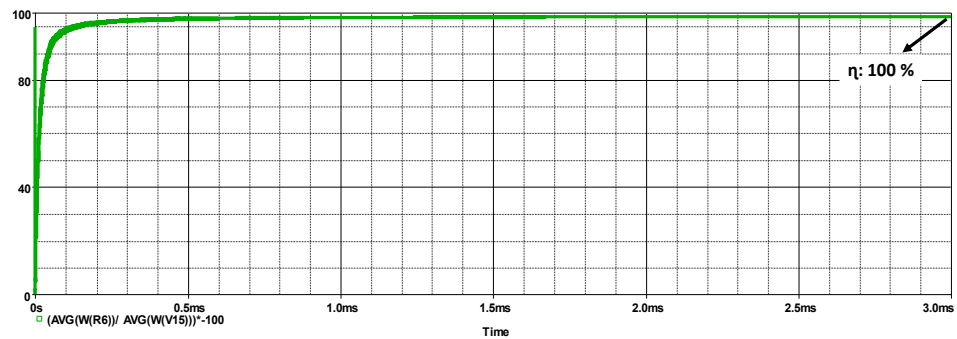


Figura 60. Eficiencia total del circuito (100%).

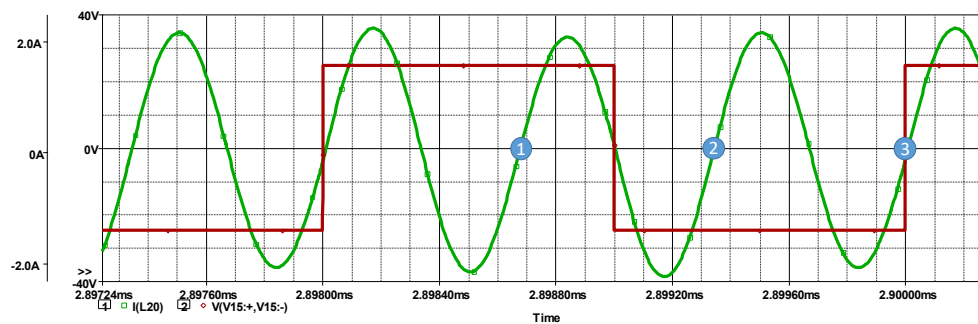


Figura 61. Corriente (verde) y voltaje de salida del inversor (rojo) en resonancia con multiplicador  $n=3$ .

La simulación del circuito equivalente sin la etapa inversora y rectificadora permitió validar el análisis del circuito subamortiguado, ya que como se observa, la potencia entregada es la establecida por la Tabla 5 y la eficiencia del circuito es del 100%, por lo que la transferencia de potencia desde la fuente hacia la carga ocurre sin pérdidas en el acoplamiento inductivo, a pesar de la presencia de las inductancias de dispersión.

## 6.7 Análisis de pérdidas en la etapa de conmutación (inversor)

Generalmente, en los inversores se tienen dos tipos de pérdidas: las pérdidas debidas a la conducción y a la conmutación, las cuales son debidas a las resistencias y capacitancias parásitas de los dispositivos de conmutación (MOSFET's) [45-47]. En la Figura 62 se muestran los elementos parásitos de los interruptores MOSFET'S, donde durante el primer semiciclo del periodo de conmutación (Figura 62a), las pérdidas son debidas a los elementos parásitos  $R_{DS(ON)1}$  y  $E_{C2}$  ( $C_{oss2}$ ); en el segundo semiciclo (Figura 62b) las pérdidas son debidas a los elementos parásitos  $R_{DS(ON)2}$  y  $E_{C1}$  ( $C_{oss1}$ ).

Las pérdidas por conducción pueden calcularse con la ecuación (3.21), en este tipo de pérdidas influye la resistencia de encendido de los interruptores MOSFET'S  $R_{DS(ON)}$ , la cual varía dependiendo de las características intrínsecas de los dispositivos semiconductores.

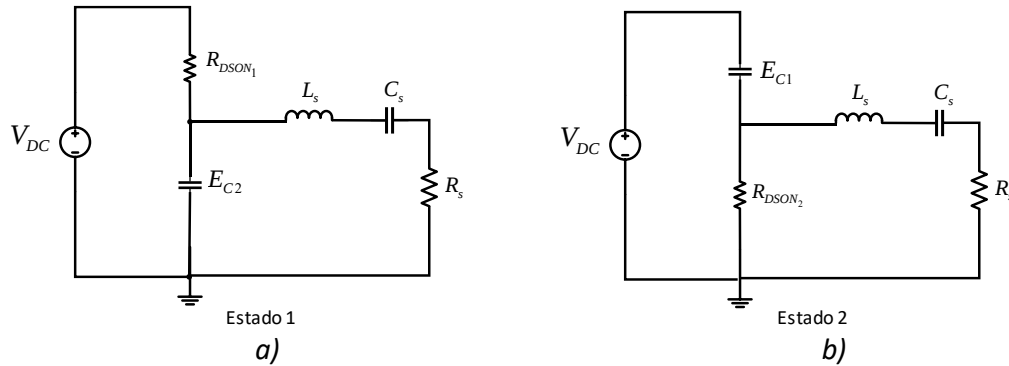


Figura 62. Elementos parásitos de los dispositivos de conmutación ( $R_{DS(ON)}$ ,  $C_{oss}$ ) de la etapa inversora: a) Circuito equivalente del inversor para el primer semiciclo de la señal de conmutación, b) Circuito equivalente del inversor para el segundo semiciclo de la señal de conmutación.

$$P_{M_R} = I_{RMS}^2 R_{DS(ON)} \quad (3.21)$$

Donde  $I_{RMS}$  es la corriente RMS que circula sobre las terminales *Drain-Source*,  $R_{DS(ON)}$  es el valor resistivo en Ohmios  $\Omega$  de los interruptores MOSFET.

Respecto a las pérdidas por conmutación, estas son debidas a las capacitancias parásitas de los interruptores MOSFET, en donde la capacitancia que más influye se denomina "Capacitancia de salida" o  $C_{oss}$  en la hoja de especificaciones [48].

Para calcular las pérdidas por conmutación primero se debe determinar la energía almacenada por las capacitancias  $C_{oss}$ , la cual se determina con la ecuación (3.22).

$$E_{C_{oss}} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{DC}^2 \quad (3.22)$$

Donde  $C_{oss}$  es el valor capacitivo en Faradios de la capacitancia de salida de los interruptores MOSFET,  $V_{DC}$  es el voltaje de alimentación de entrada en el inversor.

Después de determinar la energía que se almacena en la capacitancia de salida del capacitor parásito  $C_{oss}$ , considerando a la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ , con la ecuación (3.23) se determinan las pérdidas por conmutación en cada interruptor MOSFET.

$$P_{M_C} = \left( \frac{1}{2} C_{oss} (V_{DC})^2 \right) f_{sw} \quad (3.23)$$

Como se muestra en la Figura 62, la eficiencia total de la etapa de conmutación depende de la suma de las pérdidas debidas a la conmutación y a la conducción en un ciclo de la señal de conmutación y del número de interruptores MOSFET's del inversor [44]. En la Figura 62a, la cual corresponde al primer semiciclo o al estado 1, un interruptor MOSFET está encendido y actuando como una resistencia ( $R_{DSON1}$ ) que consume potencia, mientras que otro está apagado y actuando como un capacitor almacenando energía  $E_{C2}$  ( $C_{oss}$ ). Cuando ocurra la transición del estado 1 al estado 2 (Figura 62b) para completar el ciclo de la señal de conmutación, el Interruptor MOSFET que estaba apagado y actuando como un capacitor deja de almacenar energía y ahora se enciende y actúa como una resistencia ( $R_{DSON2}$ ) consumiendo potencia. La energía almacenada en el primer estado es ahora disipada en la resistencia de encendido  $R_{DSON2}$ , por lo tanto, las pérdidas totales de un MOSFET en un ciclo completo de la señal de conmutación se determinan por medio de la ecuación (3.24), la cual es la suma de las dos potencias disipadas, la de conducción  $P_{M_R}$  (3.21) y la de conmutación (3.23).

$$P_{MT} = P_{M_R} + P_{M_C} \quad (3.24)$$

La eficiencia del inversor está dada por la ecuación (3.25), la cual considera a la potencia de salida del inversor ( $P_o$ ), a las pérdidas totales en un interruptor ( $P_{MT}$ ) y al número de interruptores que conforman al inversor ( $N_M$ ).

$$\eta_{Inv-sw} = \frac{P_o}{P_o + N_M P_{MT}} \quad (3.25)$$

---

---

# **CAPÍTULO IV IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS EXPERIMENTALES**

---

---

#### 4.1 Reducción de componentes en la etapa de conmutación

Como se muestra en la Figura 63, el análisis en transitorio fue realizado considerando una fuente bipolar cuadrada en la entrada del circuito equivalente RLC, por lo que para la implementación del convertidor resonante es necesario utilizar un inversor puente completo el cual pueda entregar a la entrada del circuito resonante una salida de voltaje bipolar  $\pm V_{DC}$ .

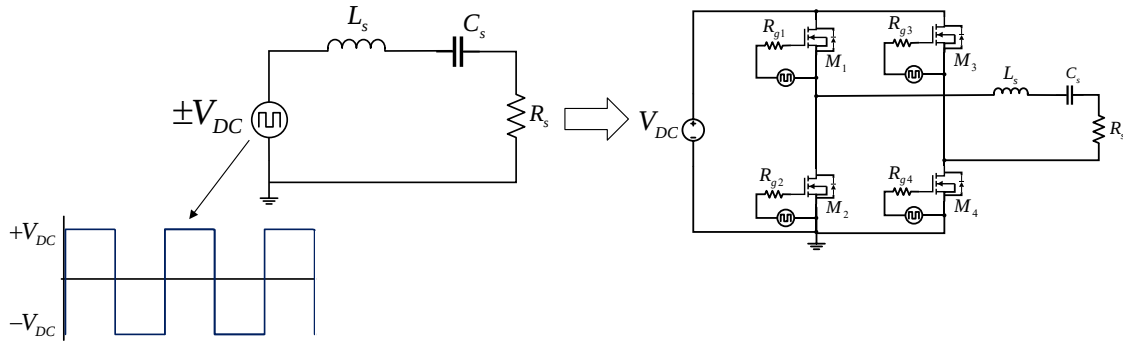


Figura 63. Sustitución de la fuente de voltaje bipolar cuadrada, por la salida de voltaje de un inversor puente completo.

Debido al capacitor en serie del circuito RLC y tomando en cuenta la descomposición de una determinada señal en series de Fourier [49, 50], es posible reemplazar el inversor puente completo con salida de voltaje bipolar, por un inversor con salida de voltaje unipolar, ya que la componente de DC de la señal del voltaje de salida unipolar en la entrada del circuito puede ser filtrada.

El voltaje de salida de un inversor Clase D es una señal de voltaje unipolar en donde después de filtrar la componente de DC, se comporta como una señal de voltaje bipolar en el circuito equivalente RLC, con la característica de que después de retirar la componente de CD el voltaje máximo aplicado al circuito es dividido entre dos, así como se muestra en la Figura 64.

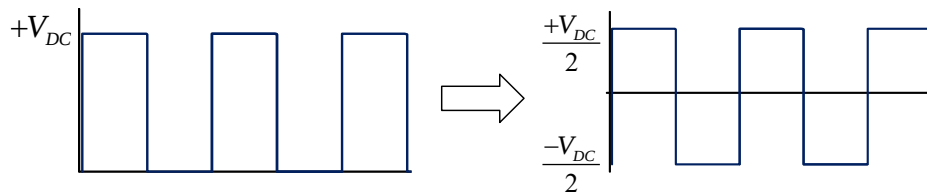


Figura 64. Filtrado de la componente de DC en el voltaje de salida del inversor clase D.

Para utilizar un inversor con voltaje de salida unipolar como el del inversor Clase D, se debe seguir la misma metodología de diseño que con una fuente bipolar en la entrada del circuito, pero el voltaje de DC debe multiplicarse por dos para conseguir la potencia de salida establecida.

La topología final del convertidor resonante que fue implementado en este trabajo utilizó inversor clase D, lo cual permitió reducir las pérdidas por conducción y también el costo total del circuito. En la Figura 65 se muestra la topología del convertidor resonante implementado para la realización de pruebas experimentales.

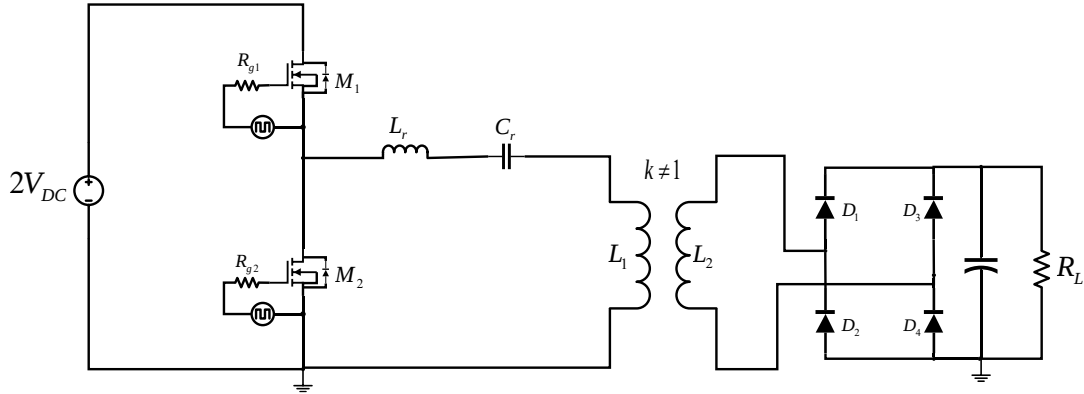


Figura 65. Topología del convertidor resonante diseñado en transitorio para aplicaciones de TPI.

## 4.2 Consideraciones de diseño para la realización de pruebas experimentales

### 4.2.1 Medición de inductancias de dispersión en el acoplamiento inductivo

El primer paso para la implementación del convertidor es tomar en cuenta a las inductancias de dispersión de las bobinas acopladas que se utilizarán para llevar a cabo la transferencia de potencia vía inalámbrica. Las bobinas planas utilizadas fueron las WE760308111 de Würth Elektronik, las cuales son especiales para este tipo de aplicaciones. En la Figura 66 se muestra al par de bobinas y en la Tabla 7 se muestran sus especificaciones de operación.



Figura 66. Bobinas acopladas para aplicaciones de TPI seleccionadas para la implementación.

Tabla 7. Especificaciones de funcionamiento del par de inductores WE760308111.

| Inductor | Inductancia | $I_{max}$ | $P_{max}$ |
|----------|-------------|-----------|-----------|
| Lp, Ls   | 6.3μH       | 13A       | 15W       |

El procedimiento para determinar las inductancias de dispersión es el siguiente:

- Se acopla el inductor transmisor con el receptor y se mide la inductancia del transmisor con un medidor LCR a la frecuencia de operación establecida. El valor obtenido es la auto inductancia primaria ( $L_1$ )
- Se mide la auto inductancia del receptor con el medidor LCR. El valor obtenido es la auto inductancia secundaria ( $L_2$ )
- Manteniendo acoplados los inductores se conectan en serie y se mide la inductancia total con el medidor de LCR ( $L_T$ )

- Se calcula la inductancia mutua por medio de la ecuación (4.1):

$$L_M = \frac{L_T - L_1 - L_2}{2} \quad (4.1)$$

- Se calcula el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) con la ecuación (4.2):

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4.2)$$

- Se asume que la inductancia magnetizante primaria ( $L_{mp}$ ) y secundaria ( $L_{ms}$ ) son iguales a la inductancia mutua ( $L_m$ ) debido al mismo número de vueltas en los transmisores, y se calculan las inductancias de dispersión primaria ( $L_{dp}$ ) y secundaria ( $L_{ds}$ ):

$$L_{dp} = L_1 - L_{mp} \quad (4.3)$$

$$L_{ds} = L_2 - L_{ms} \quad (4.4)$$

#### 4.2.2 Consideración de las eficiencias de cada etapa del convertidor resonante en la implementación

Para la realización de pruebas experimentales es importante considerar a las eficiencias de cada una de las etapas que constituyen al convertidor resonante, ya que en cada una de ellas hay pérdidas que deben ser contempladas en la metodología de diseño, para así poder satisfacer las especificaciones de operación establecidas. En la Figura 67 se muestran a cada una de las etapas, en donde las etapas  $\eta_{inver}/\eta_{tank}$  constituyen al circuito transmisor,  $\eta_{L-L}$  a la etapa del acoplamiento magnético y la etapa  $\eta_{rect}$  al circuito receptor.

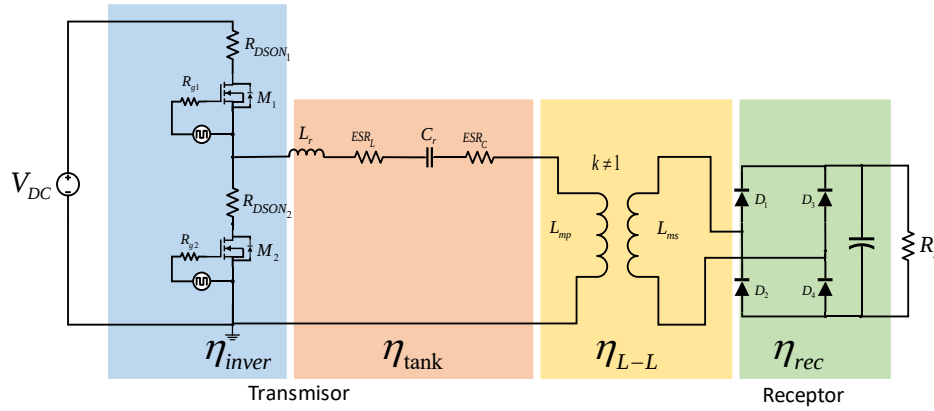


Figura 67. Consideración de las pérdidas en el circuito transmisor, acoplamiento inductivo y circuito receptor en el diseño del convertidor resonante.

Para considerar las pérdidas que ocurren en cada una de las etapas primero es necesario determinar la eficiencia de cada una de ellas. La eficiencia del rectificador se determina por medio de la ecuación (3.1), la del inversor por medio de la ecuación (3.25), donde la eficiencia del tanque resonante considerando que para la implementación se utilizó núcleo de aire, depende de la suma de las resistencias parásita del capacitor y del inductor, así como se muestra en la ecuación (4.5).

$$\eta_{\text{tank}} = \frac{1}{1 + \frac{ESR_T}{R_s}} \quad (4.5)$$

Donde  $R_s$  es la resistencia equivalente serie del circuito equivalente,  $ESR_T$  es la suma de las resistencias parásitas del inductor “ $ESR_L$ ” y del capacitor “ $ESR_C$ ”, las cuales deben determinarse con un medidor LCR a la frecuencia de operación del convertidor ( $nf_{sw}$ ).

La ecuación (4.6) determina las pérdidas totales en Watts que deben ser consideradas en el diseño del convertidor.

$$P_{\text{Losses}} = \frac{P_o}{\eta_T} - P_o \quad (4.6)$$

Donde  $\eta_T$  es la eficiencia total del convertidor y es la multiplicación de cada una de las eficiencias de cada etapa  $\eta_T = (\eta_{\text{inver}})(\eta_{\text{tank}})(\eta_{L-L})(\eta_{\text{rec}})$ ,  $P_o$  es la potencia de salida del convertidor.

Después de determinar las pérdidas totales en Watts y las resistencias  $ESR$  del tanque resonante, se agregan a la ecuación que determina el voltaje  $V_{DC}$  del convertidor para una determinada potencia. La ecuación (4.7) determina el voltaje  $V_{DC}$  necesario para cumplir las especificaciones de diseño contemplando las pérdidas de cada una de las etapas.

$$V_{DC} = \sqrt{\frac{(P_o + P_{losses}) D^2 (R_s + ESR_T) a^2}{(1+c)^2 b}} \quad (4.7)$$

### 4.3 Establecimiento de parámetros de operación para las pruebas experimentales

Después de tomar en cuenta las consideraciones anteriores, se procede al establecimiento de los parámetros de operación para llevar a cabo las pruebas experimentales. La Tabla 8 muestra los parámetros de operación, en donde para comprobar el desempeño de la metodología de diseño en transitorio, se decidió realizar pruebas utilizando diferentes multiplicadores “ $n$ ” con distintos factores de decaimiento  $d_f$ . La Tabla 9 muestra la metodología de diseño en transitorio, donde se consideran a las inductancias de dispersión y al inversor clase D con salida de voltaje unipolar.

Tabla 8. Parámetros de operación del convertidor resonante diseñado en transitorio actuando como multiplicador de frecuencia.

| Parámetro                              | Multiplicador $n=3$ | Multiplicador $n=5$ | Multiplicador $n=7$ |
|----------------------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Voltaje de salida “ $V_o$ ”            | 10 Volts            | 13 Volts            | 15.5 Volts          |
| Potencia de salida “ $P_o$ ”           | 12 Watts            | 12 Watts            | 12 Watts            |
| Frecuencia de conmutación “ $F_{sw}$ ” | 300 kHz             | 300 kHz             | 300 kHz             |
| Factor de decaimiento “ $d_f$ ”        | 0.675               | 0.55, 0.875         | 0.5                 |
| Coefficiente de acoplamiento “ $k$ ”   | 0.871               |                     |                     |

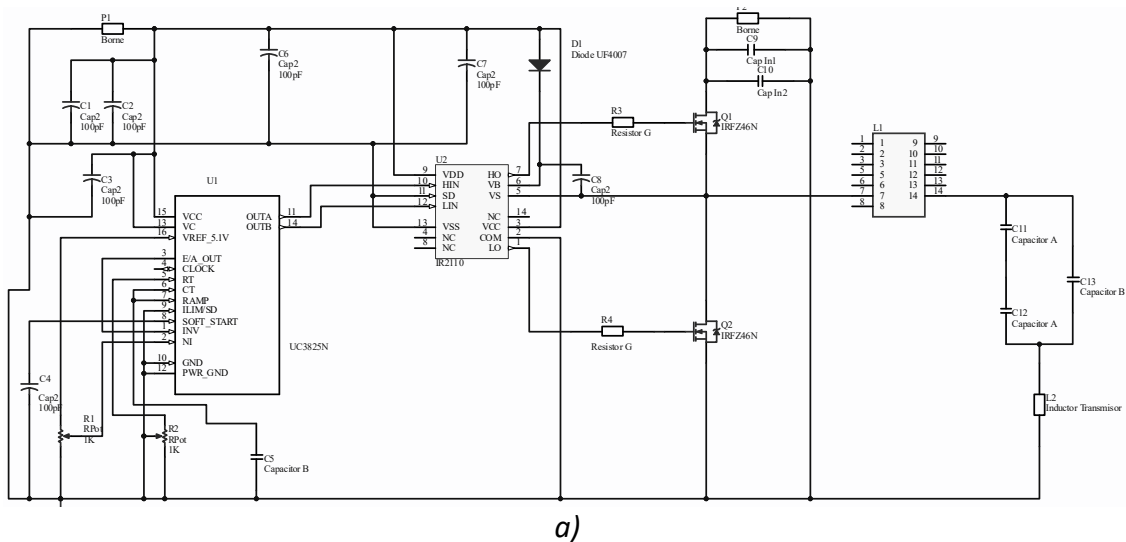
Tabla 9. Metodología de diseño del convertidor resonante en transitorio.

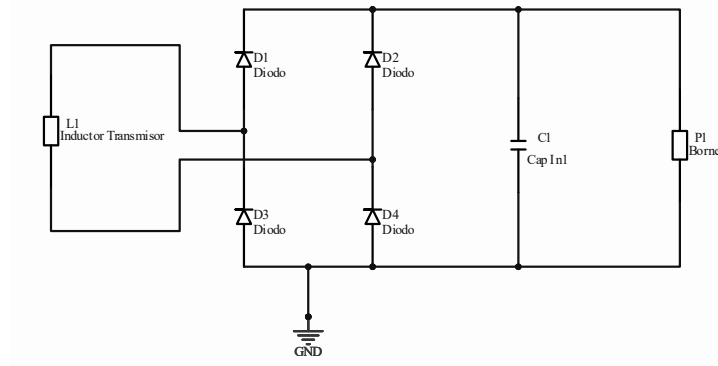
| Parámetro         | Descripción                                              | Ecuación                                                                                         |
|-------------------|----------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $R_L$             | Carga en la salida.                                      | $\frac{2\pi^3 f_o L_{mp}}{8g\eta_{rec}}$                                                         |
| $n_{rect}$        | Eficiencia del rectificador.                             | $1 - \frac{V_F}{2V_o}$                                                                           |
| $R_{eq1}$         | Resistencia equivalente de la etapa del rectificador.    | $\frac{8R_L\eta_{rec}}{\pi^2}$                                                                   |
| $\frac{n_1}{n_2}$ | Relación de transformación.                              | $\frac{n_1}{n_2}$                                                                                |
| $R_{eq2}$         | Resistencia equivalente reflejada al lado primario.      | $\frac{n_1}{n_2} R_{eq1}$                                                                        |
| $X_{Lmp}$         | Reactancia magnetizante.                                 | $gR_{eq2}$                                                                                       |
| $R_s$             | Resistencia equivalente serie del convertidor resonante. | $\frac{g^2 R_{eq2}^3}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2}$                                       |
| $X_{Leq}$         | Reactancia inductiva equivalente.                        | $\frac{gR_{eq2} [X_{Lds} (gR_{eq2} + X_{Lds}) + R_{eq2}^2]}{R_{eq2}^2 + (gR_{eq2} + X_{Lds})^2}$ |

|           |                                                                            |                                                                                       |
|-----------|----------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| $L_{eq}$  | Inductancia equivalente.                                                   | $\frac{X_{Leq}}{2\pi f}$                                                              |
| $a$       | Constante de subamortiguamiento.                                           | $n \frac{\pi}{k}$                                                                     |
| $L_s$     | Inductancia total del circuito.                                            | $\frac{DR_s}{2kf_{sw}}$                                                               |
| $L_r$     | Inductor en el tanque resonante.                                           | $L_s - L_{dp} - L_{eq}$                                                               |
| $C_r$     | Capacitor en el tanque resonante.                                          | $\frac{1}{\omega_o^2 L_s}$                                                            |
| $X_C$     | Reactancia capacitiva.                                                     | $\frac{1}{\omega_o C_r}$                                                              |
| $c_{par}$ | Constante del Voltaje almacenado en el capacitor resonante (para “n” par). | $\frac{X_C \left(1 + e^{-n\pi/a}\right)}{2DR_s a - X_C \left(1 + e^{-n\pi/a}\right)}$ |
| $b$       | Constante de la corriente RMS en el tanque resonante.                      | $\frac{a \left(1 - e^{-2n\pi/a}\right)}{4n\pi}$                                       |
| $M$       | Ganancia del tanque resonante.                                             | $\frac{(1+c)\sqrt{b}}{Da}$                                                            |
| $V_{DC1}$ | Voltaje de alimentación con inversor clase D                               | $2 \left( \sqrt{\frac{P_o D^2 R_s a^2}{(1+c)^2 b}} \right)$                           |

#### 4.4 Implementación del convertidor resonante en transitorio

Para llevar a cabo las pruebas experimentales se realizaron las placas PCB del convertidor resonante de la Figura 65 en software Altium Designer. En la Figura 68a se muestra el diagrama del circuito correspondiente al transmisor y la Figura 68b muestra el diagrama correspondiente al circuito receptor.

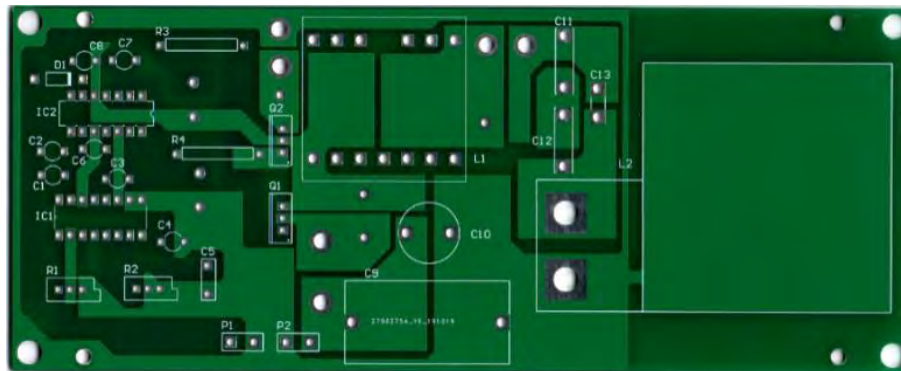




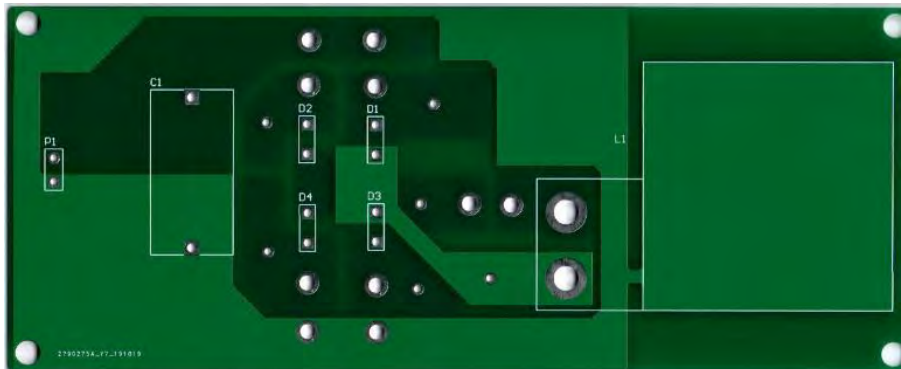
b)

Figura 68. Esquemático del convertidor resonante para TPI: a) Circuito transmisor compuesto por la etapa inversora y el tanque resonante, b) Circuito receptor compuesto por el rectificador en la salida y la carga RL.

Los circuitos PCB se mandaron a realizar con la empresa JLCPCB. La Figura 69a muestra la placa final del circuito transmisor y la Figura 69b la placa PCB del circuito receptor.



a)



b)

Figura 69. Placas PCB del convertidor resonante: a) Circuito transmisor de potencia, b) Circuito receptor de potencia.

## 4.5 Componentes utilizados para el montaje y soldado del convertidor

En la Tabla 10 se muestran los componentes electrónicos utilizados para el armado del convertidor resonante.

Tabla 10. Lista de componentes electrónicos y materiales utilizados para el armado del convertidor para las pruebas experimentales.

| Componente                        | Modelo       | Características                                                                                | Cantidad | Uso                                            |
|-----------------------------------|--------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|------------------------------------------------|
| Capacitor polipropileno           | S0921 Vishay | 10nF, 2000 V                                                                                   | 1        | Capacitor del Filtro EMI.                      |
| Capacitor polipropileno           | S0934        | 220nF, 1000 V                                                                                  | 1        | Capacitor para corrientes de retorno.          |
| Diodo ultra rápido de potencia    | MUR840       | $t_r = 25 \text{ nS}$ ,<br>$I_{F(AVG)} = 8 \text{ A}$ ,<br>$V_{R(Max)} = 600 \text{ V}$        | 8        | Rectificado puente completo en la salida       |
| Mosfet de SiC                     | SCT3060AL    | $R_{DS(on)} = 0.55 \text{ m}\Omega$<br>, $V_{DS} = 400 \text{ V}$ ,<br>$I_D = 10 \text{ A}$    | 2        | Inversor Clase D                               |
| Par de bobinas acopladas para TPI | WE760308111  | $L_p = 6.3 \mu H$<br>$L_s = 6.3 \mu H$<br>$P_{max} = 15 W$                                     | 2        | Etapas de transmisión de energía inalámbrica   |
| Resistencia                       | -----        | 10 $\Omega$                                                                                    | 2        | Resistencia de compuerta $R_g$                 |
| Diodo de alta velocidad           | UF4007       | $t_{rr} = 25 \text{ n S}$ ,<br>$I_{F(AVG)} = 2 \text{ A}$ ,<br>$V_{RPK(MAX)} = 1000 \text{ V}$ | 1        | Control de pulsos para los MOSFET'S            |
| Chip controlador de PWM           | UC3825n      | SOIC-16,<br>$I_o = .5 \text{ A}$ , $V_{supply} = 15-30 \text{ V}$                              | 1        | Generador de pulsos PWM                        |
| Driver para inversor medio puente | IR2110       | $I_o = 2 \text{ A}$ ,<br>$V_{out} = 10 - 20 \text{ V}$ ,<br>$T_D = 10 \text{ nS}$ ,<br>PDIP    | 1        | Driver activar los MOSFET del inversor Clase D |

|                                              |              |                                                     |   |                                                     |
|----------------------------------------------|--------------|-----------------------------------------------------|---|-----------------------------------------------------|
| Potenciómetro de precisión de 10 k $\Omega$  | 7408C0       | Resistencia variable de 10 $\Omega$ - 10 k $\Omega$ | 1 | Control de pulsos para los Mosfet                   |
| Potenciómetro de precisión de 100 k $\Omega$ | 803C0        | Resistencia variable de 10 $\Omega$ - 10 k $\Omega$ | 1 | Control de pulsos para los Mosfet                   |
| Capacitor de película                        | WIMA220/1000 | Capacitor para altas frecuencias 220pF, 1000 V      | 2 | Capacitor de resonancia                             |
| Capacitor de película                        | MKP J630     | 2.2 nF, 1000 V                                      | 1 | Capacitor de resonancia                             |
| Capacitor de tantalio 10 $\mu$ F             | -----        | 25 V, polarizado                                    | 2 | Control de pulsos para los Mosfet                   |
| Capacitor de tantalio 1 $\mu$ F              | -----        | 25 V, polarizado                                    | 2 | Control de pulsos para los Mosfet                   |
| Capacitor electrolítico                      | -----        | 680 $\mu$ F, 50 V, polarizado                       | 1 | Capacitor de filtrado de voltaje de salida.         |
| Hilo de litz                                 | -----        | 160 hilos trenzados AWG 44                          | 1 | Cable para bobinado de inductores de núcleo de aire |

En la Figura 70 se muestra el circuito del convertidor resonante diseñado en transitorio, con los componentes ya montados y soldados en las placas PCB para la realización de pruebas experimentales.

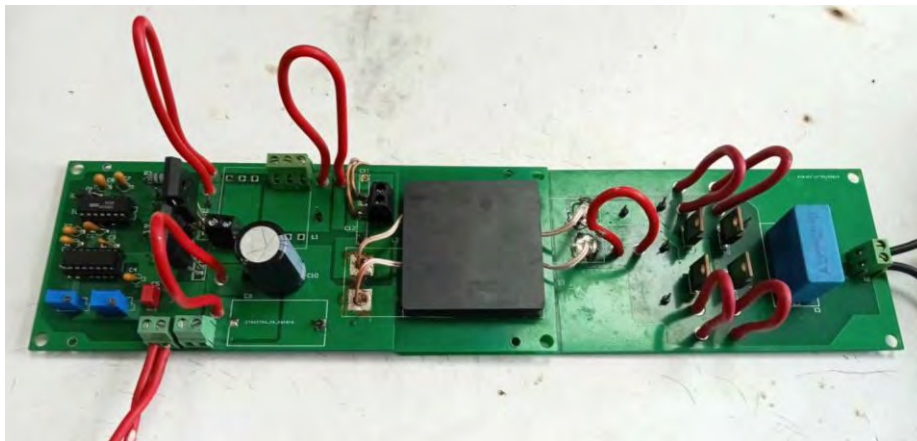


Figura 70. Convertidor resonante con los componentes montados y soldados listo para las pruebas experimentales.

## 4.6 Desarrollo de pruebas experimentales

Se realizaron las pruebas experimentales del convertidor resonante de la Figura 70, en donde se buscó comprobar que el circuito funcionara como se esperaba y con resultados muy cercanos a los parámetros de funcionamiento establecidos. Las pruebas experimentales consistieron en comprobar que los niveles de potencia y voltaje fueran muy cercanos a los establecidos por la Tabla 8 para cada uno de los casos del multiplicador de frecuencia “ $n$ ”, además que las formas de onda se apegaran a las obtenidas mediante simulación.

A continuación, se muestran las capturas de osciloscopio tomadas durante la realización de las pruebas experimentales para diferentes casos del factor de decaimiento “ $d_f$ ” y multiplicador “ $n$ ” establecidos por la tabla 8. En la Figura 71 se muestra el convertidor resonante con las respectivas sondas de prueba para las mediciones.

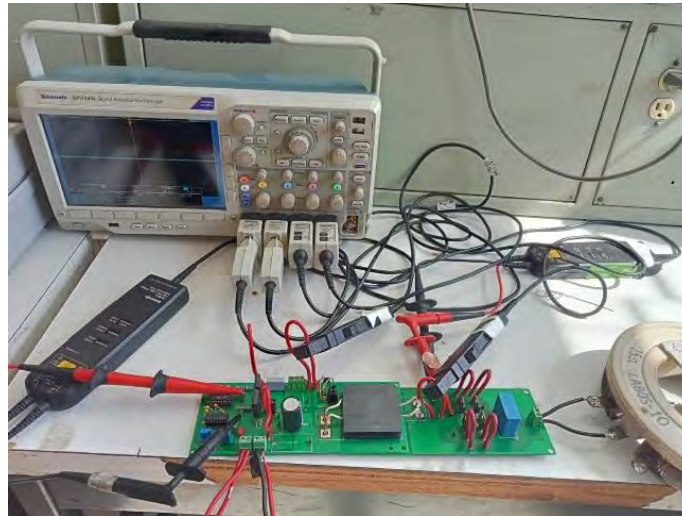


Figura 71. Realización de pruebas experimentales en el laboratorio de electrónica.

Pruebas realizadas tomando en cuenta los parámetros de funcionamiento mostrados en la Tabla 11:

Tabla 11. Parámetros de funcionamiento con multiplicador  $n=3$ ,  $d_f=0.675$ .

| Parámetro | Descripción               | Valor      |
|-----------|---------------------------|------------|
| $V_o$     | Voltaje de salida         | 10 Volts   |
| $P_{in}$  | Potencia de entrada       | 20.2 Watts |
| $P_o$     | Potencia de salida        | 12 Watts   |
| $f_{sw}$  | Frecuencia de conmutación | 300 kHz    |
| $n$       | Multiplicador             | 3          |
| $d_f$     | Factor de decaimiento     | 0.675      |

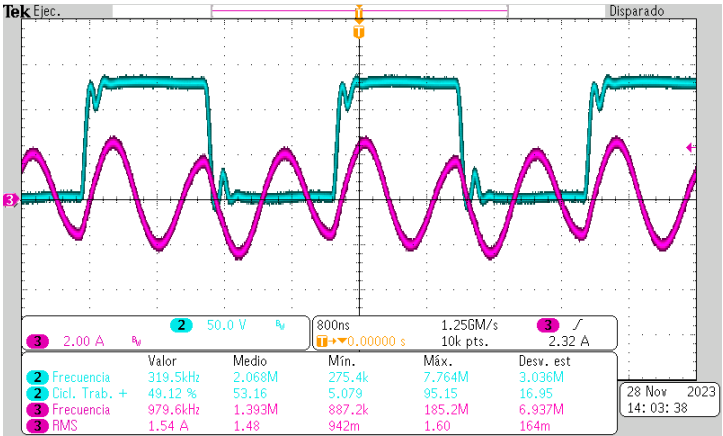


Figura 72. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento  $d=0.675$  (con decaimiento de la corriente) y multiplicador  $n=3$  ( $f_0 \approx 900$  kHz).

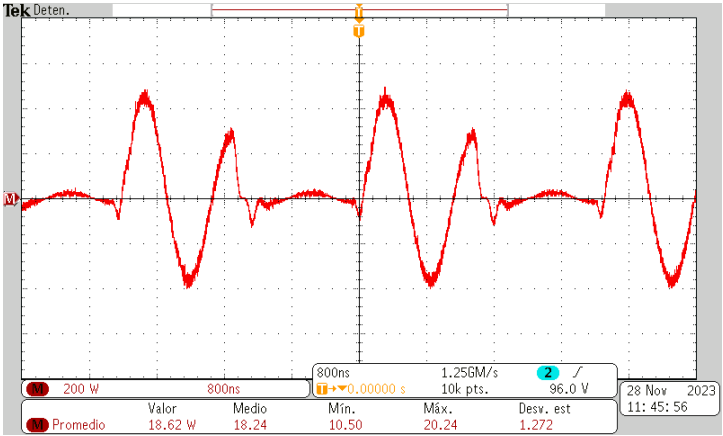


Figura 73. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D.

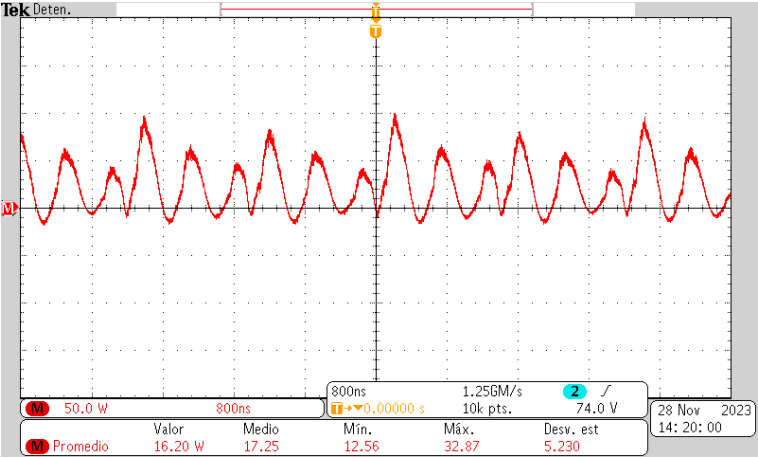


Figura 74. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.

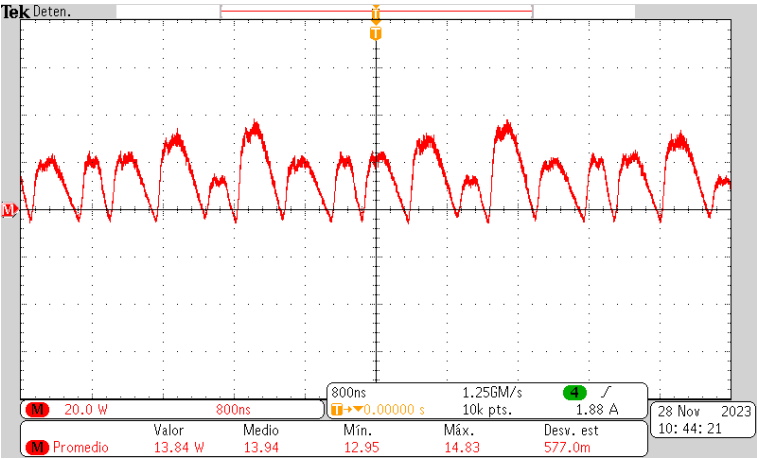


Figura 75. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo.

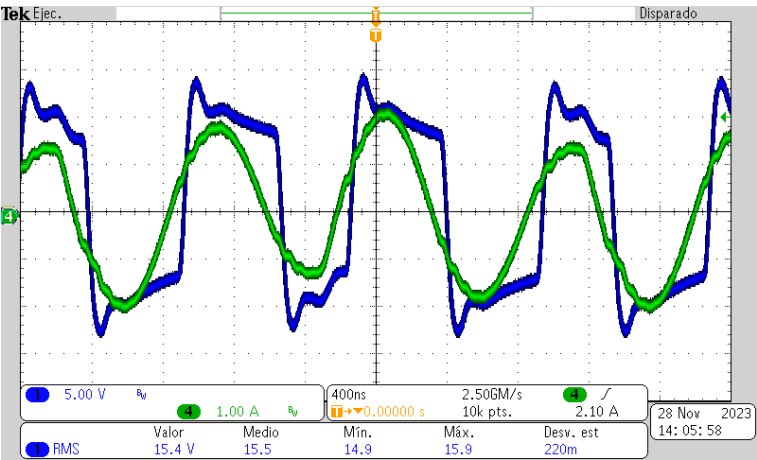


Figura 76. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).

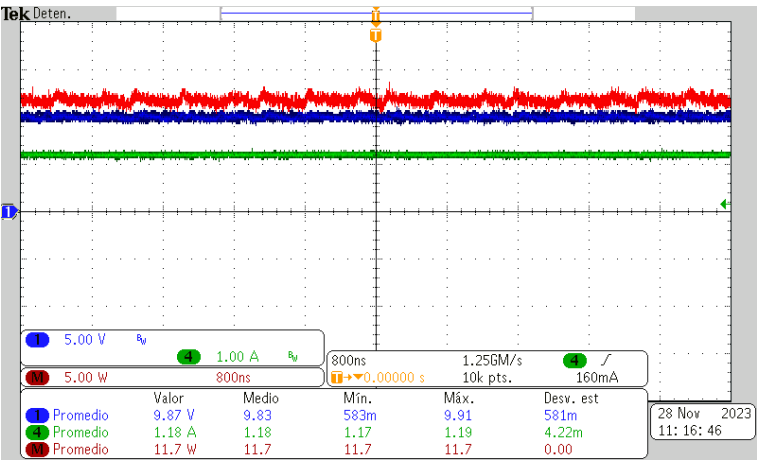


Figura 77. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo).

Pruebas realizadas tomando en cuenta los parámetros de funcionamiento mostrados en la Tabla 12:

Tabla 12. Parámetros de funcionamiento con multiplicador  $n=5$ ,  $df=0.55$ .

| Parámetro | Descripción               | Valor       |
|-----------|---------------------------|-------------|
| $V_o$     | Voltaje de salida         | 12.95 Volts |
| $P_{in}$  | Potencia de entrada       | 22.3 Watts  |
| $P_o$     | Potencia de salida        | 12 Watts    |
| $f_{sw}$  | Frecuencia de conmutación | 300 kHz     |
| $n$       | Multiplicador             | 5           |
| $d_i$     | Factor de decaimiento.    | 0.55        |

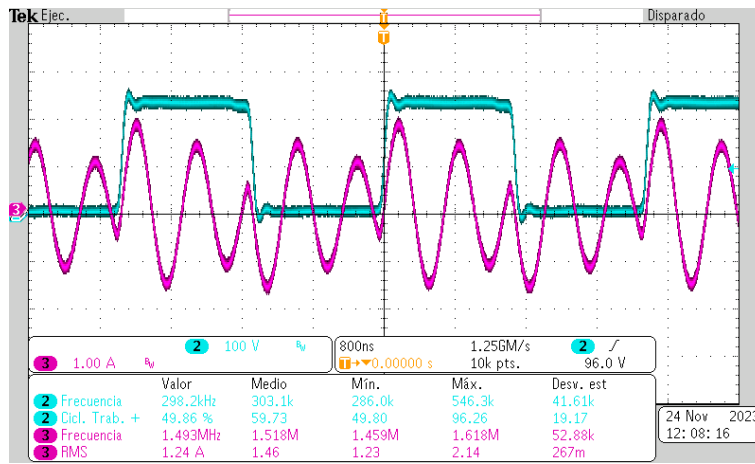


Figura 78. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento  $df=0.55$  (gran decaimiento de la corriente) y multiplicador  $n=5$  ( $f_o \approx 1.5$  MHz).

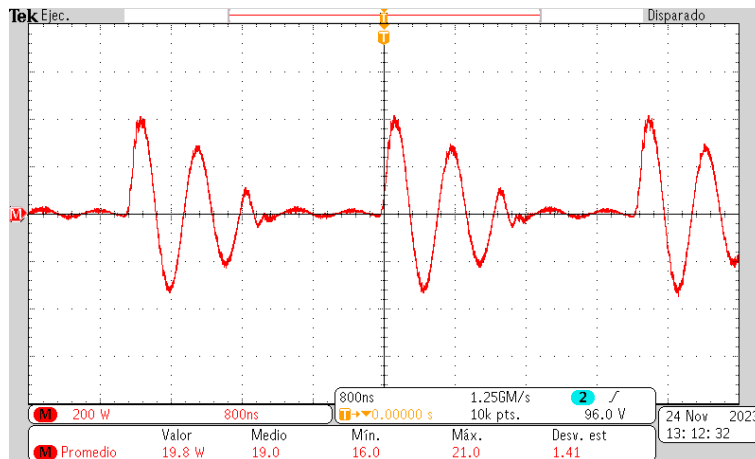


Figura 79. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D.

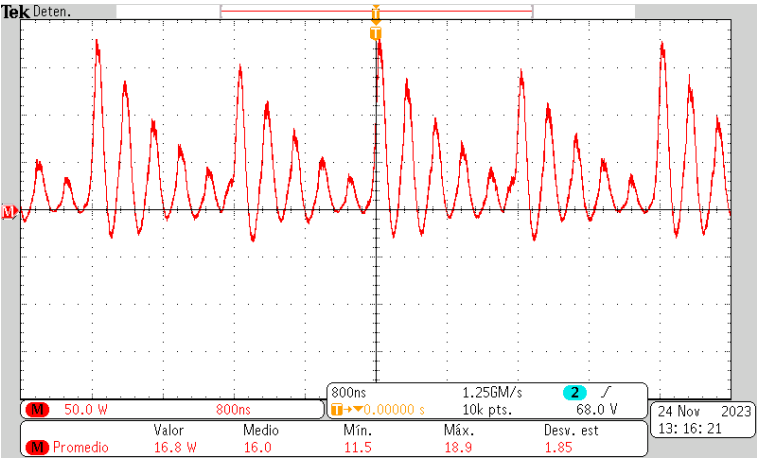


Figura 80. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.

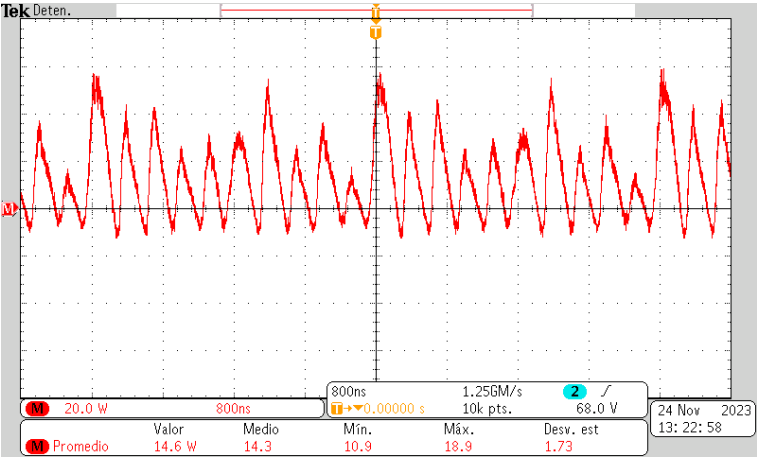


Figura 81. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo.

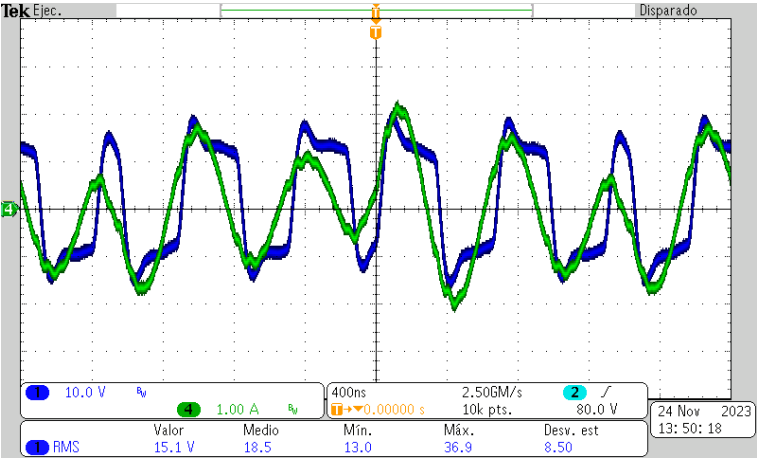


Figura 82. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).

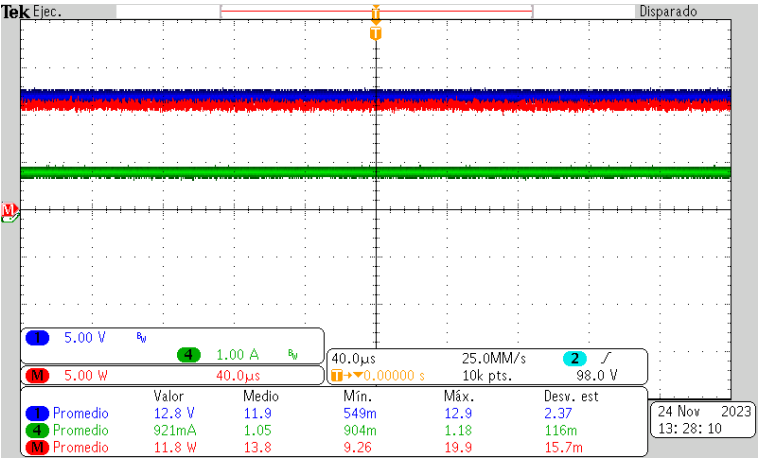


Figura 83. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo).

Pruebas realizadas tomando en cuenta los parámetros de funcionamiento mostrados en la Tabla 13:

Tabla 13. Parámetros de funcionamiento con multiplicador  $n=7$ ,  $df=0.50$ .

| Parámetro | Descripción               | Valor      |
|-----------|---------------------------|------------|
| $V_o$     | Voltaje de salida         | 15.3 Volts |
| $P_{in}$  | Potencia de entrada       | 24.2 Watts |
| $P_o$     | Potencia de salida        | 12 Watts   |
| $f_{sw}$  | Frecuencia de conmutación | 300 kHz    |
| $n$       | Multiplicador             | 7          |
| $d_f$     | Factor de decaimiento.    | 0.50       |

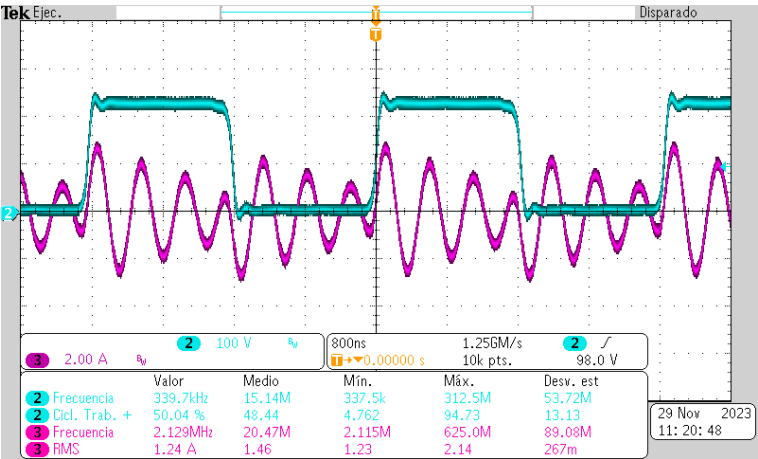


Figura 84. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento  $d_f=0.50$  (gran decaimiento de la corriente) y multiplicador  $n=7$  ( $f_o \approx 2.1$  MHz).

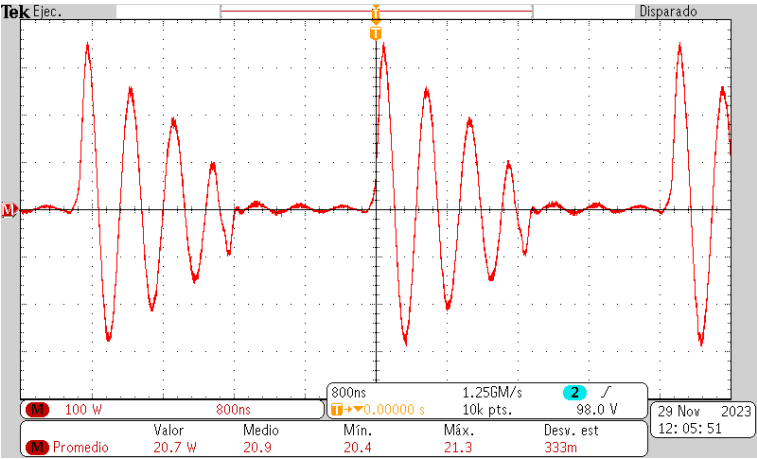


Figura 85. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D.

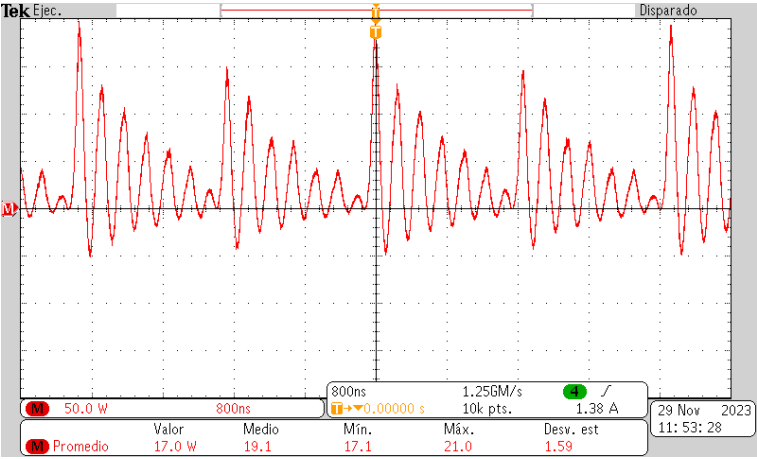


Figura 86. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.

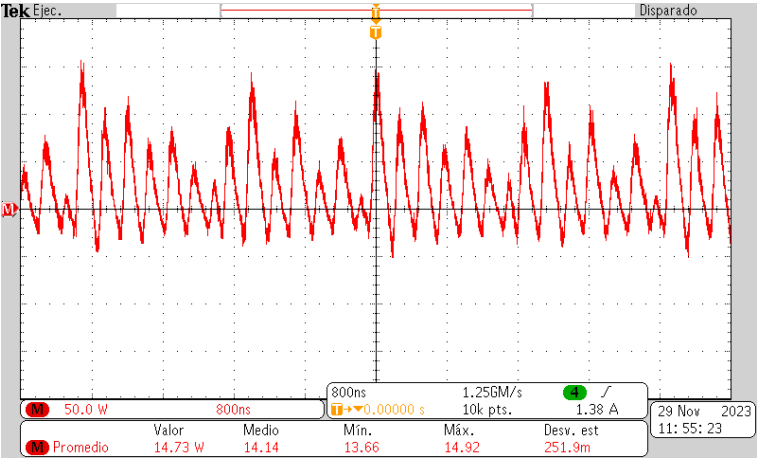


Figura 87. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo.

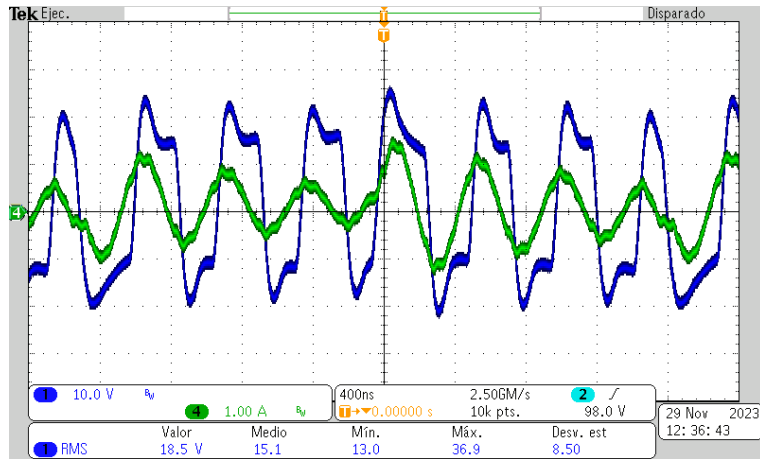


Figura 88. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul), corriente en la entrada del rectificador (Verde).

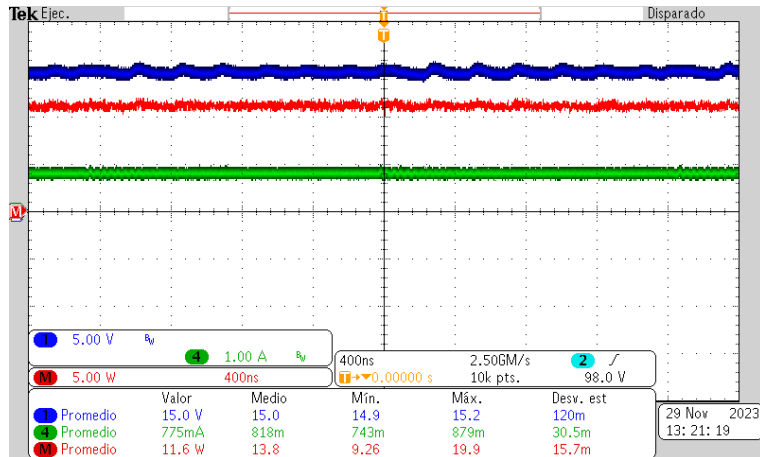


Figura 89. Voltaje de salida (Azul), corriente de salida (Verde), potencia de salida (Rojo).

Pruebas realizadas tomando en cuenta los parámetros de funcionamiento mostrados en la Tabla 14:

Tabla 14. Parámetros de funcionamiento con multiplicador  $n=5$ ,  $df=0.875$ .

| Parámetro | Descripción               | Valor    |
|-----------|---------------------------|----------|
| $V_o$     | Voltaje de salida         | 9 Volts  |
| $P_{in}$  | Potencia de entrada       | 31 Watts |
| $P_o$     | Potencia de salida        | 12 Watts |
| $f_{sw}$  | Frecuencia de conmutación | 300 kHz  |
| $n$       | Multiplicador             | 5        |
| $d_f$     | Factor de decaimiento.    | 0.875    |

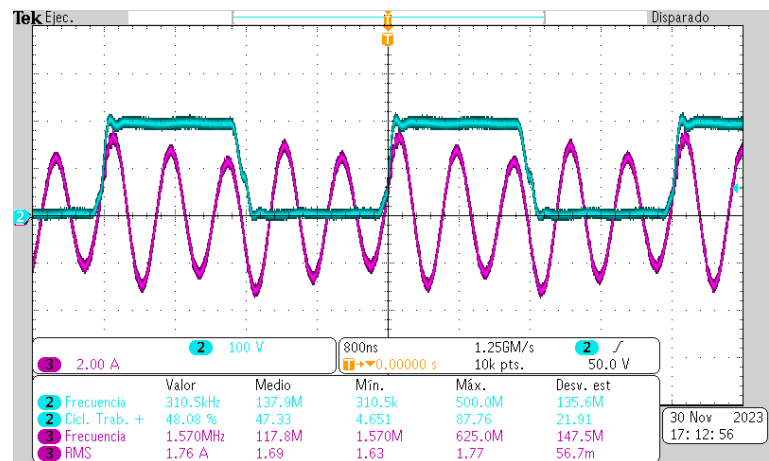


Figura 90. Voltaje de salida del inversor clase D (Azul), corriente del tanque resonante (Morado) con factor de decaimiento  $df=0.875$  (sinusoidal) y multiplicador  $n=5$  ( $f_o \approx 1.5$  MHz).

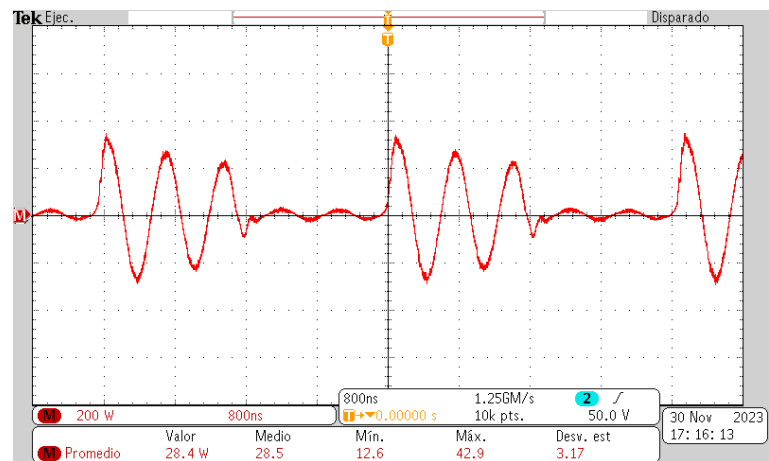


Figura 91. Potencia promedio en la salida del inversor Clase D.

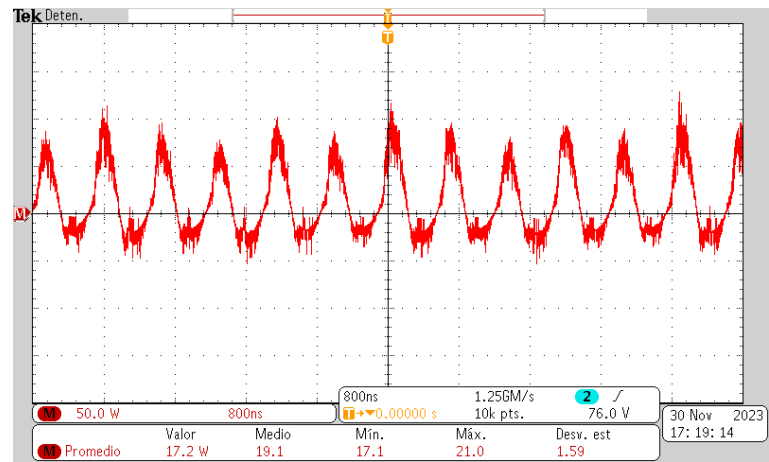


Figura 92. Potencia promedio en la salida del tanque resonante LC.

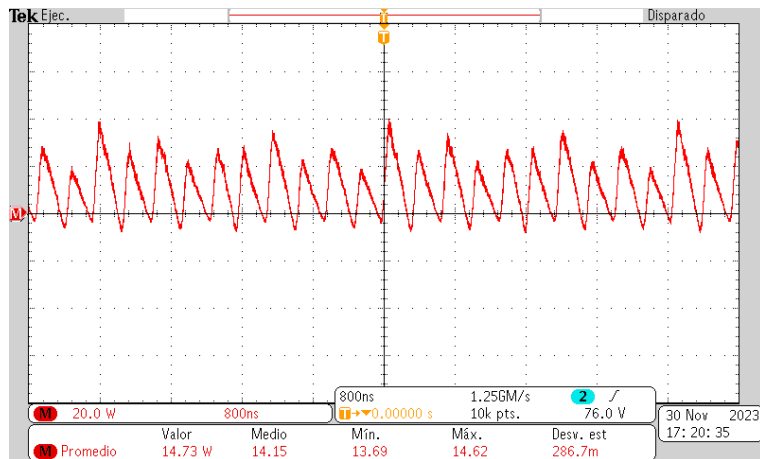


Figura 93. Potencia promedio en la salida del acoplamiento inductivo.

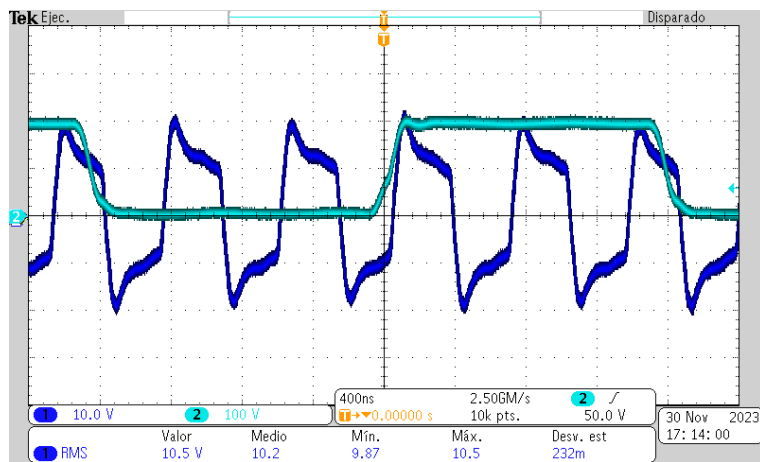


Figura 94. Voltaje cuadrado bipolar en la entrada del rectificador (Azul marino), ciclo de conmutación del voltaje en la entrada del tanque resonante LC (Azul celeste)

Como se observa en las Figuras 78-94, el convertidor resonante subamortiguado actuó como un multiplicador de frecuencia logrando satisfacer los parámetros de funcionamiento establecidos para cada caso establecidos por la Tabla 8. Las formas de onda de la corriente corresponden al factor de decaimiento propuesto para cada caso, presentando conmutación suave a corriente cero durante el encendido y el apagado del interruptor semiconductor.

Se realizaron las mediciones de potencia en la entrada y salida de cada etapa del circuito, para determinar las pérdidas y la eficiencia de cada etapa. Estas mediciones se realizaron con el osciloscopio digital, utilizando las sondas de corriente y voltaje.

La Figura 95 muestra las gráficas del aprovechamiento de la energía en el convertidor para cada uno de los casos. La Tabla 15 muestra las mediciones de potencia saliente y pérdidas en cada etapa del convertidor para la determinación de la eficiencia en cada etapa y la eficiencia total.

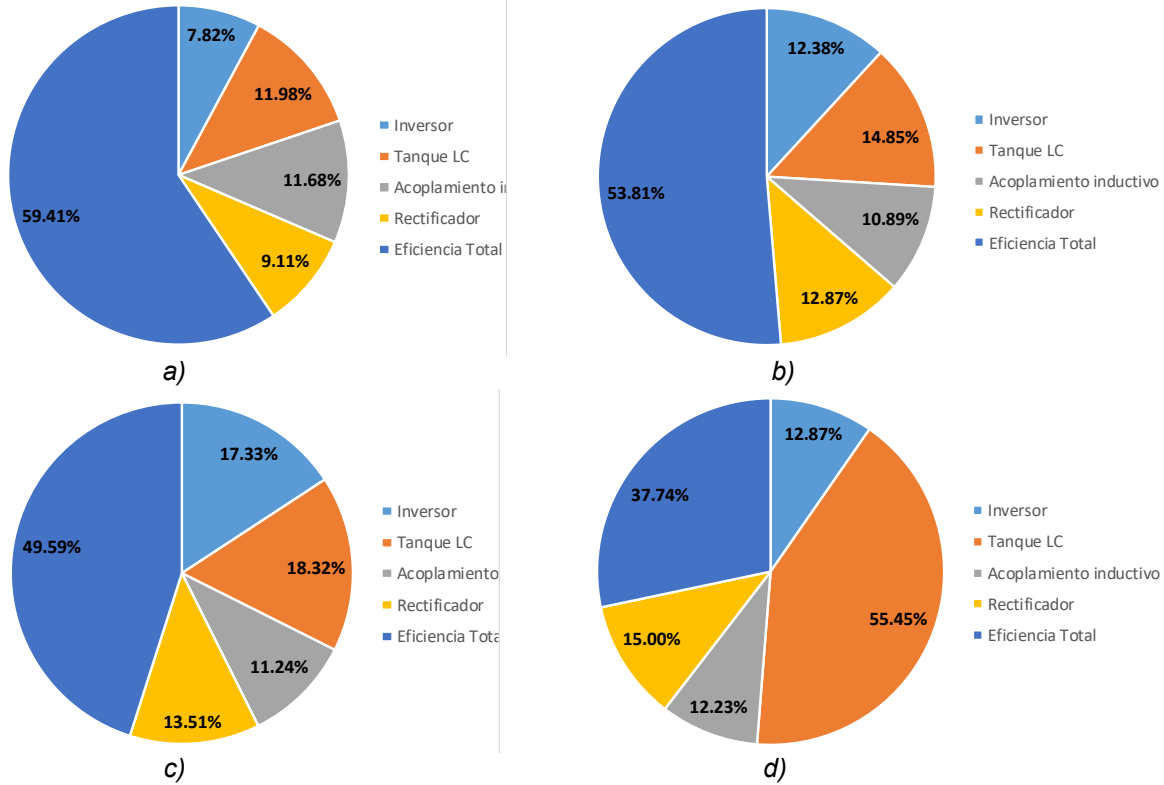


Figura 95. Gráficas del porcentaje de pérdidas y el aprovechamiento de la energía: a) Multiplicador  $n=3$ ,  $df=0.675$ ,  $g=10$ , b) Multiplicador  $n=5$ ,  $df=0.55$ ,  $g=10$ , c) Multiplicador  $n=7$ ,  $df=0.5$ ,  $g=10$ , d) Multiplicador  $n=5$ ,  $df=0.875$ ,  $g=20$ .

Tabla 15. Determinación y pérdidas de potencia en cada etapa del convertidor resonante subamortiguado medidas durante las pruebas experimentales.

| Mediciones                       | Potencia | Eficiencia | Pérdidas (Watts) | Eficiencia (Transmisor) | Eficiencia (Receptor) | Eficiencia $\eta_{L-L}$ |
|----------------------------------|----------|------------|------------------|-------------------------|-----------------------|-------------------------|
| Multiplicador n=3, $d_r=0.675$   |          |            |                  |                         |                       |                         |
| Potencia de entrada ( $P_{in}$ ) | 20.2 W   | ----       | ----             | 80.2 %                  | 86.7 %                | 85.43 %                 |
| Inversor                         | 18.62 W  | 92.17 %    | 1.58 W           |                         |                       |                         |
| Tanque LC                        | 16.2 W   | 87 %       | 2.42 W           |                         |                       |                         |
| Acoplamiento inductivo           | 13.84 W  | 85.43 %    | 2.36 W           |                         |                       |                         |
| Rectificador ( $P_o$ )           | 12 W     | 86.70 %    | 1.84 W           |                         |                       |                         |
| Multiplicador n=5, $d_r=0.55$    |          |            |                  |                         |                       |                         |
| Potencia de entrada ( $P_{in}$ ) | 22.3 W   | ----       | ----             | 75.33 %                 | 82.2 %                | 87 %                    |
| Inversor                         | 19.8 W   | 88.78 %    | 2.5 W            |                         |                       |                         |
| Tanque LC                        | 16.8 W   | 84.84 %    | 3 W              |                         |                       |                         |
| Acoplamiento inductivo           | 14.6 W   | 87 %       | 2.2 W            |                         |                       |                         |
| Rectificador ( $P_o$ )           | 12 W     | 82.2 %     | 2.6 W            |                         |                       |                         |
| Multiplicador n=7, $d_r=0.50$    |          |            |                  |                         |                       |                         |
| Potencia de entrada ( $P_{in}$ ) | 24.2 W   | ----       | ----             | 70.24 %                 | 81.46 %               | 86.64 %                 |
| Inversor                         | 20.7 W   | 85.53 %    | 3.5 W            |                         |                       |                         |
| Tanque LC                        | 17 W     | 82.12 %    | 3.7 W            |                         |                       |                         |

|                                        |         |         |        |        |         |         |
|----------------------------------------|---------|---------|--------|--------|---------|---------|
| Acoplamiento inductivo                 | 14.73 W | 86.64 % | 2.27 W |        |         |         |
| Rectificador (P <sub>o</sub> )         | 12 W    | 81.46 % | 2.73 W |        |         |         |
| Multiplicador n=5, dr=0.875            |         |         |        |        |         |         |
| Potencia de entrada (P <sub>in</sub> ) | 31 W    | ----    | ----   | 55.5 % | 78.75 % | 85.63 % |
| Inversor                               | 28.4 W  | 91.61 % | 2.6 W  |        |         |         |
| Tanque LC                              | 17.2 W  | 60.56 % | 11.2 W |        |         |         |
| Acoplamiento inductivo                 | 14.73 W | 85.63 % | 2.47 W |        |         |         |
| Rectificador (P <sub>o</sub> )         | 11.7 W  | 78.75 % | 3.13 W |        |         |         |

Como se muestra en la Tabla 15, la eficiencia del circuito transmisor se ve afectada mayormente por las pérdidas en el tanque resonante, en donde a pesar de utilizar factores de decaimiento bajos ( $d_r=0.5-0.675$ ) para obtener valores de inductancia menores a 10  $\mu H$  (utilizando núcleo de aire), las pérdidas aumentan considerablemente debido al aumento de la resistencia serie *ESR* a causa de las altas frecuencias de operación. Respecto a la eficiencia del acoplamiento inductivo  $\eta_{L-L}$ , para todos los casos se obtuvo una eficiencia arriba del 85%, la cual es una eficiencia alta, ya que eficiencias arriba del 80% en el acoplamiento inductivo se consideran de alta eficiencia.

---

---

# **CAPÍTULO V**

# **CONCLUSIONES**

# **Y TRABAJOS**

# **FUTUROS**

---

---

En este trabajo de investigación se ha desarrollado y validado un convertidor resonante operando en estado transitorio y con respuesta subamortiguada, diseñado específicamente para aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica. Utilizando un circuito equivalente RLC, se han establecido las condiciones necesarias para que el convertidor actúe como multiplicador de frecuencia, permitiendo operar a una frecuencia en el tanque resonante " $n$ " veces mayor que la frecuencia de conmutación del inversor.

A lo largo del proceso, se analizaron las características de amortiguamiento y resonancia del sistema, y se realizaron simulaciones y pruebas experimentales que demostraron una eficiencia superior al 85% en la transferencia de potencia. Las conclusiones que se presentan a continuación destacan los resultados obtenidos, las observaciones relevantes durante el desarrollo y pruebas del sistema, y se mencionan recomendaciones y trabajos futuros que permitirán ampliar el alcance y optimización de esta tecnología en aplicaciones de alta frecuencia.

### 5.1 Conclusión general

Las pruebas experimentales permitieron validar el funcionamiento del convertidor resonante subamortiguado actuando como multiplicador de frecuencia, en donde se comprobó su buen desempeño en la transferencia de potencia mediante el acoplamiento inductivo, consiguiendo eficiencias mayores al 85% para todos los casos de prueba. Además, se pudo identificar la importancia que tienen los parámetros denominados factor de decaimiento " $d_f$ " y multiplicador " $n$ ", en el valor de inductancia total  $L_s$ , la carga  $R_L$  en la salida y las resistencias parásitas  $ESR$  de los componentes pasivos, ya que influyen directamente en la eficiencia total del circuito y en la viabilidad de conseguir los parámetros de operación propuestos.

En general, el análisis en transitorio pudo comprobarse mediante simulación y por medio de las pruebas experimentales, en donde el convertidor operó de forma óptima, siendo necesario el uso de componentes especiales para alta frecuencia tanto en la etapa del tanque resonante, así como también en la etapa de rectificación.

#### 5.1.1 Observaciones

Las pruebas experimentales permitieron validar el funcionamiento del convertidor resonante operando en el estado transitorio, en donde se alcanzaron los parámetros de operación propuestos. En la realización de las pruebas se observaron los siguientes puntos importantes:

- La operación en transitorio somete a los componentes del circuito a grandes niveles de corriente y voltaje, principalmente a los componentes del tanque resonante debido a los altos valores en el factor de calidad requeridos, por lo

que limita el uso de dispositivos que comúnmente pueden ser utilizados en convertidores resonantes convencionales.

- La operación en transitorio requirió considerar en el análisis, a cada una de las pérdidas en cada etapa del convertidor para alcanzar los parámetros de funcionamiento.
- Teóricamente y en simulación la multiplicación de frecuencia no tiene un límite, pero en la práctica está limitada por el inductor en serie, ya que a mayor frecuencia de operación en el tanque resonante ( $f_o = n f_{sw}$ ), se requiere un mayor valor de inductancia, en donde es necesario un gran número de vueltas lo que conlleva al aumento en las pérdidas debido a la resistencia parásita serie del inductor ( $ESR$ ), la cual aumenta debido a la frecuencia y al número de vueltas.
- Si se quisiera utilizar un núcleo magnético para conseguir la inductancia requerida sin un gran número de vueltas para la reducción de pérdidas, la frecuencia máxima a la cual podría operarse sería a 6.7 MHz utilizando un núcleo magnético de material amorfo de nano cristal. Para una frecuencia mayor, la única opción es utilizar un núcleo de aire, considerando las implicaciones en la eficiencia que esto conlleva.
- Una manera práctica de reducir el valor en la inductancia del circuito es operar con factores de decaimiento  $d_f < 0.9$ , en donde la forma de onda de la corriente no sea completamente sinusoidal debido al decaimiento de su amplitud hasta el medio periodo de la señal de conmutación.
- Para conseguir acercarse a los parámetros de funcionamiento propuestos en la realización de las pruebas experimentales, fue necesario operar con factores de decaimiento menores a  $d_f = 0.9$ , es decir, con formas de onda no completamente sinusoidales.
- Aunque no se utilizaron formas de onda completamente sinusoidales debido al uso de factores de decaimiento  $d_f < 0.9$ , esto no influyó en la transmisión de potencia entre el par de inductores acoplados.
- Aunque no se está operando en resonancia ( $f_{sw} = f_o$ ), por medio de simulación y durante las pruebas experimentales, se observó la presencia de conmutación suave, precisamente conmutación a corriente cero (ZCS), lo cual es uno de los grandes beneficios de la operación en resonancia en los convertidores resonantes.

## 5.2 Trabajos futuros

A partir de los resultados obtenidos en el desarrollo de este trabajo, se identifican algunas líneas de investigación futuras que podrían contribuir significativamente al avance de los convertidores resonantes en transitorio, especialmente en aplicaciones de transmisión de potencia inalámbrica. A continuación, se presentan las propuestas más relevantes:

- **Análisis en transitorio para circuitos equivalentes RLC en paralelo:** Extender el análisis en transitorio a circuitos RLC en paralelo permitiría explorar diseños de convertidores resonantes que funcionen como elevadores de tensión, a diferencia del enfoque reductor del circuito serie utilizado en esta tesis. Desarrollar una metodología para el diseño de convertidores con componentes en paralelo podría ser valioso en aplicaciones donde se requiere una mayor ganancia de voltaje. Este estudio no solo ampliaría las posibilidades de diseño en el campo de la electrónica de potencia, sino que también facilitaría la adopción de estos convertidores en una gama más amplia de dispositivos inalámbricos de alta potencia.
- **Diseño en transitorio de convertidores resonantes con transformador elevador/reductor:** Implementar la metodología de diseño en transitorio en convertidores que integren transformadores permitiría que la ganancia de potencia no dependa únicamente de la red resonante. Este enfoque puede ser importante en aplicaciones donde es necesario manejar altas potencias o tensiones, y donde la frecuencia de conmutación puede ajustarse sin comprometer la eficiencia. Además, esta investigación podría facilitar la integración de convertidores resonantes en sistemas donde la adaptación de niveles de voltaje es fundamental, como en estaciones de carga inalámbrica para vehículos eléctricos.
- **Desarrollo de Estrategias de Control en la Operación Transitoria:** La implementación de una estrategia de control de lazo cerrado, que ajuste el ciclo de trabajo o la frecuencia de conmutación del inversor en respuesta a desincronizaciones en el tanque resonante, es un área con potencial para optimizar el desempeño de convertidores en tiempo real. Esta línea de investigación es especialmente importante debido a las variaciones en las condiciones de carga y frecuencia de conmutación que afectan la eficiencia y estabilidad del sistema. El desarrollo de este tipo de control permitiría al convertidor mantener su eficiencia y operar en condiciones óptimas en una mayor variedad de aplicaciones.
- **Aplicación en multiplicadores de frecuencia para radiofrecuencia:** La metodología de diseño en transitorio desarrollada en este trabajo tiene potencial para ser aplicada en el área de los multiplicadores de frecuencia

en radiofrecuencia, donde se busca maximizar la potencia transmitida a altas frecuencias. Este enfoque podría ofrecer una solución a los desafíos actuales relacionados con la baja potencia de transmisión, aumentando la viabilidad y eficiencia en aplicaciones de comunicación inalámbrica a larga distancia y en sistemas de radar.

Estos trabajos futuros podrían ser explorados en investigaciones independientes debido a su potencial para contribuir a la optimización y flexibilidad de los sistemas de potencia en transitorio y su relevancia para aplicaciones inalámbricas de alta demanda.

## Referencias

- [1] N. H. Solouma, H. B. Kassahun, A. S. Alsharafi, A. Syed, M. R. Gardner, and S. S. Alsharafi, "An efficient design of inductive transmitter and receiver coils for wireless power transmission," *Electronics*, vol. 12, no. 3, p. 564, 2023.
- [2] D. A. P. Fernandez, R. A. G. Jimenez, A. Rahouma, and J. C. Balda, "High-Frequency Effects on Magnetics and Converter Performance: Implications for Power Electronic Converter Design," in *IEEE 15th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2024, pp. 1-6.
- [3] A. Elezab, O. Zayed, A. Abuelnaga, and M. Narimani, "High efficiency LLC resonant converter with wide output range of 200–1000 V for DC-connected EVS ultra-fast charging stations," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 33037-33048, 2023.
- [4] I. Lopusina, Y. E. Bouvier, and P. J. Grbović, "Steady-State and Transient Modeling of the Series Resonant Balancing Converter," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 4, pp. 900 - 912, 2023.
- [5] A. M. Alcaide, G. Buticchi, A. Chub, and L. Dalessandro, "Design and control for high-reliability power electronics: State-of-the-art and future trends," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 50-61, 2023.
- [6] I.-W. Iam, C.-K. Choi, C.-S. Lam, P.-I. Mak, and R. P. Martins, "A constant-power and optimal-transfer-efficiency wireless inductive power transfer converter for battery charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 1, pp. 450-461, 2023.
- [7] A. Sagar *et al.*, "A comprehensive review of the recent development of wireless power transfer technologies for electric vehicle charging systems," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 83703 - 83751, 2023.
- [8] K. Niotaki *et al.*, "RF energy harvesting and wireless power transfer for energy autonomous wireless devices and RFIDs," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 3, no. 2, pp. 763-782, 2023.
- [9] A. Laha, A. Kalathy, M. Pahlevani, and P. Jain, "A comprehensive review on wireless power transfer systems for charging portable electronics," *Energies*, vol. 4, pp. 1023-1057, 2023.
- [10] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, "Wireless power transfer—An overview," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 66, pp. 1044-1058, 2018.
- [11] J. Rahulkumar *et al.*, "A review on resonant inductive coupling pad design for wireless electric vehicle charging application," *Energy Reports*, vol. 10, pp. 2047-2079, 2023.
- [12] R. Kamali, S. A. Gholamian, and S. R. Abdollahi, "An Investigation on Selecting of Resonant Inverter Topologies for Efficient Wireless Power Transmission," in *IEEE 14th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2023, pp. 1-6.

- [13] V. Kumar and K. Yi, "6.78 MHz loosely coupled inductive wireless power transfer with series–parallel resonators," *Journal of Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 355-362, 2023.
- [14] H. Wang and K. W. E. Cheng, "Conical Coil Design for Domino Wireless Power Transfer," in *IEEE 20th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, 2022, pp. 1-2.
- [15] H. Wang, C. Zhang, Y. Yang, H. W. R. Liang, and S. Y. R. Hui, "A comparative study on overall efficiency of two-dimensional wireless power transfer systems using rotational and directional methods," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 260-269, 2021.
- [16] N. Kang, Y. Shao, M. Liu, and C. Ma, "Analysis and implementation of 3D magnetic field shaping via a 2D planar transmitting coil array," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 1172-1184, 2021.
- [17] W. M. Ng, C. Zhang, D. Lin, and S. R. Hui, "Two-and three-dimensional omnidirectional wireless power transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4470-4474, 2014.
- [18] K. Detka and K. Górecki, "Wireless power transfer—a review," *Energies*, vol. 15, no. 19, p. 7236, 2022.
- [19] D. P. Kar, S. S. Biswal, P. K. Sahoo, P. P. Nayak, and S. Bhuyan, "Selection of maximum power transfer region for resonant inductively coupled wireless charging system," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 84, pp. 84-92, 2018.
- [20] S. Mukherjee and P. Barbosa, "Design and optimization of an integrated resonant inductor with high-frequency transformer for wide gain range DC–DC resonant converters in electric vehicle charging applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 6380-6394, 2023.
- [21] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant power converters*. John Wiley & Sons, 2012.
- [22] H. Feng, T. Cai, S. Duan, J. Zhao, X. Zhang, and C. Chen, "An LCC-compensated resonant converter optimized for robust reaction to large coupling variation in dynamic wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6591-6601, 2016.
- [23] X. Dai and N. Qiu, "Insensitive design for wireless power transfer system using LLC resonant converter," in *IEEE Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, 2016, pp. 5193-5198.
- [24] 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 *IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia)*, 2017, pp. 2238-2243.
- [25] K. Sun, J. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich, "A series-series-CL resonant converter for wireless power transfer in auxiliary power network," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, pp. 813-818.
- [26] S. Aldaher, 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, 2013.

- [27] D. Iannuzzi, L. Rubino, L. P. Di Noia, G. Rubino, and P. Marino, "Resonant inductive power transfer for an E-bike charging station," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 631-642, 2016.
- [28] L. Shi, P. Alou, J. A. Oliver, and J. A. Cobos, "A novel self-adaptive wireless power transfer system to cancel the reactance of the series resonant tank and deliver more power," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 4207-4211.
- [29] R. Mai, Y. Liu, Y. Li, P. Yue, G. Cao, and Z. He, "An active-rectifier-based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 716-728, 2017.
- [30] A. Alabsi *et al.*, "Wireless power transfer technologies, applications, and future trends: a review," *IEEE Transactions on Sustainable Computing*, 2024.
- [31] Y. Wang, F. Wang, F. Zhuo, J. Tian, K. Yu, and R. Song, "Synchronous Rectification Strategy of CLLC Resonant Converter Based on Accurate Time-Domain Model," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023.
- [32] K. Liu, H. Yang, Y. Chen, Y. Hui, J. Wu, and X. He, "Active Rectified LLC Resonant Converter Using Combined Frequency and Phase Modulation for Talkative Power Conversion," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024.
- [33] G. Zhang, X. Sun, H. Wang, Y. Liu, H. Tao, and L. Huang, "Fundamental impedance-based digital synchronous rectification scheme for bidirectional CLLC resonant converters," *Journal of Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 9-19, 2024.
- [34] Y. Li *et al.*, "GaN Schottky barrier diode-based wideband and medium-power microwave rectifier for wireless power transmission," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 67, no. 10, pp. 4123-4129, 2020.
- [35] Y. Zhang and M. de Rooij, "Rectifier topology comparison in 6.78 MHz highly resonant wireless power systems," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 671-677.
- [36] S. Aldhaher, D. C. Yates, and P. D. Mitcheson, "Load-independent class E/EF inverters and rectifiers for MHz-switching applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8270-8287, 2018.
- [37] Y. Wei, Q. Luo, Z. Wang, and H. A. Mantooth, "A complete step-by-step optimal design for LLC resonant converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 3674-3691, 2020.
- [38] J.-S. Yoo, Y.-M. Gil, and T.-Y. Ahn, "Steady-State Analysis and Optimal Design of an LLC Resonant Converter Considering Internal Loss Resistance," *Energies*, vol. 15, no. 21, p. 8144, 2022.
- [39] Y. Wei, Q. Luo, Z. Wang, and H. A. Mantooth, "Simple and effective adaptive deadtime strategies for LLC resonant converter: analysis, design, and implementation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 1548-1562, 2021.
- [40] O. Coufal, "Transient and steady current in a series RL circuit," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 87745-87753, 2022.

- [41] A. S. Deshpande, "Transient analysis of RLC series circuit to step voltage by engineering method," *International Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 9, no. 2, pp. 63-70, 2014.
- [42] M. H. Rashid, *Power electronics handbook*. Butterworth-heinemann, 2017.
- [43] A. Vulfovich, D. Baimel, and A. Kuperman, "Modified first harmonic approximation-based modeling of SN-compensated inductive power transfer links operating at load-independent-voltage-output frequency," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 111, p. 102340, 2021.
- [44] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [45] C. Muntean, M. Astudillo, D. Serrano, and M. Vasić, "Capacitive-based isolated 1: 1 resonant switched capacitor DC–DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 11, pp. 13507-13520, 2023.
- [46] X. Yang et al., "Evaluation of Dynamic R ON, Coss Loss, and Short-Circuit Ruggedness of 650V and 1200V Industrial Vertical GaN JFETs," in *IEEE 36th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 2024, pp. 283-286.
- [47] Q. Song, R. Zhang, Q. Li, and Y. Zhang, "Output capacitance loss of GaN HEMTs in steady-state switching," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 5547-5557, 2023.
- [48] M. Hayati, S. Roshani, M. K. Kazimierczuk, and H. Sekiya, "A class-E power amplifier design considering MOSFET nonlinear drain-to-source and nonlinear gate-to-drain capacitances at any grading coefficient," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7770-7779, 2015.
- [49] A. Das and A. Das, "Fourier series," *Signal Conditioning: An Introduction to Continuous Wave Communication and Signal Processing*, pp. 23-50, 2012.
- [50] O. Özhan, "The Fourier Series," in *Basic Transforms for Electrical Engineering*: Springer, 2022, pp. 257-333.