

INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DE IRAPUATO



**ESTUDIOS CON RECONOCIMIENTO DE VALIDEZ OFICIAL NÚMERO
11-00065**

**OPTIMIZACIÓN DE NÚCLEOS MAGNÉTICOS CON COMPÓSITOS
PARA MEJORAR LA EFICIENCIA Y DESEMPEÑO EN
CONVERTIDORES CD-CD DE ALTA FRECUENCIA**

OPCIÓN 1: TESIS PROFESIONAL

**PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRÍA EN INGENIERÍA
ELECTRÓNICA**

PRESENTA:

ING. JESÚS PASCUAL GONZÁLEZ GARCÍA

ASESORES:

DR. MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS

DR. JAVIER GUSTAVO CABAL VELARDE

IRAPUATO, GTO.

DIC. 2025



Educación
Secretaría de Educación Pública



Instituto Tecnológico Superior de Irapuato

Dirección General
Dirección Académica

Irapuato, Guanajuato, 09/diciembre/2025

Oficio No. CIPI-026-2025

ASUNTO: Autorización de impresión de tesis de maestría

DR. MARIO ALBERTO JUÁREZ BALDERAS
PRESIDENTE DEL CONSEJO DE POSGRADO
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por medio de la presente y a solicitud del comité tutorial integrado por:

Dr. Mario Alberto Juárez Balderas
Dr. Javier Gustavo Cabal Velarde
Dr. Eligio Flores Rodríguez
Dr. Gilberto Muñoz Moreno

se autoriza la impresión de la tesis titulada "**Optimización de núcleos magnéticos con composites para mejorar la eficiencia y desempeño en convertidores CD-CD de alta frecuencia**" realizada por el estudiante **C. Jesús Pascual González García** con número de control **MIP23110001** la cual ha sido desarrollada dentro del programa de la Maestría en Ingeniería Electrónica bajo la dirección del Dr. Mario Alberto Juárez Balderas y la codirección del Dr. Javier Gustavo Cabal Velarde y ha sido revisada y aprobada por el comité tutorial antes mencionado.

Sin otro en particular, le envío un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica

M.C. ISAÍ GONZÁLEZ GAONA
DIRECTOR ACADÉMICO
PRESIDENTE DEL CIPI

ccp.

M.I. Ernesto Cabal Yépez

M.C. Akira Torreblanca Ponce

Titular de Jefatura de División de Ing. Electrónica

Titular del Departamento de Investigación

Para su conocimiento y atención

Para su seguimiento



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Carretera Irapuato - Silao km 12.5, El Copal. Irapuato, Guanajuato,
C.P. 36821 Tels. 462 6067900, 462 6067602
irapuato.tecnm.mx





INSTITUTO TECNOLÓGICO
SUPERIOR DE IRAPUATO

CONSTANCIA DE APROBACIÓN DE LA TESIS

La tesis **Optimización De Núcleos Magnéticos Con Compósitos Para Mejorar La Eficiencia Y Desempeño En Convertidores CD-CD De Alta Frecuencia** presentada para obtener el Grado de Maestro en Ingeniería Electrónica fue elaborada por el **Ing. Jesús Pascual González García** y aprobada en 15 de Diciembre del 2025 por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Ingeniería Electrónica del Tecnológico Nacional de México Campus Irapuato.

Dr. Mario Alberto Juárez Balderas

(Director de la tesis)

Dr. Javier Gustavo Cabal Velarde

(Codirector de la tesis)

Dr. Gilberto Muñoz Moreno

(Sinodal)

Dr. Eligio Flores Rodríguez

(Sinodal)



CRÉDITOS INSTITUCIONALES

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Maestría en Ingeniería Electrónica del Tecnológico Nacional de México Campus Irapuato, bajo la dirección del Dr. Mario Alberto Juárez Balderas en colaboración con el Dr. Javier Gustavo Cabal Velarde adscritos a este instituto.

Agradezco también a la **Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI)** por la beca otorgada durante el periodo de la maestría, la cual fue fundamental para la culminación de este trabajo.

Agradecimientos

Al TecNM campus Irapuato (Instituto Tecnológico Superior de Irapuato-ITESI), expreso mi agradecimiento por la formación académica recibida durante la maestría, así como por el apoyo económico brindado para realizar la estancia nacional.

A la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación (SECIHTI) por el apoyo económico recibido, el cual fue de gran importancia para la adecuada atención de los estudios de posgrado realizados y además sostener mis estadías en estancias nacionales e internacionales.

A mis asesores

Deseo expresar mi agradecimiento a mis asesores de tesis, el Dr. Mario Alberto Juárez Balderas y el Dr. Javier Gustavo Cabal Velarde, por el compromiso, esfuerzo y dedicación demostrados durante la realización de este trabajo. Sin sus conocimientos, orientación, paciencia y motivación, que fueron críticos para llevar a cabo esta investigación, no habría sido posible su culminación.

A mis sinodales, el Dr. Gilberto Muñoz Moreno y el Dr. Eligio Flores Rodríguez, por el tiempo dedicado a la lectura y análisis de mi proyecto de tesis, así como por sus observaciones, las cuales fueron clave para la correcta consolidación de este trabajo.

A mis padres y a mi hermana, por su amor incondicional, comprensión y apoyo permanente a lo largo de este camino. Gracias por su paciencia en los momentos de ausencia y por su motivación en los periodos de dificultad; su respaldo emocional y su confianza en mí han sido fundamentales para la culminación de esta etapa académica.

A la Universidad de Oviedo, Campus de Gijón, por brindarme la oportunidad de realizar una estancia de investigación en sus instalaciones y convivir con los docentes y estudiantes del área de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Comunicaciones y Sistemas, quienes se mostraron siempre atentos y amables, tanto en el ámbito académico como en el personal.

Manifiesto mi agradecimiento a la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo (UAEH), en especial al Área Académica de Ciencias de la Tierra y Materiales, por haberme brindado la oportunidad de realizar una estancia de investigación en sus instalaciones y por las facilidades otorgadas durante dicho periodo. Asimismo, agradezco a sus académicos y personal por su disposición.

Índice

Notación	xii
Resumen	xiv
Abstract.....	xv
Generalidades del proyecto	1
Objetivo general	1
Objetivos particulares	1
Capítulo 1. Introducción.....	2
1.1 Conmutación resonante	4
1.1.1 Ventajas de la conmutación resonante	4
1.1.2 Conmutación de tensión cero (ZVS) y conmutación con corriente cero (ZCS)	4
1.1.3 Problemas asociados a los elementos magnéticos a frecuencias elevadas	6
1.2 Convertidores resonantes.....	7
1.3 Etapa inversora	8
1.4 Circuito resonante.....	10
1.4.1 Parámetros fundamentales en redes resonantes.....	11
1.5 Transformador	11
1.5.1 Inductancia magnetizante y de fuga	12
1.5.2 Entrehierro	12
1.6 Etapa rectificadora.....	12
1.6.1 Rectificación convencional.....	13
1.7 Materiales magnéticos	13
1.7.1 Dominios magnéticos	13
1.7.2 Clasificación de materiales magnéticos.....	14
1.8 Propiedades magnéticas.....	16
1.8.1 Densidad de flujo.....	16
1.8.2 Fuerza magnetizante	17
1.8.3 Permeabilidad magnética.....	17
1.8.4 Curva de imanación	18
1.8.5 Ciclo de histéresis.....	19
1.9 Materiales magnéticos blandos SMCs.....	21
1.10 Técnicas de análisis de los materiales	23
1.10.1 Difracción de rayos X.....	23
1.10.2 FTIR	24

Capítulo 2.	Estado del arte	25
2.1	Pérdidas en los convertidores LLC.....	27
2.2	Investigación y avance de los materiales magnéticos	28
2.3	El uso de diferentes aglutinantes para la fabricación de SMCs.....	29
2.4	El uso del entrehierro distribuido	33
Capítulo 3.	Análisis de materiales	35
3.1	Características de la resina epóxica DGEBA	37
3.2	Ecuación de Scherrer	38
3.3	Materiales magnéticos a emplear	39
3.3.1	Magnetita	39
3.3.2	Magnesioferrita.....	41
3.3.3	Hexaferrita de plomo	43
3.3.4	Hexaferrita de estroncio.....	45
3.4	Discusión de los materiales a emplear.....	48
Capítulo 4.	Análisis del tanque LLC resonante.....	49
4.1	Análisis tanque resonante LLC por medio de FHA	51
4.2	Curva de ganancia LLC.....	54
4.3	Curvas de ganancia LC serie	55
4.4	Curvas de ganancia LC paralelo.....	56
4.5	Características principales de los tanques resonantes.....	57
Capítulo 5.	Diseño y simulación del convertidor LLC resonante	58
5.1	Diseño convertidor resonante LLC.....	60
5.2	Simulación del convertidor LLC resonante.....	62
5.2.1	Ajustes adicionales	62
5.3	Simulación en LTspice.....	62
5.4	Discusión de resultados obtenidos.....	66
Capítulo 6.	Fabricación y caracterización de núcleos toroidales	67
6.1	Selección de materiales fase uno	69
6.1.1	Selección de concentración de resina epóxica.....	69
6.1.2	Valores de inductancia y permeabilidades fase uno	71
6.2	Fase dos dopado de materiales	73
6.2.1	Valores de inductancia fase dos	73
6.2.2	Permeabilidades.....	75
6.2.3	Histéresis de los núcleos fabricados	76

6.2.4	Pérdidas magnéticas en núcleos	82
6.3	Discusión de resultados	83
Capítulo 7.	Pruebas a baja potencia de los transformadores	84
7.1	Medición de inductancias	86
7.2	Pruebas de transformador	88
7.3	Resultados de las pruebas a baja potencia	89
7.4	Discusión de resultados	92
Capítulo 8.	Fase experimental	93
8.1	Mediciones correspondientes	95
8.2	Respuesta del convertidor con diferentes núcleos.	97
8.2.1	Núcleo N87.....	97
8.2.2	Núcleo a base de Magnetita (Mt).	100
8.2.3	Núcleo a base de Magnetita y Magnesioferrita (Mt.-MgF).....	102
8.2.4	Núcleo a base de Magnetita y Hexaferrita de Plomo (Mt.-PbHF)	105
8.2.5	Núcleo a base de Magnetita y Hexaferrita de Estroncio (Mt.-SrHF)	107
8.3	Eficiencias totales del convertidor.....	111
8.4	Distribución de pérdidas	112
8.5	Eficiencia y temperatura de los transformadores	115
8.6	Discusión de resultados	118
Conclusiones.....		119
Trabajos futuros		120
Bibliografía.....		121
Anexos		126

Índice de Figuras

Figura 1.1. Ejemplo de conmutación voltaje cero.....	5
Figura 1.2. Ejemplo de conmutación cero corriente.....	6
Figura 1.3. Diagrama general de un convertidor resonante.....	7
Figura 1.4. Diagrama de un inversor simétrico.	9
Figura 1.5. Señales características del inversor de medio puente simétrico.....	9
Figura 1.6. Diferentes configuraciones de tanques resonantes.....	10
Figura 1.7. Estructura de un transformador.	12
Figura 1.8. Rectificación de onda completa con derivación.....	13
Figura 1.9. Señales características.	13
Figura 1.10. Estructura básica de un dominio magnético.....	14
Figura 1.11. Material diamagnético sin campo externo aplicado.	14
Figura 1.12. Material diamagnético con campo externo aplicado.....	14
Figura 1.13. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.	15
Figura 1.14. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.	15
Figura 1.15. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.	16
Figura 1.16. Definición de la densidad de flujo B.....	17
Figura 1.17. Definición de la fuerza magnetizante de un circuito magnético	17
Figura 1.18. Curva de imanación.....	19
Figura 1.19. Ciclo de histéresis.	20
Figura 1.20. Diferentes ciclos de histéresis.	21
Figura 1.21. Ejemplo de un SMC.....	21
Figura 1.22. Difractómetro.	23
Figura 1.23. Espectrómetro infrarrojo.	24
Figura 2.1. Pérdidas generales de un convertidor LLC.	27
Figura 2.2. Materiales magnéticos más empleados en la actualidad.	28
Figura 2.3. Avances en los materiales en la actualidad.	29
Figura 2.4. Ventajas y desventajas generales de los SMCs.	30
Figura 2.5. Factores más importantes en la composición de un SMC hierro-resina.	31
Figura 2.6. Relación entre las pérdidas totales normalizadas vs. densidad de campo magnético.	32
Figura 2.7. Comportamiento de la permeabilidad magnética con respecto a la frecuencia. 32	
Figura 2.8. muestra el comportamiento de la inductancia en función de la corriente para diferentes longitudes de entrehierro (L).	33
Figura 2.9. Distribución del núcleo con diferentes espacios de aire.	34
Figura 3.1. Analisis por medio de IR de la resina.	38
Figura 3.2. Patrón de difracción de rayos X de la magnetita.....	39
Figura 3.3. Representación de la estructura cristalina de la magnetita.....	40
Figura 3.4. Ciclo de histéresis característico de la magnetita [53].	41
Figura 3.5. Patrón de difracción de rayos X de magnesioferrita.	41
Figura 3.6. Representación de la estructura cristalina de magnesioferrita.	42
Figura 3.7. Ciclo de histéresis característico de la magnesioferrita [56].....	43
Figura 3.8. Representación de la estructura cristalina de la Hexaferrita de plomo.	44
Figura 3.9. Ciclo de histéresis característico de la Hexaferrita de plomo [57].....	45
Figura 3.10. Representación de la estructura cristalina de la Hexaferrita de estroncio.....	46
Figura 3.11. Ciclo de histéresis característicos de la Hexaferrita de estroncio [59].....	47

Figura 4.1. Transformación del convertidor a un circuito equivalente usando FHA: a) Convertidor LLC original, b) Circuito simplificado, c) Circuito equivalente FHA.....	52
Figura 4.2. Curvas de ganancia normalizadas del tanque LLC.....	54
Figura 4.3. Circuito equivalente empleando FHA para el tanque LC serie.....	55
Figura 4.4. Curvas de ganancia del tanque LC serie.....	55
Figura 4.5. Circuito equivalente FHA para un tanque LC paralelo.....	56
Figura 4.6. Curvas de ganancia del tanque LC paralelo.....	56
Figura 5.1. Diagrama de simulación en LTspice del convertidor LLC resonante.....	63
Figura 5.2. Voltaje y corriente de salida del convertidor LLC resonante.....	64
Figura 5.3. Corriente de resonancia del convertidor LLC resonante.....	64
Figura 5.4. Conmutación ZVS en el MOSFET 1 del convertidor resonante.....	65
Figura 5.5. Conmutación del diodo D1 del convertidor LLC resonante.....	66
Figura 6.1. Etapas de análisis de los núcleos toroidales.....	69
Figura 6.2. 9% de concentración de resina epoxi.....	70
Figura 6.3. 8% de concentración de resina epoxi.....	70
Figura 6.4. 7% de concentración de resina epoxi.....	71
Figura 6.5. Valores de inductancia con diferente concentración de resina con 40 vueltas...	71
Figura 6.6. Valores de permeabilidad de fase uno.....	72
Figura 6.7. Diagrama de flujo fase dos.....	74
Figura 6.8. Porcentaje de dopado para los núcleos a fabricar.....	74
Figura 6.9. Valores de inductancia de los núcleos fabricados	75
Figura 6.10. Permeabilidades relativas con dopaje.....	76
Figura 6.11. Diagrama de mesa de trabajo para la obtención de histéresis.....	77
Figura 6.12. Mesa de trabajo para la obtención de histéresis.....	77
Figura 6.13. Señales obtenidas en la mesa de trabajo.....	78
Figura 6.14. 100 kHz con núcleo comercial.....	79
Figura 6.15. 100 kHz sin núcleo comercial.....	79
Figura 6.16. Comparación 200 kHz con núcleo comercial.....	80
Figura 6.17. Comparación 200 kHz sin el núcleo comercial.....	80
Figura 6.18. Señales correspondientes a 400 kHz del núcleo comercial.....	80
Figura 6.19. Comparación a 300 kHz.....	81
Figura 6.20. Comparación a 400kHz.....	81
Figura 6.21. Comparación a 500kHz.....	81
Figura 6.22. Pérdidas obtenidas por medio del ciclo de histéresis.....	83
Figura 7.1. Medición del inductor primario.....	86
Figura 7.2. Medición de la inductancia de resonancia.....	86
Figura 7.3. Medidor de inductancia.....	87
Figura 7.4. Núcleos finales.....	88
Figura 7.5. Diagrama de conexión para el testeo de los transformadores a baja potencia...	88
Figura 7.6. Mesa de trabajo de testeo de núcleos.....	89
Figura 7.7. Pruebas a baja potencia del núcleo N87.....	90
Figura 7.8. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.....	90
Figura 7.9. Pruebas a baja potencia de núcleo Mt.-MgF.....	91
Figura 7.10. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.-PbHF.....	91
Figura 7.11. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.-SrHF.....	92
Figura 8.1. Representación de las mediciones realizadas.....	96
Figura 8.2. mesa de trabajo del convertidor LLC resonante.....	97

Figura 8.3. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo N87.	98
Figura 8.4. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo N87.	99
Figura 8.5. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (N87).	100
Figura 8.6. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt.	100
Figura 8.7. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt.	101
Figura 8.8. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.).	102
Figura 8.9. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-MgF.	103
Figura 8.10. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-MgF.	104
Figura 8.11. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-MgF).	105
Figura 8.12. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-PbHF.	106
Figura 8.13. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-PbHF.	106
Figura 8.14. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-PbHF).	107
Figura 8.15. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-SrHF.	108
Figura 8.16. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-SrHF.	109
Figura 8.17. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-SrHF).	110
Figura 8.18. Eficiencia del convertidor resonante para los diferentes núcleos magnéticos evaluados.	111
Figura 8.19. Distribución de pérdidas empleando el núcleo N87.	112
Figura 8.20. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.	113
Figura 8.21. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-MgF.	113
Figura 8.22. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-PbHF.	114
Figura 8.23. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-SrHF.	114
Figura 8.24. Temperatura núcleo N87.	116
Figura 8.25. Temperatura núcleo Mt.	116
Figura 8.26. Temperatura del núcleo Mt.-MgF.	116
Figura 8.27. Temperatura del núcleo Mt.-PbHF.	116
Figura 8.28. Temperatura del núcleo Mt.-SrHF.	116
Figura 8.29. Representación gráfica de las temperaturas.	117
Figura 8.30. Eficiencia por transformador.	118

Índice de Tablas

Tabla 1.1. Propiedades principales de los SMCs.....	21
Tabla 1.2. Desventajas principales de los SMCs.	22
Tabla 2.1. Materiales termoestables que se emplean para el recubrimiento de la partícula, 30	
Tabla 3.1. Propiedades principales de los materiales a emplear.	48
Tabla 4.1. Comparación de características de diferentes tanques resonantes.	57
Tabla 5.1. Parámetros básicos para el diseño del convertidor LLC.	60
Tabla 5.2. Parámetros y valores de simulación del convertidor LLC resonante.	62
Tabla 6.1. Pérdidas obtenidas por medio del ciclo de histéresis.....	82
Tabla 7.1. Valores de inductancia obtenidos mediante el medidor LCR.	87
Tabla 8.1. Resumen de datos clave del convertidor resonante.	112
Tabla 8.2. Resumen de pérdidas en el convertidor LLC.	115

Notación

Parámetros de circuitos resonantes y convertidor

L : Inductancia [H].

C : Capacitancia [F].

X_L : Reactancia inductiva.

X_C : Reactancia capacitiva.

ω_0 : Frecuencia angular de resonancia.

f_0 : Frecuencia de resonancia.

Q : Factor de calidad del tanque resonante.

L_r : Inductancia resonante.

L_m : Inductancia magnetizante.

C_r : Capacitor resonante.

L_n : Relación de inductancias del tanque resonante.

f_{sw} : Frecuencia de conmutación.

Ω : Frecuencia normalizada.

Q_e : Factor de calidad equivalente del tanque LLC.

R_{eq} : Resistencia equivalente vista por el tanque.

R_L : Resistencia de carga.

n : Relación de transformación.

I_r : Corriente resonante.

Parámetros magnéticos

B : Densidad de flujo magnético.

H : Intensidad de campo magnético.

Φ : Flujo magnético en el material.

μ : Permeabilidad magnética.

μ_0 : Permeabilidad del vacío.

μ_r : Permeabilidad relativa.

B_S : Densidad de flujo de saturación.

B_r : Flujo remanente.

H_C : Coercitividad.

Abreviaturas

SMCs: Compuestos Magnéticos Blandos.

DGEBA: Resina epóxica diglicidil éter de bisfenol A.

Mt.: Magnetita Fe_3O_4 .

MgF: Magnesioferrita $MgFe_2O_4$.

PbHF: Hexaferrita de plomo $PbFe_{12}O_{19}$.

SrHF: Hexaferrita de estroncio $SrFe_{12}O_{19}$.

ZVS: Conmutación a voltaje cero.

ZCS: Conmutación a corriente cero.

XRD/DRX: Difracción de rayos X.

FTIR: Espectroscopía infrarroja por transformada de Fourier.

Resumen

En este trabajo de tesis se presenta la fabricación, caracterización e implementación de núcleos toroidales elaborados con compósitos magnéticos a base de magnetita. Estos núcleos se desarrollaron con el propósito de evaluar su viabilidad en convertidores CD-CD de alta frecuencia y analizar su potencial para mejorar el desempeño electromagnético y térmico frente a materiales convencionales. La metodología incluyó la formulación de los compósitos utilizando resina como aglutinante, así como la incorporación de variantes dopadas. Las propiedades magnéticas se evaluaron mediante curvas B-H y parámetros asociados a permeabilidad, coercitividad y pérdidas en función de la frecuencia, incorporando además un núcleo comercial toroidal para establecer comparaciones directas durante la etapa de caracterización. Posteriormente, los núcleos fabricados se implementaron en un convertidor resonante previamente diseñado, comparando su desempeño experimental con un núcleo comercial de referencia tipo E, N87. Los resultados muestran que los compósitos desarrollados presentan un comportamiento típico de materiales magnéticos blandos y evidencian mejoras asociadas al dopaje, aunque los materiales comerciales mantienen el mejor desempeño global. En conjunto, se concluye que los núcleos compósitos a base de magnetita constituyen una alternativa prometedora y ajustable para aplicaciones de alta frecuencia, con margen de optimización tanto en los materiales empleados como en el proceso de fabricación.

Abstract

This thesis presents the fabrication, characterization, and implementation of toroidal cores made of magnetite-based soft magnetic composites. These cores were developed to evaluate their feasibility for high-frequency DC–DC converters and to analyze their potential to improve electromagnetic and thermal performance compared to conventional materials. The methodology included the formulation of the composites using a resin binder and the incorporation of doped variants. Magnetic properties were evaluated through B–H loops and related parameters such as permeability, coercivity, and frequency-dependent losses. A commercial toroidal core was also included to establish direct comparisons during the characterization stage. Subsequently, the fabricated cores were implemented in a previously designed resonant converter, and their experimental performance was compared with a commercial E-core reference material, N87. The results show that the developed composites exhibit typical soft magnetic behavior and demonstrate improvements associated with doping, although commercial materials still provide the best overall performance. Overall, magnetite-based composite cores are a promising and adaptable alternative for high-frequency applications, with further opportunities for optimization in both material formulation and manufacturing processes.

Generalidades del proyecto

Objetivo general

Desarrollar y aplicar tecnologías basadas en compuestos magnéticos de nanopartículas para mejorar la eficiencia energética, reducir el tamaño y peso de los núcleos magnéticos, aumentar la densidad de potencia, ampliar el rango de frecuencias de operación, y mejorar la estabilidad térmica en convertidores de corriente continua a corriente continua (CD-CD) de alta frecuencia.

Objetivos particulares

- Fabricará núcleos toroidales con entrehierros distribuidos a partir de compuestos de nanopartículas magnéticas y resina epoxi (DGEBA), con el fin de desarrollar materiales compactos, ligeros y adecuados para aplicaciones de electrónica de potencia.
- Caracterizará estructural y químicamente los compuestos fabricados mediante técnicas como la difracción de rayos X (XRD) y la espectroscopia infrarroja (IR), para identificar las fases cristalinas y evaluar la interacción entre los materiales magnéticos y la matriz polimérica.
- Evaluará el comportamiento magnético de los núcleos fabricados, determinando parámetros como la permeabilidad relativa, el ciclo de histéresis, las pérdidas magnéticas y la inductancia, en función de la frecuencia y las condiciones de operación.
- Comparará el desempeño de los núcleos elaborados con magnetita pura frente a los dopados con ferrita de magnesio, analizando su eficiencia energética, estabilidad térmica, capacidad de operación en alta frecuencia y reducción de pérdidas por histéresis y corrientes parásitas.
- Optimizará el diseño de materiales compuestos para maximizar la eficiencia energética, la densidad de potencia y la estabilidad operativa en condiciones exigentes, contribuyendo al desarrollo de dispositivos electrónicos más potentes, eficientes y compactos.

Capítulo 1. Introducción

Los convertidores CD-CD de alta frecuencia han cobrado una importancia central en la electrónica de potencia debido a su capacidad para ofrecer soluciones eficientes, compactas y adaptables a una gran variedad de aplicaciones modernas. Su funcionamiento a altas frecuencias permite reducir significativamente el tamaño de los componentes pasivos, como inductores y transformadores, lo que favorece el diseño de sistemas más ligeros y eficientes. Además, estas topologías permiten una regulación precisa del voltaje y corriente, respondiendo rápidamente a cambios en la carga o en las condiciones del sistema. Su uso es fundamental en tecnologías emergentes como las energías renovables, la electromovilidad, la iluminación LED eficiente y los cargadores de baterías, donde se requiere conversión de energía de forma confiable, segura y con altas eficiencias. Otro aspecto relevante es la posibilidad de ofrecer aislamiento galvánico, lo que mejora la seguridad y el cumplimiento de normas en aplicaciones críticas. Diversas investigaciones han abordado su diseño, modelado y aplicación práctica.

1.1 Conmutación resonante

1.1.1 Ventajas de la conmutación resonante

La conmutación resonante representa una de las técnicas más avanzadas en la electrónica de potencia, destacando principalmente por su capacidad para reducir significativamente las pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores. Este enfoque permite operar bajo condiciones de conmutación suave, como el Zero Voltage Switching (ZVS) o el Zero Current Switching (ZCS), en las que los transistores cambian de estado cuando el voltaje o la corriente es cero. Gracias a ello, se minimiza la generación de calor, se mejora la eficiencia general del sistema y se alarga la vida útil de los componentes. Además, la conmutación resonante posibilita el funcionamiento a frecuencias mucho más altas que la conmutación convencional, lo que reduce el tamaño de transformadores, inductores y capacitores, facilitando el diseño de sistemas más compactos y ligeros [1]. Otra ventaja destacada es la reducción de interferencia electromagnética (EMI), debido a las transiciones suaves de corriente y voltaje, lo cual favorece la compatibilidad con dispositivos electrónicos sensibles y el cumplimiento de normativas EMC. Esta técnica también mejora el rendimiento térmico y es ideal para aplicaciones con cargas variables, como cargadores de baterías, iluminación LED y sistemas de energía renovable, ya que mantiene niveles de eficiencia elevados en un amplio rango operativo. Por último, los convertidores resonantes facilitan la integración de aislamiento galvánico mediante transformadores de alta frecuencia, sin sacrificar rendimiento. En conjunto, estas ventajas han posicionado a la conmutación resonante como una solución esencial en el diseño de convertidores modernos, especialmente en aplicaciones donde se requiere alta eficiencia, reducción de tamaño y fiabilidad a largo plazo [2], [3].

1.1.2 Conmutación de tensión cero (ZVS) y conmutación con corriente cero (ZCS)

El Zero Voltage Switching (ZVS) es una técnica de conmutación suave en la cual el dispositivo semiconductor, como un MOSFET o IGBT, cambia de estado cuando el voltaje entre sus terminales es cero, este efecto se muestra de manera gráfica en Figura 1.1, lo que reduce considerablemente las pérdidas asociadas al encendido y apagado del interruptor. Esta característica permite operar a frecuencias más altas sin comprometer la eficiencia del

sistema, ya que evita el solapamiento entre corriente y voltaje durante la conmutación. Además, al realizar transiciones de voltaje suaves, el ZVS contribuye significativamente a la reducción de interferencias electromagnéticas (EMI), mejorando la compatibilidad electromagnética del sistema y disminuyendo el ruido generado. Para lograr esta conmutación a voltaje cero, es necesario incorporar topologías resonantes o circuitos auxiliares que controlen la forma de onda del voltaje sobre el interruptor, lo que añade complejidad al diseño. Sin embargo, sus beneficios lo hacen especialmente adecuado en aplicaciones donde se requiere alta eficiencia y operación a frecuencias elevadas, como en convertidores LLC resonantes, fuentes conmutadas (SMPS), cargadores inalámbricos, convertidores de media y alta potencia y sistemas de movilidad eléctrica, donde se prioriza la eficiencia energética, la reducción de tamaño y la fiabilidad operativa [4].

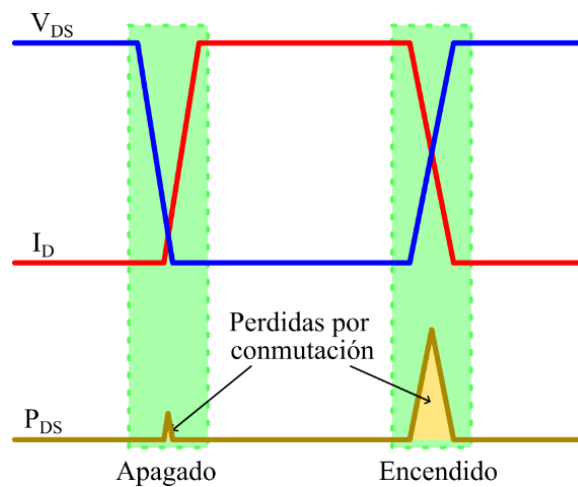


Figura 1.1. Ejemplo de conmutación voltaje cero.

El Zero Current Switching (ZCS) es una técnica de conmutación suave que permite a los dispositivos semiconductores, como transistores o interruptores controlados, conmutar cuando la corriente que los atraviesa es igual a cero como se representa gráficamente en Figura 1.2, lo que minimiza las pérdidas por conmutación y reduce el estrés térmico sobre el dispositivo. A diferencia del ZVS, que busca anular el voltaje en el instante de la conmutación, el ZCS asegura que la transición ocurra sin flujo de corriente, lo cual es especialmente ventajoso en circuitos donde la corriente varía rápidamente o donde se utilizan dispositivos con capacidad limitada de manejo de corriente transitoria. Esta técnica es particularmente útil para interruptores de apagado forzado como los IGBT, ya que evita el cruce de corriente y voltaje que genera pérdidas elevadas. Sin embargo, uno de los retos del ZCS es que suele implicar mayores tensiones pico en los dispositivos, lo que requiere componentes con mayor tolerancia de voltaje y control preciso del tiempo de conducción. Aun así, el ZCS se implementa con éxito en aplicaciones como convertidores resonantes de corriente, inversores de alta frecuencia, equipos de soldadura electrónica y fuentes conmutadas donde se prioriza la eficiencia térmica [4].

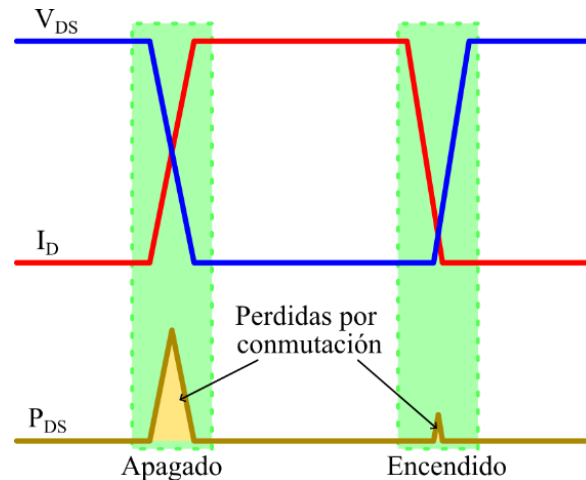


Figura 1.2. Ejemplo de conmutación cero corriente.

1.1.3 Problemas asociados a los elementos magnéticos a frecuencias elevadas

A medida que los convertidores de potencia operan a frecuencias cada vez más elevadas, los elementos magnéticos como transformadores e inductores enfrentan múltiples desafíos técnicos que afectan directamente la eficiencia, confiabilidad y viabilidad del sistema. Uno de los principales problemas está relacionado con el aumento de las pérdidas en el núcleo magnético, debido tanto al fenómeno de histéresis como a las corrientes parásitas o de Foucault (eddy currents), las cuales incrementan notablemente el calentamiento del componente y reducen la eficiencia global. Estas pérdidas se intensifican a medida que se incrementa la frecuencia de conmutación, lo cual obliga al diseñador a utilizar materiales magnéticos especiales como ferritas de alta resistividad, polvo de hierro o aleaciones nanocristalinas, que, si bien ofrecen mejor desempeño, suelen ser más costosos y con limitaciones propias en cuanto a saturación y disponibilidad [5].

Otro problema crítico es el efecto piel (skin effect), donde la corriente tiende a concentrarse en la superficie del conductor a frecuencias altas, lo que incrementa la resistencia eléctrica efectiva del alambre y, por ende, las pérdidas por conducción. Este fenómeno se agrava por el efecto de proximidad, que ocurre cuando campos magnéticos de conductores cercanos provocan una distribución no uniforme de la corriente en los devanados. Para mitigar ambos efectos, se requiere el uso de conductores especiales como cables Litz, que permiten una mejor distribución de corriente en todo el volumen del conductor, aunque también incrementan la complejidad y el costo del diseño [3],[6].

Adicionalmente, los elementos magnéticos que operan en altas frecuencias presentan mayores dificultades térmicas, ya que las pérdidas acumuladas en el núcleo y los conductores generan calor que debe disiparse adecuadamente. En muchos casos, se requiere el uso de sistemas de enfriamiento activo o disipadores térmicos específicos para evitar el sobrecalentamiento y la degradación del material magnético. Por otro lado, el diseño de estos componentes se vuelve más complejo desde el punto de vista del modelado electromagnético y térmico, ya que los modelos tradicionales pierden precisión a frecuencias muy altas,

exigiendo el uso de herramientas avanzadas de simulación como análisis por elementos finitos (FEM).

En suma, aunque operar a altas frecuencias permite reducir el tamaño de los componentes y aumentar la densidad de potencia del sistema, también introduce una serie de problemas técnicos en los elementos magnéticos que deben abordarse cuidadosamente mediante selección de materiales adecuados, técnicas de bobinado avanzadas y métodos de refrigeración eficientes. Ignorar estos factores puede comprometer no solo el rendimiento, sino también la confiabilidad y durabilidad de los convertidores de potencia en aplicaciones críticas.

1.2 Convertidores resonantes

Los convertidores resonantes LLC presentan diversas ventajas que los hacen atractivos en aplicaciones de alta frecuencia y potencia. En primer lugar, ofrecen alta eficiencia energética, alcanzando valores superiores al 95% gracias a la conmutación suave que permite reducir las pérdidas por conmutación mediante ZVS en los transistores y ZCS en los diodos. Asimismo, contribuyen a la reducción de esfuerzos eléctricos sobre los dispositivos semiconductores, lo que mejora su confiabilidad y prolonga la vida útil del sistema. Otra ventaja importante es la disminución del ruido electromagnético (EMI), resultado de transitorios de menor magnitud, lo que a su vez simplifica el diseño de filtros de entrada y salida. Estos convertidores también destacan por su flexibilidad en el rango de operación, ya que mantienen un desempeño eficiente tanto en carga nominal como en condiciones de carga ligera, ajustando la frecuencia de conmutación. Finalmente, permiten alcanzar una mayor densidad de potencia, debido a que la operación a frecuencias elevadas posibilita el uso de transformadores e inductores más pequeños, lo que se traduce en equipos más compactos y ligeros [7].

La Figura 1.3 presentada corresponde al diagrama esquemático de un convertidor resonante LLC, una topología de la familia de los convertidores CD-CD que emplea una red resonante para alcanzar elevadas eficiencias en aplicaciones de potencia. Su principio de operación se basa en el aprovechamiento de la conmutación suave, lo que permite reducir significativamente las pérdidas de conmutación y mejorar el comportamiento a altas frecuencias, en comparación con convertidores tradicionales de tipo PWM [8].

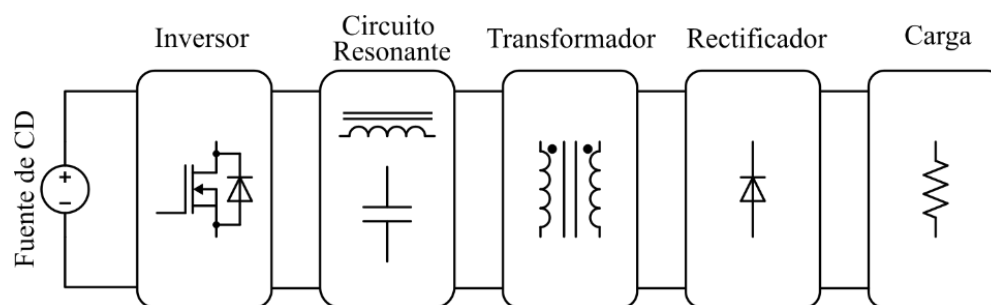


Figura 1.3. Diagrama general de un convertidor resonante.

El circuito se compone principalmente de 5 bloques. El primero es la etapa de conmutación, formada generalmente por un inversor medio puente o un puente completo de transistores MOSFET, cuya función es generar una señal alterna a partir de la tensión de entrada en corriente continua. Esta señal alimenta el tanque resonante y define la dinámica de funcionamiento del convertidor.

El segundo bloque corresponde a la red resonante LLC, integrada por la inductancia resonante L_r , la capacitancia resonante C_r y la inductancia magnetizante L_m . La combinación de L_r y C_r establece la frecuencia de resonancia, mientras que L_m , asociada al transformador, permite ampliar el rango de ganancia y mejorar la operación. Esta red es la encargada de garantizar la transferencia eficiente de energía y de posibilitar la operación en modo de conmutación suave (ZVS o ZCS).

El tercer bloque es el transformador de alta frecuencia, el cual cumple dos funciones esenciales: proporcionar aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, y adaptar los niveles de tensión mediante la relación de vueltas. En la salida, el sistema cuenta con un conjunto de diodos rectificadores (o MOSFETs síncronos en configuraciones modernas), encargados de convertir nuevamente la señal alterna en continua. Finalmente, un condensador de filtrado suaviza el voltaje para entregar una salida estable y adecuada para la carga.

El cuarto y quinto bloque es rectificación y carga, el bloque de rectificación es el encargado de llevar a cabo la transformación de la señal de voltaje cuadrado obtenida del transformador y convertirla en una señal de CD; la carga será la encargada de determinar el flujo de corriente del dispositivo de acuerdo con la prueba realizada.

Los bloques que componen los convertidores LLC se desarrollarán de mejor manera en los siguientes subtemas.

1.3 Etapa inversora

Dentro de la etapa del inversor se encuentran diferentes configuraciones de inversor dentro de las cuales se encuentran típicamente:

- Inversor medio puente.
- Inversor medio puente asimétrico.
- Inversor puente completo.

Dentro de las cuales la que es objetivo de estudio en la topología medio puente asimétrico, un ejemplo de esta configuración se puede observar en Figura 1.4.

En la parte superior de la Figura 1.5 se observa la forma de onda de control del interruptor Q2, la cual es una señal cuadrada que alterna entre dos niveles de voltaje (encendido y apagado). En la parte inferior aparece la señal de salida V_o , también de forma cuadrada, que oscila entre el nivel de la fuente de voltaje con el valor de $\frac{V_{CD}}{2}$ y $-\frac{V_{CD}}{2}$ como se aprecia en la parte inferior de la Figura 1.5.

La característica principal que distingue a un inversor medio puente asimétrico es que, a diferencia del medio puente simétrico, el voltaje aplicado al transformador o a la carga no es

simétrica respecto al punto medio de la fuente de alimentación de CD, sino que se aprovecha un condensador de acoplamiento o un divisor capacitivo que introduce esta operación asimétrica.

El empleo de la topología inversora de medio puente asimétrico conlleva numerosas ventajas como son la reducción de componentes en comparación con las topologías de puente completo y de medio puente convencional, las cuales se describen a continuación:

- Reduce el número de elementos principales, lo que genera una reducción en la complejidad y tamaño.
- Podría considerarse una ventaja el que gracias a su configuración los dispositivos semiconductores como lo serían los MOSFETs, IGBTs que forman la configuración inversora solo soportan la mitad de voltaje de alimentación de CD.
- Compatible con técnicas de conmutación resonante (ZVS/ZCS) lo que permite el reducir las pérdidas por conmutación.
- De manera intrínseca se consigue el reducir las pérdidas debido a la conmutación resonante y al menor número de componentes, las pérdidas son menores.

Son empleados frecuentemente en convertidores resonantes, cargadores inalámbricos, drivers de leds, etc, estas aplicaciones son principalmente donde el tamaño y la eficiencia son críticas para el correcto funcionamiento de los dispositivos eléctricos.

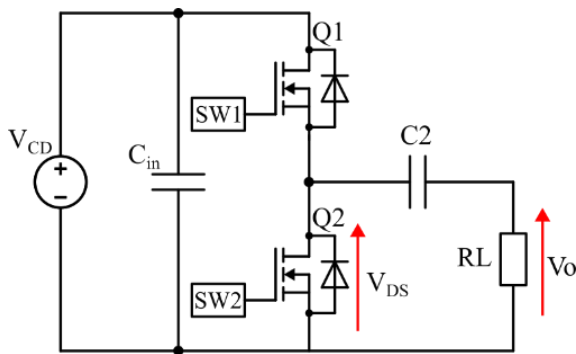


Figura 1.4. Diagrama de un inversor simétrico.

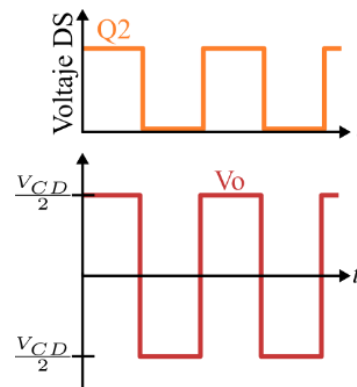


Figura 1.5. Señales características del inversor de medio puente simétrico.

Este tipo de convertidor se utiliza en topologías resonantes CD/CD. Gracias al capacitor que actúa como filtro de la componente de corriente continua, es posible implementar una red o tanque resonante cuya respuesta se ajusta a la frecuencia de conmutación de los interruptores. En consecuencia, la frecuencia de operación del convertidor coincide o se encuentra muy cercana a la frecuencia de resonancia del tanque [9] .

1.4 Circuito resonante

Se le considera resonancia a la condición que se hace presente en circuitos con elementos pasivos (resistencias, inductores, capacitores), las cuales se emplean en el uso de arreglos serie, paralelo o mixtos, donde las reactancias correspondientes a los inductores y capacitores se anulan entre sí, lo que da lugar a una impedancia resistiva [9], donde las principales aplicaciones de los circuitos resonantes están en filtros de señales, circuitos osciladores y convertidores electrónicos para la mejora de potencia y eficiencia en la conversión de energía.

La función de los elementos empleados en los circuitos resonantes o en otras aplicaciones se define como:

- **Inductor:** Es un componente que almacena energía de forma de campo magnético al aplicarle un flujo de corriente.
- **Capacitor:** Este componente almacena energía en forma de campo eléctrico al aplicarle un voltaje.
- **Resistencia:** Es un elemento que naturalmente se opone al paso de la corriente eléctrica y este no almacena energía.

Los circuitos resonantes pueden ser encontrados en diferentes configuraciones las cuales pueden mencionarse como configuraciones en serie, paralelo, serie paralelo, un ejemplo de esto se muestra en Figura 1.6 en la cual se muestran ejemplos de las configuraciones que pueden ser encontradas en convertidores de potencia [1].

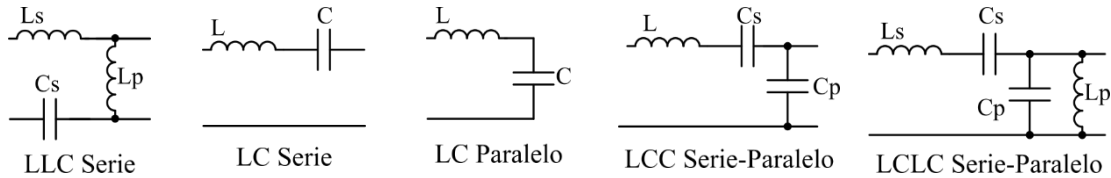


Figura 1.6. Diferentes configuraciones de tanques resonantes.

De acuerdo con la definición ya mencionada sobre la propiedad de las reactancias del capacitor y del inductor son iguales, matemáticamente se representa como se muestra en

$$X_L = X_C \quad (1.1)$$

Donde $X_L = \omega_0 L$ y $X_C = \frac{1}{\omega_0 C}$, donde son la reactancia inductiva y capacitiva respectivamente, ω_0 es la frecuencia de resonancia angular expresada en $\left[\frac{rad}{seg}\right]$, L es el valor de la inductancia la cual se expresa en $[H]$ Henry, y C el valor de la capacitancia expresada en Faradios $[F]$.

1.4.1 Parámetros fundamentales en redes resonantes.

Uno de los parámetros fundamentales de los tanques resonantes es la frecuencia angular de resonancia y la frecuencia de resonancia, donde la frecuencia angular de resonancia (ω_0) hace referencia al valor en el cual las reactancias del inductor y capacitor se igualan, empleando la ecuación (1.1) y sustituyendo los valores de las reactancias se obtiene el valor de la frecuencia angular de resonancia $\left[\frac{rad}{seg}\right]$ como se muestra en la ecuación (1.2).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

Sin embargo, la magnitud de ω_0 puede ser expresada en Hertz por medio de $\omega_0 = 2\pi f_0$, donde f_0 es la frecuencia de resonancia, la cual se expresa como se muestra en la ecuación (1.3).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

El factor de calidad (Q) se define como la proporción entre la energía máxima almacenada en forma reactiva dentro del inductor y el capacitor, frente a la energía que se pierde en cada ciclo de oscilación [9]. En otras palabras, mide qué tan eficientemente un circuito resonante conserva y reutiliza la energía frente a sus pérdidas. Un valor alto de Q indica un circuito con bajas pérdidas y alta selectividad en frecuencia es se representa de manera matemática de la siguiente forma por medio de la ecuación (1.6).

$$Q = 2\pi \frac{\text{Picodeenergíaalmacenadaenelcicuito}}{\text{Disipaciónde energía por el circuito en un periodo de resonancia}} \quad (1.4)$$

1.5 Transformador

En un convertidor resonante el transformador forma parte crítica del diseño en los convertidores resonantes ya que no solamente forma parte del tanque resonante sino que también define la ganancia, permite aplicar la conmutación suave, determina el tamaño final del sistema, por esto es un elemento crítico para el diseño del sistema, para un convertidor resonante LLC que es el caso de estudio los componentes magnéticos que requieren ser diseñados son L_r , L_m y T , siendo la inductancia de fuga, inductancia magnetizante y el transformador respectivamente [10], los cuales serán tratados en el siguiente subtema.

1.5.1 Inductancia magnetizante y de fuga

La inductancia magnetizante es la parte de la inductancia del transformador asociada al flujo magnético útil que enlaza simultáneamente los devanados primario y secundario. Representa la energía almacenada en el núcleo magnético y define la relación entre el flujo principal y la corriente de magnetización. En los modelos equivalentes de transformadores, aparece en paralelo con la rama del secundario o primario como se observa en la Figura 1.7 la cual está denotada con L_M [11].

De igual modo la inductancia de fuga es la porción de la inductancia del devanado que está asociada al flujo no acoplado entre los devanados, es decir, el flujo magnético que no enlaza simultáneamente primario y secundario. En el modelo equivalente, aparece como inductancia serie en el primario y/o secundario como se muestra en Figura 1.7 la cual esta denotada como L_l , y su efecto principal es limitar la transferencia de energía instantánea y generar sobrevoltajes en transitorios [11], sin embargo, es crítica para el desarrollo del tanque resonante ya que el valor de la inductancia de fuga es utilizado como la inductancia de resonancia.

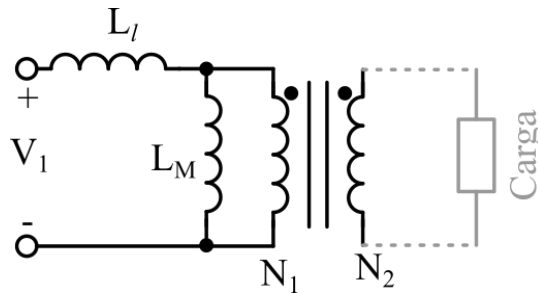


Figura 1.7. Estructura de un transformador.

1.5.2 Entrehierro

Al emplear un entrehierro en un núcleo genera la disminución de la permeabilidad, causando la disminución de inductancia total, aun así, el empleo de un entrehierro genera ventajas como lo son la estabilidad de los valores de inductancia, así como retardar la saturación del núcleo y aprovechar las propiedades magnéticas a corrientes elevadas [11], [12].

1.6 Etapa rectificadora

Como etapa final de un convertidor resonante se tiene la etapa rectificadora la cual es la encargada de rectificar la señal simétrica de voltaje cuadrado. Para llevar a cabo la rectificación existen diferentes tipos de rectificadores, sin embargo, para ser aplicados en convertidores resonantes se implementan principalmente dos las cuales son empleando diodos rectificadores y rectificación síncrona la cual se hace empleando MOSFETs, estas técnicas se configuran en modo rectificación de onda completa con transformador con derivación central y rectificación de onda completa [9].

En el caso del trabajo actual este se basará en la técnica de rectificación convencional, empleando la configuración de onda completa con derivación central.

1.6.1 Rectificación convencional

Esta técnica la conducción se lleva a cabo de forma complementaria, cuando el diodo conduce otro es polarizado inversamente, en este caso particular el voltaje entre ánodo y cátodo de los diodos cuando no conducen $-2V_p$. La configuración de esta técnica se muestra en Figura 1.8. así como sus señales características Figura 1.9.

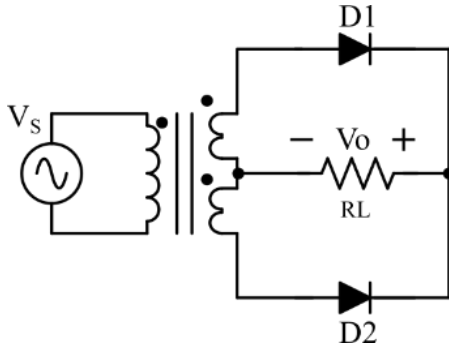


Figura 1.8. Rectificación de onda completa con derivación.

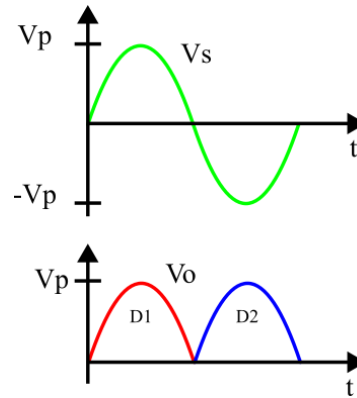


Figura 1.9 Señales características.

1.7 Materiales magnéticos

El fenómeno conocido como magnetismo es la característica algunos materiales ejercen fuerzas de atracción y de repulsión sobre otros materiales, algunos materiales presentan propiedades magnéticas que pueden llegar a ser observadas con facilidad, mientras que otros requieren de un campo magnético externo.

Las propiedades magnéticas de un material pueden depender de parámetros externos tales como presión, temperatura, trabajo mecánico, sin embargo, las características magnéticas de un material pueden verse alteradas por una aleación de otros elementos.

Las propiedades magnéticas extrínsecas de los materiales magnéticos son la permeabilidad, el campo coercitivo y el producto (B-H), estos son parámetros macroscópicos que dependen principalmente de la microestructura del material y estas pueden ser determinados mediante mediciones en el cambio de la magnetización bajo campos magnéticos aplicados [13].

1.7.1 Dominios magnéticos

El dominio magnético es una región dentro de un material a nivel atómico, en la cual se representan los momentos magnéticos de los átomos, el comportamiento de los dominios y los momentos ayuda a comprender el comportamiento magnético de los materiales y en base al comportamiento obtenido empleando un campo magnético externo es como los materiales son clasificados, la estructura básica de los dominios magnéticos se representa en la Figura 1.10.

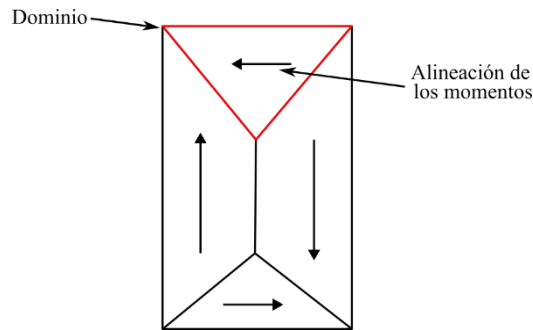


Figura 1.10. Estructura básica de un dominio magnético.

1.7.2 Clasificación de materiales magnéticos

Los materiales **diamagnéticos** se distinguen porque, en ausencia de un campo magnético externo, los electrones están apareados y sus momentos magnéticos se cancelan mutuamente, lo que impide la existencia de dominios magnéticos como se puede observar en Figura 1.11. Cuando se aplica un campo, se inducen corrientes orbitales que generan momentos en sentido opuesto al campo aplicado como se muestra en Figura 1.12. El efecto es muy débil y desaparece al retirar el estímulo, por lo que siempre muestran una respuesta negativa al magnetismo [14][15].

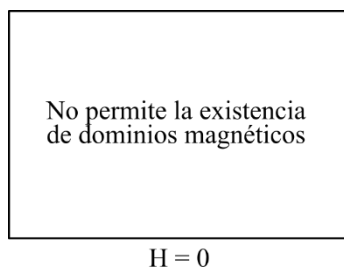


Figura 1.11. Material diamagnético sin campo externo aplicado.

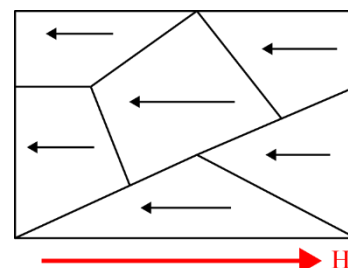


Figura 1.12. Material diamagnético con campo externo aplicado.

En los **paramagnéticos**, los átomos poseen electrones desapareados que originan momentos magnéticos permanentes. Sin campo, la orientación de estos momentos es completamente aleatoria debido a la agitación térmica, lo que da una magnetización neta nula como se puede observar en Figura 1.13 (a). Al aplicar un campo, los momentos tienden a alinearse en su dirección, aunque solo parcialmente, ya que el desorden térmico predomina. Esto produce una magnetización débil y completamente reversible al retirar el campo vea Figura 1.13 (b), [14], [16].

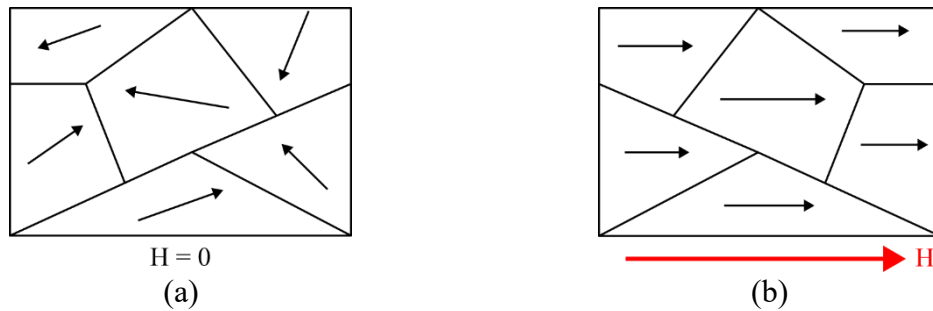


Figura 1.13. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.

Los **ferromagnéticos** poseen regiones internas en las cuales los momentos atómicos se alinean de manera espontánea. Sin embargo, como los dominios apuntan en distintas direcciones, la magnetización global puede ser nula en ausencia de un campo como se muestra en Figura 1.14. (a). Cuando este se aplica, los dominios alineados con el campo crecen, y los momentos rotan en su favor, alcanzando la saturación cuando todos están paralelos como se representa en Figura 1.14 (b). Aun después de retirar el campo, el material conserva parte de esta ordenación, fenómeno conocido como histéresis.[15], [16]

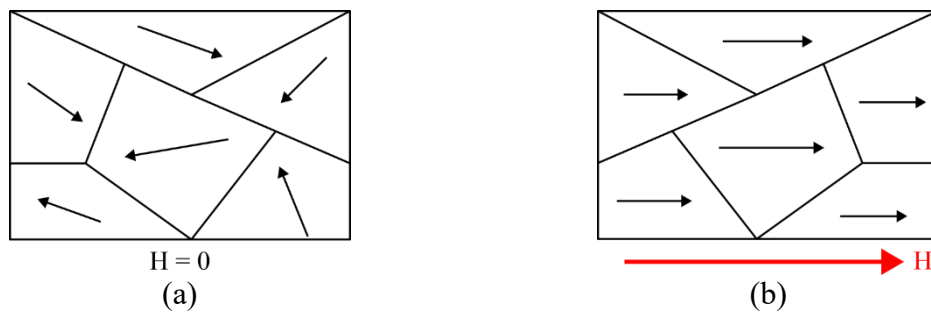


Figura 1.14. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.

En los **ferrimagnéticos**, como las ferritas, también se forman dominios, pero la diferencia radica en que las subredes cristalinas tienen momentos magnéticos opuestos de distinta magnitud como se representa en Figura 1.15 (a). Esto provoca que, incluso sin campo, exista una magnetización neta intermedia. Bajo un campo aplicado, los momentos de las subredes se ajustan y producen una magnetización considerable, semejante a la de los ferromagnéticos, aunque generalmente de menor intensidad como se muestra en Figura 1.15 (b) [14].

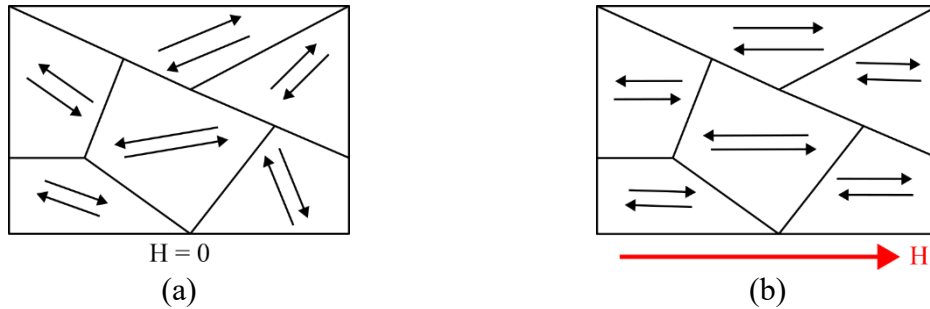


Figura 1.15. (a) Sin campo magnético, (b) Con campo magnético aplicado.

Los **antiferromagnéticos** se organizan en subredes donde los momentos son iguales en magnitud, pero opuestos en dirección, anulándose entre sí. Sin un campo aplicado, su magnetización neta es cero y no presentan dominios clásicos como los ferromagnéticos, sino un orden perfectamente compensado. Frente a un campo externo, su respuesta es mínima, y al superar la temperatura de Néel se pierde esta estructura ordenada, pasando a un comportamiento paramagnético [15], [16].

los **superparamagnéticos**, típicos de nanopartículas muy pequeñas, se comportan como partículas de dominio único. En ausencia de campo, la energía térmica es suficiente para invertir aleatoriamente la dirección de sus momentos magnéticos, resultando en una magnetización promedio nula. Bajo un campo aplicado, los momentos se alinean con gran facilidad, generando una fuerte magnetización. Sin embargo, al retirar el campo, esta desaparece sin dejar histéresis, lo que los diferencia de los ferromagnéticos clásicos. [14], [15].

1.8 Propiedades magnéticas

1.8.1 Densidad de flujo

Se le conoce como densidad de flujo a la cantidad de líneas de flujo magnético por unidad a la cual se denota como B , como se puede observar en (1.5), donde la densidad de flujo es la relación entre el flujo magnético y el área [17].

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad (1.5)$$

Donde B = Teslas (T), Φ = webers (Wb) y A = metros cuadrados (m^2). En Figura 1.16 se representa el concepto de densidad de flujo, en ella se observa un área circular atravesada por líneas de flujo (flechas naranjas) que ingresan de manera uniforme en dirección horizontal. El símbolo Φ indica el flujo total que atraviesa la superficie, mientras que el área del círculo se denota como A , donde permite visualizar como a mayor número de líneas de flujo concentradas en un área determinada, mayor será la densidad de flujo presente.

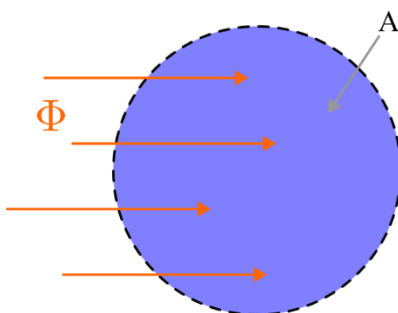


Figura 1.16. Definición de la densidad de flujo B.

1.8.2 Fuerza magnetizante

La fuerza magnetomotriz por unidad de longitud se llama fuerza magnetizante (H), también se le conoce como la intensidad de campo magnético, esta es empleada para determinar la intensidad de un campo magnético en una bobina donde se representa como se muestra en (1.6). [17]

$$H = \frac{NI}{l} \quad (1.6)$$

Donde $H = A/m$, N número de vueltas, $I = \text{Ampere (A)}$ y $l = \text{longitud (m)}$; en Figura 1.17 se representa el concepto de intensidad de flujo magnético en un circuito magnético cerrado. Se observa un núcleo ferromagnético con un devanado de N espiras recorrido por una corriente I , el producto $N \cdot I$ corresponde a la fuerza magnetizante o magnetomotriz, que da origen a un flujo magnético Φ dentro del material a lo largo del material l , esta expresa la capacidad del devanado para establecer un campo magnético en el núcleo y depende de la corriente aplicada, el número de espiras y la geometría del material.

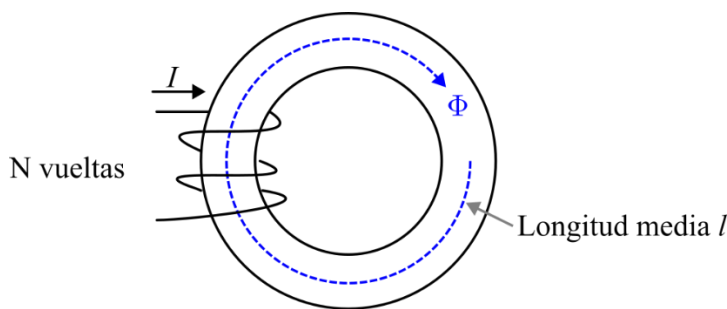


Figura 1.17. Definición de la fuerza magnetizante de un circuito magnético

1.8.3 Permeabilidad magnética

La permeabilidad magnética es una propiedad que mide que tan fácil un material permite el establecimiento de líneas de flujo magnético en su interior, ésta se define como la razón entre la densidad de flujo magnético (B) y la fuerza magnetizante (H) [18].

$$\mu = \frac{B}{H}, \left[\frac{\text{gauss}}{\text{oersteds}} \right] \quad (1.7)$$

Lo que significa que un material con mayor permeabilidad producirá mayor densidad de flujo, la permeabilidad es concepto análogo a la conductividad entre los circuitos eléctricos.

Donde la razón de la permeabilidad de un material a la del espacio libre se le conoce como permeabilidad relativa, donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{Wb}}{\text{A}\cdot\text{m}}$ [17].

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (1.8)$$

De manera general para materiales ferromagnéticos, $\mu_r \geq 100$ y para materiales no magnéticos, $\mu_r = 0$.

1.8.4 Curva de imanación

La curva de imanación, también conocida como curva de magnetización, representa la relación entre la intensidad del campo magnético aplicado (H) y la inducción magnética resultante (B) en un material ferromagnético.

Esta curva es esencial para comprender el comportamiento magnético de dichos materiales, ya que muestra cómo los dominios magnéticos internos “regiones donde los momentos magnéticos atómicos están alineados” responden al campo externo. Inicialmente, al aplicar un campo magnético, los dominios comienzan a rotar y a alinearse en la dirección del campo, fenómeno conocido como rotación de los dominios, lo que incrementa la magnetización del material. A medida que se incrementa la intensidad del campo, se alcanza un punto en el que la mayoría de los dominios están completamente alineados, y el material entra en una región de saturación magnética donde aumentos adicionales en H producen incrementos en B.

Esta curva es crucial para el diseño de dispositivos electromagnéticos como transformadores, inductores y motores eléctricos, ya que permite seleccionar materiales con alta permeabilidad inicial y baja pérdida magnética [19],[18].

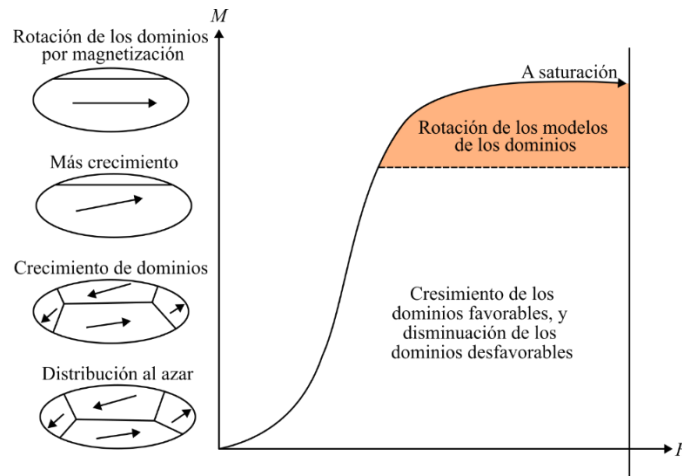


Figura 1.18. Curva de imanación.

1.8.5 Ciclo de histéresis

El ciclo de histéresis representa la pérdida de energía que hay en el núcleo, esta es representada mediante el área que se encuentra encerrada es el indicativo de la energía que pierde el material durante ese ciclo.” En aplicaciones de DC la pérdida total por histéresis depende de la frecuencia [3]”.

El ciclo de histéresis esta dado por la densidad de flujo B en función de la Fuerza magnetizante H de un material en particular.

Donde la densidad de flujo B está dada por $B = \mu H$, donde la ecuación indica que “Para una fuerza magnetizante (H) particular entre mayor sea la permeabilidad, mayor será la densidad de flujo inducida [4]”

La fuerza magnetomotriz es independiente del tipo de material del núcleo, “está determinada solo por el número de vueltas, la corriente y la longitud del núcleo (A/m) [4]”.

Inicia con el material magnético neutro, a medida que H incrementa, la densidad de flujo aumenta hasta B_S que es el punto de saturación, en este los dominios magnéticos se encuentran alineados hacia la misma dirección. Cuando se disminuye H , el ciclo B-H atraviesa un camino hasta B_r donde H es cero, pero este cuenta con un flujo remanente (B_r), La fuerza magnetizante H tiene valores negativos ($-H_C$) así mismo si sigue aumentando los dominios magnéticos quedarán alineados hacia el sentido contrario $-B_S$, al disminuir H se obtiene que los dominios regresan a un estado similar al inicial sin embargo este no inicia en el punto original debido al flujo remanente y a que el núcleo queda magnetizado. Estas características se representan en la Figura 1.19.

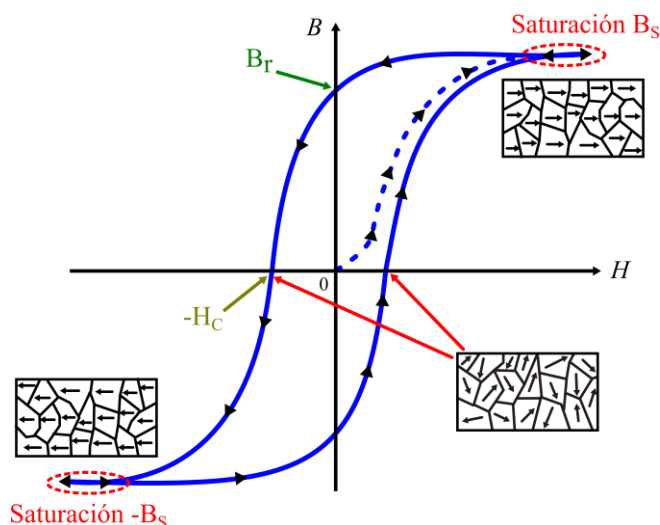


Figura 1.19. Ciclo de histéresis.

La caracterización magnética de materiales ferromagnéticos requiere el análisis detallado de diferentes curvas, entre las que destacan la curva de histéresis, la curva de imantación inicial. La curva de histéresis muestra el comportamiento cíclico de magnetización y desmagnetización de un material cuando se le aplica y retira un campo magnético, revelando propiedades fundamentales como la remanencia y la coercitividad. Por otro lado, la curva de imantación inicial describe el proceso de magnetización desde un estado completamente desmagnetizado, sin efectos de histéresis, permitiendo identificar la facilidad inicial con la que el material se magnetiza. A partir de esta curva, se define la permeabilidad inicial, representada por la pendiente en el origen, y la permeabilidad máxima, que se alcanza cuando la curva presenta su mayor pendiente antes de entrar en la zona de saturación. Estos parámetros son fundamentales para seleccionar materiales adecuados en aplicaciones como transformadores, inductores y convertidores de potencia, donde se requiere optimizar la eficiencia energética y minimizar las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas [20].

Como ejemplo de lo anterior dicho se puede considerar que cada elemento llega a tener un ciclo de histéresis característico como se puede observar en Figura 1.20, en la cual se muestra de manera de ejemplo el comportamiento del ciclo de histéresis de los materiales magnéticos, en la cual se observa cómo se tiene diferencias entre los materiales ferromagnéticos y superparamagnéticos en donde el ciclo de histéresis de un material ferromagnético tiene mayor coercitividad (H_c) y mayor flujo residual que el material superparamagnético [14].

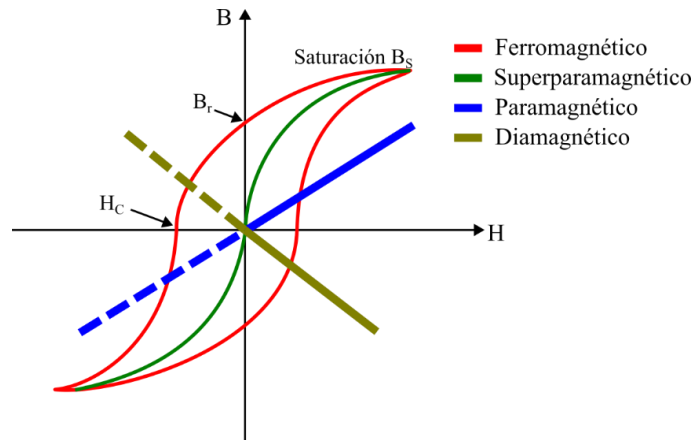


Figura 1.20. Diferentes ciclos de histéresis.

1.9 Materiales magnéticos blandos SMCs

Los SMCs son materiales magnéticos blandos los cuales son fabricados mediante polvos que consisten en partículas ferromagnéticas (comúnmente se trata de partículas de hierro o de aleaciones de este) recubiertas con una capa de material aislante eléctrico (por ejemplo, resinas) y compactadas para formar un núcleo magnético con una geometría deseada [21], [22]. Un ejemplo de la representación de un SMC se muestra en Figura 1.21.

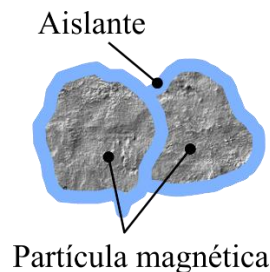


Figura 1.21. Ejemplo de un SMC.

Los SMC tiene principales propiedades interesantes como las que se muestran en la Tabla 1.1, en la cual se muestran propiedades y descripciones de los SMCs más importantes.

Tabla 1.1. Propiedades principales de los SMCs.

Propiedad	Descripción	Relevancia
Alta resistividad eléctrica.	Gracias al recubrimiento aislante de las partículas, la resistividad del conjunto se incrementa, lo que reduce las corrientes parásitas [23].	Reducen las pérdidas por corrientes parásitas, lo que los hace indicados para aplicaciones en alta frecuencia como lo son los convertidores CD-CD.
Buena saturación magnética.	No siempre al nivel de los aceros laminados, sin embargo, la saturación es adecuada para muchas aplicaciones [24].	En los núcleos a base de SMCs permite valores de inducción sin una saturación prematura.

Buena permeabilidad (Depende del diseño).	Los SMCs pueden alcanzar permeabilidades que se consideran decentes, aunque a veces inferiores a aceros laminados.	Esto proporciona una eficiencia magnética aceptable en el núcleo, pero hay que considerar la comparación frente a aceros convencionales.
Reducción de pérdidas en altas frecuencias.	Se logra gracias a la combinación de la alta resistividad y libertad geométrica [25].	Los SMCs son fundamentales para el desarrollo de convertidores de alta frecuencia.
Compatibilidad con geometrías complejas.	El proceso de fabricación permite compactar directamente en una gran variedad de formas, sin requerir laminado o cortado.	Se aplica en proyectos personalizados o núcleos con formas especiales.

Sin embargo, a pesar de las propiedades atractivas que ofrecen, los compuestos magnéticos blandos presentan ciertas desventajas que deben considerarse. Entre las principales limitaciones se encuentran su menor permeabilidad relativa, una inducción de saturación más baja, posibles problemas de compactación, inestabilidad del aislamiento entre partículas y un desempeño reducido a bajas frecuencias. Estas desventajas se describen con mayor detalle en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2. Desventajas principales de los SMCs.

Desventaja	Descripción	Relevancia
Menor permeabilidad	El recubrimiento aislante entre partículas genera entrehierros distribuidos que disminuyen la permeabilidad total del material [26].	Limita la inductancia y la eficiencia magnética en núcleos compactos, lo que requiere más espiras o corriente para lograr la misma inducción.
Menor densidad de saturación	La porosidad y los recubrimientos reducen la compactación del polvo, afectando la densidad de flujo máxima alcanzable antes de saturación [27].	Disminuye la capacidad del material para operar a altas inducciones sin saturarse, reduciendo el margen operativo del núcleo.
Corrientes parásitas	Aunque el aislamiento entre partículas reduce las pérdidas, pueden generarse corrientes a nivel micro y macroscópico por contactos imperfectos [28].	Incrementa las pérdidas en altas frecuencias si el recubrimiento no es uniforme o si el prensado deteriora el aislamiento.
Porosidad-Compactación insuficiente	La densidad final depende de la presión de compactación y del tratamiento térmico; una alta porosidad incrementa la reluctancia magnética [23].	Afecta la estabilidad magnética, reduce la permeabilidad y puede aumentar el calentamiento del núcleo.
Degradación del aislamiento	Los recubrimientos orgánicos o híbridos pueden degradarse durante el curado térmico, reduciendo la resistividad eléctrica [26].	Afecta la estabilidad magnética, reduce la permeabilidad y puede aumentar el calentamiento del núcleo.

A pesar de las ventajas que ofrecen las propiedades de los Compuestos Magnéticos Blandos (SMCs) como los ejemplos mencionados en Tabla 1.1, el desempeño de estos está condicionado por factores estructurales y de procesamiento como los mencionados en la Tabla 1.2. La presencia de recubrimientos aislantes, necesarios para disminuir las pérdidas por corrientes parásitas, introduce entrehierros distribuidos que reducen la permeabilidad efectiva y la densidad de flujo de saturación. Además, la porosidad inherente al proceso de compactación limita la densificación del material, afectando su estabilidad magnética y su capacidad para operar a altos niveles de inducción.

En conjunto, estas limitaciones evidencian la necesidad de optimizar los procesos de compactación y selección de recubrimientos para mejorar la eficiencia magnética y la estabilidad térmica de los SMCs, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia como los convertidores CD-CD resonantes o los dispositivos de potencia compactos.

1.10 Técnicas de análisis de los materiales

1.10.1 Difracción de rayos X

La difracción de rayos X (DRX) es una técnica fundamental para el análisis estructural de materiales cristalinos, ya que permite determinar la disposición atómica y la presencia de fases cristalinas.

El principio se basa en la interacción de un haz de rayos X monocromático con los planos cristalinos de la muestra, generando un patrón de difracción que cumple la ley de Bragg ($n\lambda = 2d \sin \theta$), la cual establece que la difracción ocurre cuando la diferencia de camino entre los rayos reflejados por planos cristalinos adyacentes es un múltiplo entero de la longitud de onda. En Figura 1.22 se observa el esquema básico de un difractómetro: un haz incide sobre la muestra con un ángulo θ , y el detector registra la radiación difractada a un ángulo 2θ . Al analizar las posiciones e intensidades de los picos, es posible identificar la estructura cristalina, calcular parámetros de red y evaluar la pureza o composición de la muestra [29].

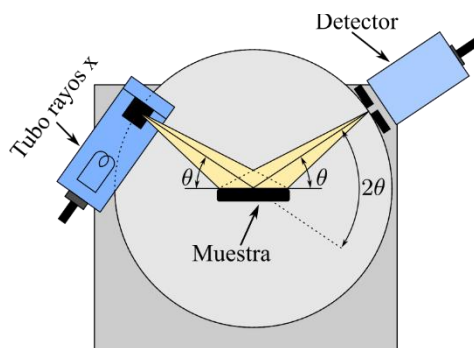


Figura 1.22. Difractómetro.

1.10.2 FTIR

La microscopía infrarroja es una técnica analítica que combina la espectroscopía de infrarrojo con un microscopio especializado, lo que permite estudiar regiones muy pequeñas de una muestra y obtener información tanto estructural como espacial. Su fundamento se basa en que las moléculas absorben radiación infrarroja en frecuencias específicas asociadas a las vibraciones de sus enlaces, generando espectros que funcionan como una huella digital química. Esta metodología puede aplicarse en transmisión, reflexión total atenuada (ATR) o reflexión difusa (DRIFT), dependiendo del estado y naturaleza de la muestra, que puede ser sólida, líquida, en polvo o película delgada. Una de las configuraciones más utilizadas es la ATR (Attenuated Total Reflection), donde la radiación infrarroja penetra superficialmente en la muestra a través de un cristal especializado, como se observa en la Figura 1.23, lo que permite analizar incluso superficies irregulares sin preparación compleja. Entre sus principales aplicaciones se encuentran la identificación de grupos funcionales, la determinación de concentraciones mediante la ley de Beer-Lambert y la elaboración de mapas químicos que muestran la distribución de compuestos en tejidos biológicos, polímeros, recubrimientos, nanocompuestos o contaminantes ambientales [30], [31].

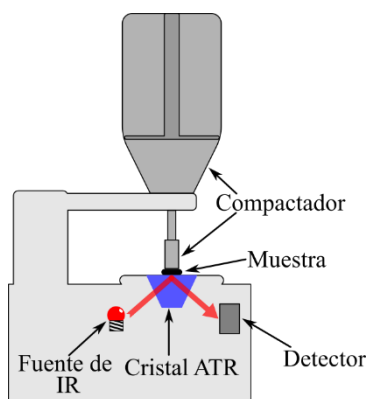


Figura 1.23. Espectrómetro infrarrojo.

Capítulo 2. Estado del arte

Se presenta el resumen del estado del arte, en donde por medio de varios subtemas se intenta abarcar los elementos que generan pérdidas en los convertidores LLC, así mismo se lleva a cabo trabajos para la mitigación o reducción de las pérdidas generadas por el material magnético en cual es empleado en los convertidores en forma de inductores y transformadores.

2.1 Pérdidas en los convertidores LLC

Con el avance de la electrónica de potencia, los convertidores resonantes tipo LLC continúan enfrentando pérdidas significativas distribuidas entre sus principales componentes: los dispositivos semiconductores (MOSFETs del lado primario y diodos o MOSFETs rectificadores del lado secundario), los elementos magnéticos (transformador e inductor resonante), así como los componentes pasivos (capacitores resonantes y de salida). Entre ellos, los elementos magnéticos particularmente el transformador y el inductor resonante (L_r) concentran una fracción considerable de la disipación total, alcanzando en conjunto hasta el 40 % de las pérdidas del sistema, como se observa en la Figura 2.1, también se muestra las distribuciones de los demás elementos que conforman el convertidor LLC. Estas pérdidas se originan principalmente por la histéresis del núcleo y las corrientes parásitas (Eddy currents), las cuales se intensifican con el incremento de la frecuencia de operación, contribuyendo adicionalmente a la generación de calor. En el caso de los MOSFETs, predominan las pérdidas por conducción y conmutación, mientras que en el rectificador secundario las pérdidas dependen del tipo de rectificación empleada no controlada por diodos o síncrona con MOSFET. Finalmente, aunque las pérdidas en los capacitores y otros elementos pasivos son menores, su presencia contribuye al deterioro de la eficiencia total. En conjunto, estos factores demuestran que la optimización integral del diseño considerando el material magnético, la geometría del núcleo, la disposición de los devanados y la selección de dispositivos de conmutación resulta esencial para reducir las pérdidas y maximizar la eficiencia global de los convertidores LLC de alta frecuencia, el apartado de la distribución de las pérdidas es un tema que se trata en [32], [33], [34], [35], [36], [37].

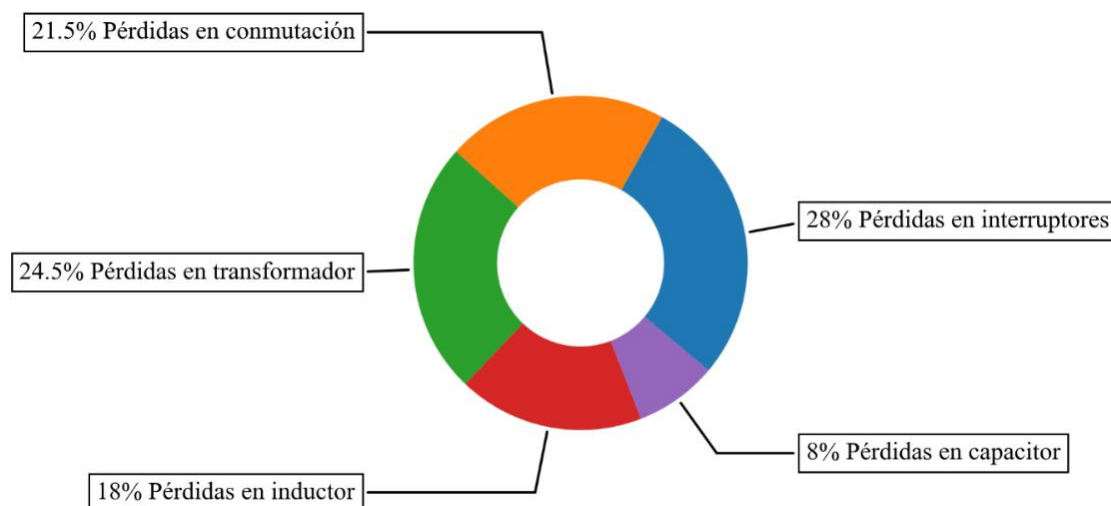


Figura 2.1. Pérdidas generales de un convertidor LLC.

2.2 Investigación y avance de los materiales magnéticos

Como se mencionó ya en el subtema anterior en los convertidores LLC las pérdidas pertenecen mayormente al área magnética y de semiconductores, sin embargo en este apartado solo se tendrá en cuenta el área magnética, ya que no solo en convertidores de alta frecuencia si no de manera general los materiales magnéticos tienen una gran importancia, en Figura 2.2 se puede apreciar los materiales magnéticos más usados en el área electrónica-eléctrica, en los cuales se puede resaltar que el acero al silicio (Fe-Si) es el material más empleado siendo este la base de muchos transformadores de potencia, seguido muy de cerca por las aleaciones de Fe-Ni y Fe-Co, las cuales son empleadas en transformadores de potencia e inductores, seguido de los SMC's los cuales en aplicaciones a alta frecuencia ya son utilizadas de mayor manera que las ferritas blandas, la principal diferencia que existe entre los SMC's y las ferritas blandas y por qué los SMC's están sustituyéndolas es que estos pueden ser adaptados de acuerdo a la aplicación en la que se quiera emplear [38].

Estudios recientes muestran que los SMCs han permitido ampliar el rango de operación en convertidores de alta frecuencia, ofreciendo una reducción significativa de las pérdidas magnéticas y térmicas respecto a ferritas convencionales [39], [40] Además, la mayor resistividad y diseño tridimensional de los SMCs facilita su integración con dispositivos de banda prohibida ancha (SiC, GaN) [41].

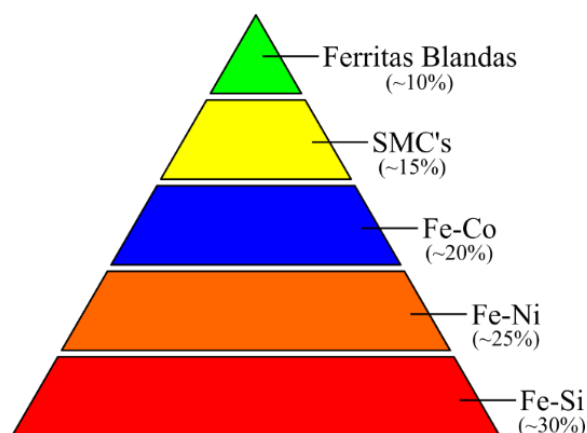


Figura 2.2. Materiales magnéticos más empleados en la actualidad.

La Figura 2.3 muestra la evolución de los materiales magnéticos blandos empleados en electrónica de potencia, desde las ferritas tradicionales, ampliamente utilizadas por su alta resistividad y bajas pérdidas, hasta los compósitos magnéticos blandos (SMCs) desarrollados para operar a frecuencias cada vez mayores y con mayor densidad de potencia [42]. Las aleaciones metálicas ofrecieron altos niveles de inducción, pero sus elevadas pérdidas limitaron su uso a bajas frecuencias como en el uso de transformador y algunos motores, el uso de ferritas en la electrónica aun es altamente vigente ya que son empleadas a altas frecuencias, sin embargo son empleadas en potencias relativamente bajas en comparación con los compuestos magnéticos blandos.

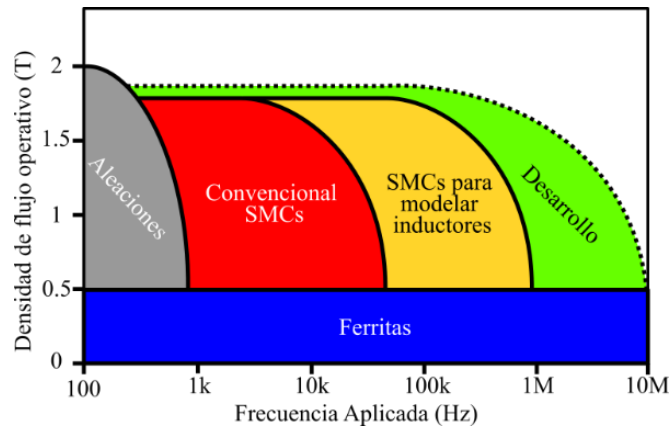


Figura 2.3. Avances en los materiales en la actualidad.

Posteriormente surgieron los SMCs convencionales, que combinan partículas ferromagnéticas aisladas para reducir corrientes parásitas, y los SMCs optimizados para modelar inductores, diseñados mediante caracterización y simulación para maximizar eficiencia y densidad de potencia.

Finalmente, el área de desarrollo representa la investigación actual hacia materiales híbridos, nanocristalinos y técnicas de manufactura aditiva, orientadas a mejorar el rendimiento electromagnético y térmico en convertidores de próxima generación [38],[42].

A nivel industrial, esta tendencia se ha consolidado con el desarrollo de materiales de baja pérdida para convertidores LLC y PFC de alta densidad de potencia [43] así como con la implementación de técnicas de manufactura aditiva que permiten núcleos personalizados con distribución controlada del flujo [38].

2.3 El uso de diferentes aglutinantes para la fabricación de SMCs

Debido al constante avance de los compuestos magnéticos suaves se han llevado a cabo diferentes pruebas sobre diferentes tipos de aglutinante, donde la literatura muestra que de manera general al uso de algún aglutinante que se use para aislar la partícula magnética, esta mostrará ventajas y desventajas sin importar el material que se use como aislante, dentro de los cuales se encuentran ventajas como la reducción de saturación, mayor almacenamiento de energía, reduce el ruido electromagnético, mayor estabilidad a altas frecuencias y se puede emplear para diseños más pequeños, dentro de las desventajas se encuentran que la fabricación puede llegar a ser más compleja, menor permeabilidad y una reducción del valor total de la inductancia.

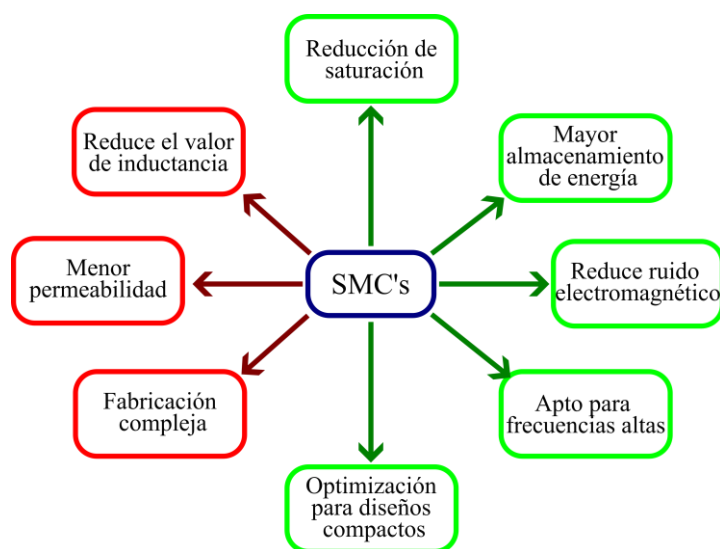


Figura 2.4. Ventajas y desventajas generales de los SMCs.

La Tabla 2.1 presenta una clasificación de materiales termoestables comúnmente empleados en el recubrimiento de partículas, destacando sus principales características y aplicaciones. Los polvos epoxi se distinguen por su alto brillo, excelente adhesión, flexibilidad, dureza y resistencia química. Los polvos acrílicos son apreciados por su durabilidad en exteriores y su capacidad para conservar el color y el brillo. Los polvos de poliéster ofrecen un equilibrio entre los epoxídicos y los acrílicos, con buena resistencia a la radiación ultravioleta y al amarillamiento. Los polvos híbridos epoxi-poliéster combinan las ventajas de ambos tipos, brindando resistencia química, buena apariencia y estabilidad ante la intemperie. Finalmente, los polvos de poliuretano destacan por su excelente desempeño físico y químico, proporcionando una durabilidad exterior superior. En conjunto, estos materiales representan las opciones más utilizadas para lograr recubrimientos protectores y estéticamente duraderos [44].

Tabla 2.1. Materiales termoestables que se emplean para el recubrimiento de la partícula,

Nombre	Descripción
Polvos epoxi	Por alto brillo y recubrimientos lisos con una excelente adhesión, flexibilidad y dureza, el disolvente y resistencia química.
Polvos acrílicos	Ampliamente utilizado en los revestimientos de superficie, con buena retención de brillo y color en la exposición exterior, el calor y resistencia a los álcalis.
Polvos de poliéster	Rendimiento general entre polvos epoxídicos y acrílicos, excelente durabilidad, alta resistencia al amarillamiento bajo luz ultravioleta.
Polvos híbridos epoxi-poliéster	Polvos epoxídicos que contienen un alto porcentaje de resina de poliéster especial (a veces superior al 50%) con resistencia al amarillamiento por baja cocción y resistencia a la intemperie, es la columna vertebral principal de la industria en recubrimiento en polvo.
Polvos de poliuretano	Buenos en todos los aspectos de propiedades físicas y químicas, buena durabilidad exterior.

Sin embargo, para la construcción de un núcleo se concluye que, cuánto más pequeño sea el tamaño del grano del hierro (en este caso particular) de un SMC hierro- resina puede emplearse para aplicaciones de alta frecuencia, en tanto que la resina actúa como recubrimiento aislante que aísla los granos milimétricos de hierro; la distancia entre ellos es muy pequeña por lo cual disminuye las corrientes parásitas y, con ello, las pérdidas. En la Figura 2.5 se aprecia la combinación relativa entre la resina (aislante) y los granos del polvo de hierro, así como los factores que se involucran en dicha conformación.

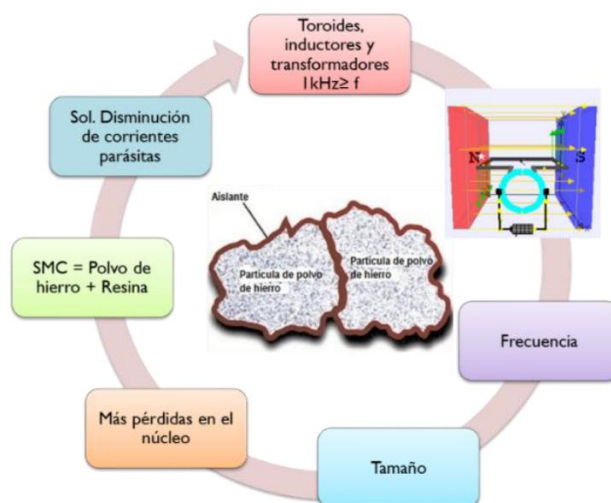


Figura 2.5. Factores más importantes en la composición de un SMC hierro-resina.

Empleando el núcleo en un inversor para determinar las pérdidas a alta frecuencias, se obtiene la Figura 2.6 muestra el comportamiento de las pérdidas totales normalizadas en función de la densidad de campo magnético (B) para diferentes composiciones de núcleos magnéticos con contenido variable de hierro, operando a 800 kHz. Se observa claramente que los núcleos con mayor porcentaje de hierro, como los de 47.4% y 48.7%, presentan las menores pérdidas en todo el rango analizado, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta frecuencia donde se requiere eficiencia magnética. Por el contrario, el núcleo sin hierro (0% Fe) exhibe las pérdidas más elevadas, lo que evidencia su limitada capacidad para conducir flujo magnético sin disipar energía. Además, las pérdidas aumentan de forma no lineal con la densidad magnética, especialmente a partir de los 1.2 mT, lo cual está relacionado con fenómenos como la histéresis y las corrientes parásitas. Esta información resulta clave para seleccionar el contenido de hierro más adecuado según la aplicación y el nivel de excitación magnética deseado.

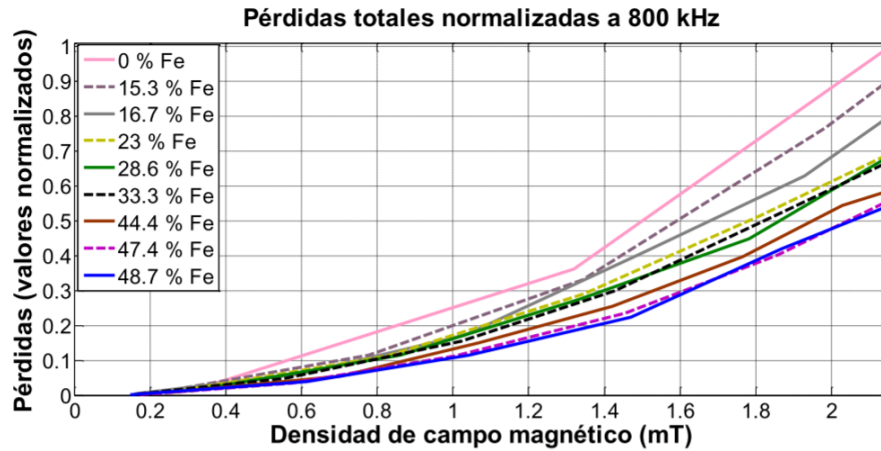


Figura 2.6. Relación entre las pérdidas totales normalizadas vs. densidad de campo magnético.

En conclusión, el comportamiento de la permeabilidad magnética con respecto a la frecuencia muestra que a mayor contenido de hierro (Fe), mayor es la permeabilidad magnética relativa del material, debido a la mayor capacidad de magnetización del hierro frente a la matriz no magnética. Sin embargo, al aumentar la frecuencia, todos los materiales presentan una ligera disminución en la permeabilidad, atribuida a las pérdidas magnéticas y a la dispersión interna del material. Los compuestos con concentraciones superiores al 40 % de Fe mantienen una respuesta estable y elevada, lo que los hace idóneos para aplicaciones de alta frecuencia, mientras que las muestras con bajo contenido o ausencia de Fe exhiben menor respuesta magnética y mayor variación con la frecuencia, confirmando su limitada utilidad en dispositivos electromagnéticos avanzados.

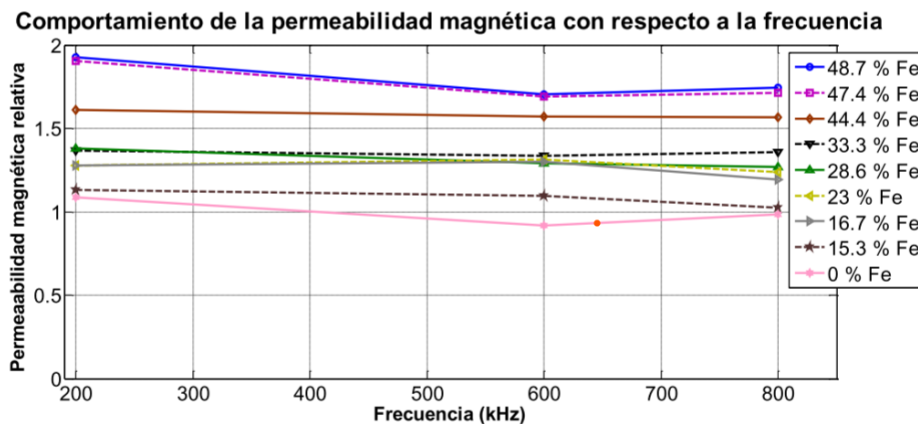


Figura 2.7. Comportamiento de la permeabilidad magnética con respecto a la frecuencia.

Como breve conclusión sobre este apartado se obtiene que la combinación de resina de poliuretano usando como aislante de las partículas magnéticas, muestra la influencia de la concentración de material magnético teniendo un comportamiento esperado como lo es que

al incrementar la concentración de Fe provoca que la permeabilidad relativa se vea incrementada.

2.4 El uso del entrehierro distribuido

La Figura 2.8 muestra el comportamiento de la inductancia en función de la corriente para diferentes longitudes de entrehierro (L). Se observa que la inductancia disminuye progresivamente conforme aumenta la corriente, efecto asociado al inicio de la saturación magnética del material. A su vez, al incrementar la longitud del entrehierro, los valores de inductancia se reducen debido a la menor concentración del flujo magnético dentro del núcleo. Los entrehierros pequeños ($L = 5\text{--}6\text{ mm}$) presentan inductancias iniciales elevadas, pero con una marcada caída a corrientes altas, lo que indica una mayor susceptibilidad a la saturación. En cambio, los entrehierros intermedios ($L = 7\text{--}9\text{ mm}$) muestran una menor inductancia inicial, pero una respuesta más estable frente al incremento de corriente. Finalmente, los entrehierros grandes ($L = 10\text{--}12\text{ mm}$) exhiben los valores más bajos de inductancia, aunque prácticamente constantes en todo el rango de corriente analizado, reflejando una mayor linealidad del comportamiento magnético. En conjunto, la gráfica evidencia un compromiso entre la magnitud de la inductancia y la estabilidad ante la saturación, siendo necesario seleccionar un entrehierro óptimo que garantice un desempeño equilibrado del componente magnético [12].

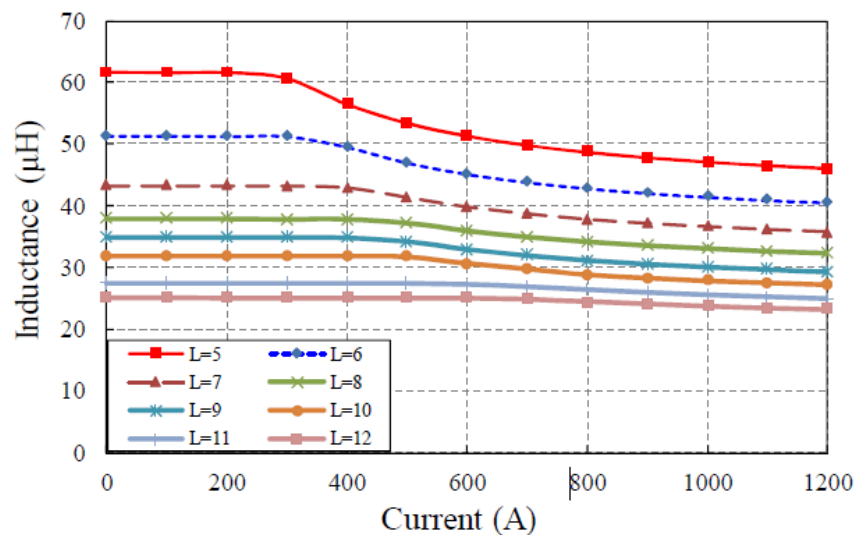


Figura 2.8. muestra el comportamiento de la inductancia en función de la corriente para diferentes longitudes de entrehierro (L).

La Figura 2.9 muestra la distribución de densidad de pérdida (W/m^3) en núcleos toroidales con diferente número de entrehierros: (a) 2, (b) 4, (c) 8 y (d) 16. Los resultados, obtenidos mediante simulación por elementos finitos, evidencian que, al aumentar el número de entrehierros distribuidos, la disipación de potencia en el núcleo se vuelve más uniforme y se reduce la concentración de pérdidas en regiones localizadas, especialmente en los bordes de

los cortes. Esta redistribución del flujo magnético disminuye el flujo de dispersión (*fringing flux*) y, en consecuencia, reduce las pérdidas por corrientes parásitas.

En el trabajo realizado y referenciado como [12] dentro de este texto resalta la importancia de un entrehierro correctamente distribuido, generando estabilidad del núcleo y de las pérdidas magnéticas.

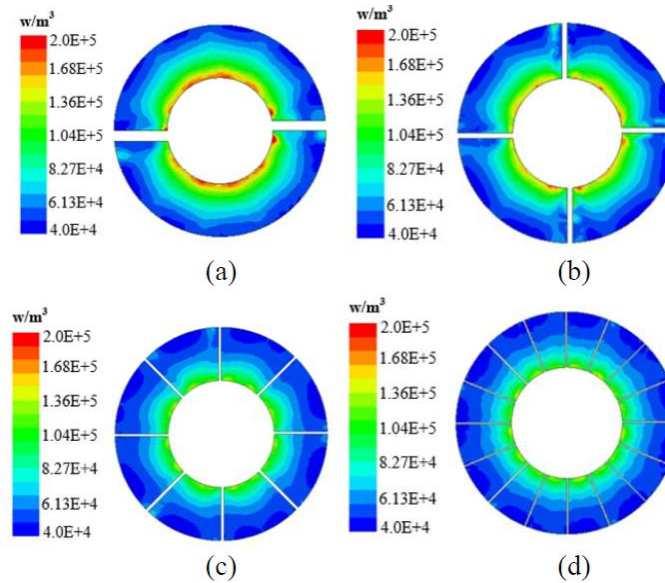


Figura 2.9. Distribución del núcleo con diferentes espacios de aire.

La literatura menciona que el uso de Compuestos magnéticos Blandos es el futuro de los convertidores de alta frecuencias y potencia, sin embargo, esto no es posible si no se hacen mejoras sobre el proceso de fabricación y el uso de los materiales específicos para la aplicación, de ahí la importancia del continuo desarrollo de nuevos materiales que satisfagan esta necesidad.

Sin embargo, la elección del aglutinante es crítica: recientes investigaciones han demostrado que los recubrimientos híbridos epoxi-silicato y fosfato-inorgánico ofrecen una notable mejora en la resistividad sin degradar la permeabilidad efectiva del SMC [45].

Capítulo 3. Análisis de materiales

En el presente capítulo se lleva a cabo el estudio de las propiedades mecánicas y magnéticas de los materiales empleados en la fabricación de los núcleos toroidales, los materiales utilizados, dentro de los cuales se encuentra la resina epóxica del tipo DGEBA, Magnetita cuya ecuación química se representa de forma Fe_3O_4 y en capítulos siguientes por practicidad se le llamará Mt., la cual es empleada como material principal en la fabricación de los núcleos toroidales, como materiales dopantes se tiene a la Magnesioferrita $MgFe_2O_4$ (MgF.), la Hexaferrita de plomo $PbFe_{12}O_{19}$ (PbHF) y Hexaferrita de estroncio $SrFe_{12}O_{19}$ (SrHF).

3.1 Características de la resina epóxica DGEBA

El material empleado como aglutinante para la fabricación de los núcleos es la resina epóxica del tipo DGEBA la cual ofrece propiedades mecánicas como lo son resistencia la cual permite soportar cargas sin deformarse o romperse, contando con buenas propiedades dureza resistiendo deformaciones, estas son algunas de las propiedades generales que tiene esta resina, las cuales son deseables para la fabricación de los núcleos toroidales ya que al tener las propiedades mecánicas de la resina se obtendrían núcleos con propiedades óptimas para la manipulación de estos .

La forma de identificación exacta del tipo de resina es empleando un análisis de microscopía infrarroja el cual como ya se menciona con anterioridad permite identificar las fases que componen el material [46].

El espectro FTIR presentado muestra varias bandas características que permiten identificar los grupos funcionales de la resina utilizada como matriz polimérica en la fabricación del núcleo. La banda ancha centrada en 3500 cm^{-1} corresponde al estiramiento O–H, indicando la presencia de grupos hidroxilo que favorecen la adhesión entre partículas magnéticas y la matriz. El pico en 2970 cm^{-1} se asocia a vibraciones C–H de grupos metilo y metileno, propios de cadenas orgánicas de la resina DGEBA, mientras que la señal intensa en 1604 cm^{-1} se relaciona con vibraciones C=C aromáticas, responsables de la estabilidad térmica y resistencia a la degradación. La banda en 1246 cm^{-1} está asociada a enlaces C–O–C del anillo epoxi o del reticulado, y es crítica porque refleja el grado de entrecruzamiento de la resina, lo cual influye directamente en su resistencia mecánica y rigidez. En la región de menor frecuencia, entre 910 cm^{-1} y 828 cm^{-1} , las señales corresponden a vibraciones fuera del plano aromáticas y, en algunos casos, al anillo epóxido residual. Estas bandas se usan como indicadores del grado de curado y ayudan a garantizar que el núcleo obtenga una estructura sólida y estable [47][46][48].

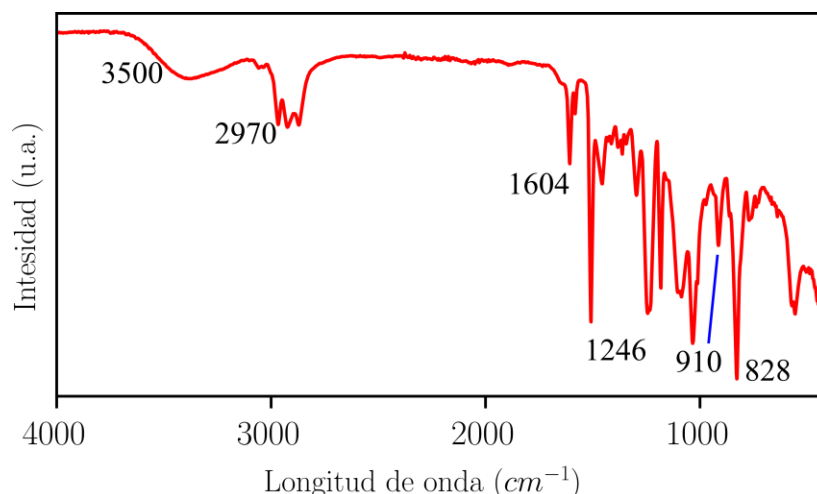


Figura 3.1. Analisis por medio de IR de la resina.

Además de su composición química, la resina presenta propiedades esenciales para la fabricación de núcleos magnéticos de alta frecuencia. Entre ellas destacan su alta resistencia térmica, con temperaturas de transición vítrea (T_g) típicas de 120–160 °C, lo que permite soportar las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas sin deformación. Asimismo, la resina aporta capacidad de aislamiento entre partículas, generando un entrehierro distribuido que reduce pérdidas y mejora el comportamiento en frecuencias elevadas. Su buena estabilidad química, baja absorción de agua y adherencia a partículas SMC garantizan la integridad del núcleo durante el moldeo, curado y operación.

3.2 Ecuación de Scherrer

La ecuación de Scherrer es una de las técnicas más utilizadas para estimar el tamaño de cristalita en materiales nanocristalinos a partir del ensanchamiento de los picos en un patrón de difracción de rayos X (XRD).

Fue propuesta en 1918 por Paul Scherrer y se basa en la observación de que los cristales pequeños producen picos anchos debido al límite en el número de planos cristalinos coherentes [49], la cual se encuentra representada por la ecuación (3.1).

$$D = \frac{K\lambda}{\beta \cos\theta} \quad (3.1)$$

En la ecuación de Scherrer, el parámetro D representa el tamaño promedio de cristalita y permite estimar la dimensión de las regiones cristalinas coherentes dentro del material. El término K , conocido como constante de forma, depende de la geometría de las partículas y generalmente toma un valor cercano a 0.9. La variable λ corresponde a la longitud de onda de la radiación utilizada en el análisis de difracción, como la línea Co $K\alpha_1$ de 1.7890 Å. El

parámetro β es el ancho a media altura (FWHM) del pico difractado, corregido por el efecto instrumental y expresado en radianes, ya que refleja el ensanchamiento asociado al tamaño reducido de las cristalitas. Finalmente, θ es el ángulo de difracción correspondiente al plano cristalino analizado, y aparece en la ecuación a través del término $\cos \theta$, que ajusta la relación geométrica entre el haz incidente y el plano cristalino [50].

Los valores del tamaño de cristalita obtenidos mediante la ecuación de Scherrer fueron calculados usando el ancho de los picos experimentales sin aplicar corrección instrumental, ya que no se contó con un patrón estándar para determinar β_{instr} . Por lo tanto, los tamaños reportados deben considerarse como estimaciones mínimas del tamaño real de la muestra.

3.3 Materiales magnéticos a emplear

3.3.1 Magnetita

El difractograma mostrado en la Figura 3.2 corresponde a la magnetita (Fe_3O_4) y presenta un patrón experimental (línea azul) que se ajusta con alta concordancia al patrón de referencia del óxido de hierro (III). Se observan picos bien definidos y de alta intensidad, especialmente alrededor de $2\theta \approx 35^\circ$, 43° , 57° y 62° , que son característicos de la estructura espinela inversa de la magnetita. La coincidencia entre la posición y la forma de los picos experimentales y los teóricos confirma la fase cristalina predominante del material, indicando que la muestra está compuesta prácticamente al 100% por magnetita sin presencia significativa de fases secundarias. El uso de radiación Co-K α 1 ($\lambda = 1.7890 \text{ \AA}$) permite obtener una resolución adecuada en todo el intervalo de barrido, y la buena intensidad relativa sugiere un material con cristalinidad notable, donde se usó la ecuación de Scherrer se obtuvo el tamaño de cristalita de 18.3 nm.

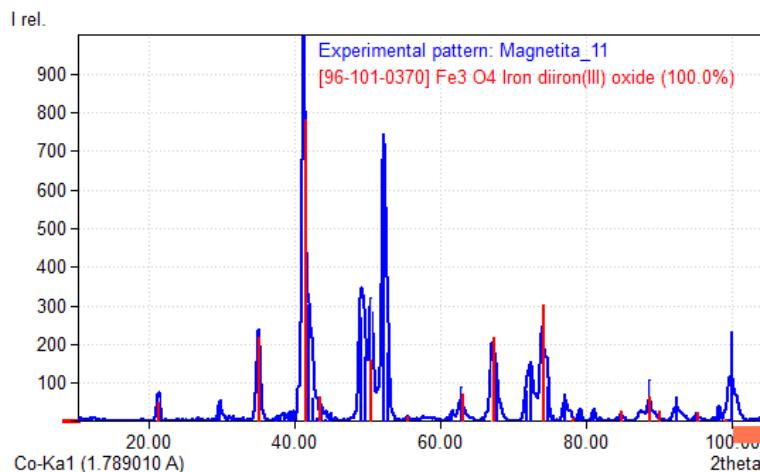


Figura 3.2. Patrón de difracción de rayos X de la magnetita.

La magnetita (Fe_3O_4), cuya fórmula química también puede escribirse como $\text{FeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$, es un ferrimagneto que pertenece a los ferritas cúbicos y presenta una estructura espinela inversa, en la cual los iones Fe^{3+} se distribuyen entre los sitios tetraédricos (A) y octaédricos (B), mientras que los iones Fe^{2+} se localizan preferentemente en los sitios B como se muestra en la Figura 3.3, [51], [52]. Debido a esta distribución cristalográfica y al acoplamiento

antiferromagnético desigual entre subredes, la magnetita manifiesta un comportamiento ferrimagnético [52]. Además, los ferritas cúbicos como la magnetita se clasifican como materiales magnéticamente blandos, caracterizados por una baja coercitividad [51]. En términos de magnitud, la magnetita presenta una magnetización de saturación de aproximadamente 92 emu/g y 480 emu/cm³ a 20 °C, según los valores experimentales reportados para FeO·Fe₂O₃ en la tabla de propiedades de ferritas [52]. Su temperatura de Curie es elevada, alrededor de 560 °C, lo que le permite mantener orden magnético hasta temperaturas altas [52]. Finalmente, a diferencia de ferritas aislantes como las hexaferritas, la magnetita posee conductividad eléctrica apreciable, lo que concuerda con su carácter parcialmente conductor dentro del grupo de ferritas cúbicos [51].

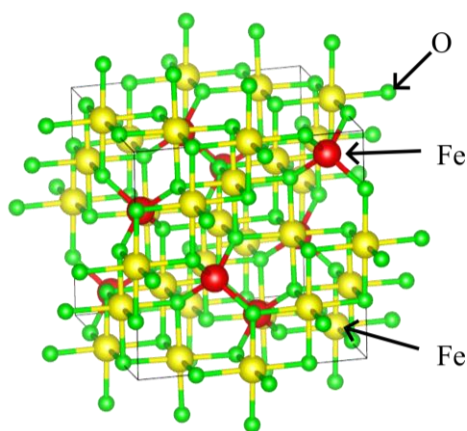


Figura 3.3. Representación de la estructura cristalina de la magnetita.

En la Figura 3.4 se presenta el ciclo de histéresis correspondiente a la magnetita, donde es posible observar de manera explícita el comportamiento característico de un material magnético blando. La curva muestra una coercitividad prácticamente nula, lo que muestra la facilidad con la que el material puede invertir su magnetización bajo la aplicación de campos magnéticos externos, así mismo, se aprecia una magnetización de saturación elevada, lo cual indica una respuesta magnética intensa. Este conjunto de propiedades baja coercitividad y alta magnetización de saturación confirma que la magnetita presenta un comportamiento adecuado para aplicaciones donde se requiere alta eficiencia magnética y bajas pérdidas por histéresis, características típicas de los materiales magnéticos suaves.

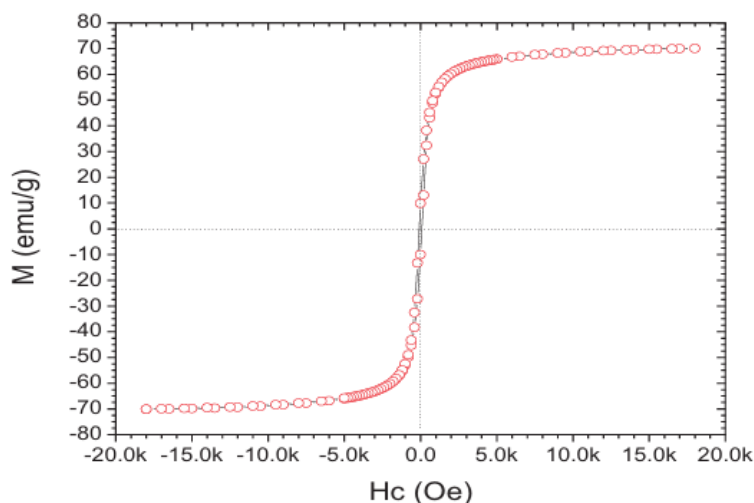


Figura 3.4. Ciclo de histéresis característico de la magnetita [53].

3.3.2 Magnesioferrita

El difractograma correspondiente a la magnesioferrita (Fe_2MgO_4) muestra un patrón experimental (en azul) que coincide de manera consistente con el patrón de referencia de la ficha [96-900-3590] (en rojo), tal como se observa en la Figura 3.5. Los picos de difracción más intensos aparecen alrededor de $2\theta \approx 35^\circ$, 43° , 57° y 62° , posiciones características reportadas para este material. La correspondencia casi perfecta entre las posiciones y las intensidades relativas de los picos experimentales y teóricos confirma que la muestra está compuesta prácticamente al 100 % por magnesioferrita, sin evidencias de fases secundarias detectables. Además, la claridad y buena definición de los picos indican un material con una cristalinidad adecuada. Empleando radiación Co-K α 1 ($\lambda = 1.7890 \text{ \AA}$) se obtuvo un patrón bien resuelto en todo el rango de barrido y, mediante la ecuación de Scherrer, se determinó un tamaño de cristalita aproximado de 17 nm.

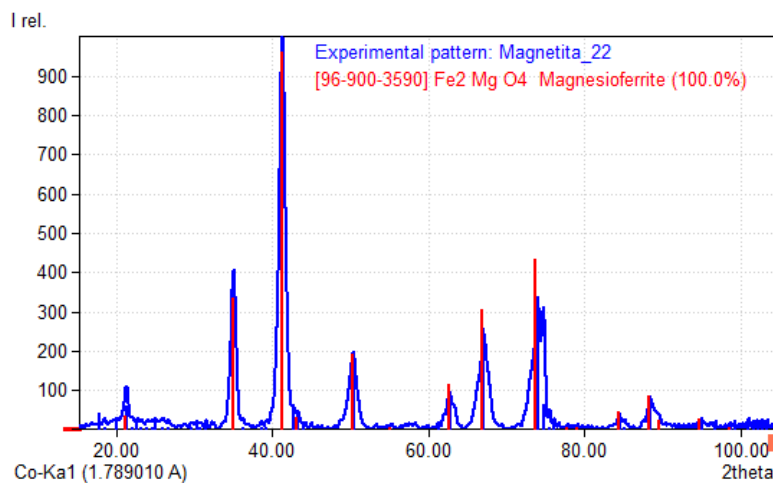


Figura 3.5. Patrón de difracción de rayos X de magnesioferrita.

La magnesioferrita (MgFe_2O_4) es una ferrita tipo espinela con estructura cristalina cúbica, donde los cationes de Mg^{2+} y Fe^{3+} se distribuyen entre los sitios tetraédricos y octaédricos característicos de esta familia de materiales la estructura se muestra en la Figura 3.6. Presenta un comportamiento ferrimagnético, el cual surge del acoplamiento antiparalelo desigual entre los momentos magnéticos en las subredes A y B. En términos de propiedades magnéticas, la magnesioferrita muestra una magnetización de saturación (M_s) relativamente moderada, atribuida a la sustitución parcial del hierro por magnesio, lo que reduce el momento magnético neto. Además se clasifica como un material suave adecuado para aplicaciones en altas frecuencias, núcleos magnéticos y dispositivos electrónicos donde se requieren bajas pérdidas por histéresis [54], [55].

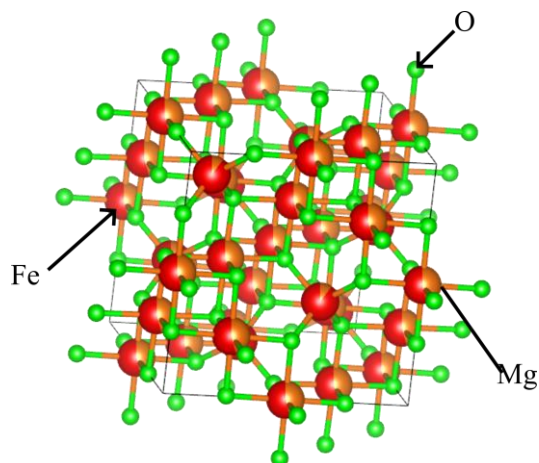


Figura 3.6. Representación de la estructura cristalina de magnesioferrita.

En la Figura 3.7 se presenta el ciclo de histéresis correspondiente a la magnesioferrita (MgFe_2O_4), donde se observa claramente el comportamiento típico de un material magnético suave. La curva exhibe una coercitividad baja, lo que evidencia la facilidad con la que el material invierte su magnetización ante la aplicación de un campo magnético externo. Asimismo, se aprecia una magnetización de saturación moderada, característica de las ferritas espinela en las que la sustitución parcial del hierro por magnesio reduce el momento magnético neto. Este conjunto de propiedades baja coercitividad y saturación magnética intermedia confirma que la magnesioferrita presenta un comportamiento adecuado para aplicaciones en las que se requiere bajas pérdidas por histéresis y estabilidad magnética, siendo especialmente útil en dispositivos de alta frecuencia y núcleos compactos donde el control de las pérdidas es esencial.

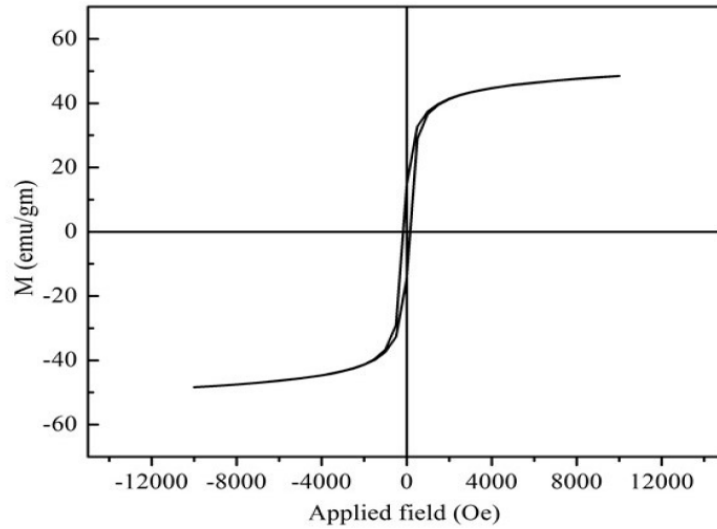


Figura 3.7. Ciclo de histéresis característico de la magnesioferrita [56].

3.3.3 Hexaferrita de plomo

La hexaferrita de plomo ($\text{PbFe}_{12}\text{O}_{19}$) es un material magnético cerámico con estructura hexagonal tipo M donde esta forma se representa en la Figura 3.8, reconocido por su comportamiento como ferrimagnético duro, lo que significa que presenta una alta estabilidad frente a campos desmagnetizantes (retiene campo magnético). Su saturación magnética se encuentra ligeramente inferior pero comparable a otras hexaferritas tipo M, lo que la hace adecuada para aplicaciones que requieren un flujo magnético moderado y estable. La coercitividad del material es alta, indicando una resistencia significativa al cambio de magnetización, característica esencial para imanes permanentes y dispositivos que operan en entornos de campo variable, lo que reduce las pérdidas por corrientes parásitas y favorece su uso en aplicaciones electromagnéticas y de alta frecuencia. Estas propiedades combinadas sitúan a la hexaferrita de plomo como un material robusto y eficiente para imanes permanentes, componentes de microondas y dispositivos electromagnéticos exigentes [57].

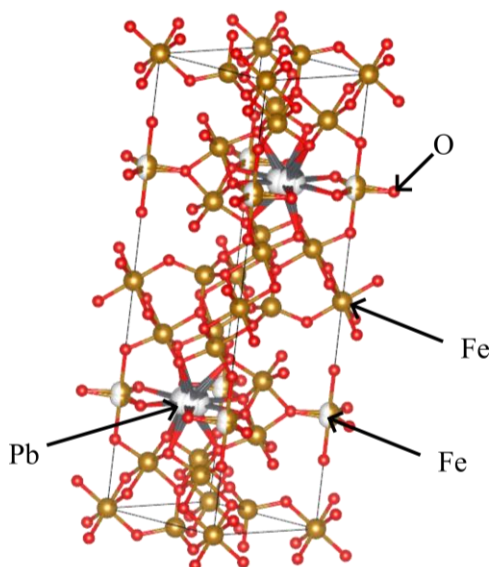


Figura 3.8. Representación de la estructura cristalina de la Hexaferrita de plomo.

La Figura 3.9 muestra el ciclo de histéresis magnética correspondiente a la muestra PbM1, obtenida tras un tratamiento térmico a 700 °C. La curva (en negro) exhibe el comportamiento característico de una hexaferrita de plomo ($\text{PbFe}_{12}\text{O}_{19}$) con propiedades magnéticas duras. Se observa una magnetización de saturación elevada, cercana a ± 60 emu/g, lo que indica una fuerte respuesta magnética intrínseca del material. Asimismo, la curva presenta una coercitividad considerable, evidenciada por el desplazamiento horizontal del ciclo respecto al origen, lo cual confirma la presencia de dominios magnéticos altamente estables y la dificultad para invertir su magnetización. La forma relativamente cuadrada y la apertura amplia del ciclo reflejan un alto retentividad, característica de las hexaferritas tipo M tratadas térmicamente. En conjunto, la curva de PbM1 demuestra que el tratamiento a 700 °C favorece una estructura magnética con buena cristalinidad, mayor ordenamiento de espín y un comportamiento típico de un material magnéticamente duro, adecuado para aplicaciones donde se requiere alta estabilidad magnética.

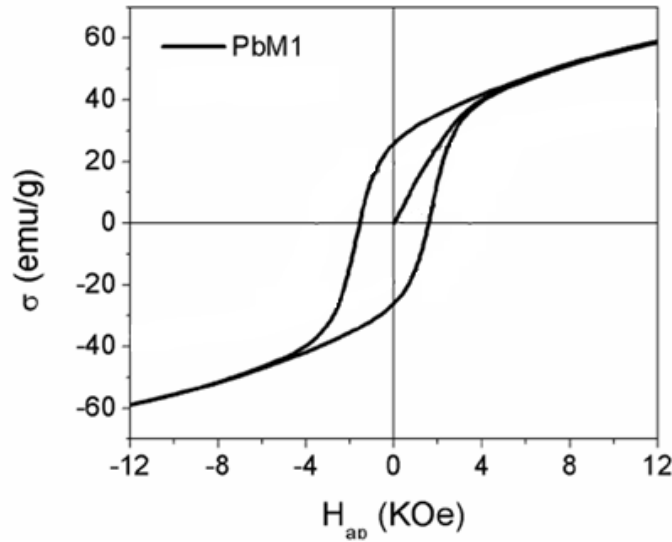


Figura 3.9. Ciclo de histéresis característico de la Hexaferrita de plomo [57].

3.3.4 Hexaferrita de estroncio

La hexaferrita de estroncio ($\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$) es un material cerámico con estructura cristalina hexagonal tipo M como se puede apreciar en la Figura 3.10, ampliamente utilizado en aplicaciones donde se requiere un comportamiento magnético duro. Este compuesto exhibe un magnetismo ferrimagnético, caracterizado por una elevada coercitividad, lo que le confiere una notable resistencia a la desmagnetización. Su saturación magnética es adecuada para dispositivos donde se demanda un flujo magnético estable y una respuesta robusta. Además, presenta una conductividad eléctrica extremadamente baja, lo que minimiza las corrientes parásitas y lo hace especialmente adecuado para aplicaciones de alta frecuencia. En conjunto, estas propiedades convierten a la hexaferrita de estroncio en un material magnético duro altamente confiable, especialmente útil en imanes permanentes, motores, sensores y componentes electromagnéticos expuestos a condiciones exigentes, así mismo la muestra usada para la fabricación de núcleos cuenta con un tamaño de cristalita del rango de 41 a 27 nm [58].

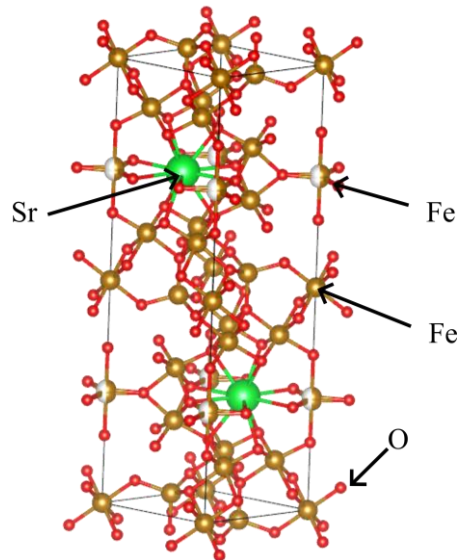


Figura 3.10. Representación de la estructura cristalina de la Hexaferrita de estroncio.

La curva de histéresis representada en color negro como se muestra en la Figura 3.11, correspondiente a la hexaferrita de estroncio $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$, muestra el comportamiento típico de un material magnético duro. La forma del ciclo es amplia y con una apertura pronunciada, evidenciando una alta coercitividad, característica esencial de las ferritas tipo M. La magnetización aumenta gradualmente hasta alcanzar valores cercanos a $\pm 30 \text{ emu/g}$, lo que indica una magnetización de saturación moderada, típica de esta composición sin dopaje.

El cruce de la curva por el eje del campo magnético presenta un desplazamiento notable, lo que confirma la gran estabilidad de los dominios magnéticos y la dificultad para invertir su orientación. Además, la forma relativamente cuadrada del ciclo refleja una elevada remanencia, propia de materiales diseñados para aplicaciones como imanes permanentes y dispositivos que requieren retención de magnetización.

En conjunto, la curva negra de $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$ evidencia un comportamiento magnético robusto, con alta coercitividad, buena remanencia y saturación razonable, características distintivas de una hexaferrita dura no dopada.

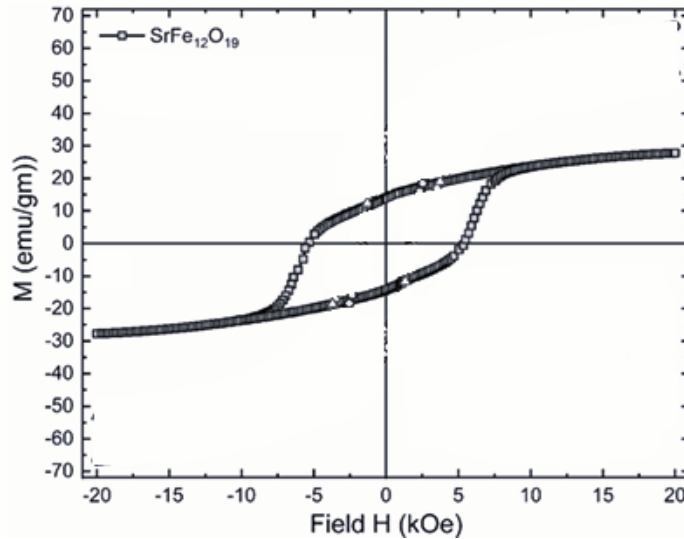


Figura 3.11. Ciclo de histéresis característicos de la Hexaferrita de estroncio [59].

Los cuatro materiales estudiados presentan diferencias significativas en su composición química, estructura cristalina y propiedades magnéticas, lo que determina su idoneidad para distintas aplicaciones. La magnetita (Fe_3O_4) posee una estructura espinela inversa y comportamiento ferrimagnético suave, con una alta saturación magnética y baja coercitividad, aunque su elevada conductividad eléctrica la vuelve susceptible a pérdidas por corrientes parásitas en alta frecuencia. En contraste, la magnesioferrita (MgFe_2O_4), con estructura espinela normal, presenta un ferrimagnetismo más débil y una saturación magnética considerablemente menor debido a la sustitución de Fe^{2+} por Mg^{2+} , pero ofrece una conductividad extremadamente baja que reduce de forma significativa las pérdidas AC. Por otro lado, las hexaferritas tanto la de plomo ($\text{PbFe}_{12}\text{O}_{19}$) como la de estroncio ($\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$) comparten una estructura hexagonal tipo magnetoplumbita y se clasifican como materiales magnéticos duros, dado que presentan coercitividades muy elevadas asociadas a su fuerte anisotropía cristalina, mientras que su magnetización de saturación es intermedia respecto a las ferritas espinela. Además, ambas hexaferritas exhiben conductividades extremadamente bajas, varios órdenes de magnitud menores que las de la magnetita, lo que minimiza las pérdidas por corrientes parásitas. En conjunto, estas diferencias muestran cómo la estructura y la composición influyen directamente en las propiedades magnéticas y eléctricas, distinguiendo a los materiales blandos como Fe_3O_4 y MgFe_2O_4 de las ferritas duras, y revelando la importancia de la resistividad para aplicaciones en convertidores de alta frecuencia.

3.4 Discusión de los materiales a emplear

El dopaje de la magnetita (Fe_3O_4) con otros materiales ferrimagnéticos como la magnesioferrita (MgFe_2O_4), la hexaferrita de plomo ($\text{PbFe}_{12}\text{O}_{19}$) y la hexaferrita de estroncio ($\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$) permite modificar de manera controlada sus propiedades eléctricas y magnéticas, generando compuestos más adecuados para aplicaciones de alta frecuencia, las características principales de los materiales se encuentran presentadas en la Tabla 3.1. Entre las principales ventajas, destaca el incremento sustancial de la resistividad eléctrica cuando se incorpora MgFe_2O_4 o hexaferritas, lo que reduce las pérdidas por corrientes parásitas y mejora el desempeño del material bajo excitación AC. Además, estos dopajes pueden aumentar la estabilidad térmica del núcleo y mejorar la respuesta magnética frente a variaciones de temperatura, especialmente cuando se añaden pequeñas cantidades de hexaferritas, conocidas por su alta anisotropía cristalina. Otra ventaja es la reducción de la coercitividad de la magnetita combinada con MgFe_2O_4 , lo que mantiene un comportamiento magnético suave sin sacrificar la estabilidad.

Tabla 3.1. Propiedades principales de los materiales a emplear.

Material	Propiedades					
	Coercitividad	Saturación	Ciclo de histéresis	Pérdidas aproximadas	Tipo de material	Tamaño de cristalita
Magnetita	Baja	Alta	Angosto/ Simétrico	Bajas	Blando	18.3 nm
Magnesioferrita	Baja	Moderada	Angosto	Bajas	Blando	17 nm
Hexaferrita de plomo	Alta	Alta	Amplio	Altas	Duro	161 nm
Hexaferrita de estroncio	Alta	Moderada	Amplio	Altas	Duro	41 a 27 nm

No obstante, también existen desventajas asociadas al dopaje. La más notable es la disminución de la magnetización de saturación (B_s), ya que todos los materiales dopantes poseen una B_s menor que la magnetita pura, lo que reduce la permeabilidad efectiva del compuesto. Asimismo, la inclusión de hexaferritas puede introducir una anisotropía no deseada si el dopaje es excesivo, afectando la suavidad magnética del material y aumentando la coercitividad. En términos estructurales, el dopaje también puede alterar la distribución catiónica y generar fases secundarias si no se controla adecuadamente la proporción y la temperatura de sinterizado. En conjunto, dopar la magnetita implica un compromiso entre reducir pérdidas y mejorar la estabilidad, frente a reducir la magnetización y modificar la respuesta magnética, siendo necesario optimizar la composición para equilibrar estas propiedades según la aplicación.

Capítulo 4. Análisis del tanque LLC resonante

En capítulos anteriores se hizo referencia a las principales etapas de un convertidor CD-CD resonante, dentro de las cuales se encuentra la etapa que corresponde a la resonante, como ya se mencionó estos tanques pueden estar configurados en serie, paralelo o ambas.

Los circuitos tanque resonantes presentan una baja impedancia reactiva cuando son excitados cerca de su frecuencia de resonancia, lo que genera corrientes cuasi senoidales. Además, su curva de ganancia puede aprovecharse para optimizar el diseño de convertidores CD-CD resonantes [9].

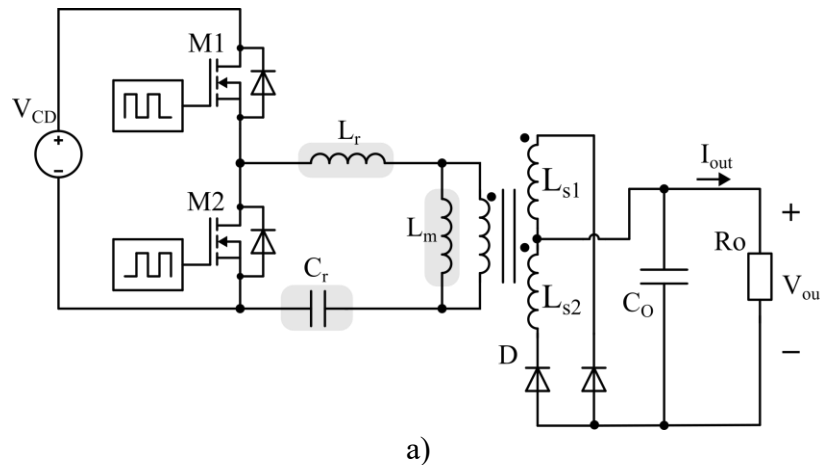
4.1 Análisis tanque resonante LLC por medio de FHA

La aproximación del primer armónico (FHA) se utiliza con el propósito de linealizar el comportamiento del convertidor CD-CD resonante. Este método permite simplificar el análisis y el dimensionamiento de los elementos pasivos, así como determinar de manera más sencilla la resistencia equivalente del circuito.

Este es un procedimiento que tiene como objetivo la linealización del circuito del convertidor CD-CD resonante, al linealizar el circuito se logra obtener la función de transferencia del tanque resonante, considerando V_{ge} y V_{oe} como las componentes fundamentales de V_{sq} y V_{so} , respectivamente, aunque el método de aproximación al primer armónico se puede aplicar a otros tanques resonantes como el LC serie, LC paralelo y el tanque LLC, Este apartado se basa completamente en el análisis propuesto por [9], [8], [60].

En la Figura 4.1 a) Muestra el convertidor propuesto, en Figura 4.1 b) Representa el convertidor con un circuito equivalente, en el cual se hace el cambio de representación de la parte inversora por una fuente de señal cuadrada y las variables de salida del convertidor son referidas al primario del transformador, ignorando elementos paracitos en el secundario, en Figura 4.1 c) muestra el circuito resultante empleando FHA.

El análisis para obtener la serie de Fourier la una señal cuadrada simétrica $f(t)$ equivalente a V_{sq} así como el procedimiento para obtener el valor eficaz de la fundamental V_{ge} , ya fueron realizados y se encuentran completamente desarrollados en [9],[8].



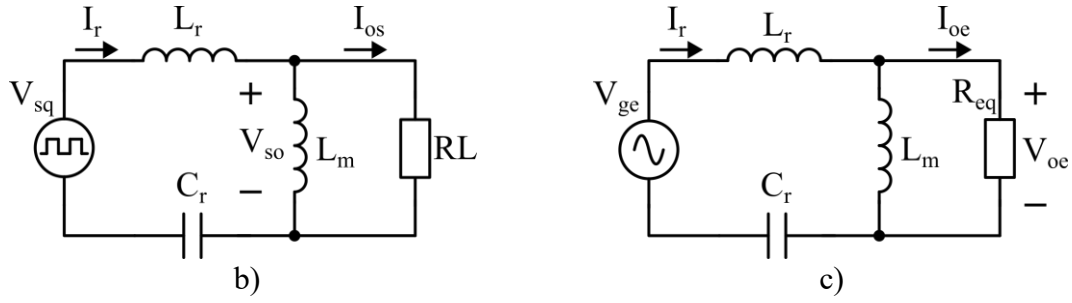


Figura 4.1. Transformación del convertidor a un circuito equivalente usando FHA: a) Convertidor LLC original, b) Circuito simplificado, c) Circuito equivalente FHA.

De acuerdo con el análisis de Fourier se determina que el valor eficaz de la fundamental de la señal de entrada está representada por medio de la ecuación (4.1).

$$V_{ge} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{CD} \quad (4.1)$$

De igual manera la ecuación (4.2) corresponde al valor RMS del voltaje de salida equivalente considerando el modelo FHA.

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nV_o \quad (4.2)$$

La ecuación (4.3) corresponde al valor RMS de la corriente de salida de igual manera considerando el modelo FHA.

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2n\sqrt{2}} I_o \quad (4.3)$$

Para determinar la relación de transformación del transformador (n) esta se obtiene mediante la relación de las ecuaciones (4.1) y (4.2) como se muestra en la ecuación (4.4), la cual se puede representar como la relación entre el voltaje de entrada y de salida del modelo FHA.

$$V_{ge} = V_{oe} \quad (4.4)$$

Sustituyendo por sus valores obtenidos previamente se obtiene (4.5).

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{CD} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nV_o \quad (4.5)$$

Por lo tanto, despejando para la relación de transformación del transformador se obtiene la ecuación (4.6).

$$n = \frac{V_{in}}{2V_o} \quad (4.6)$$

La resistencia equivalente del circuito puede ser expresada por la ecuación (4.7).

$$R_{eq} = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_L \quad (4.7)$$

Analizando el circuito de la Figura 4.1 se determina la ganancia del tanque resonante la cual se expresa mediante la ecuación (4.8).

$$A_{gLLC} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{Lm} \parallel R_{eq}}{(jX_{Lm} \parallel R_{eq}) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (4.8)$$

Una práctica común al analizar convertidores resonantes es el normalizar los circuitos para emplear ecuaciones normalizadas en el diseño, para esto se lleva a cabo una serie de consideraciones.

La relación de inductancia normalizada L_n es la relación entre la inductancia resonante L_r y la inductancia magnetizante L_m , esta relación es representada por medio de la ecuación (4.9).

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (4.9)$$

La relación de la frecuencia de conmutación del inversor f_{sw} y la frecuencia de resonancia f_o se denomina frecuencia normalizada Ω , la cual se expresa por medio de la ecuación (4.10).

$$\Omega = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (4.10)$$

Como consideración final se tiene al factor de calidad Q_e , el cual se expresa con la ecuación (4.11).

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}} \quad (4.11)$$

En este apartado se expone el método de análisis de convertidores CD-CD resonantes basado en la aproximación del primer armónico (FHA), la cual permite linealizar el circuito y determinar de manera analítica los valores de los elementos resonantes.

En la siguiente sección se muestran las curvas de ganancia del tanque LLC las cuales se obtiene por medio del método FHA.

4.2 Curva de ganancia LLC

Para obtener la curva de ganancia del convertidor LLC se sustituyen los valores de las ecuaciones (4.9) y (4.11) en (4.8) para obtener la ecuación de ganancia normalizada del tanque LLC resonante, la cual se expresa en la ecuación (4.12).

$$A_{gLLC}(\Omega, L_n, Q_e) = \left| \frac{L_n \Omega^2}{(L_n + 1) \Omega^2 - 1 + j[(\Omega^2 - 1) \Omega Q_e L_n]} \right| \quad (4.12)$$

Graficando la ecuación de la ganancia normalizada se puede explicar el comportamiento del tanque resonante LLC en función de la frecuencia normalizada y del factor de calidad, manteniendo fija la relación de inductancia del tanque resonante es este caso particular se cuenta con el valor de $L_n = 5$ estas condiciones se presentan en la Figura 4.2, en el eje x de la gráfica se muestra la frecuencia normalizada y en el eje y corresponde el valor de la ganancia normalizada del tanque resonante. En este caso en particular las curvas corresponden a una variación en los valores de Q_e , se observa que al incrementar el valor la ganancia del tanque es menor, además de que el ancho de banda de operación se reduce haciendo que tenga un comportamiento mayor en la selectividad en las frecuencias.

En la Figura 4.2 muestra tres zonas de operación del tanque resonante. Existen dos regiones donde es posible lograr conmutación suave ZVS: una amplia región inductiva cuando $f_{sw} > f_o$ con ganancia menor a 1, y otra más pequeña cuando $f_{sw} < f_o$, donde la ganancia es mayor a 1 y el convertidor puede elevar el voltaje. Finalmente, la región capacitiva, situada por debajo de la frecuencia de resonancia, permite conmutación suave por cero corriente (ZCS).

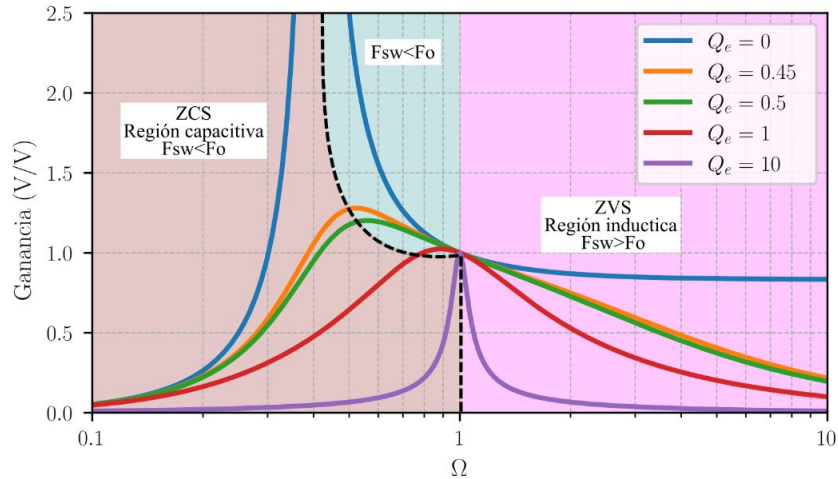


Figura 4.2. Curvas de ganancia normalizadas del tanque LLC.

Un parámetro de suma importancia en los tanques resonantes es el valor de L_n tiene un impacto directo en el comportamiento del tanque resonante LLC. Cuando este parámetro aumenta, el circuito tiende a responder de manera similar a un tanque LC serie, lo que limita

la ganancia máxima a un valor cercano a uno. En cambio, cuando L_n es menor a 5, el comportamiento se aproxima al de un tanque LC paralelo, permitiendo ganancias superiores a la unidad y modificando tanto la forma como la ubicación del pico de resonancia en la curva de ganancia, las gráficas correspondientes.

4.3 Curvas de ganancia LC serie

Aplicando FHA en un tanque resonante LC serie se obtiene el circuito de la Figura 4.4, y se analizara para determinar la función de ganancia normalizada, en función de calidad Q_s y la frecuencia normalizada Ω .

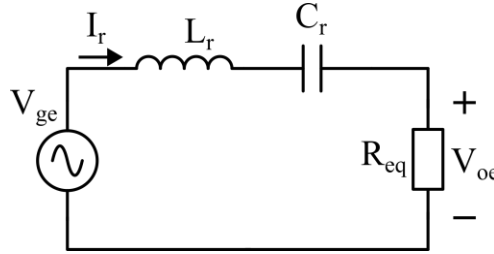


Figura 4.3. Circuito equivalente empleando FHA para el tanque LC serie.

Donde la ecuación resultante la función de transferencia del tanque LC serie normalizada $A_{gLC-s}(\Omega, Q_s)$ la cual se expresa en la ecuación (4.13), se observan curvas para distintos valores de Q_s ; el tanque no supera una ganancia de 1 y su ancho de banda disminuye al aumentar Q_s . Además, la ganancia varía de forma moderada en un rango amplio de Ω , sin presentar picos elevados el grafico de la ecuación se representa en la Figura 4.4.

$$A_{gLC-s}(\Omega, Q_s) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s \left(\Omega - \frac{1}{\Omega} \right)^2}} \quad (4.13)$$

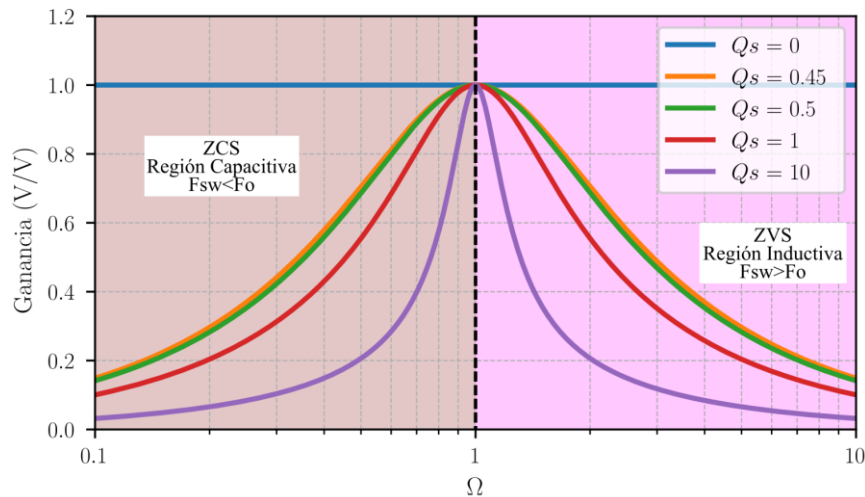


Figura 4.4. Curvas de ganancia del tanque LC serie.

4.4 Curvas de ganancia LC paralelo

La Figura 4.5 representa el circuito equivalente del tanque LC paralelo el cual de igual manera se emplea el método FHA, el cual se analiza para obtener su función de transferencia y las curvas de ganancia normalizadas, evaluando su comportamiento según el factor de calidad Q_p y la frecuencia normalizada Ω .

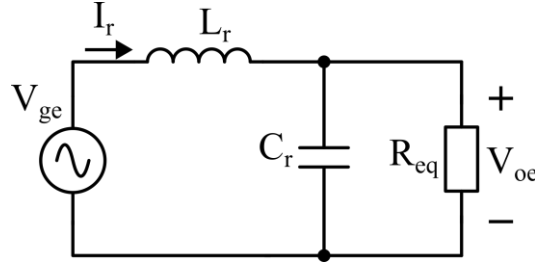


Figura 4.5. Circuito equivalente FHA para un tanque LC paralelo.

$$A_{gLC-P}(\Omega, Q_p) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + \left(\frac{\Omega}{Q_p}\right)^2}} \quad (4.14)$$

En la Figura 4.6 se observan curvas para distintos valores de Q_p . El tanque LC paralelo logra ganancias mayores a 1 cuando $Q_p > 1$, pero se vuelve muy sensible a variaciones de frecuencia por sus pendientes pronunciadas y altas ganancias de voltaje, algo poco deseable en iluminación LED. En cambio, para $Q_p < 1$ el tanque actúa más como atenuador, sin ganancias elevadas en un amplio rango de frecuencia.

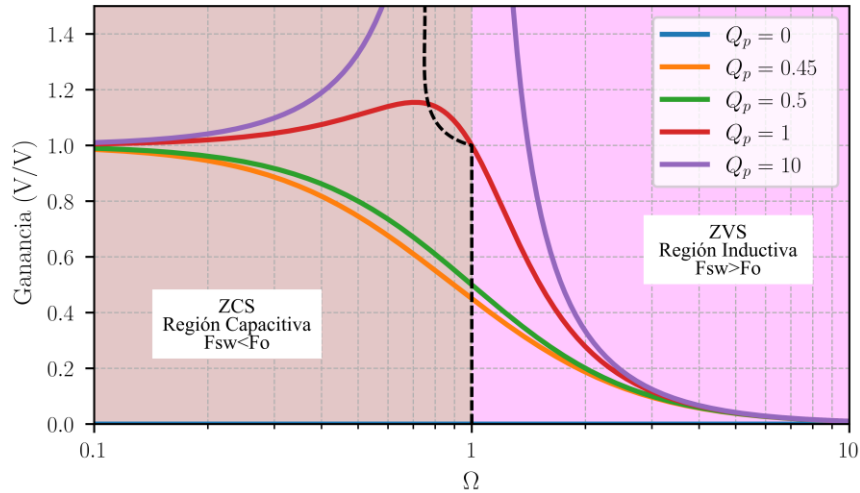
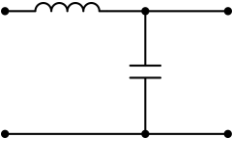
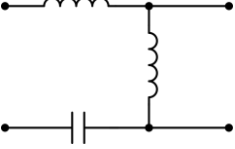


Figura 4.6. Curvas de ganancia del tanque LC paralelo.

4.5 Características principales de los tanques resonantes

En la Tabla 4.1 se muestran las principales características, de lo cual se concluye que el tanque LC serie ofrece una variación de frecuencia amplia con un estrés de componentes muy bajo y operación con ZVS, por lo que resulta una opción estable y poco exigente para los dispositivos, aunque con un comportamiento de ganancia más limitado. En cambio, el tanque LC paralelo también permite un rango amplio de frecuencia y logra ZVS, pero presenta un estrés elevado de voltaje y corriente, además de una mayor sensibilidad a cambios de frecuencia. Por su parte, el tanque LLC muestra el mejor equilibrio global, ya que requiere una variación de frecuencia moderada, mantiene bajo el estrés en los componentes y permite conmutación suave tanto en la entrada como en la salida (ZVS y ZCS), lo que favorece un funcionamiento más eficiente y robusto en aplicaciones prácticas.

Tabla 4.1. Comparación de características de diferentes tanques resonantes.

Parámetros	Tipo de tanque		
	LC serie	LC paralelo	LLC
Diagrama			
Variación de frecuencia	Amplia	Amplia	Moderada
Estrés de componentes (Voltaje/Corriente)	Muy bajo	Elevado	Bajo
ZVS (Entrada) / ZCS (Salida)	ZVS	ZVS	ZVS y ZCS

Capítulo 5. Diseño y simulación del convertidor LLC resonante

5.1 Diseño convertidor resonante LLC

Como parámetros del diseño se proponen los mostrados en Tabla 5.1 los cuales fueron propuestos por [9], en el cual se diseñó el convertidor para aplicaciones de leds de uso automotriz.

Tabla 5.1. Parámetros básicos para el diseño del convertidor LLC.

f_o	f_{sw}	V_{in}	P_o	V_o	I_o
400 kHz	360 kHz	11 – 14 V	30 W	45 - 55 V	600 mA

Se considero que los valores nominales de operación del convertidor se puede obtener el valor de la relación de transformación empleando la ecuación (4.6), donde el voltaje nominal de un vehículo de combustión interna es de $V_{in_{nom}} = 12 V$ y el voltaje nominal de salida tiene un el valor de $V_{o_{nom}} = 50V$, por lo tanto, el valor de la relación de transformación empleando los valores nominales se muestra en la ecuación (5.2).

$$n = \frac{V_{in_{nom}}}{2V_{o_{nom}}} = 0.12 \quad (5.1)$$

Para determinar la ganancia máxima y mínima ($A_{g_{max}}$ y $A_{g_{min}}$) respectivamente ya se encuentran definidas para convertidores resonantes las cuales corresponden a la ecuación (5.2) y (5.3), el valor correspondiente a $V_{o_{min}} = 45 V$, $V_{in_{max}} = 14V$, $V_{o_{max}} = 55$ y $V_{in_{min}} = 11 V$, estos valores ya se habían mencionado con anterioridad en la Tabla 5.1.

$$A_{g_{min}} = \frac{\frac{nV_{o_{min}}}{V_{in_{max}}}}{2} = 0.771 \quad (5.2)$$

$$A_{g_{max}} = \frac{\frac{nV_{o_{max}}}{V_{in_{min}}}}{2} = 1.2 \quad (5.3)$$

Para determinar el valor de la resistencia equivalente de manera como se muestra en la ecuación (4.7) se requiere determinar el valor de la resistencia de carga del convertidor previamente se propone una resistencia del valor que se muestra en la ecuación (5.4).

$$R_L = 89.357 \Omega \quad (5.4)$$

De igual manera empleando el valor de la resistencia de carga del convertidor se obtiene el valor de la resistencia equivalente la cual se deriva del análisis FHA tratado en la sección anterior, bajo condiciones de carga nominal la cual se expresa mediante la ecuación (5.5).

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_L = 1.043 \Omega \quad (5.5)$$

Los valores elegidos de ganancia mínima y máxima delimitan la región en la que debe diseñarse el tanque resonante LLC para garantizar operación con ZVS y un comportamiento inductivo. A partir del análisis de la Figura 3.2, se seleccionan $L_n = 5$ y un factor de calidad $Q_e = 0.45$ como punto de partida para calcular los elementos pasivos del tanque, considerando una frecuencia de resonancia de $f_o = 400$ kHz.

De acuerdo con la f_o , Q_e y R_{eq} se determina el valor del capacitor de resonancia el cual se obtiene mediante la ecuación (5.6).

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e f_o R_{eq}} = 847.7 nF \quad (5.6)$$

Para el valor del inductor resonante se emplean los valores de f_o y C_r mediante la ecuación (5.7).

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = 186.7 nH \quad (5.7)$$

Empleando la ecuación (4.9) podemos obtener el valor de la inductancia magnetizante del transformador, la ecuación resultante se muestra en (5.8).

$$L_m = L_n L_r = 933.7 nH \quad (5.8)$$

Para determinar el valor del inductor secundario se emplea la ecuación de la relación de inductancias de un transformador común, esta ecuación se muestra en (5.9), de la cual se puede realizar el despeje que se puede observar en la ecuación (5.10) de la cual se podrá obtener L_{sec} .

$$n = \sqrt{\frac{L_m}{L_{sec}}} \quad (5.9)$$

$$L_{sec} = \frac{L_m}{n^2} = 64.89 \mu H \quad (5.10)$$

Donde el valor del factor de calidad Q_e se calculará empleando el valor de la resistencia equivalente R_{eq} al cual está representada mediante la ecuación (5.11), en donde el valor del factor de calidad se obtiene mediante valores nominales.

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{eq}} = 0.45 \quad (5.11)$$

5.2 Simulación del convertidor LLC resonante

5.2.1 Ajustes adicionales

Como ya se ha mencionado con anterioridad el diseño es basado principalmente en [9], en el cual se hacen modificaciones para que el convertidor opere con la condición de que la inductancia de fuga sea igual o muy cercana a la inductancia parasita de dispersión.

5.3 Simulación en LTspice

En la Tabla 5.2 resume los parámetros y valores empleados en la simulación del convertidor resonante LLC. El convertidor se alimenta con un voltaje de 12 V, utilizando como interruptor principal el MOSFET IRLRU8726, adecuado para operación en alta frecuencia. Los valores de los elementos resonantes los cuales están basados en los valores medidos obtenidos mediante el transformador empleado en el trabajo previo incluyen un inductor resonante $L_r = 240$ nH, una inductancia magnetizante $L_m = 840$ nH y un capacitor resonante $C_r = 680$ nF, los cuales definen la frecuencia de operación del tanque. En el secundario se consideran los inductores L_{s1} y L_{s2} con un valor de $59.18 \mu H$, mientras que el rectificador utiliza diodos ideales para aislar el análisis de pérdidas no deseadas. La carga equivalente se modela como una resistencia de 91.6Ω , y la frecuencia nominal de operación del convertidor es de 360 kHz.

Tabla 5.2. Parámetros y valores de simulación del convertidor LLC resonante.

Vcc	Mosfet	Lr	Lm	Cr	Ls1 y Ls2	Diodo	RL	Fo
12 V	IRLRU8726	240 nH	840 nH	680 nF	59.18 uH	Ideal	91.6 Ω	360 kHz

En la Figura 5.1 muestra el diagrama de simulación en LTspice del convertidor resonante LLC. En la parte izquierda se observa la fuente de alimentación de 12 V, conectada a un medio puente formado por dos MOSFET IRLRU8726, controlados mediante las señales de disparo S1 y S2, las cuales operan con un ciclo de trabajo del 50% complementarias para garantizar la conmutación del puente. Desde el punto común del medio puente se alimenta el

tanque resonante, compuesto por el inductor resonante $L_r = 240 \text{ nH}$, el capacitor $C_1 = 680 \text{ nF}$ y la inductancia magnetizante $L_m = 840 \text{ nH}$.

En el secundario se modela un transformador con acoplamiento $k = 0.98$ y bobinas L_{s1} y L_{s2} de aproximadamente $59.18 \text{ } \mu\text{H}$, seguido de un rectificador de onda completa mediante diodos ideales (D_1 y D_2). El filtro de salida está conformado por el capacitor $C_2 = 1 \text{ } \mu\text{F}$ y la resistencia de carga $R_3 = 91.6 \text{ } \Omega$, que forman el voltaje de salida V_o .

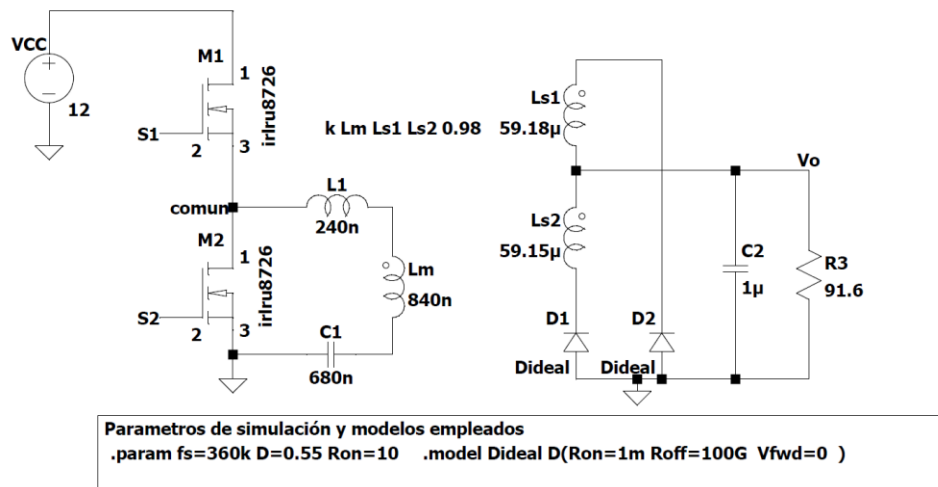


Figura 5.1. Diagrama de simulación en LTspice del convertidor LLC resonante.

La Figura 5.2 presenta la respuesta del convertidor resonante LLC operando con una carga resistiva de $91.6 \text{ } \Omega$. Se muestran dos gráficos: la forma de onda del voltaje de salida y la corriente de salida durante un intervalo breve de tiempo. En la gráfica superior, correspondiente al voltaje de salida V_o , se observa una línea prácticamente plana y estable, con un valor anotado de 53.56 V . Esto indica que el convertidor ha alcanzado regulación y mantiene el voltaje casi sin fluctuaciones, demostrando un comportamiento estable del lazo resonante bajo esta condición de carga. En la gráfica inferior, se muestra la corriente de salida I_o , igualmente constante y con un valor aproximado de 585 mA .

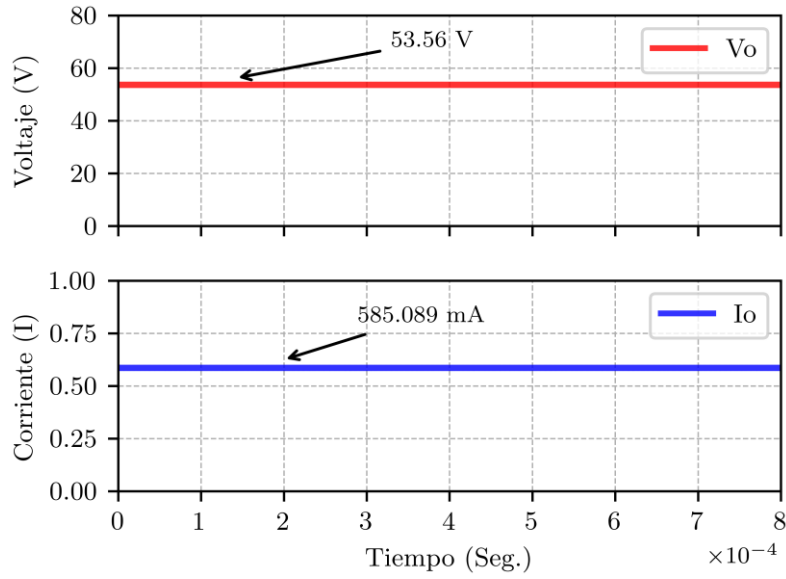


Figura 5.2. Voltaje y corriente de salida del convertidor LLC resonante.

La Figura 5.3 muestra la forma de onda de la corriente resonante I_r que circula en el tanque resonante del convertidor LLC. Se observa una señal prácticamente sinusoidal con oscilaciones simétricas entre aproximadamente -10A y $+10\text{A}$, alcanzando un pico cercano a los 10A . Esta forma de onda suave, continua y sin distorsiones notables confirma que el convertidor opera dentro de la región resonante, donde la transferencia de energía entre el inductor y el capacitor ocurre de manera eficiente y con bajo contenido armónico. La elevada corriente resonante favorece además la conmutación suave de los interruptores (ZVS), ya que permite descargar las capacitancias parásitas durante los intervalos muertos.

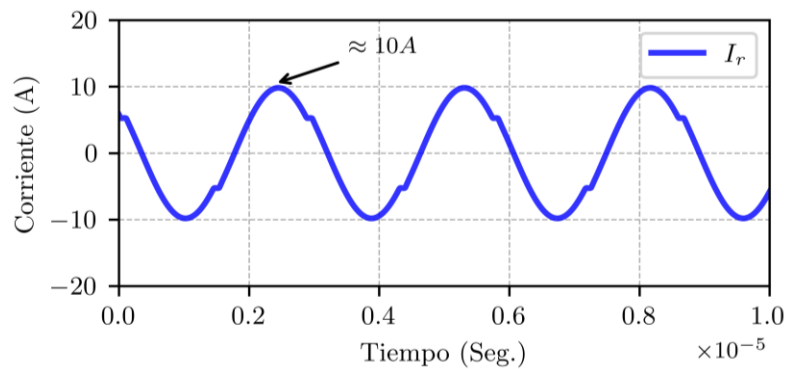


Figura 5.3. Corriente de resonancia del convertidor LLC resonante.

En la parte superior se observa que el voltaje del switch oscila entre dos niveles lógicos con un valor aproximado de 12V , mientras que la corriente resonante describe una señal casi

sinusoidal con picos cercanos a 10 A. En la región marcada como ZVS, se aprecia que el cruce por cero de la corriente coincide con el intervalo muerto, lo que permite que el voltaje del interruptor caiga antes de encender, habilitando una conmutación suave y reduciendo las pérdidas de disparo. Por el contrario, en la zona señalada como conmutación dura, el transistor enciende cuando la corriente aún es significativa, ocasionando un traslape entre tensión y corriente que incrementa de manera notable las pérdidas instantáneas. Esto se refleja en la gráfica inferior, donde se muestran los picos de potencia disipada en el dispositivo (Potencia DS), alcanzando valores cercanos a 65 W durante los eventos de conmutación dura, mientras que las pérdidas se mantienen alrededor de 6 W cuando ocurre ZVS. Esta comparación evidencia claramente el impacto que tiene el punto de operación sobre las pérdidas de conmutación y destaca la importancia de mantener el convertidor en la región resonante adecuada para maximizar la eficiencia.

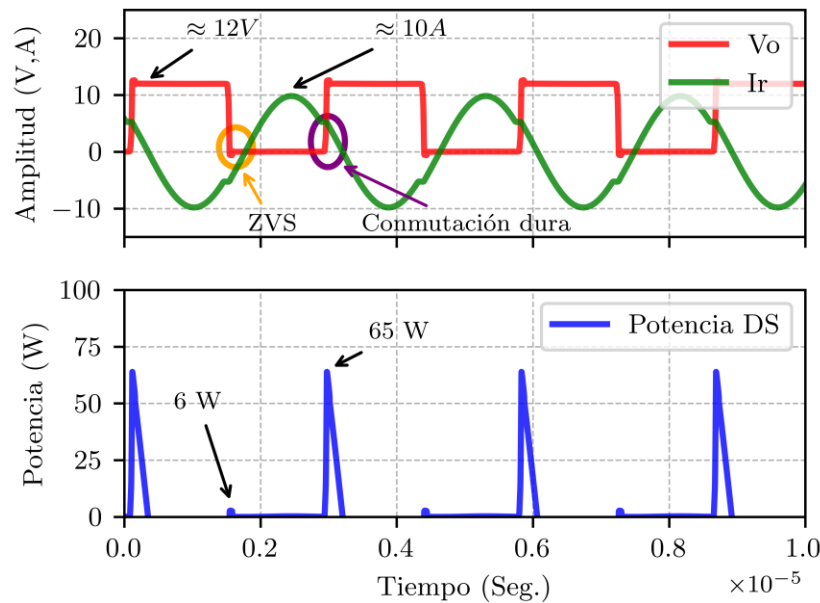


Figura 5.4. Conmutación ZVS en el MOSFET 1 del convertidor resonante.

La Figura 5.5 muestra el voltaje V_{D1} y la corriente I_{D1} del diodo en el convertidor LLC, destacando las diferencias entre conmutación dura y ZCS. Durante la conmutación dura, el diodo se apaga mientras aún conduce, generando un traslape entre tensión y corriente que produce un pico de pérdida de aproximadamente 253.14 mW, como se observa en la gráfica inferior. En cambio, bajo ZCS, el dispositivo conmuta con corriente nula y las pérdidas desaparecen. El resto del ciclo presenta potencia disipada prácticamente cero debido al uso de diodos ideales en la simulación, los cuales no incluyen caída directa ni pérdidas de recuperación inversa.

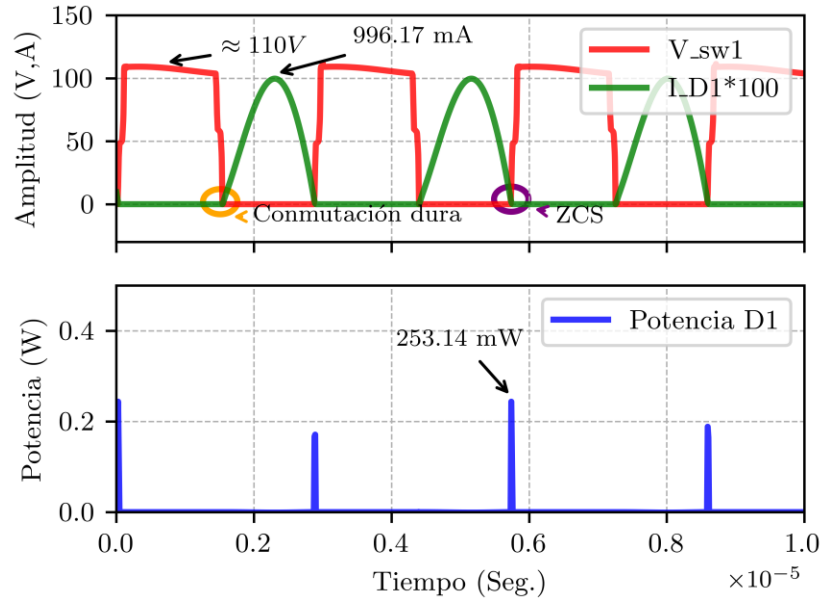


Figura 5.5. Conmutación del diodo D1 del convertidor LLC resonante.

Obteniendo los Donde la eficiencia obtenida del convertidor LLC empleando la ecuación (5.12) de la cual se obtiene una eficiencia del 90%.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 = 90\% \quad (5.12)$$

Con el comportamiento observado mediante simulación ayuda a comprobar el correcto funcionamiento del convertidor y la validez del diseño lo que hace posible la implementación de manera experimental.

5.4 Discusión de resultados obtenidos

El proceso de diseño del convertidor resonante LLC permitió determinar de manera analítica los valores del tanque resonante mediante el uso de la aproximación del primer armónico (FHA). Este método facilitó la obtención de la curva de ganancia, la selección del punto de operación y el dimensionamiento de los elementos pasivos, asegurando que el convertidor trabajara dentro de la región inductiva para garantizar condiciones de conmutación suave. A partir de los parámetros establecidos, se implementó una simulación en LTspice que confirmó la validez del diseño: el convertidor alcanzó un voltaje de salida estable, corrientes resonantes cuasi senoidales y operación bajo ZVS y ZCS en la mayor parte del ciclo. Asimismo, las formas de onda obtenidas permitieron identificar claramente los intervalos en que ocurre conmutación dura y el impacto que esto tiene en las pérdidas instantáneas. Finalmente, el análisis de potencia mostró que el prototipo diseñado alcanza una eficiencia cercana al 90%, validando el correcto funcionamiento del tanque resonante y confirmando que el modelo y los cálculos iniciales representan con precisión el comportamiento esperado del convertidor.

Capítulo 6. Fabricación y caracterización de núcleos toroidales

En el capítulo presente se muestran las etapas por las que fue necesario llevar a cabo para la fabricación de núcleos toroidales. Figura 6.1 se representa de manera general las etapas que se llevaron a cabo para fabricar y caracterizar los núcleos, en el proceso de caracterización del ciclo de histéresis de los núcleos se realizó la comparación respecto con un núcleo toroidal comercial.

6.1 Selección de materiales fase uno

Como ya se ha mencionado con anterioridad el material magnético que se usará como material principal es la magnetita, la cual será mezclada con resina epóxica del tipo DGEBA.

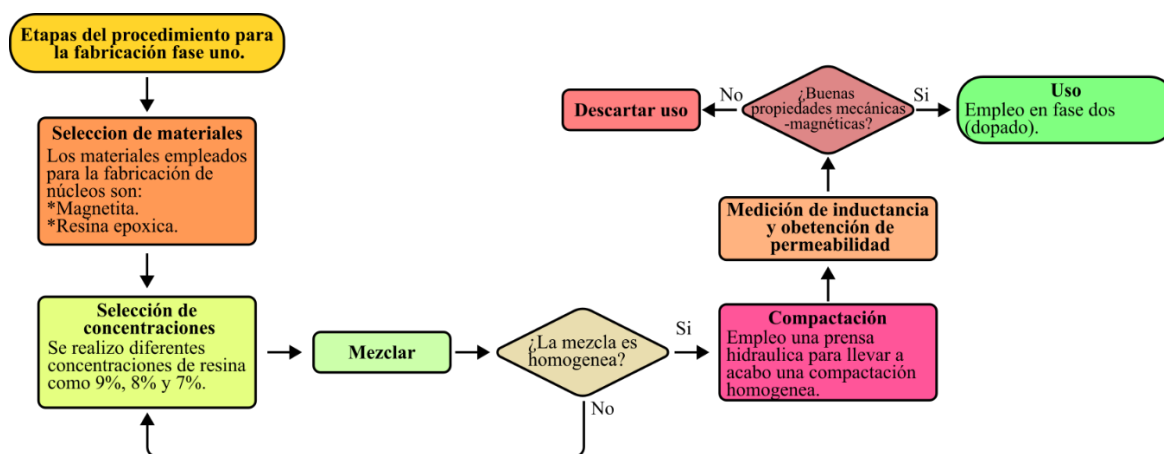


Figura 6.1. Etapas de análisis de los núcleos toroidales.

6.1.1 Selección de concentración de resina epóxica

La concentración de resina epóxica es de gran importancia debido a que esta será la encargada de alterar las propiedades mecánicas y magnéticas de los núcleos, para determinar una correcta concentración la cual permita la fabricación de núcleos toroidales con buenas características como lo sería una buena resistencia mecánica, esto para que los núcleos sean lo más manipulables posible, por otro lado, en características magnéticas se considera la inductancia y la permeabilidad del núcleo. Para llevar a cabo esto se propuso el reducir la concentración de resina como lo muestran en Figura 6.2, Figura 6.3 y Figura 6.4 muestran de manera gráfica este proceso. Así como el apartado de compactación se realizó empleando una prensa hidráulica y un troquel especialmente diseñado para obtener una presión constante en toda el área del núcleo a fabricar más especificaciones de este proceso se muestran en el **Anexo A**.

Al emplear la concentración del 9% de concentración de resina epóxica la cual está representada gráficamente en Figura 6.2, en donde se obtuvieron núcleos con buenas propiedades mecánicas las cuales son una resistencia a ruptura y dureza, sin embargo, este

núcleo cuenta con un valor de inductancia menor, como se muestra en Figura 6.5 el valor es menor obtenido en comparación con las siguientes concentraciones.

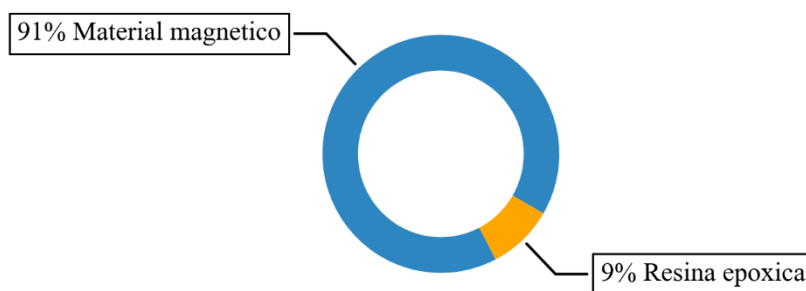


Figura 6.2. 9% de concentración de resina epoxi.

Al reducir la concentración de resina al 8% se ajustó la concentración de material magnético a 92% la representación gráfica de estos valores se representa en la Figura 6.3, la cual empleando esta concentración se obtuvieron propiedades similares a la concentración del 9%, sin embargo, el valor de inductancia se vio afectado positivamente, ya que este valor obtuvo un incremento como se puede observar en Figura 6.5.

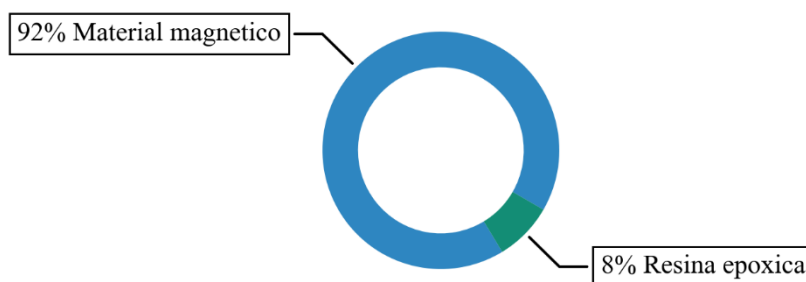


Figura 6.3. 8% de concentración de resina epoxi.

El uso de una concentración de resina del 7% como se representa de manera gráfica en Figura 6.4, presento bajas propiedades mecánicas como lo es una baja resistencia a ruptura y dureza lo que lo presento un elemento difícil de manipular, no obstante, los valores de inductancia empleando esta concentración son de los más altos obtenidos de las concentraciones anteriores como se muestra en Figura 6.5.

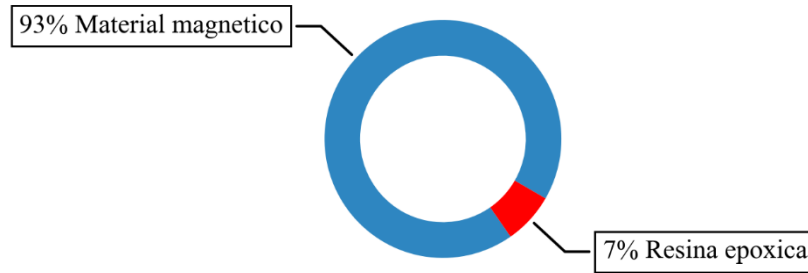


Figura 6.4. 7% de concentración de resina epoxi.

6.1.2 Valores de inductancia y permeabilidades fase uno

En Figura 6.5 muestra que la muestra con 7% de resina presenta la inductancia más alta en bajas frecuencias ($\sim 9.5 \mu\text{H}$ a 100 Hz), aunque disminuye de manera considerable conforme la frecuencia aumenta, estabilizándose alrededor de $7 \mu\text{H}$ en la zona de mayor excitación. En contraste, las muestras con 8% y 9% de resina exhiben valores iniciales de inductancia menores ($\sim 5.8 \mu\text{H}$ y $\sim 6.2 \mu\text{H}$ respectivamente), pero mantienen un comportamiento mucho más estable a lo largo de todo el rango de frecuencias analizado, con variaciones mínimas. En comparación, puede observarse que el 7% ofrece mayor inductancia, pero con mayor sensibilidad a la frecuencia, mientras que los porcentajes de 8% y 9% muestran una respuesta más constante, lo que sugiere un mejor desempeño en aplicaciones donde la estabilidad es prioritaria, cabe mencionar que las mediciones de inductancia se realizaron empleando 40 vueltas en los núcleos toroidales.

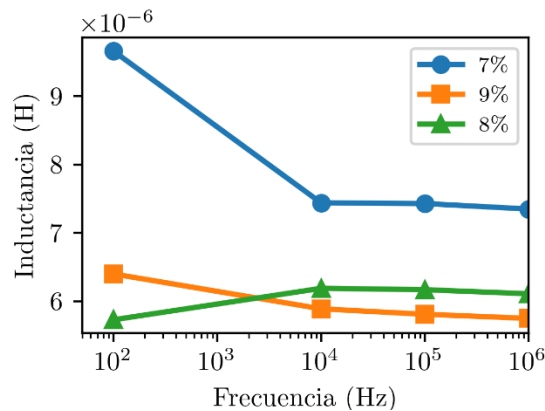


Figura 6.5. Valores de inductancia con diferente concentración de resina con 40 vueltas.

Para obtener el valor de las permeabilidades correspondientes se empleó se usó la ecuación general de un inductor, de la cual se despejo para obtener el valor de la permeabilidad relativa (μ_r), que está dada por la ecuación (6.1), empleando esta ecuación se determinó los valores de inductancia, en donde L es el valor de inductancia obtenido, l es la longitud media del núcleo, μ_0 es la permeabilidad del vacío, N es el número de vueltas y A es el área del toroidal,

empleando esta ecuación con los parámetros individuales de los núcleos se obtiene la permeabilidad relativa Figura 6.6.

$$\mu_r = \frac{Ll}{\mu_0 N^2 A} \quad (6.1)$$

La Figura 6.6 presentada muestra el comportamiento de la permeabilidad relativa (μ_r) en función del porcentaje de composición del material. Se observa que para el 7 % y el 8 % los valores alcanzan 9.12 y 9.10, respectivamente, lo que indica un desempeño magnético prácticamente equivalente y elevado en comparación con el 9 %. En contraste, al aumentar la proporción al 9 %, la permeabilidad disminuye de manera significativa hasta 7.60, lo que evidencia una pérdida en la capacidad de conducción magnética del material. Estos resultados sugieren que composiciones de 7 % y 8 % mantienen una estabilidad favorable, mientras que un incremento adicional provoca un efecto adverso que reduce la eficiencia magnética del compuesto.

En conjunto, estos resultados evidencian que la composición del material influye directamente en la permeabilidad y en consecuencia, en la inductancia del componente magnético. La cercanía de los valores de μ_r para 7 % y 8 % justifica que ambos muestren un comportamiento inductivo semejante, aunque con ligera ventaja del 7 %, mientras que el 9 % presenta un deterioro notable que compromete la eficiencia magnética. Esto confirma que la optimización de la inductancia depende de mantener una alta permeabilidad relativa, alcanzable únicamente en rangos de composición alrededor del 7–8 %, lo que resulta clave para aplicaciones en convertidores de potencia de alta frecuencia, en base a lo anterior mencionado se considera óptimo el empleo de una concentración del 8% de resina epóxica para continuar en la fase de dopado con un segundo material magnético.

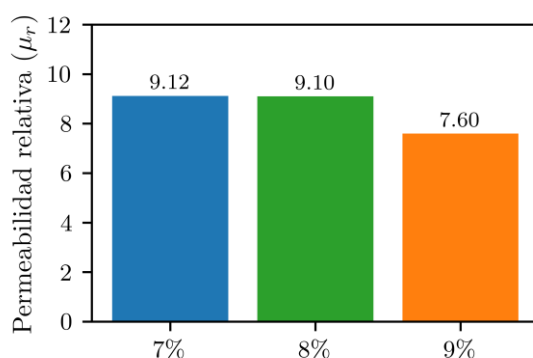


Figura 6.6. Valores de permeabilidad de fase uno.

Aunque la muestra con 7 % de resina presentó la mayor permeabilidad e inductancia en bajas frecuencias, sus propiedades mecánicas resultaron insuficientes para una manipulación confiable, con fragilidad y baja resistencia a la ruptura. En cambio, con la concentración de

8 % mantuvo una permeabilidad prácticamente equivalente (9.10 y 9.12 respectivamente) y exhibió una buena propiedad estructural que facilita la manipulación y el moldeo del núcleo. Por lo tanto, la elección del 8 % de resina representa un equilibrio óptimo entre propiedades magnéticas y viabilidad de fabricación, justificando su uso como base para la Fase dos de dopado.

6.2 Fase dos dopado de materiales

Para llevar a cabo la fase dos del proceso de fabricación y selección de los núcleos, este proceso se muestra en Figura 6.7 el cual es representado en forma de diagrama de flujo, en el cual se muestra de breve mente el procedimiento, el procedimiento de fabricación inicia con la selección de los materiales magnéticos base, los cuales incluyen magnetita, magnesioferrita, hexaferrita de estroncio y hexaferrita de plomo. Estos compuestos fueron elegidos por sus propiedades ferrimagnéticas y su potencial para formar núcleos con distintas combinaciones de permeabilidad y pérdidas por histéresis. Posteriormente, se procedió a incorporar una concentración del 8 % de resina epóxica, la cual actúa como aglutinante, proporcionando cohesión mecánica sin comprometer las propiedades magnéticas del material. La mezcla se homogeniza cuidadosamente hasta asegurar una distribución uniforme de la resina entre las partículas magnéticas. Una vez obtenida la mezcla homogénea, se realiza el proceso de compactación mediante una prensa hidráulica, con el propósito de conformar núcleos sólidos y densos, libres de vacíos o discontinuidades internas. Tras la compactación, se lleva a cabo la caracterización magnética, que comprende la medición de la inductancia y el cálculo de la permeabilidad, así como el análisis de las curvas B–H mediante el método de doble inductor, lo que permite evaluar parámetros como la coercitividad, la densidad de flujo de saturación y las pérdidas por histéresis. Finalmente, en función de los resultados obtenidos, se determina si el material presenta propiedades magnéticas adecuadas para su implementación en convertidores resonantes LLC; en caso contrario, el compuesto se descarta para dicho uso.

6.2.1 Valores de inductancia fase dos

En Figura 6.9 se presenta la variación de la inductancia en función de la frecuencia para la muestra de magnetita pura (Mt.) y aquellas dopadas con diferentes ferritas metálicas (MgF, PbHF y SrHF). Se observa que la magnetita pura muestra un incremento inicial en la inductancia al pasar de 100 Hz a 10 kHz, seguido de una ligera disminución conforme la frecuencia aumenta hasta 1 MHz. Este comportamiento puede atribuirse a la alineación de los dominios magnéticos a bajas frecuencias y a la presencia de pérdidas por relajación magnética cuando la frecuencia de excitación es elevada.

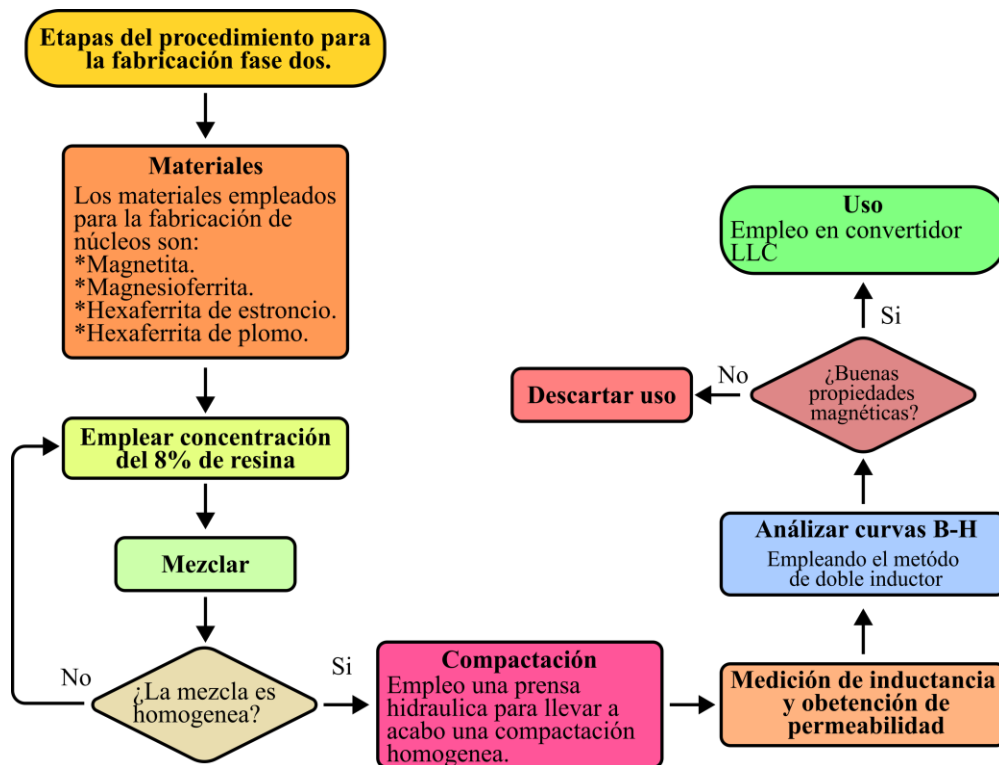


Figura 6.7. Diagrama de flujo fase dos.

En la Figura 6.8 se representa la composición de los núcleos magnéticos dopados utilizados en este trabajo. Se muestra un diagrama tipo dona en el que se visualiza la proporción relativa de los componentes del material compuesto. La sección mayor del anillo, representada en color naranja, corresponde al 90 % de magnetita (Fe_3O_4), que funge como fase magnética principal del núcleo. La fracción restante, ilustrada en color verde y equivalente al 10 %, representa el material dopante, el cual puede ser cualquiera de los materiales magnéticos secundarios empleados en los distintos compuestos estudiados (por ejemplo, ferrita de magnesio, hexaferrita de plomo o hexaferrita de estroncio).

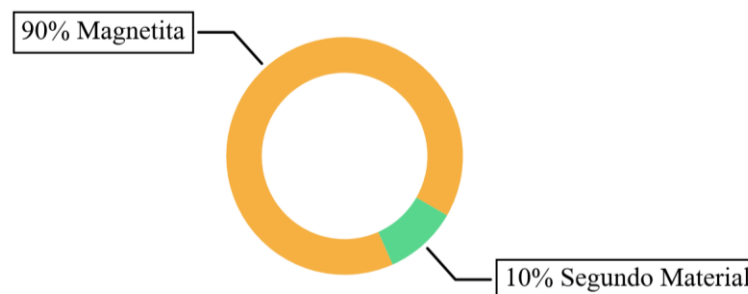


Figura 6.8. Porcentaje de dopado para los núcleos a fabricar.

En el caso de la muestra dopada con magnesioferrita (Mt.-MgF), se aprecia un valor de inductancia menor en comparación con la magnetita pura, manteniéndose además más estable a lo largo de todo el rango de frecuencias analizado. Esta tendencia sugiere una reducción en la permeabilidad efectiva del material.

Por otro lado, las muestras dopadas con PbHF y SrHF hexaferrita de plomo y hexaferrita de estroncio respectivamente, presentan los valores de inductancia más elevados a bajas frecuencias, lo que indica una mayor capacidad de almacenamiento de energía magnética en ese rango. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta, ambas muestras muestran una disminución progresiva y similar en sus valores de inductancia.

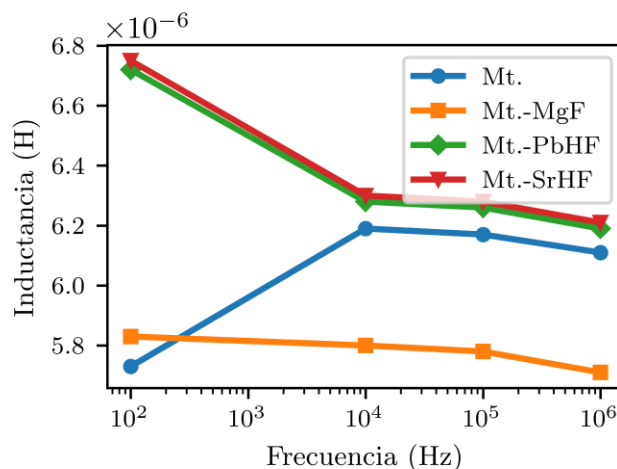


Figura 6.9. Valores de inductancia de los núcleos fabricados

6.2.2 Permeabilidades

En la Figura 6.10 se presenta la comparación de la permeabilidad relativa (μ_r) obtenida para los distintos compuestos magnéticos elaborados a partir de magnetita pura y sus mezclas con diferentes ferritas. Se observa que el material compuesto Mt.-SrHF, correspondiente a la magnetita combinada con hexaferrita de estroncio, exhibe el valor más alto de permeabilidad relativa, alcanzando aproximadamente $\mu_r = 10.00$, lo que indica una mayor capacidad para concentrar el flujo magnético dentro del núcleo. En contraste, el compuesto Mt.-PbHF, que integra hexaferrita de plomo, presenta el valor más bajo ($\mu_r = 8.17$), sugiriendo una reducción en la respuesta magnética posiblemente asociada a una menor interacción entre las partículas magnéticas o a un incremento en la resistividad interna del material. Por su parte, los compuestos Mt.-MgF y Mt. (magnetita pura) muestran valores intermedios de 8.80 y 9.10, respectivamente, lo cual refleja un comportamiento estable y una adecuada uniformidad magnética.

En conjunto, estos resultados evidencian que la incorporación de hexaferrita de estroncio mejora significativamente la permeabilidad del compuesto, haciéndolo más adecuado para

aplicaciones en convertidores resonantes LLC, donde se requiere una alta eficiencia de acoplamiento magnético a frecuencias elevadas.

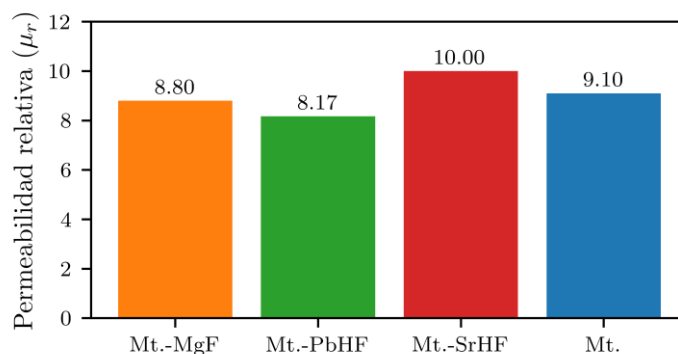


Figura 6.10. Permeabilidades relativas con dopaje.

6.2.3 Histéresis de los núcleos fabricados

Como análisis final se obtuvo el ciclo de histéresis por medio del método del doble inductor, el cual permite obtener de manera experimental el ciclo de histéresis de los núcleos toroidales fabricados.

El método de doble inductor consiste en utilizar el núcleo fabricado como transformador, excitando su devanado primario mediante una señal alterna generada por un inversor del tipo medio puente o puente completo. Las mediciones correspondientes se obtuvieron por medio de sondas de voltaje, las cuales se conectaron al devanado secundario y a la resistencia (*Valor* 1Ω) ubicada en serie con el primario. La captura de datos se realizó empleando un osciloscopio digital, mientras que el procesamiento y análisis de las señales registradas se efectuó mediante software especializado en computadora, este proceso se representa de manera grafica en Figura 6.11, el proceso de funcionamiento es el magnetizar hasta el punto de saturación, siguiendo así la señal que genera el inversor de puente completo genera un pulso con valor negativo provocando una saturación inversa, por lo tanto generando el ciclo de histéresis.

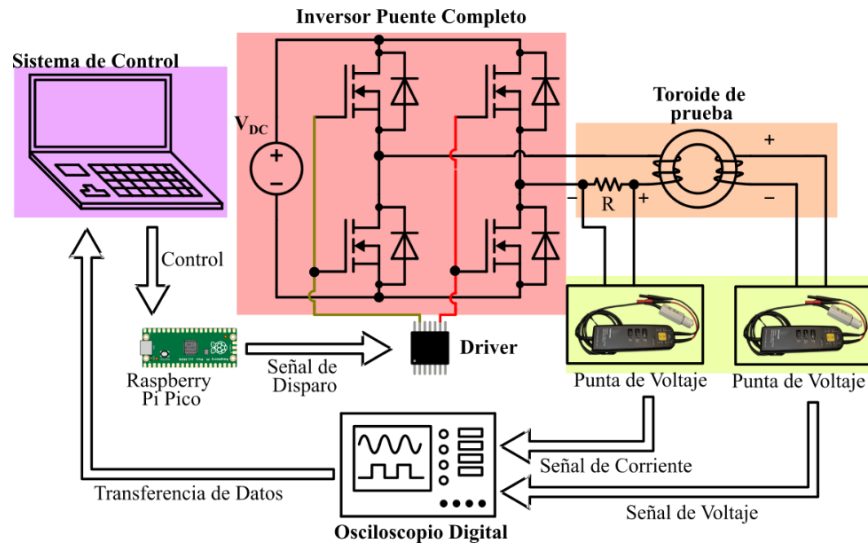


Figura 6.11. Diagrama de mesa de trabajo para la obtención de histéresis.

Figura 6.12 se muestra la correspondiente mesa de trabajo utilizada para la obtención del ciclo de histéresis de manera experimental, donde se puede resaltar la forma del transformador y de los elementos involucrados para llevar a cabo la respectiva medición.

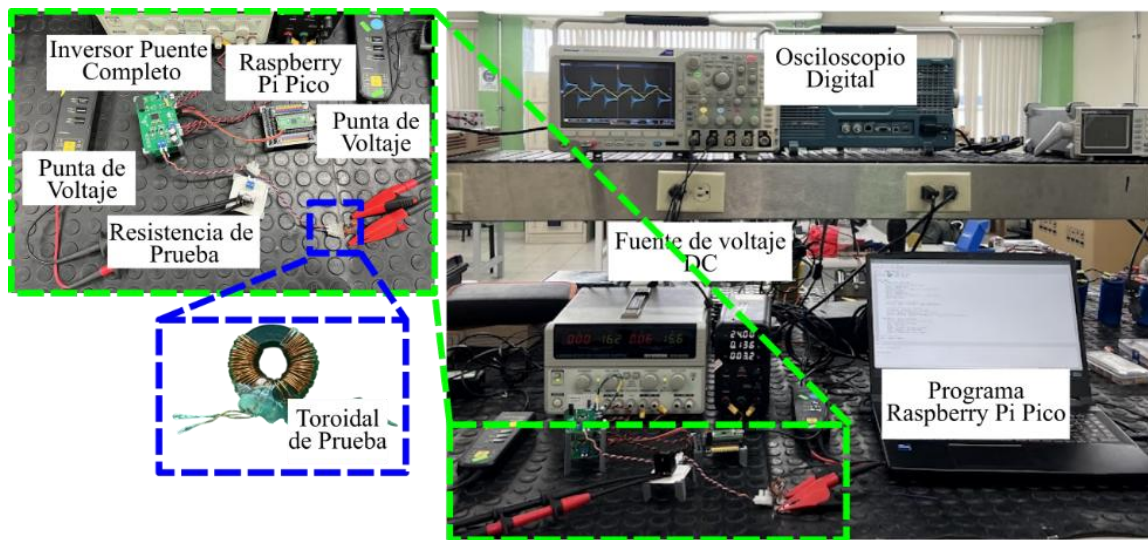


Figura 6.12. Mesa de trabajo para la obtención de histéresis.

Las señales obtenidas mediante este procedimiento se representan en Figura 6.13 en la cual se muestra las señales de voltaje correspondientes, en la misma imagen se realizó una comparación entre la sonda de corriente y la de voltaje (medición que corresponde a la corriente que circula en la resistencia en serie con el primario del transformador), en la cual se determina que la medición entre la sonda de voltaje es exactamente igual a la obtenida por la sonda de corriente lo que hace valida la medición por medio de la resistencia.

Para determinar B (Densidad de flujo magnético) A/m y H (Intensidad de flujo magnético) T se emplearon las ecuaciones (6.2) y (6.3) respectivamente.

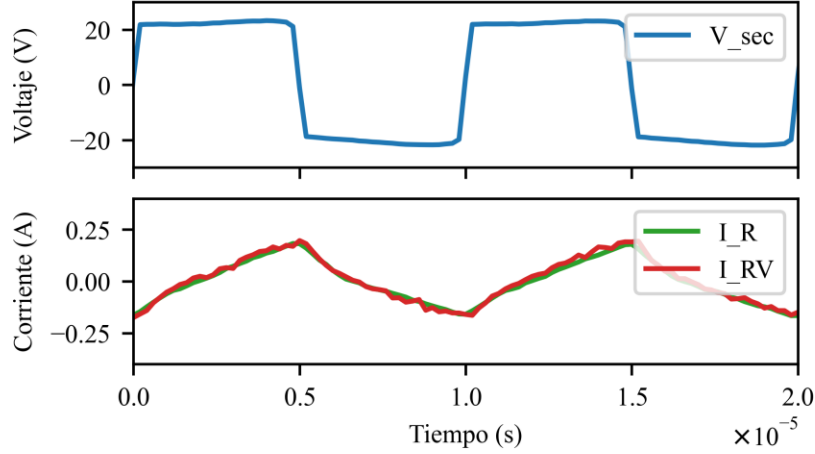


Figura 6.13. Señales obtenidas en la mesa de trabajo.

Para obtener los valores de densidad de flujo se determina por medio de la ecuación siguiente donde la densidad de flujo se relaciona por medio de la señal de voltaje del secundario del transformador.

$$B = \frac{1}{N_s A} \int_0^{T_s} v_s(t) dt \quad (6.2)$$

Donde:

- B densidad de flujo.
- N_s número de vueltas en el secundario.
- A área de la sección transversal del núcleo toroidal.
- $v_s(t)$ voltaje del secundario del transformador.

Los valores de intensidad de campo magnético se relacionan principalmente con la señal de voltaje de la resistencia en serie con el primario del transformador la cual se muestra por medio de la siguiente ecuación.

$$H = \frac{N_p i_p(t)}{l_e} \quad (6.3)$$

Donde:

- H intensidad de campo magnético.
- $i_p(t)$ corriente que circula por el primario.
- l_e longitud media del núcleo toroidal.
- N_p número de vueltas del primario.

Las mediciones del ciclo de histéresis se efectuaron a frecuencias de 100 kHz, 200 kHz, 300 kHz, 400 kHz y 500 kHz, con el objetivo de evaluar la respuesta del material frente a variaciones en la frecuencia de excitación. Asimismo, se incluyó un núcleo comercial de referencia el cual es un núcleo toroidal de la marca Fair-Rite products las características del núcleo se muestran en el **Anexo B**, lo que permitió establecer una comparación directa en términos de la forma del ciclo, la coercitividad y las pérdidas magnéticas, proporcionando un criterio objetivo para determinar el desempeño relativo del material compuesto desarrollado para obtener la los ciclos de histéresis como ya se había mencionado para obtener los datos se empleó el código que se muestra en el **Anexo C**.

Para la frecuencia de 100 kHz se realizó la comparación entre los núcleos fabricados y uno comercial como se muestra en la Figura 6.14 en donde se observa que el núcleo comercial muestra un ciclo de histéresis con una pendiente más pronunciada, lo que indica que cuenta con mayor permeabilidad y mejor capacidad de magnetización respecto a los núcleos dopados, realizando la comparación de solo los núcleos fabricados los cuales se muestran en Figura 6.15, se observa que las curvas muestran lazos estrechos con áreas reducidas, lo que indica que las pérdidas por histéresis son bajas y, por tanto, que los compuestos exhiben características de materiales magnéticos blandos, adecuados para aplicaciones a altas frecuencias. Entre los compuestos analizados, el material Mt.-MgF presenta la pendiente más pronunciada, lo que se traduce en una mayor permeabilidad efectiva y menor coercitividad, conservando así una buena respuesta magnética frente a la magnetización alterna. En contraste, los compuestos Mt.-PbHF y Mt.-SrHF muestran lazos ligeramente más anchos y pendientes menores, reflejando un incremento en la coercitividad y una disminución de la permeabilidad relativa. Estos resultados sugieren que la adición de MgF favorece la continuidad magnética y la orientación de dominios, mientras que los dopajes con PbHF y SrHF introducen efectos de dispersión o desalineación que deterioran las propiedades magnéticas del compuesto base.

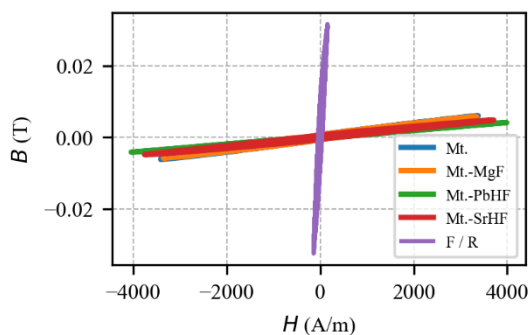


Figura 6.14. 100 kHz con núcleo comercial.

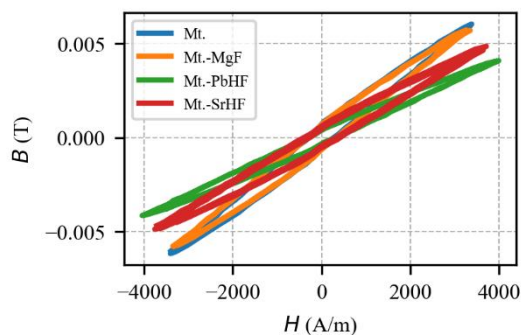


Figura 6.15. 100 kHz sin núcleo comercial.

El incremento de la frecuencia de 100 kHz a 200 kHz los resultados muestran que, al incrementar la frecuencia de operación, todos los materiales sufren una reducción de permeabilidad y un aumento en la reluctancia, sin embargo, el comportamiento general sigue siendo de materiales magnéticos blandos. Entre los compuestos sintetizados, Mt.-MgF continúa destacando por mantener la mejor combinación de alta permeabilidad y baja

coercitividad, siendo el más estable ante la variación de frecuencia. Por el contrario, los compuestos Mt.-PbHF y Mt.-SrHF muestran una degradación más evidente de sus propiedades magnéticas, con ciclos más verticales y menor inclinación, lo cual se traduce en mayores pérdidas y menor eficiencia magnética, el que sigue mostrando mejores resultados es el núcleo comercial de la empresa Fair-Rire el cual continúa con un ciclo con la pendiente más pronunciada respecto a los otros, los resultados mencionados del comportamiento de los materiales se muestran en las Figura 6.16 y Figura 6.17.

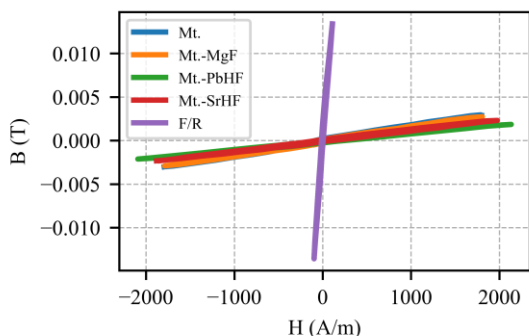


Figura 6.16. Comparación 200 kHz con núcleo comercial.

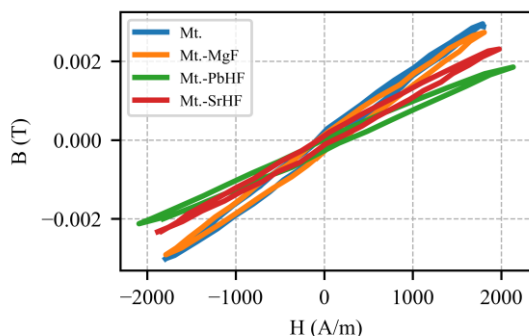


Figura 6.17. Comparación 200 kHz sin el núcleo comercial.

Al realizar la medición correspondiente a 300 kHz-500k kHz para el núcleo comercial se obtuvieron señales con una distorsión significativa como lo muestra la Figura 6.18 en donde se muestran las señales correspondientes de voltaje y corriente obtenidas a 400 kHz, teniendo esto en cuenta se decidió optar por no continuar con la comparación con respecto a los núcleos comerciales.

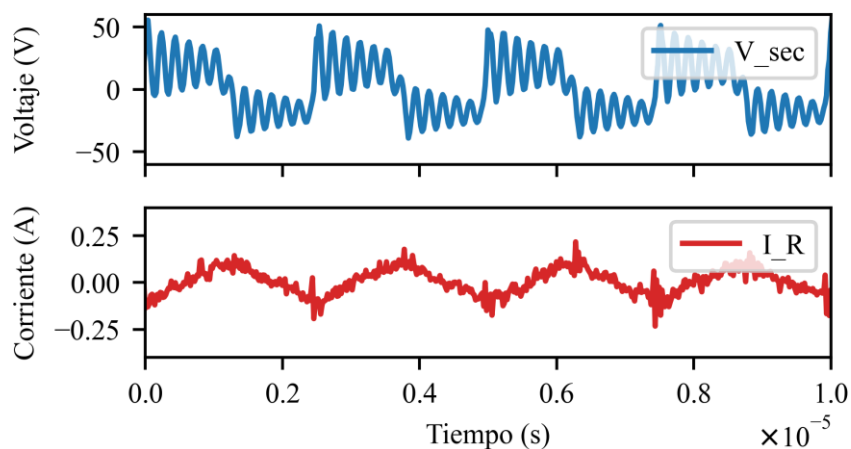


Figura 6.18. Señales correspondientes a 400 kHz del núcleo comercial.

Debido a lo anterior solo se continua con el análisis de los núcleos fabricados para el rango de frecuencias de 300 kHz-500 kHz. El incremento de frecuencia de 300 kHz a 400 kHz provoca una disminución gradual de la permeabilidad y un ligero aumento de la coercitividad, efectos esperados por las pérdidas del material como se representa en la Figura 6.19 y Figura 6.20 . Entre los compuestos analizados, el Mt.-MgF mantiene la mejor respuesta magnética en ambos casos, mostrando alta permeabilidad, baja coercitividad y buena estabilidad frente al incremento de frecuencia, lo que lo posiciona como el material más prometedor para núcleos magnéticos en convertidores de alta frecuencia. En contraste, el núcleo Mt.-PbHF evidencia el mayor deterioro, con una menor respuesta magnética y mayores pérdidas relativas.

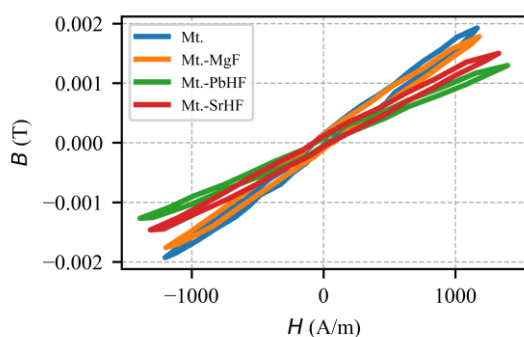


Figura 6.19. Comparación a 300 kHz

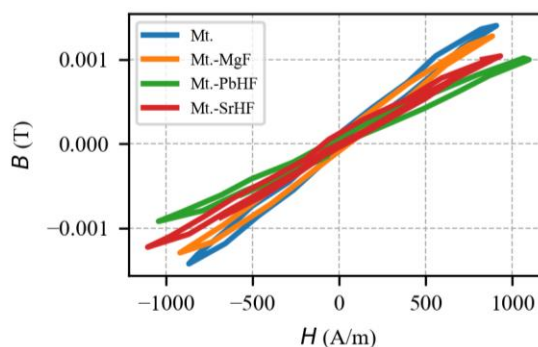


Figura 6.20. Comparación a 400kHz

El comportamiento observado a 500 kHz confirma que todos los compuestos continúan operando en régimen de baja histéresis y alta linealidad como se observa en la Figura 6.21, pero con una reducción apreciable de la respuesta magnética. De los materiales evaluados, el Mt.-MgF demuestra el mejor desempeño magnético global, conservando alta permeabilidad y bajas pérdidas incluso a frecuencias donde los efectos de relajación y corrientes parásitas son dominantes.

Por su parte, el Mt.-PbHF exhibe la menor eficiencia magnética, evidenciando una pérdida importante de permeabilidad y una respuesta más dispersa, lo que lo hace menos adecuado para aplicaciones de núcleos en convertidores de alta frecuencia.

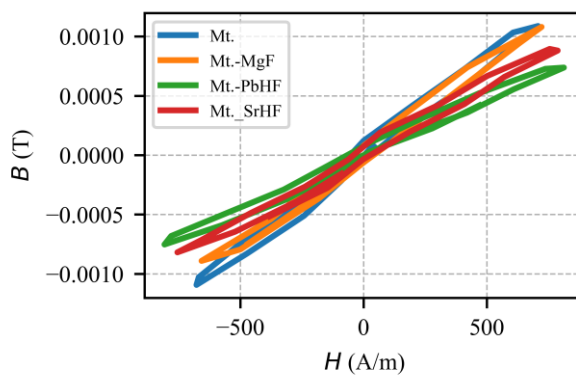


Figura 6.21. Comparación a 500kHz

6.2.4 Pérdidas magnéticas en núcleos

Como parte final de este capítulo se analizaron las pérdidas que se obtienen de los ciclos de histéresis obtenidos en el subtema anterior para lo cual se implementó la ecuación (6.4), la cual permite obtener las pérdidas en Watts para la facilidad de entendimiento.

$$P_{core} = V_e f \oint B(H) dH \quad (6.4)$$

Donde:

- P_{core} potencia del núcleo en Watts.
- V_e Volumen efectivo del núcleo a analizar.
- f frecuencia de operación.
- $\oint B(H) dH$ integración del ciclo de histéresis.

Los valores obtenidos por medio de la ecuación anterior se muestran en Tabla 6.1 y se muestra estos mismos valores de manera gráfica en Figura 6.22, en donde El análisis de las pérdidas obtenidas mediante el ciclo de histéresis permitió identificar diferencias notables en el desempeño de los distintos núcleos bajo frecuencias de operación comprendidas entre 100 kHz y 500 kHz. En primer lugar, el núcleo comercial de ferrita (F/R) presentó los valores más bajos de pérdida a bajas frecuencias, evidenciando su alta eficiencia y confirmando el comportamiento característico de una ferrita, cuya permeabilidad elevada y bajas pérdidas las hacen idóneas para aplicaciones de conversión de potencia. Por otro lado, la magnetita pura (Mt.) mostró una disminución casi monótona de las pérdidas conforme se aumentó la frecuencia, lo que refleja una respuesta estable del material ante variaciones en la excitación, manteniéndose como una referencia confiable para la comparación con los compuestos modificados. El material dopado con MgF (Mt.–MgF) exhibió un buen desempeño hasta 400 kHz, con una reducción sostenida de las pérdidas, aunque presentó un incremento a 500 kHz atribuible a fenómenos como corrientes parásitas o resonancias internas, lo que sugiere una ligera limitación en su estabilidad a frecuencias muy elevadas.

Tabla 6.1. Pérdidas obtenidas por medio del ciclo de histéresis.

Núcleo	Frecuencias				
	100kHz	200kHz	300kHz	400kHz	500kHz
F/R	392.137 mW	207.196 mW	-	-	-
Mt.	990.318 mW	316.262 mW	148.479 mW	119.272 mW	108.882 mW
Mt.-MgF	949.784 mW	212.340 mW	142.92 mW	102.677 mW	242.721 mW
Mt.-PbHF	812.709 mW	305.65 mW	134.92 mW	317.88 mW	75 mW
Mt.-SrHF	1159.335 mW	237.916 mW	151.87 mW	65.158 mW	194.946 mW

En contraste, el compuesto Mt.–PbHF mostró un comportamiento no monótono, con un aumento inesperado de pérdidas a 400 kHz seguido de una marcada reducción a 500 kHz, lo

cual indica una respuesta menos uniforme frente al incremento de frecuencia. Finalmente, el núcleo Mt.-SrHF alcanzó el valor mínimo absoluto de pérdida a 400 kHz (65.158 mW), demostrando una excelente eficiencia magnética en esa región, aunque con un aumento posterior a 500 kHz que sugiere una transición hacia un régimen de mayor disipación energética. En conjunto, en su mayoría los materiales presentaron pérdidas inferiores a 1 W.

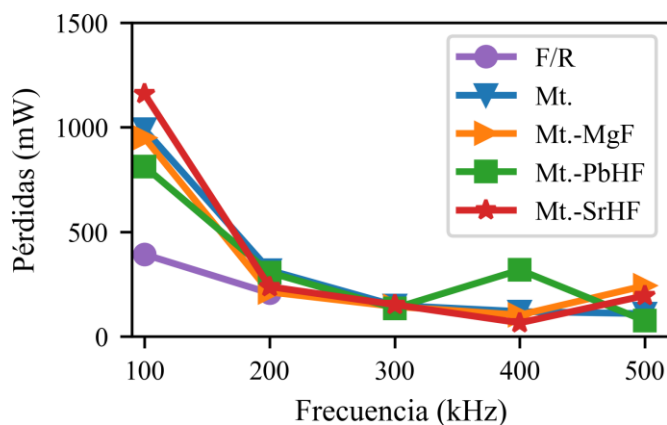


Figura 6.22. Pérdidas obtenidas por medio del ciclo de histéresis.

6.3 Discusión de resultados

En síntesis, el análisis de los ciclos de histéresis demuestra que el material Mt-MgF mantiene la mejor combinación de alta permeabilidad y baja coercitividad frente a los demás compuestos dopados. Este comportamiento confirma que la incorporación de magnesioferrita (MgFe_2O_4) mejora la orientación de los dominios magnéticos y reduce las pérdidas por histéresis, favoreciendo la estabilidad magnética a altas frecuencias. En contraste, los dopajes con PbHF y SrHF incrementan la coercitividad y las pérdidas, por lo que se consideran menos adecuados para aplicaciones en convertidores de potencia de alta frecuencia.

Capítulo 7. Pruebas a baja potencia de los transformadores

En el presente capítulo se midieron las inductancias de los diferentes núcleos utilizando un medidor LCR, obteniendo valores consistentes de la relación n , adecuados para el diseño del tanque resonante LLC. Posteriormente, se evaluó la transferencia de energía excitando el primario a 350 kHz. Los resultados muestran que los núcleos dopados con MgF y PbHF presentan el mejor desempeño, alcanzando voltajes inducidos comparables o superiores al núcleo comercial N87, mientras que la magnetita pura mostró la menor transferencia. En conjunto, las pruebas confirman que el dopaje mejora el acoplamiento magnético y el comportamiento del núcleo a alta frecuencia.

7.1 Medición de inductancias

Como ya se ha mencionado con anterioridad los valores deseados para la red resonante es $L_r = 240nH$, $L_m = 940nH$ y un valor de inductancia del secundario de $L_{s1,2} = 59\mu H$. Para obtener estos valores se empleó un medidor de inductancias, el proceso de medición del inductor primario corresponde a la Figura 7.1 y la medición de la inductancia de fuga o resonante la cual se representa en la Figura 7.2, el proceso se realizó cortocircuitando los inductores como en la Figura 7.2 representa.

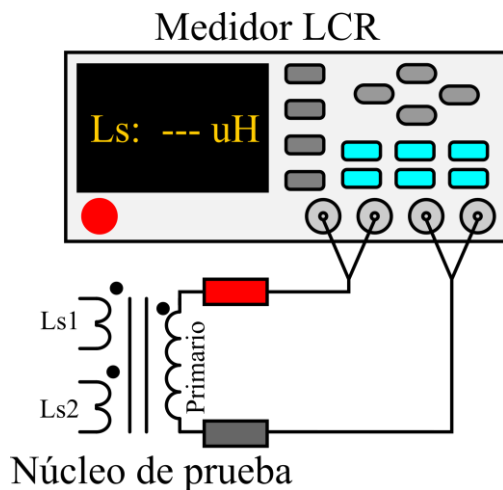


Figura 7.1. Medición del inductor primario.

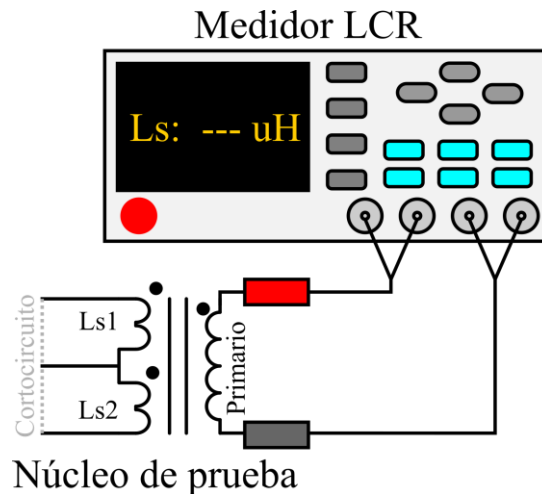


Figura 7.2. Medición de la inductancia de resonancia.

En la Figura 7.3 se muestra el equipo empleado para la caracterización inductiva del núcleo propuesto, utilizando un medidor LCR conectado mediante puntas tipo caimán al devanado bajo prueba. Permite obtener los valores de inductancia correspondientes tanto al bobinado primario como a la inductancia resonante del tanque LLC. El núcleo a evaluar se conecta directamente a las terminales de medición, lo que asegura una lectura precisa de la impedancia y minimiza efectos parásitos externos.

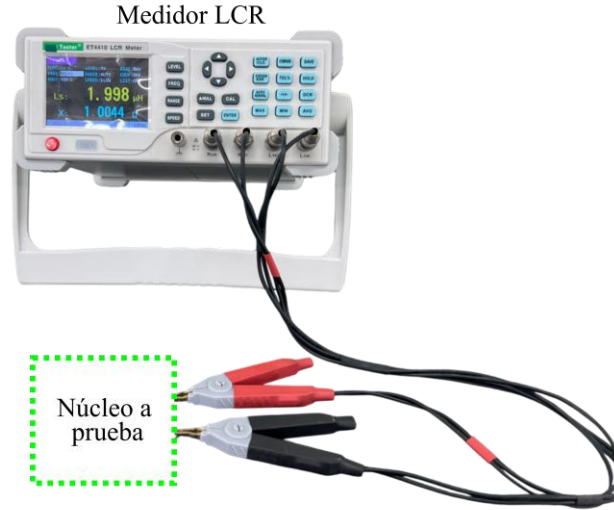


Figura 7.3. Medidor de inductancia.

En la Tabla 7.1 presenta los valores de inductancia obtenidos para los diferentes núcleos evaluados, incluyendo la inductancia magnetizante L_m , las inductancias de dispersión L_{s1} y L_{s2} , así como la inductancia resonante L_r . En términos generales, los núcleos compuestos basados en magnetita dopada como Mt-MgF, Mt-PbHF y Mt-SrHF muestran una ligera variación respecto a la ferrita comercial N87, particularmente en el incremento de L_m y en los valores de L_r , lo que evidencia cambios en la permeabilidad efectiva y en el comportamiento magnético del material bajo excitación de alta frecuencia. Un parámetro clave en el diseño del tanque resonante LLC es la relación de inductancias $n = \frac{L_s}{L_m}$. En este análisis, los valores de n se encuentran comprendidos entre 7.97 y 8.50, lo que indica una adecuada consistencia entre materiales y confirma que todos los núcleos mantienen una proporción de inductancia compatible con el diseño resonante propuesto. Esta estabilidad en la relación n asegura que las variaciones en las propiedades magnéticas no comprometen la operación del convertidor y permiten comparar de forma confiable el desempeño de cada composición.

Tabla 7.1. Valores de inductancia obtenidos mediante el medidor LCR.

Núcleo	L_m	L_{s1}	L_{s2}	L_r	n
N87	0.840 μH	59.18 μH	58.73 μH	0.240 μH	8.39
Mt.	0.859 μH	58.73 μH	58.92 μH	0.348 μH	8.27
Mt.-MgF	0.926 μH	60 μH	59.85 μH	0.4 μH	8.05
Mt.-PbHF	0.930 μH	59.16 μH	59.06 μH	0.413 μH	7.97
Mt.-SrHF	0.821 μH	59.31 μH	59.08 μH	0.43 μH	8.50

Como se presenta en la Figura 7.4 las configuraciones físicas de los núcleos fabricados y evaluados experimentalmente. Cada núcleo toroidal se encuentra cuidadosamente bobinado y etiquetado con un código distintivo (N1, N2, N3, 8% y N87) que permite identificar físicamente los núcleos a prueba.

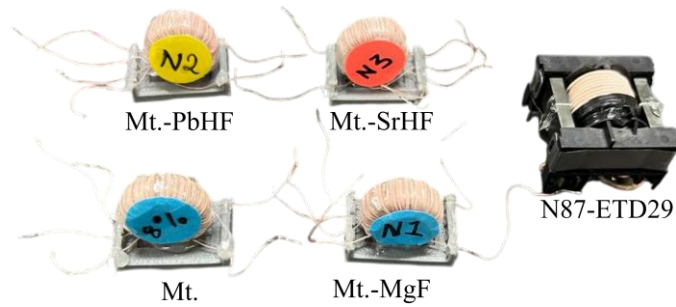


Figura 7.4. Núcleos finales.

7.2 Pruebas de transformador

Con el objetivo de evaluar el comportamiento de los transformadores y validar experimentalmente su relación de transformación, se implementó un montaje de prueba basado en la excitación del devanado primario mediante un generador de funciones operando a 350 kHz con una señal senoidal como se puede observar en la Figura 7.5. Esta señal de alta frecuencia permite reproducir condiciones similares a las del convertidor resonante, facilitando el análisis de la transferencia de energía hacia los devanados secundarios LS_1 y LS_2 . El osciloscopio digital, conectado de manera independiente a cada uno de los bobinados, registra las formas de onda resultantes y permite comparar amplitudes, fases y linealidad entre primario y secundarios. A través de este procedimiento se verifica de forma directa el correcto acoplamiento magnético del núcleo, la eficiencia de transferencia bajo excitación senoidal y el cumplimiento de la relación de transformación obtenida. Este método experimental asegura una caracterización confiable del desempeño del núcleo a baja potencia antes de su integración en el tanque resonante del convertidor este se observa de mejor manera en la Figura 7.6.

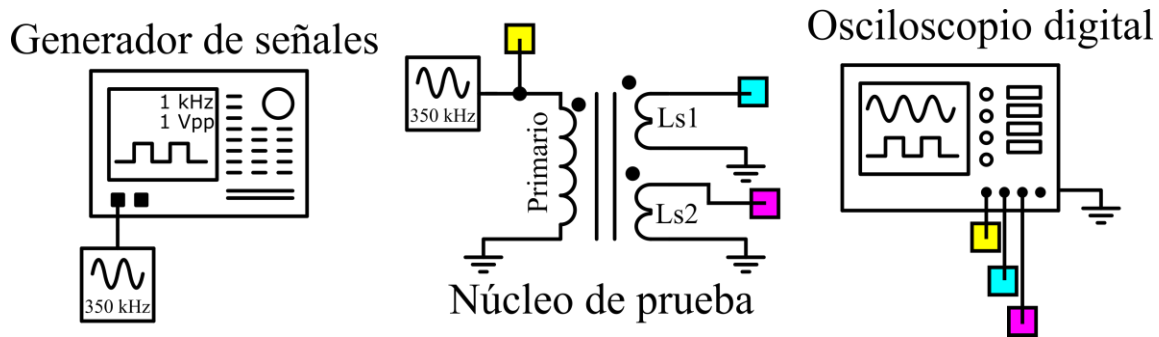


Figura 7.5. Diagrama de conexión para el testeo de los transformadores a baja potencia.

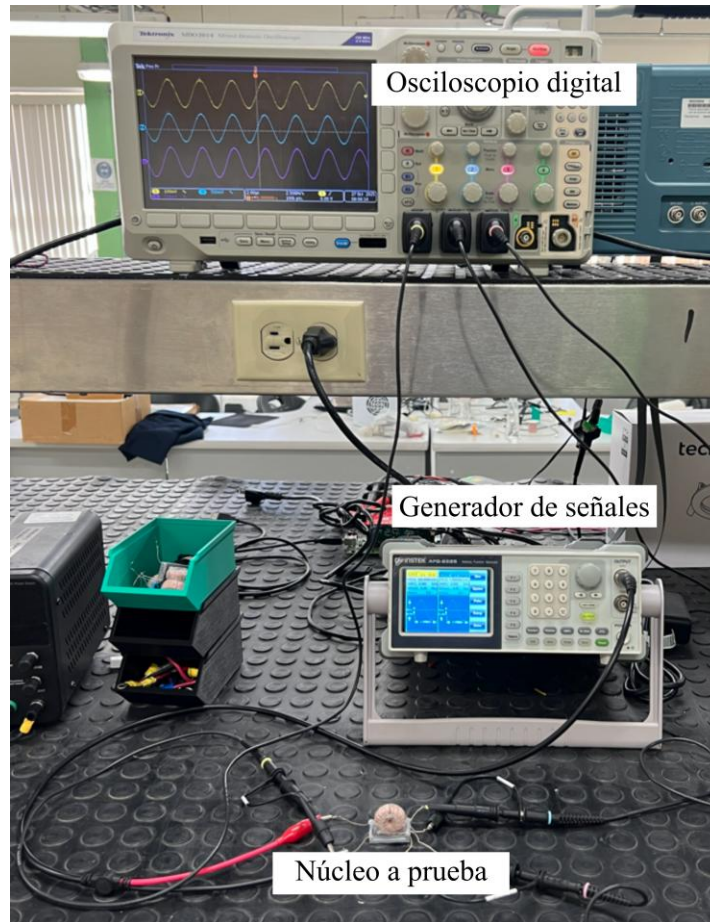


Figura 7.6. Mesa de trabajo de testeo de núcleos.

7.3 Resultados de las pruebas a baja potencia

Los resultados obtenidos en las pruebas a 350 kHz evidencian diferencias significativas en la capacidad de transferencia de energía entre los distintos núcleos evaluados. El núcleo comercial N87 presentó un voltaje inducido en los secundarios de aproximadamente 0.621 V que sirve como referencia para evaluar los núcleos desarrollados en la Figura 7.7 se muestran sus señales correspondientes, valor.

En la Figura 7.8 se muestran las señales correspondientes a la magnetita pura (Mt.) la cual mostró un nivel ligeramente menor, alrededor de 0.532 V, lo que puede indicar una menor eficiencia de acoplamiento magnético respecto a la ferrita comercial.

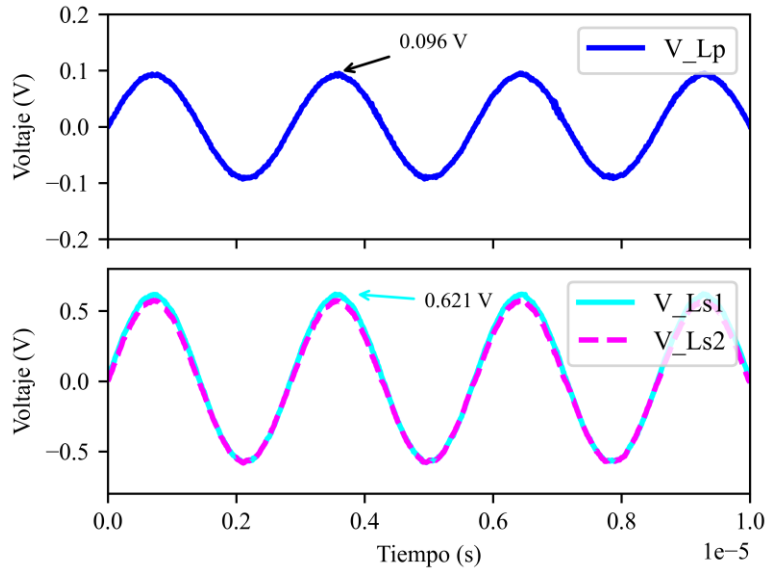


Figura 7.7. Pruebas a baja potencia del núcleo N87.

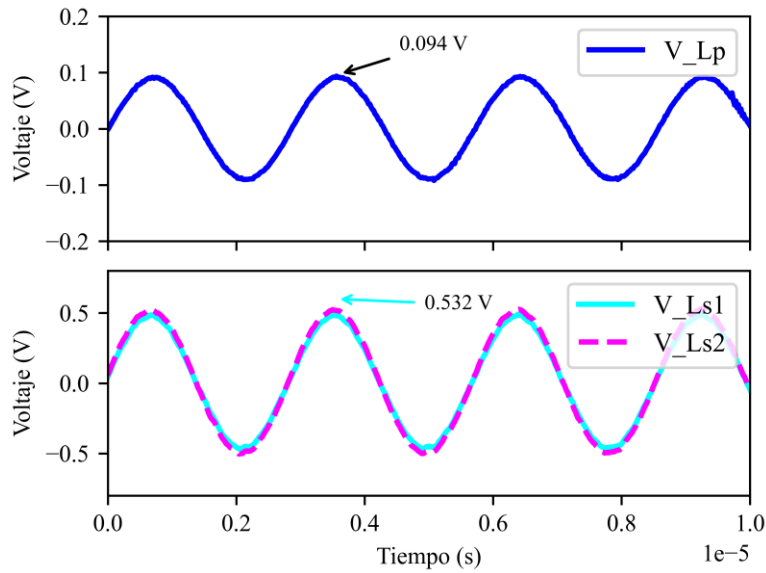


Figura 7.8. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.

En contraste, los núcleos dopados exhibieron mejoras notables: el compuesto Mt–MgF alcanzó 0.630 V como se observa en la Figura 7.9 y Mt–PbHF obtuvo 0.620 V como se observa en la Figura 7.10, ambos muy cercanos o incluso superiores al desempeño del N87, lo que demuestra un incremento en la permeabilidad efectiva y un mejor acoplamiento magnético. Finalmente, el núcleo Mt–SrHF registró 0.586 V donde en la Figura 7.11 muestra las señales características, un valor intermedio que, aunque superior al de la magnetita pura, no iguala el rendimiento de los dopajes más eficientes. En conjunto, estos resultados confirman que el dopaje de la magnetita especialmente con MgF y PbHF mejora

significativamente la capacidad del núcleo para transferir energía, logrando un comportamiento comparable al de materiales comerciales diseñados para alta frecuencia.

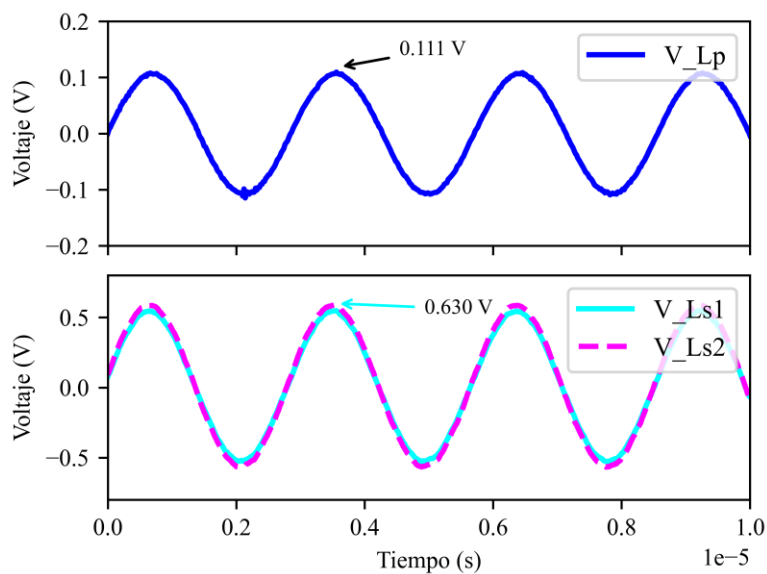


Figura 7.9. Pruebas a baja potencia de núcleo Mt.-MgF.

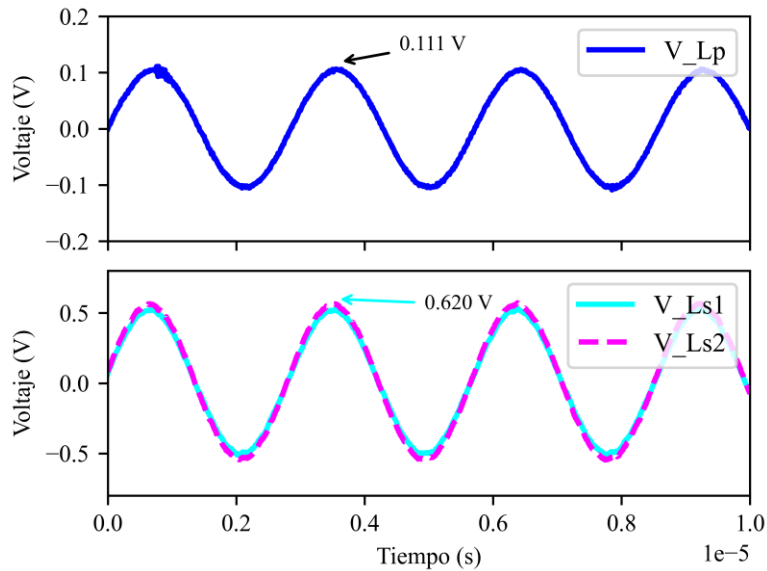


Figura 7.10. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.-PbHF.

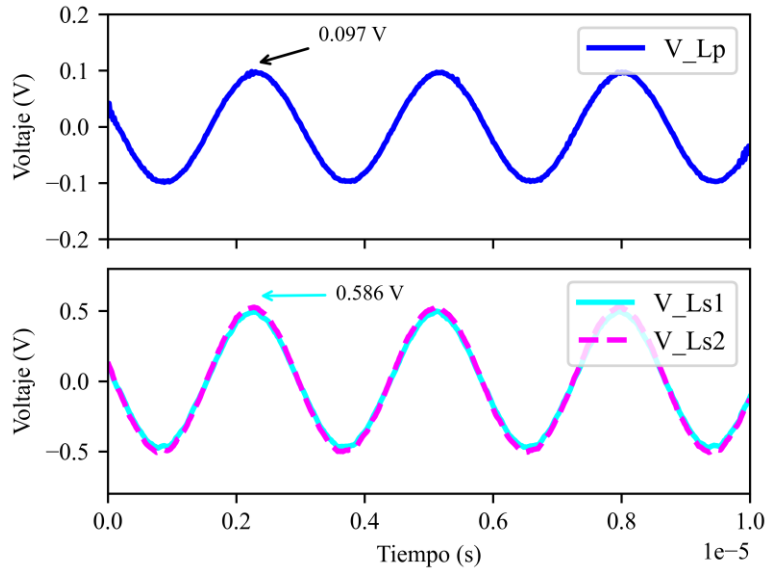


Figura 7.11. Pruebas a baja potencia del núcleo Mt.-SrHF.

7.4 Discusión de resultados

Los resultados obtenidos permiten concluir que los núcleos desarrollados a partir de magnetita dopada presentan un desempeño magnético adecuado para su integración en convertidores resonantes LLC. Las mediciones de inductancia demostraron que todos los materiales mantienen una relación n estable y compatible con el diseño del tanque resonante. Además, las pruebas a baja potencia evidenciaron que los dopajes con MgF y PbHF mejoran significativamente la transferencia de energía, alcanzando niveles de voltaje comparables o superiores al núcleo comercial N87. En contraste, la magnetita pura mostró el menor acoplamiento magnético. En conjunto, estos resultados confirman que el dopaje es una estrategia efectiva para optimizar las propiedades magnéticas de núcleos compactos destinados a operar en alta frecuencia.

Capítulo 8. Fase experimental

El capítulo presenta la evaluación experimental del convertidor resonante LLC usando distintos núcleos magnéticos. Las mediciones de voltaje, corriente y potencia permitieron identificar variaciones en ZVS, ZCS y conmutación dura según el material empleado. La magnetita pura mostró las mayores pérdidas y temperaturas, mientras que los compuestos dopados mejoraron el desempeño, destacando Mt-MgF como el más eficiente entre los desarrollados. El núcleo comercial N87 obtuvo la mejor eficiencia global y la menor temperatura. En conjunto, los resultados confirman que el dopaje de la magnetita reduce pérdidas, mejora las condiciones de conmutación y favorece el comportamiento térmico del transformador.

8.1 Mediciones correspondientes

La Figura 8.1 presenta la arquitectura completa de un convertidor resonante LLC, organizada en bloques de colores para distinguir cada una de sus etapas funcionales. En la parte izquierda se muestra la etapa de entrada, donde una fuente de tensión V_{CD} alimenta un medio puente conformado por los MOSFETs M1 y M2, responsables de generar la señal cuadrada de excitación mediante conmutación complementaria. Esta señal alimenta al tanque resonante, compuesto por la inductancia resonante L_r , la inductancia magnetizante L_m y el capacitor resonante C_r , cuya dinámica determina el comportamiento y la ganancia del convertidor. Posteriormente, la energía se transfiere al transformador, representado junto con sus inductancias de dispersión L_{s1} y L_{s2} , el cual proporciona aislamiento galvánico y adapta el nivel de voltaje. En el secundario se encuentra el rectificador de diodos D1 y D2, encargado de convertir la señal alterna en una señal que posteriormente es filtrada por el capacitor C_o para alimentar la carga resistiva R_L , de la cual fluye la corriente de salida I_o .

Las mediciones realizadas en esta etapa del proyecto tienen como finalidad evaluar el desempeño del convertidor resonante al utilizar diferentes configuraciones de núcleos magnéticos: magnetita pura (Mt.), magnetita dopada con magnesioferrita (Mt-MgF), magnetita dopada con hexaferrita de plomo (Mt-PbHF) y magnetita dopada con hexaferrita de estroncio (Mt-SrHF). Para cada núcleo se registraron las formas de onda de voltaje y corriente en los dispositivos de potencia y en el tanque resonante, con el propósito de observar la presencia de conmutaciones *Zero Voltage Switching* (ZVS), *Zero Current Switching* (ZCS) o, en contraste, regiones donde aparece conmutación dura. Estos análisis permiten identificar cómo las propiedades magnéticas de cada material influyen directamente en el comportamiento del convertidor, en las pérdidas asociadas a la conmutación y en la eficiencia global del sistema. Asimismo, las mediciones experimentalmente obtenidas permiten comparar el rendimiento entre los distintos compósitos, validar las simulaciones previas y determinar qué núcleo ofrece la mejor transferencia de energía y un comportamiento más favorable dentro del rango de operación del convertidor.

Finalmente, se muestran los instrumentos utilizados para el análisis experimental, como el osciloscopio digital y la pinza de corriente, así como los puntos específicos de medición de voltajes y corrientes dentro del circuito, permitiendo evaluar el comportamiento del convertidor a lo largo de sus diferentes etapas.

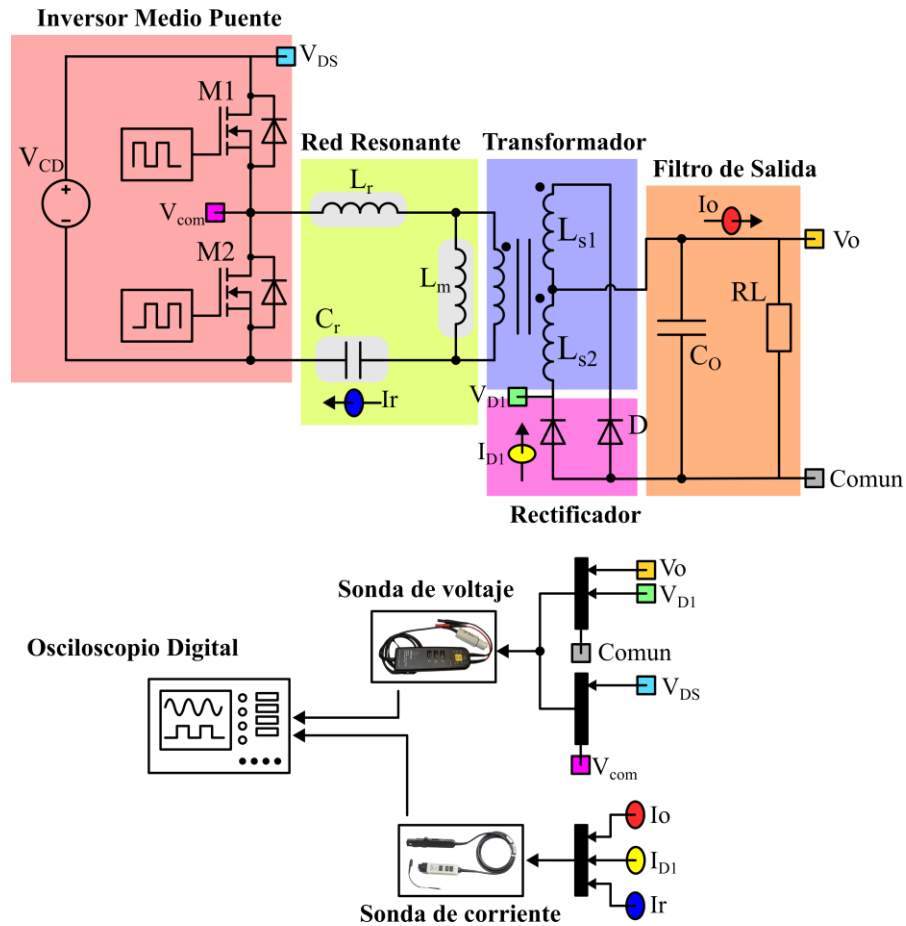


Figura 8.1. Representación de las mediciones realizadas.

La Figura 8.2 muestra la mesa de trabajo utilizada para realizar las mediciones experimentales del convertidor resonante LLC presentado anteriormente. En el banco se observa el osciloscopio digital, empleado para el monitoreo de las señales de voltaje y corriente, junto con la fuente de CD encargada de alimentar el convertidor. También se distinguen la punta de voltaje y la punta de corriente, conectadas a los nodos correspondientes para capturar las formas de onda durante la operación. En la parte derecha se presenta una vista cercana de la tarjeta del convertidor LLC, donde se identifican los MOSFETs del medio puente, el capacitor resonante, el transformador o núcleo de ferrita, los diodos rectificadores y las terminales de entrada V_{in} y salida V_{out} . Además, se resalta el punto de medición de la corriente resonante I_r y la zona de conexión de la carga. En conjunto, la fotografía ilustra el entorno experimental y la disposición de los instrumentos utilizados para caracterizar el comportamiento del convertidor.

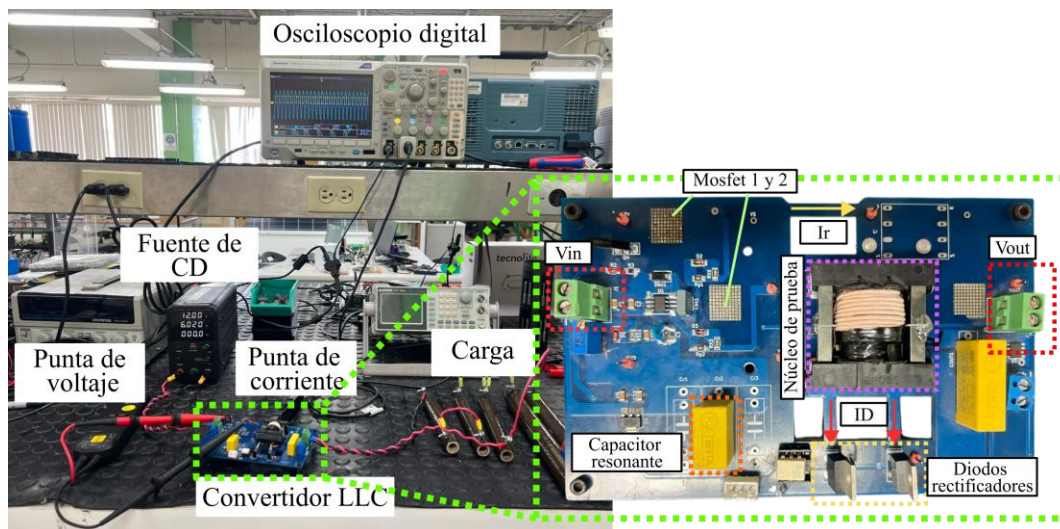


Figura 8.2. mesa de trabajo del convertidor LLC resonante.

En la siguiente sección se llevará a cabo el análisis individual de la respuesta del convertidor resonante, considerando las variaciones que se presentan al implementar cada uno de los núcleos magnéticos evaluados. Este análisis permitirá identificar cómo las propiedades específicas de los núcleos Mt., Mt-MgF, Mt-PbHF y Mt-SrHF influyen en el comportamiento eléctrico del convertidor, particularmente en las formas de onda, las condiciones de conmutación y la transferencia de energía del sistema respecto al núcleo N87.

8.2 Respuesta del convertidor con diferentes núcleos.

En esta sección se presentó una evaluación general del comportamiento del convertidor resonante operando con una carga puramente resistiva, realizando las mismas pruebas experimentales para cada uno de los núcleos magnéticos fabricados: Mt., Mt-MgF, Mt-PbHF y Mt-SrHF. Las mediciones obtenidas permitieron observar las variaciones en las formas de onda de voltaje y corriente del tanque y de los dispositivos de potencia, identificando de manera comparativa la presencia de conmutaciones ZVS, ZCS y, en ciertos casos, transiciones de conmutación dura. Estos resultados ofrecen una visión global del desempeño del convertidor ante los cambios en las propiedades magnéticas de cada núcleo y establecen la base para el análisis detallado que se desarrolla en las subsecciones posteriores.

8.2.1 Núcleo N87

En la Figura 8.3 se presentan las señales de voltaje y corriente de salida del convertidor cuando se utiliza el núcleo N87 como elemento magnético. En la parte superior se observa que el voltaje de salida permanece estable alrededor de 60.5 V, con variaciones mínimas a lo largo del intervalo de medición. Por su parte, la gráfica inferior muestra la corriente de salida, la cual se mantiene constante cerca de 629 mA, evidenciando un régimen estable bajo carga puramente resistiva. A partir de estos valores, la potencia entregada a la carga se estima en aproximadamente 38.1 W, lo que confirma un funcionamiento adecuado del convertidor y una transferencia de energía eficiente al emplear el núcleo N87.

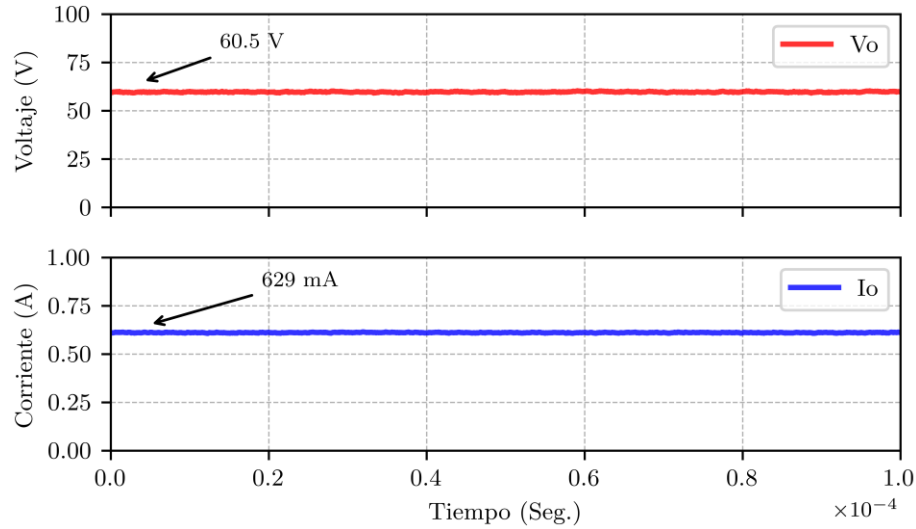


Figura 8.3. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo N87.

En la Figura 8.4 se muestran las formas de onda experimentales del voltaje V_{DS} y la corriente I_r del MOSFET 1 cuando se emplea el núcleo N87, así como la potencia instantánea asociada a dicho dispositivo. En la parte superior se aprecia la región marcada como ZVS, donde el voltaje del dispositivo cae a cero antes del encendido, permitiendo una conmutación suave. Este comportamiento se refleja en la gráfica inferior, donde la potencia instantánea presenta un pico reducido de aproximadamente ~ 2 W, evidenciando que las pérdidas de conmutación son mínimas bajo esta condición. Por el contrario, en las zonas indicadas como conmutación dura, el MOSFET conmuta mientras mantiene simultáneamente niveles significativos de voltaje y corriente, lo que se traduce en picos de potencia considerablemente mayores. En la gráfica inferior estos eventos se representan con pulsos que alcanzan valores de 100 W, lo que confirma el incremento sustancial en las pérdidas cuando la conmutación no ocurre bajo condiciones suaves.

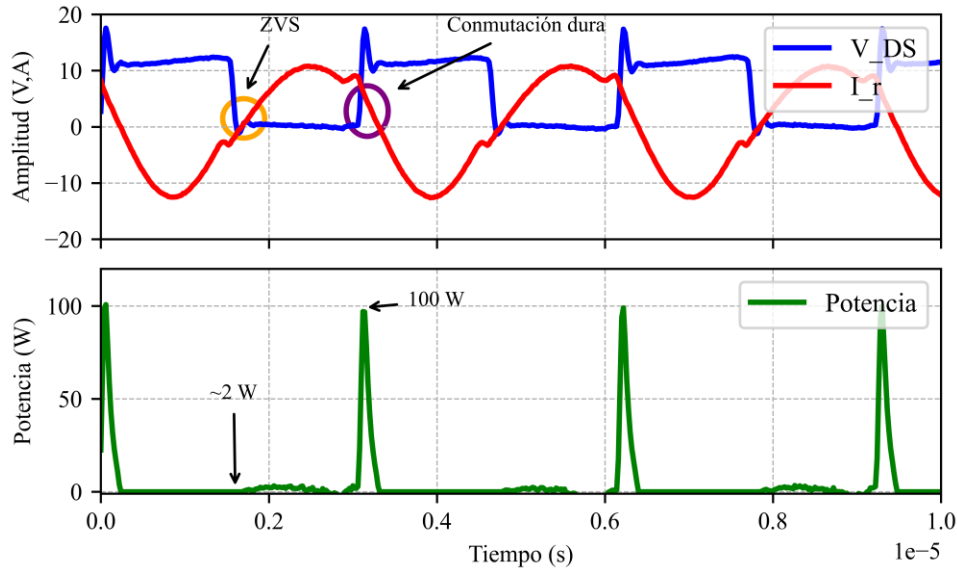


Figura 8.4. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo N87.

En Figura 8.5 se presentan las señales experimentales correspondientes a la etapa rectificadora del convertidor, donde se muestran el voltaje V_{D1} y la corriente I_{D1} del diodo, junto con la potencia instantánea calculada a partir de estas magnitudes. En la parte superior se identifican regiones donde el dispositivo experimenta conmutación dura, caracterizadas por la superposición simultánea de voltaje y corriente; estas condiciones se traducen en un incremento notable de las pérdidas, lo cual se refleja en la gráfica inferior mediante picos de potencia que alcanzan aproximadamente 5.44 W. Por otro lado, también se observan intervalos donde la corriente del diodo se anula antes de la transición, produciendo una conmutación suave por ZCS. Bajo esta condición, las pérdidas de conmutación son significativamente menores, con valores en el orden de ~ 0.2 W, tal como lo muestra la potencia instantánea. Esta comparación evidencia la diferencia energética entre ambos modos de conmutación y destaca la importancia de operar en condiciones cercanas a ZCS para reducir las pérdidas en la etapa rectificadora.

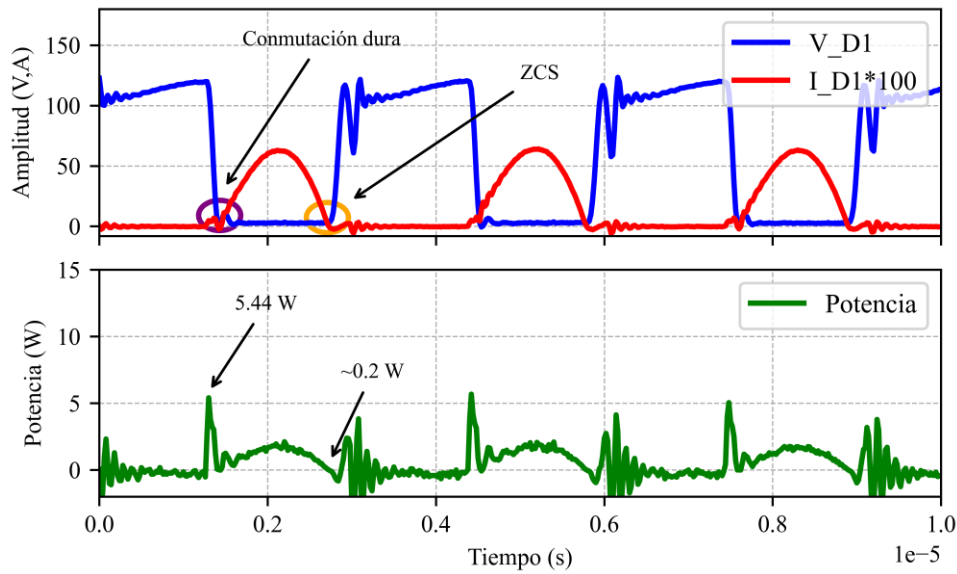


Figura 8.5. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (N87).

8.2.2 Núcleo a base de Magnetita (Mt).

En la Figura 8.6 se muestran las señales de voltaje y corriente de salida del convertidor cuando se emplea el núcleo de magnetita pura (Mt.). En la gráfica superior se aprecia que el voltaje de salida se mantiene estable alrededor de 40.01 V, mientras que la gráfica inferior muestra una corriente prácticamente constante de aproximadamente 437 mA, ambas con fluctuaciones mínimas durante el intervalo observado. A partir de estos valores se obtiene una potencia de salida de aproximadamente 16.71 W, lo que refleja una transferencia de energía menor en comparación con otros núcleos evaluados. Estos resultados permiten inferir cómo el desempeño magnético del núcleo Mt.

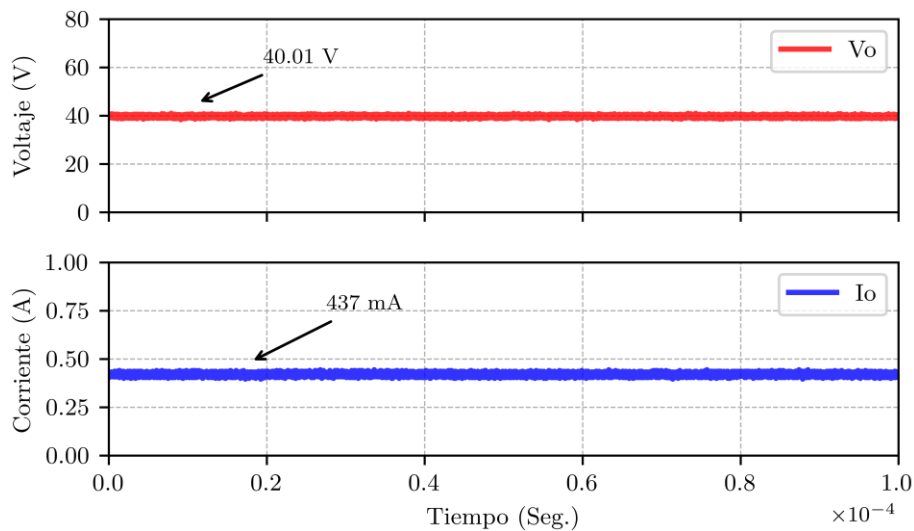


Figura 8.6. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt.

El comportamiento del MOSFET 1 al utilizar el núcleo de magnetita (Mt.) revela la coexistencia de regiones de conmutación suave y conmutación dura dentro del ciclo de operación. En los intervalos donde se presenta ZVS, el voltaje en el dispositivo cae a valores cercanos a cero antes del encendido, evitando la superposición simultánea de voltaje y corriente los cuales se muestran en la Figura 8.7. Esta condición se refleja en la potencia instantánea con un pico reducido de aproximadamente 2.5 W, lo que evidencia pérdidas significativamente menores durante estas transiciones. Por el contrario, en los puntos donde ocurre conmutación dura, el MOSFET conmuta manteniendo niveles elevados tanto de voltaje como de corriente, generando picos de potencia abruptos que alcanzan alrededor de 37.92 W. La marcada diferencia entre ambas condiciones subraya la importancia del régimen de operación para controlar las pérdidas y mejorar la eficiencia global del convertidor.

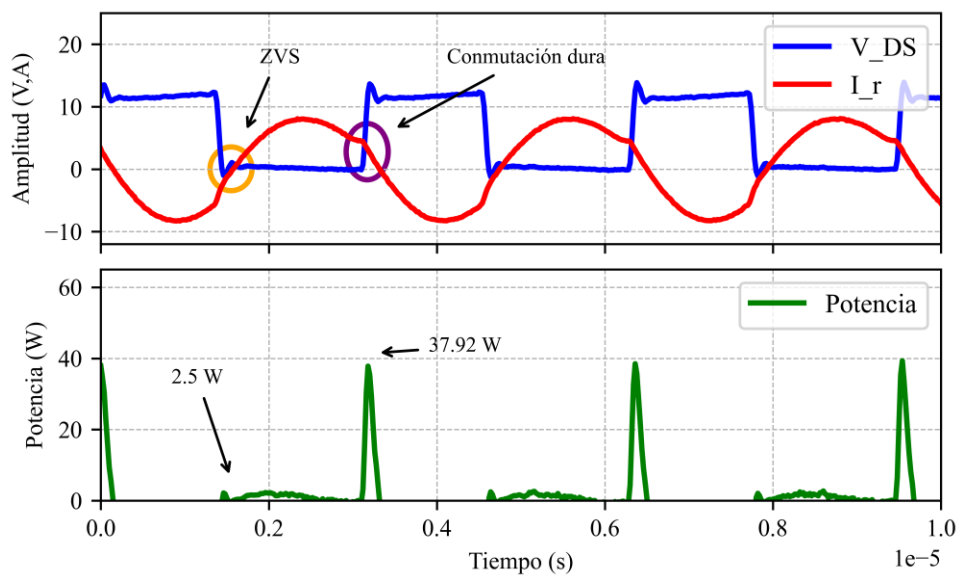


Figura 8.7. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt.

En la Figura 8.8 las regiones identificadas como conmutación dura se caracterizan por el cruce simultáneo de voltaje y corriente, lo que incrementa de manera significativa las pérdidas instantáneas. Esto se ve reflejado en la gráfica inferior, donde la potencia alcanza picos aproximados de 6.6 W, indicando un estrés elevado sobre el dispositivo durante estas transiciones. En contraste, también se observa la presencia de intervalos de ZCS, donde la corriente del diodo se reduce prácticamente a cero antes de que ocurra la transición. Bajo estas condiciones, la potencia disipada se reduce notablemente, con valores que rondan los 3.8 W, lo que evidencia una conmutación más eficiente y con menores pérdidas respecto al caso de conmutación dura. Esta comparación permite apreciar de manera clara cómo el modo de conmutación influye directamente en el comportamiento energético del Diodo 1.

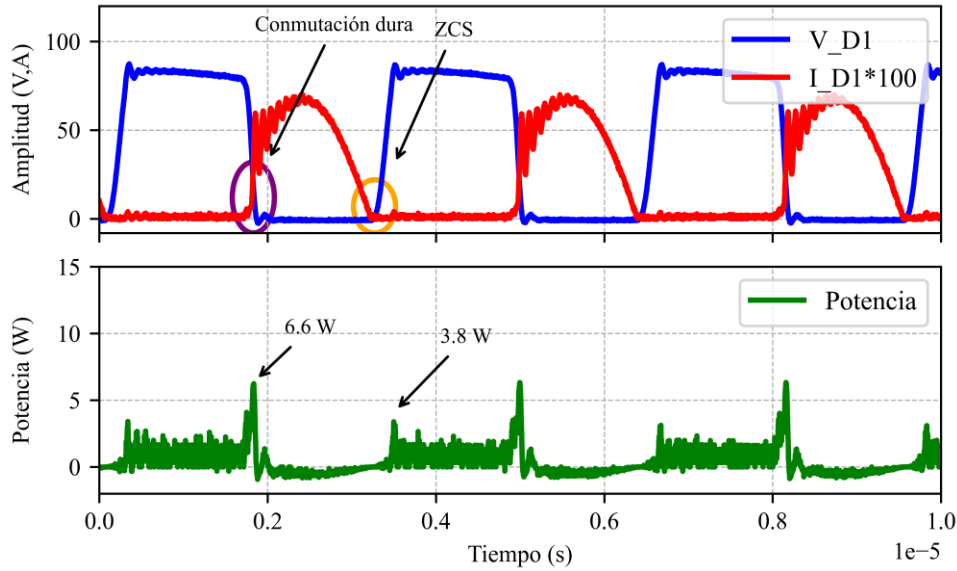


Figura 8.8. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.).

8.2.3 Núcleo a base de Magnetita y Magnesioferrita (Mt.-MgF)

La Figura 8.9 muestra el comportamiento del voltaje y la corriente de salida del convertidor cuando se emplea el núcleo compuesto Mt-MgF. En la parte superior se observa que el voltaje de salida se mantiene estable alrededor de 39.3 V, con ligeras oscilaciones. En la gráfica inferior se aprecia una corriente de salida con un valor promedio cercano a 457 mA, también con variaciones mínimas durante el intervalo medido. A partir de ambas señales se obtiene una potencia de salida aproximada de 17.96 W, lo que indica una transferencia de energía ligeramente superior a la obtenida con magnetita pura. Estos resultados reflejan el impacto del dopaje con magnesioferrita en el desempeño eléctrico del convertidor y servirán como referencia para su comparación con los otros materiales evaluados.

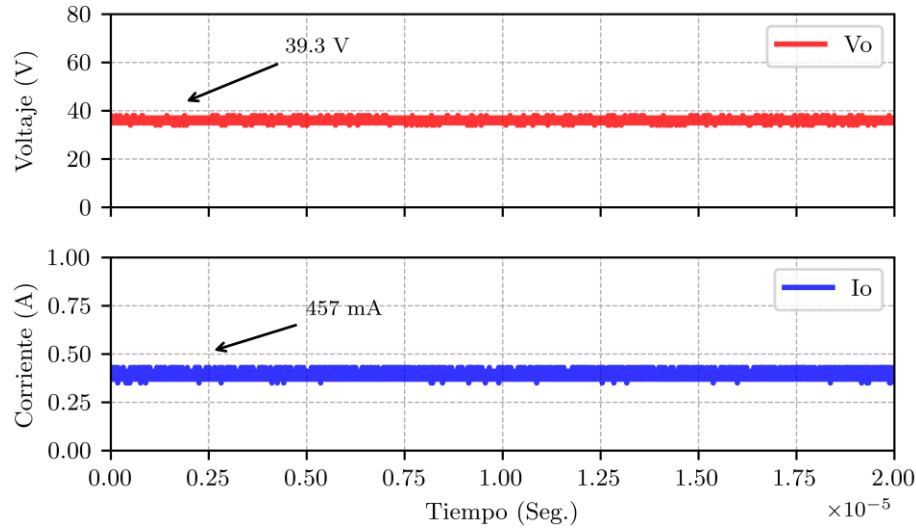


Figura 8.9. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-MgF.

El comportamiento del MOSFET 1 al emplear el núcleo Mt-MgF evidencia la presencia de intervalos de conmutación suave y conmutación dura dentro del ciclo de operación. En las regiones donde ocurre ZVS, el voltaje en el dispositivo cae prácticamente a cero antes del encendido, evitando la superposición simultánea de voltaje y corriente. Esto se traduce en pérdidas de conmutación considerablemente reducidas, las cuales se observan en la gráfica de potencia como picos pequeños del orden de 1.19 W, indicando un funcionamiento eficiente del MOSFET bajo esta condición. En contraste, durante los intervalos marcados como conmutación dura, el dispositivo realiza la transición mientras mantiene valores elevados tanto de voltaje como de corriente, lo que provoca un incremento abrupto en la potencia instantánea. Esta situación se manifiesta en picos de aproximadamente 29.8 W, reflejando pérdidas significativamente mayores y un mayor estrés eléctrico sobre el semiconductor. La diferencia entre ambas condiciones resalta la importancia de operación para minimizar las pérdidas y mejorar la eficiencia global del convertidor resonante esto se observa en la Figura 8.10.

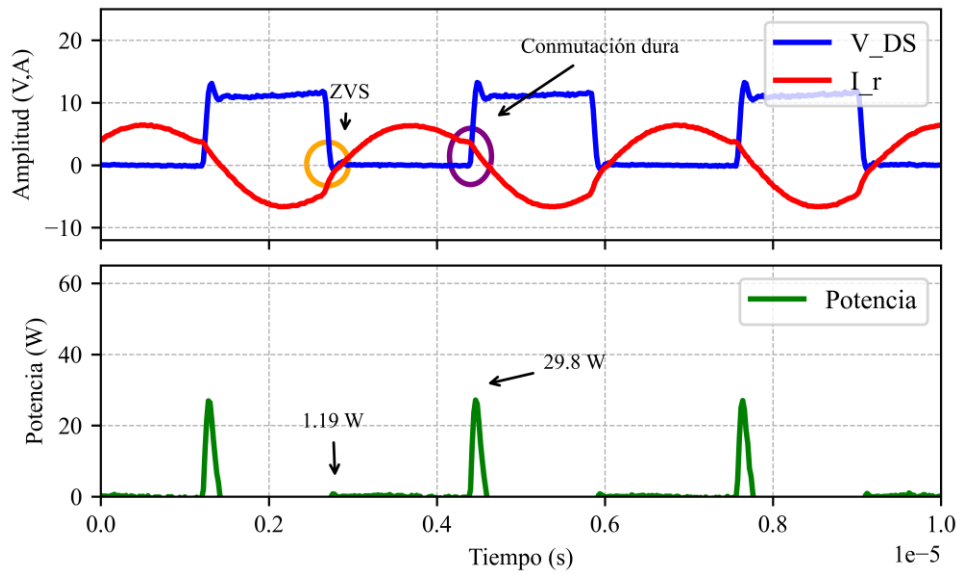


Figura 8.10. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-MgF.

El comportamiento del diodo D1 al utilizar el núcleo Mt-MgF muestra de manera clara la presencia de dos modos de conmutación: conmutación dura y conmutación suave por ZCS esto se representa en la Figura 8.11. En los intervalos donde ocurre conmutación dura, la transición del diodo se lleva a cabo mientras mantiene simultáneamente niveles elevados de voltaje y corriente, lo que incrementa de forma notable las pérdidas instantáneas. Esto se evidencia en la gráfica inferior mediante picos de potencia que alcanzan aproximadamente 4.48 W, indicando un mayor estrés energético sobre el dispositivo durante estas transiciones. Por otro lado, en las regiones donde la corriente del diodo se anula antes de la conmutación, se establece una condición de ZCS, lo que reduce significativamente la energía disipada. En estas zonas se observa un pico de potencia cercano a 0.10 W, evidenciando una operación mucho más eficiente. La marcada diferencia entre ambos valores refleja cómo las propiedades magnéticas del núcleo Mt-MgF contribuyen a favorecer condiciones de conmutación suave en el diodo y a disminuir las pérdidas asociadas a su operación.

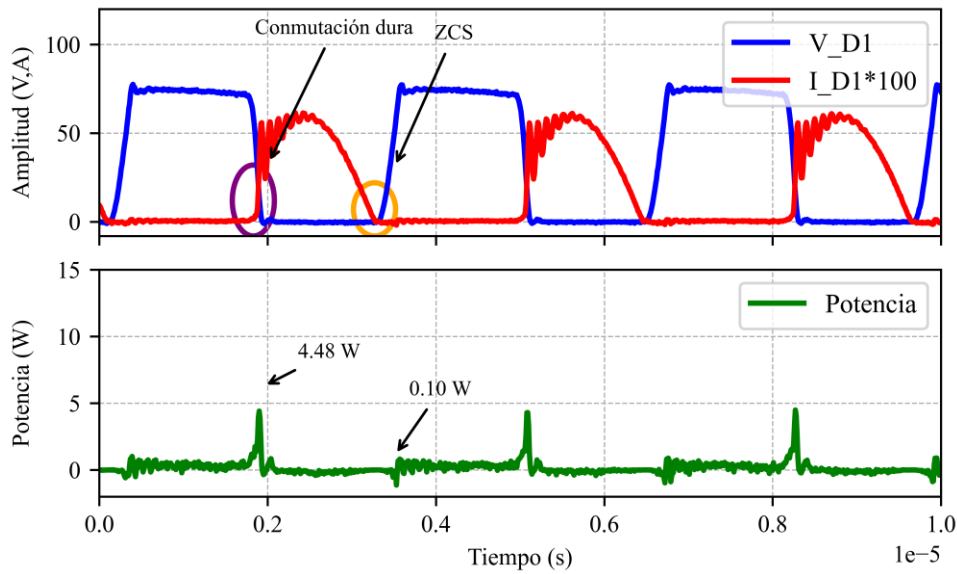


Figura 8.11. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-MgF).

8.2.4 Núcleo a base de Magnetita y Hexaferrita de Plomo (Mt.-PbHF)

La Figura 8.12 presenta las señales de voltaje y corriente de salida del convertidor cuando se utiliza el núcleo dopado con hexaferrita de plomo (Mt-PbHF). En la gráfica superior se observa que el voltaje de salida se mantiene estable alrededor de 37.4 V, con variaciones mínimas durante el intervalo medido. De manera complementaria, la gráfica inferior muestra una corriente de salida con un valor promedio cercano a 424 mA, lo que también refleja un régimen estable bajo carga resistiva. A partir de estas mediciones se obtiene una potencia de salida aproximada de 15.86 W, valor que indica un rendimiento ligeramente inferior al obtenido con los núcleos Mt y Mt-MgF. Estos resultados permiten evaluar el impacto del dopaje con hexaferrita de plomo sobre la capacidad de transferencia de energía del convertidor y constituyen una referencia importante para la comparación entre los distintos materiales estudiados.

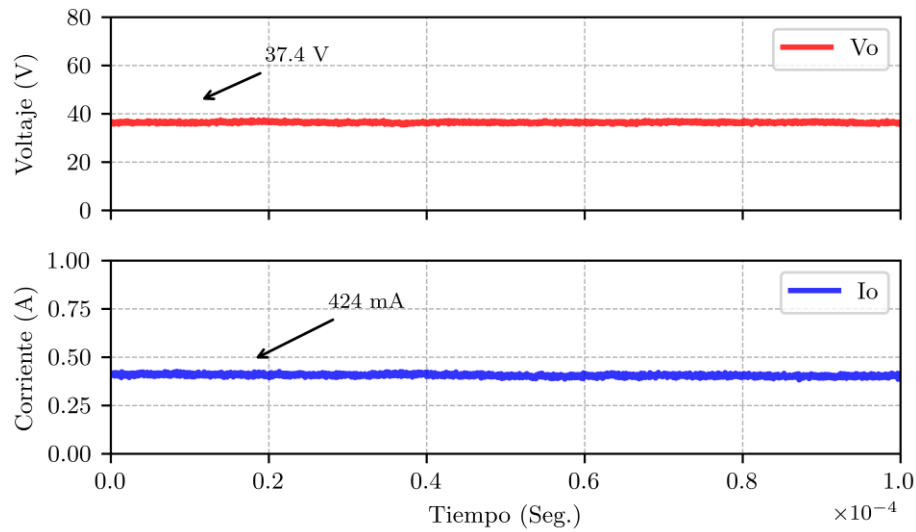


Figura 8.12. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-PbHF.

En esta representación experimental se muestran las pérdidas de conmutación del MOSFET 1 cuando se emplea el núcleo Mt-PbHF la cuales se muestran en la Figura 8.13. En la parte superior se aprecian las formas de onda del voltaje V_{DS} y de la corriente I_r , donde se identifican intervalos de conmutación suave por ZVS, en los cuales el voltaje cae prácticamente a cero antes del encendido. Estas condiciones reducen de manera significativa la energía disipada, lo que se refleja en la gráfica de potencia con picos pequeños del orden de 3.44 W. En contraste, cuando el dispositivo conmuta manteniendo simultáneamente niveles elevados de voltaje y corriente característico de la conmutación dura se generan pérdidas considerablemente mayores, evidenciadas por picos que alcanzan aproximadamente 38.5 W.

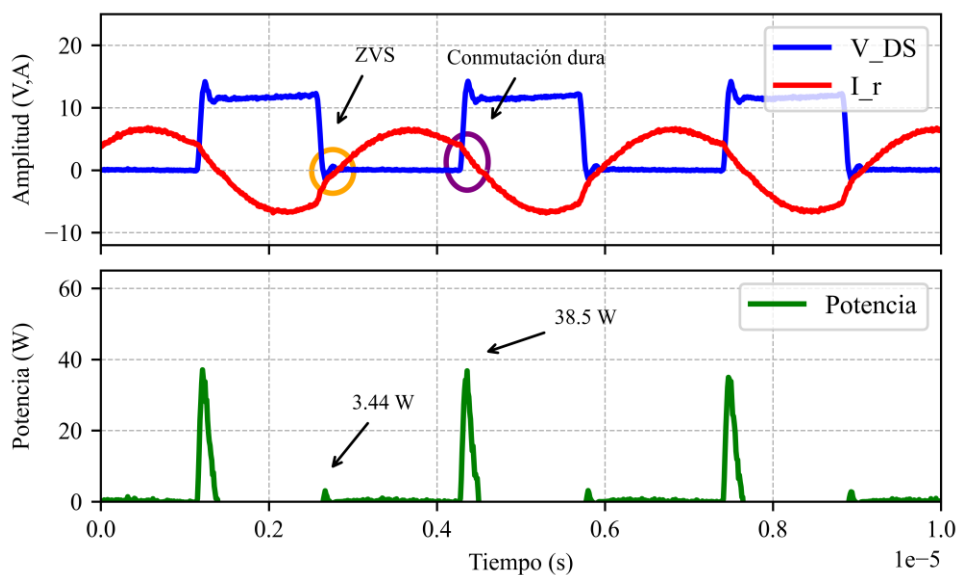


Figura 8.13. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-PbHF.

En esta figura se muestra el comportamiento del diodo D1 cuando el convertidor opera con el núcleo Mt-PbHF, evidenciando la presencia de intervalos tanto de conmutación dura como de conmutación suave por ZCS. En los instantes donde se presenta conmutación dura, el diodo experimenta la superposición simultánea de voltaje y corriente durante el apagado, lo que incrementa de forma significativa las pérdidas instantáneas. Esto se manifiesta en la gráfica inferior mediante picos de potencia que alcanzan aproximadamente 5.19 W, indicando un mayor estrés energético sobre el dispositivo. Por otro lado, en las regiones donde la corriente del diodo se reduce prácticamente a cero antes de la transición condición de ZCS las pérdidas disminuyen considerablemente, observándose picos de solo 1.61 W. Esta diferencia en magnitudes de potencia muestra cómo el tipo de conmutación influye directamente en las pérdidas del diodo y permite evaluar el impacto del núcleo Mt-PbHF en la operación del rectificador, en donde las señales características del Diodo 1 se representan en la Figura 8.14.

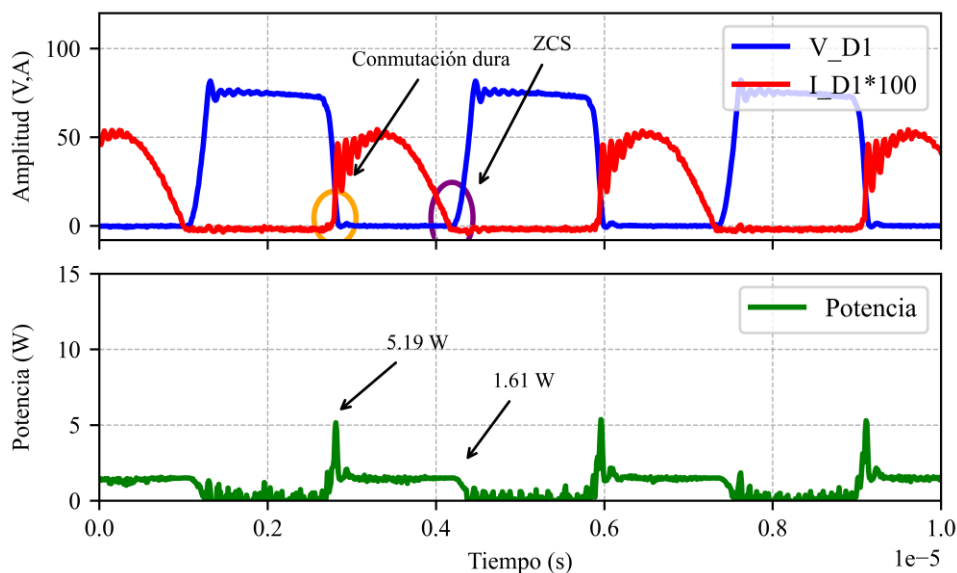


Figura 8.14. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-PbHF).

8.2.5 Núcleo a base de Magnetita y Hexaferrita de Estroncio (Mt.-SrHF)

Se observa el comportamiento del voltaje y la corriente de salida del convertidor al emplear el núcleo Mt-PbHF. El voltaje se mantiene prácticamente constante alrededor de 38.5 V, mientras que la corriente de salida presenta un valor promedio de aproximadamente 417 mA, con oscilaciones mínimas propias del régimen de operación resonante. A partir de estos valores se obtiene una potencia de salida cercana a 16.07 W, lo que permite evaluar la capacidad de transferencia de energía del convertidor al utilizar este material dopado. Estos resultados, mostrados en la Figura 1.15, permiten comparar de manera directa el desempeño

del núcleo Mt-PbHF respecto a los demás compósitos estudiados y evidencian el efecto del dopaje en el nivel de potencia entregado a la carga.

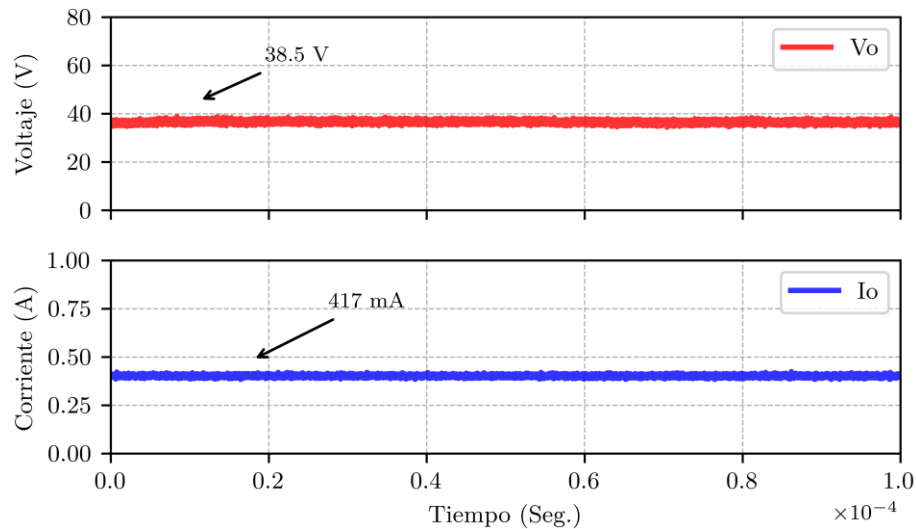


Figura 8.15. Voltaje y corriente de salida del convertidor empleando el núcleo de Mt-SrHF.

En la Figura 8.16 se representan las pérdidas de conmutación del MOSFET 1 cuando el convertidor opera con el núcleo Mt-SrHF, permitiendo distinguir claramente los intervalos de conmutación suave y conmutación dura. En las regiones donde ocurre ZVS (Zero Voltage Switching), el voltaje cae a valores cercanos a cero antes del encendido, evitando la superposición simultánea de voltaje y corriente. Bajo esta condición, las pérdidas instantáneas se reducen considerablemente, lo cual se refleja en picos de potencia del orden de 5 W, indicando una transición energéticamente favorable. En contraste, durante los intervalos de conmutación dura, el dispositivo realiza la conmutación manteniendo simultáneamente niveles significativos de voltaje y corriente, generando picos de potencia mucho mayores, que alcanzan aproximadamente 37.7 W. Esta diferencia marcada entre ambos regímenes evidencia el impacto directo del modo de conmutación sobre el estrés energético del semiconductor y permite evaluar el desempeño del núcleo Mt-SrHF en términos de eficiencia y reducción de pérdidas.

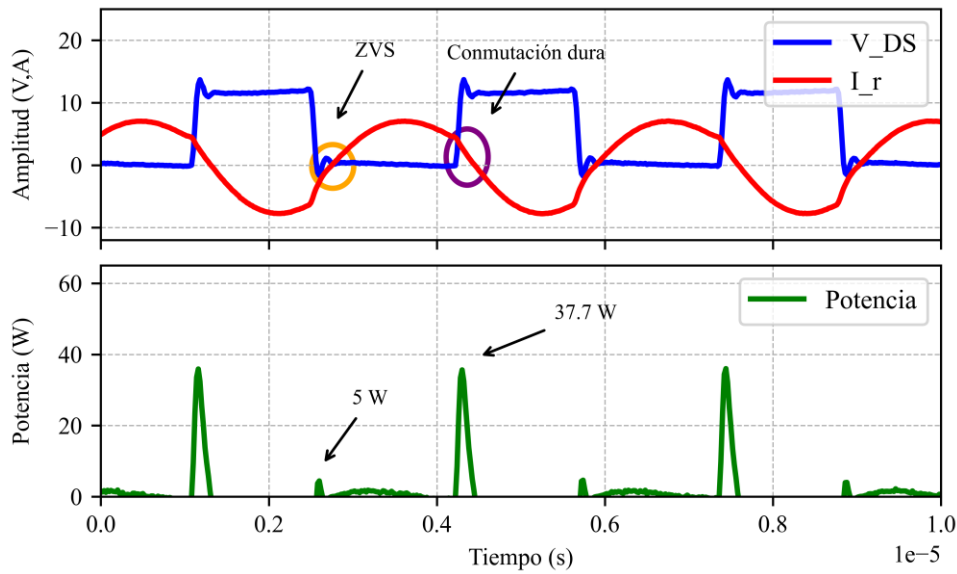


Figura 8.16. Resultado experimental de la conmutación suave de cero voltaje en el MOSFET 1 con el núcleo de Mt-SrHF.

El comportamiento del diodo D1 al emplear el núcleo Mt-SrHF permite identificar con claridad la presencia de intervalos de conmutación dura y conmutación suave por ZCS esto se observa en la Figura 8.17. Durante los periodos de conmutación dura, el diodo realiza la transición mientras sostiene simultáneamente valores significativos de voltaje y corriente, lo que genera un incremento notable en la energía disipada. Este fenómeno se refleja en la gráfica inferior mediante picos de potencia que alcanzan aproximadamente 4.70 W, indicando un mayor nivel de estrés sobre el dispositivo. En contraste, cuando la corriente del diodo se reduce prácticamente a cero antes de la conmutación condición característica de la ZCS las pérdidas asociadas disminuyen considerablemente, registrándose picos en el orden de 1.40 W. La comparación entre ambos regímenes evidencia la influencia directa del tipo de conmutación en las pérdidas del rectificador y permite evaluar el impacto del núcleo Mt-SrHF sobre el comportamiento energético del diodo D1.

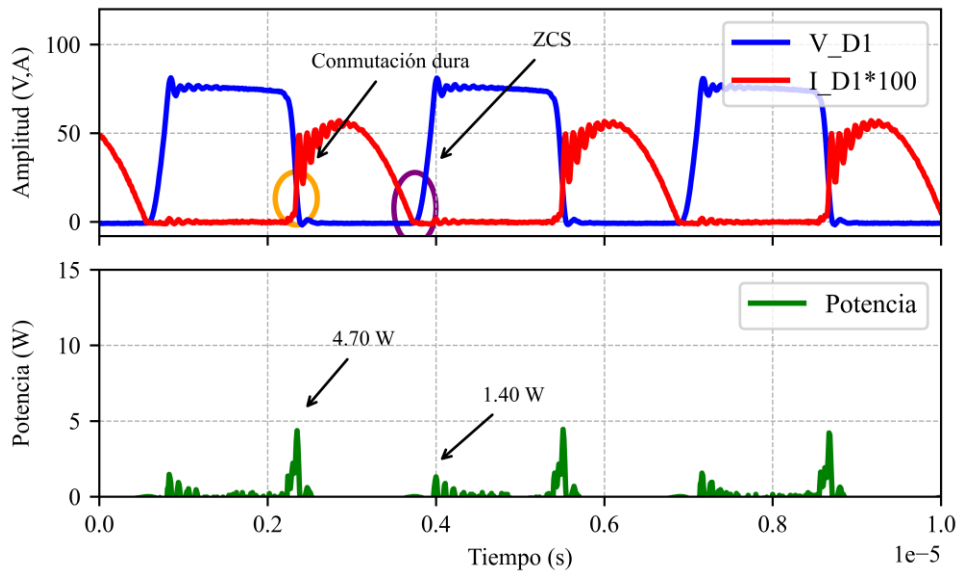


Figura 8.17. Resultado experimental de la conmutación suave cero corriente en el apagado del diodo D1 (Mt.-SrHF).

El análisis comparativo de las pérdidas de conmutación registradas en el MOSFET y en el diodo para cada uno de los núcleos empleados evidencia que las propiedades magnéticas del material tienen un impacto directo en el comportamiento del convertidor resonante. La magnetita pura (Mt.) presenta los mayores niveles de pérdidas durante la conmutación dura, con picos significativamente elevados tanto en el MOSFET como en la etapa rectificadora, lo que indica una menor capacidad para favorecer condiciones de ZVS/ZCS estables. El dopaje con magnesioferrita (Mt-MgF) mejora notablemente este desempeño, reduciendo los picos de potencia en conmutación dura y favoreciendo intervalos más amplios de operación bajo ZVS y ZCS, lo que se traduce en menores pérdidas energéticas.

Por su parte, los núcleos dopados con hexaferrita de plomo (Mt-PbHF) y hexaferrita de estroncio (Mt-SrHF) muestran un comportamiento intermedio: aunque permiten la aparición de ZVS y ZCS, los picos de potencia durante la conmutación dura suelen ser más elevados que en Mt-MgF, pero menores que los del núcleo de magnetita pura. Esto sugiere que, si bien ambos dopajes modifican favorablemente algunas propiedades magnéticas, su capacidad para reducir las pérdidas de conmutación no es tan efectiva como en el caso del compuesto Mt-MgF.

En conjunto, los resultados permiten concluir que el núcleo Mt-MgF ofrece el mejor balance entre reducción de pérdidas, estabilidad de las condiciones ZVS/ZCS y eficiencia global del convertidor, mientras que el núcleo Mt. presenta el peor desempeño debido a sus picos de potencia más altos y menor control sobre el régimen resonante. Los compuestos Mt-PbHF y Mt-SrHF proporcionan mejoras parciales, pero no alcanzan la eficiencia obtenida con el dopaje basado en magnesioferrita.

8.3 Eficiencias totales del convertidor

La Figura 8.18 compara la eficiencia obtenida en el convertidor resonante para cada uno de los núcleos magnéticos evaluados: Mt., Mt-MgF, Mt-PbHF, Mt-SrHF y el núcleo comercial de referencia N87. Se observa que la magnetita pura (Mt.) presenta la eficiencia más baja, con 52.96 %, reflejando las mayores pérdidas energéticas entre los compósitos fabricados. El dopaje con magnesioferrita (Mt-MgF) mejora ligeramente el desempeño, alcanzando una eficiencia de 55.83 %, mientras que el núcleo dopado con hexaferrita de plomo (Mt-PbHF) muestra el mejor desempeño entre los materiales sintetizados, con 57.86 %. Por su parte, el compuesto Mt-SrHF alcanza 54.86 %, situándose apenas por encima del material base, pero por debajo del dopaje con MgF y PbHF. Finalmente, el núcleo comercial N87 destaca significativamente con una eficiencia de 87.00 %, estableciendo el punto de referencia superior y evidenciando la diferencia en desempeño frente a los materiales desarrollados en este trabajo, para obtener la eficiencia del convertidor de aplico (8.1).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} * 100\% \quad (8.1)$$

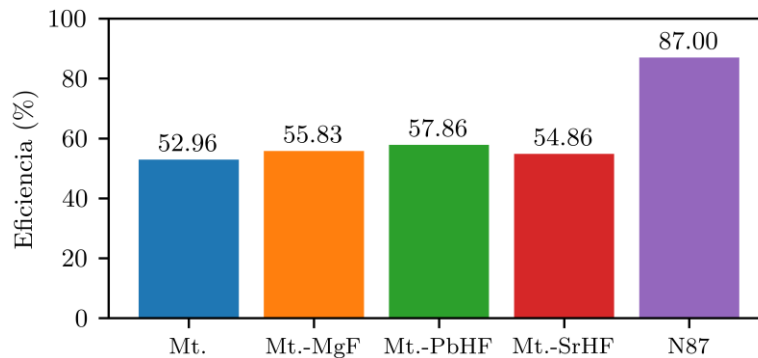


Figura 8.18. Eficiencia del convertidor resonante para los diferentes núcleos magnéticos evaluados.

A partir de los resultados resumidos en la Tabla 8.1 se observa que el núcleo comercial N87 continúa siendo la referencia con mejor desempeño, al entregar la mayor potencia de salida (38.1 W) y una eficiencia del 87 %, manteniendo además las condiciones de conmutación suave (ZVS y ZCS). En comparación, los núcleos compósitos a base de magnetita presentan potencias de salida en el rango de 15.86–17.96 W y eficiencias entre 52.96 % y 57.86 %, lo que refleja una brecha todavía importante respecto al material comercial. No obstante, el dopaje de la magnetita permite mejorar el comportamiento del convertidor: el núcleo Mt.-MgF ofrece la mayor potencia de salida (17.96 W), mientras que Mt.-PbHF alcanza la mayor eficiencia (57.86 %). Dado que todos los casos conservan ZVS y ZCS, las diferencias observadas se asocian principalmente a las pérdidas en los núcleos, lo cual confirma el potencial de los compósitos desarrollados y la necesidad de seguir mejorando su composición y proceso de fabricación.

Tabla 8.1. Resumen de datos clave del convertidor resonante.

Núcleos	Parámetro			
	Potencia de salida	ZVS	ZCS	Eficiencia
Comercial N87	38.1 W	✓	✓	87%
Mt.	16.71 W	✓	✓	52.96%
Mt.-MgF	17.96 W	✓	✓	55.83%
Mt.-PbHF	15.86 W	✓	✓	57.86%
Mt.-SrHF	16.07 W	✓	✓	54.86%

8.4 Distribución de pérdidas

La distribución de las pérdidas en el convertidor resonante LLC cuando se emplea el núcleo N87 se presentan en la Figura 8.19. La mayor contribución corresponde al transformador en la cual también incluye las pérdidas del inductor resonante (TX), el cual concentra aproximadamente 72.54 % del total de pérdidas, evidenciando que este componente es el principal responsable del calentamiento y de la disipación energética en esta configuración. En menor proporción se encuentran las pérdidas asociadas a los MOSFETs, que representan 17.32 %, seguidas por las pérdidas en los diodos, equivalentes a 8.22 %. Finalmente, el capacitor resonante Cr aporta únicamente 1.92 %, mostrando que su influencia térmica y energética es mínima respecto al resto de los elementos.

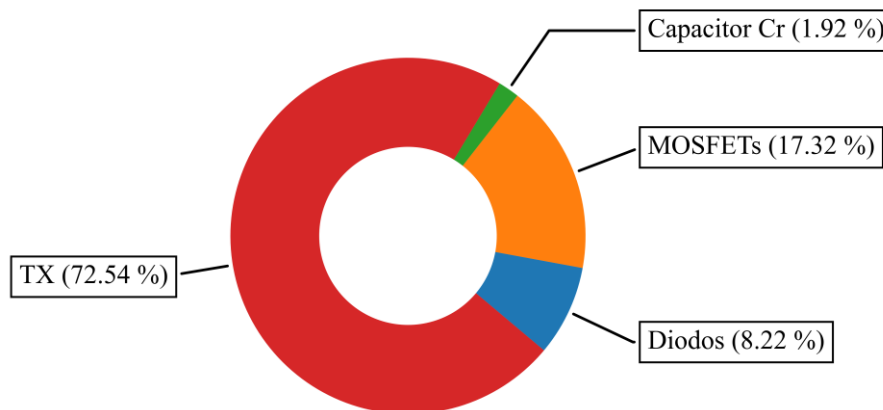


Figura 8.19. Distribución de pérdidas empleando el núcleo N87.

La Figura 8.21 muestra un gráfico de dona con la distribución de pérdidas del convertidor. El transformador (TX) concentra la mayor parte con 68.63 %, seguido por los MOSFETs con 22.56 %. Las pérdidas en los diodos representan 5.21 %, mientras que el capacitor Cr aporta únicamente 3.59 %.

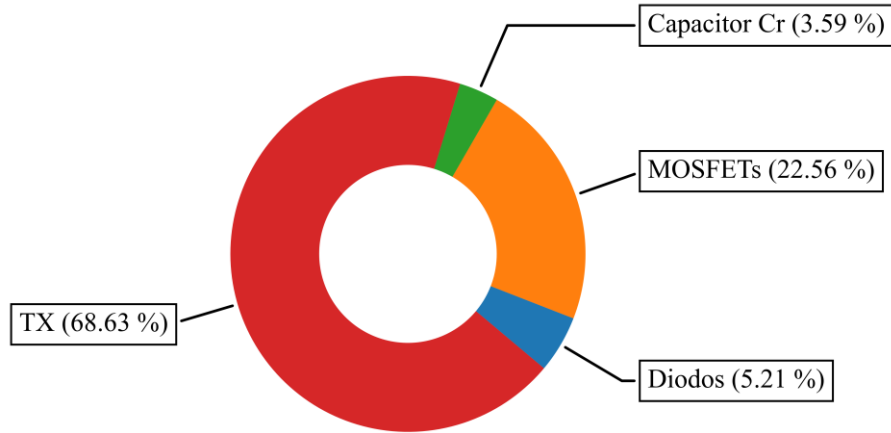


Figura 8.20. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.

La Figura 8.21 presenta un gráfico de dona donde se aprecia cómo se distribuyen las pérdidas del convertidor cuando se utiliza el núcleo Mt-MgF. El transformador (TX) domina claramente el reparto con 79.06 %, lo que refleja que es el componente con mayor demanda térmica. En segundo lugar, se encuentran los MOSFETs, que contribuyen con 13.33 %, mientras que los diodos representan 4.69 % del total. Por último, el capacitor Cr muestra la menor participación con 2.92 %,

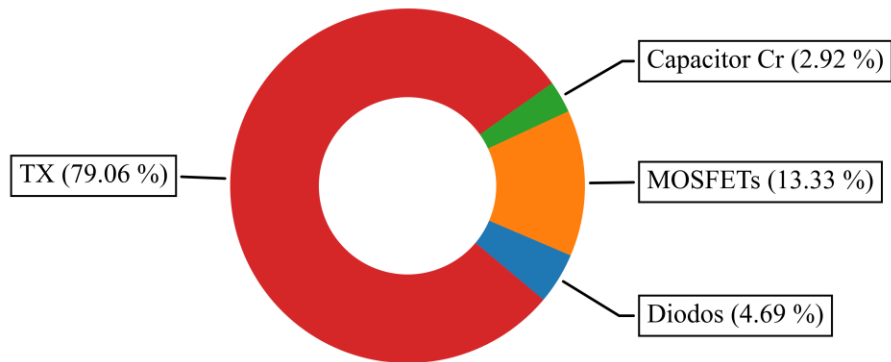


Figura 8.21. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-MgF.

La Figura 8.22 muestra la distribución de las pérdidas cuando se emplea el núcleo Mt-PbHF. En este caso, el transformador (TX) concentra la mayor parte con 68.15 %, seguido por las pérdidas en los MOSFETs, que representan 20.25 %. Los diodos aportan 8.28 % al total, mientras que el capacitor Cr contribuye con 3.32 %.

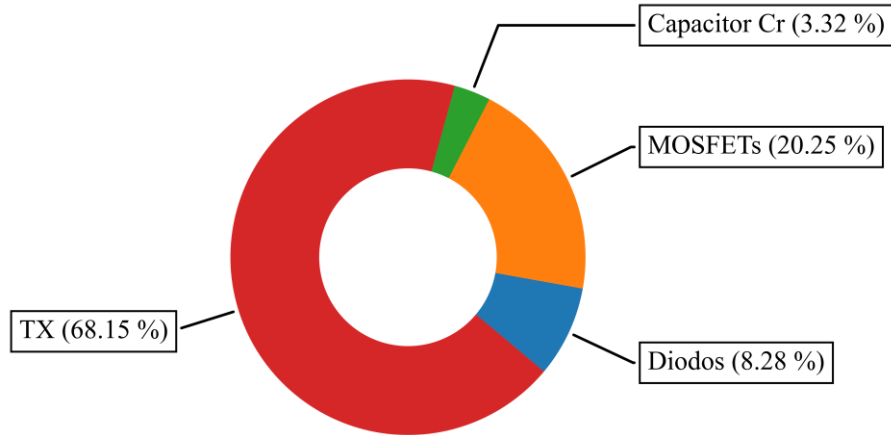


Figura 8.22. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-PbHF.

La Figura 8.23 presenta la distribución de pérdidas obtenida al utilizar el núcleo Mt.-SrHF. En esta condición, el transformador (TX) concentra la mayor parte con 69.04 %, mientras que los MOSFETs aportan 24.92 %, siendo el segundo componente con mayor contribución. Las pérdidas en los diodos representan únicamente 2.23 %, y el capacitor Cr añade 3.81 %.

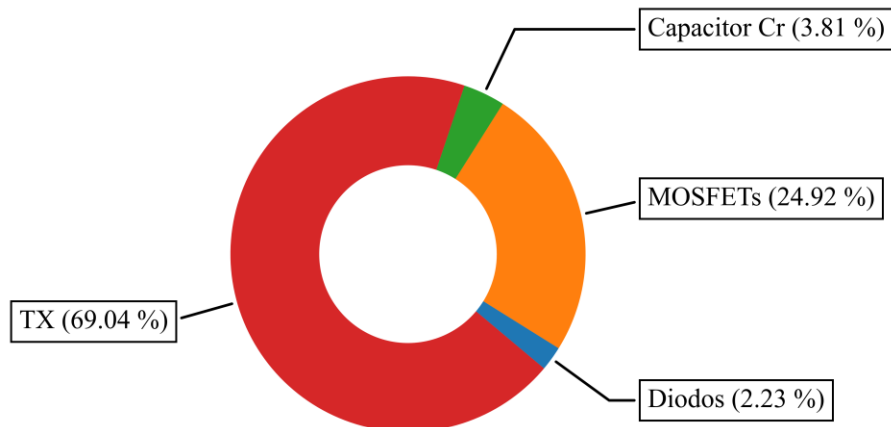


Figura 8.23. Distribución de pérdidas empleando el núcleo Mt.-SrHF.

A partir de los resultados presentados en la Tabla 8.2 se aprecia que la distribución de pérdidas en el convertidor LLC varía significativamente según el núcleo empleado. El núcleo comercial N87 mantiene el comportamiento más equilibrado, concentrando la mayor parte de las pérdidas en el transformador (72.54 %) y valores moderados en los MOSFETs, diodos y capacitor. En contraste, los compósitos a base de magnetita presentan tendencias distintas: el núcleo Mt.-MgF registra la mayor proporción de pérdidas en el transformador (79.06 %), lo que indica un incremento notable asociado a sus propiedades magnéticas. Por otro lado, los núcleos Mt. y Mt.-SrHF exhiben mayores pérdidas en los MOSFETs (22.56 % y 24.92 %, respectivamente), lo cual puede atribuirse a mayores corrientes de conducción o a un incremento en el estrés de conmutación.

Tabla 8.2. Resumen de pérdidas en el convertidor LLC.

Núcleo	Pérdidas			
	TX	MOSFETs	Diodos	Capacitor
Comercial N87	72.54%	17.32%	8.22%	1.92%
Mt.	68.63%	22.56%	5.21%	3.59%
Mt.-MgF	79.06%	13.33%	4.69%	2.92%
Mt.-PbHF	68.15%	20.25%	8.28%	3.32%
Mt.-SrHF	69.04%	24.92%	2.23%	3.81%

8.5 Eficiencia y temperatura de los transformadores

Las imágenes térmicas presentadas corresponden a la temperatura máxima alcanzada por cada uno de los núcleos evaluados en el convertidor resonante LLC bajo una carga resistiva. Cada fotografía permite identificar el punto de mayor calentamiento en condiciones de operación estable. Los resultados muestran variaciones significativas entre los materiales empleados: el núcleo de magnetita Mt. alcanza la temperatura más elevada con 86.3 °C como se observa en Figura 8.25, mientras que el núcleo comercial N87 presenta la menor, con 30.9 °C (Figura 8.24). Los compuestos adicionados con MgF, PbHF y SrHF exhiben temperaturas intermedias de 52.1 °C, 60.9 °C y 59.4 °C, respectivamente observe Figura 8.26, Figura 8.27 y Figura 8.28 respectivamente.

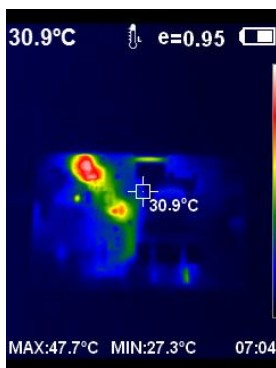


Figura 8.24. Temperatura núcleo N87.

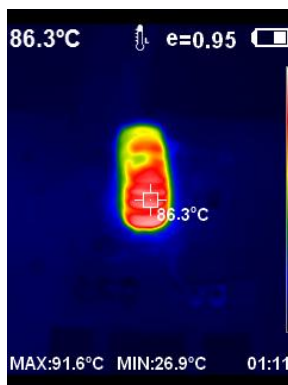


Figura 8.25. Temperatura núcleo Mt.

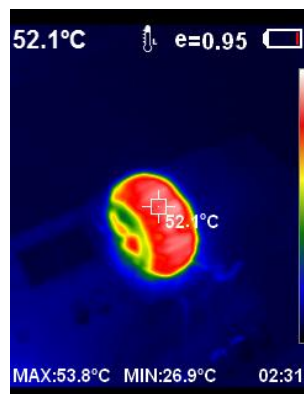


Figura 8.26. Temperatura del núcleo Mt.-MgF.

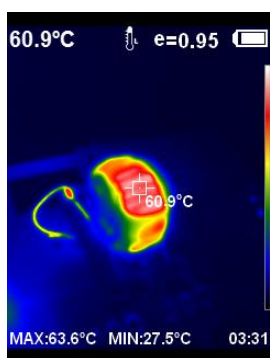


Figura 8.27. Temperatura del núcleo Mt.-PbHF.

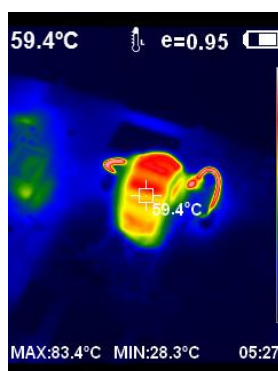


Figura 8.28. Temperatura del núcleo Mt.-SrHF.

De igual manera se generó la Figura 8.29 la cual representa las mediciones térmicas muestran que la magnetita pura alcanza la temperatura más alta (86.3 °C), indicando mayores pérdidas en el convertidor LLC. En cambio, los núcleos compuestos reducen notablemente el calentamiento, destacando Mt-MgF con 52.1 °C, mientras que Mt-PbHF y Mt-SrHF presentan valores intermedios. El material comercial N87 registra la menor temperatura (30.9 °C), evidenciando su eficiencia superior. En general, estos resultados confirman que la incorporación de aditivos mejora el comportamiento térmico de la magnetita y disminuye sus pérdidas durante la operación.

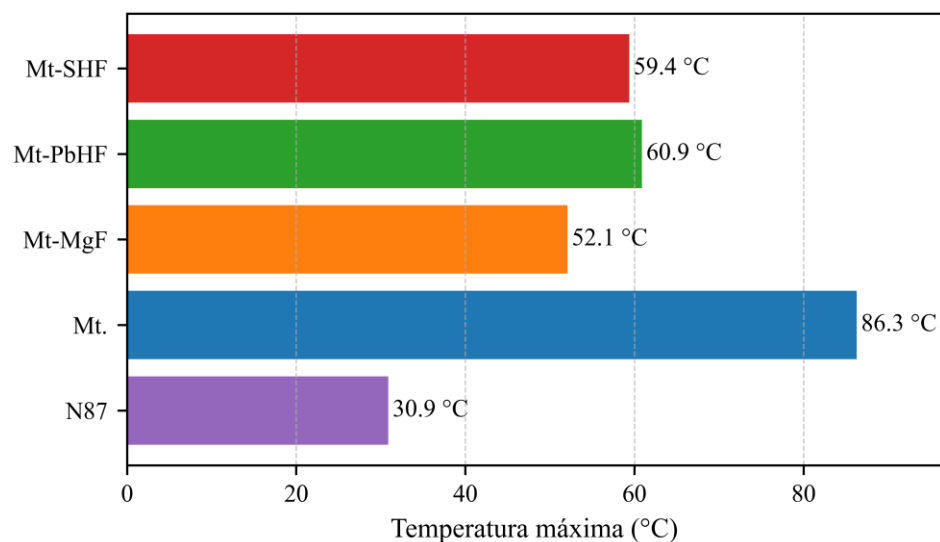


Figura 8.29. Representación gráfica de las temperaturas.

La Figura 8.30 presenta una comparación de la eficiencia del transformador para los diferentes núcleos evaluados. Cada barra muestra el porcentaje de eficiencia obtenido con cada material bajo las mismas condiciones de prueba. Se observa que el núcleo comercial N87 alcanza la mayor eficiencia con un 80 %, mientras que los materiales basados en magnetita presentan valores inferiores. Entre ellos, el compuesto Mt-MgF obtiene el mejor resultado con 62.88 %, seguido de Mt-PbHF con 59.71 %, la magnetita pura Mt. con 59.00 %, y finalmente el núcleo Mt-SrHF, que presenta la eficiencia más baja con 54.68 %. Esta gráfica permite visualizar de manera clara las diferencias de desempeño entre los materiales experimentales y el núcleo comercial. También se tiene en cuenta que la relativa baja eficiencia se debe a la temperatura generada, esta es generada principalmente por la demanda de corriente y el hilo litz el cual no soporta la demanda de corriente, esto se debe al tipo de calibre del hilo litz.

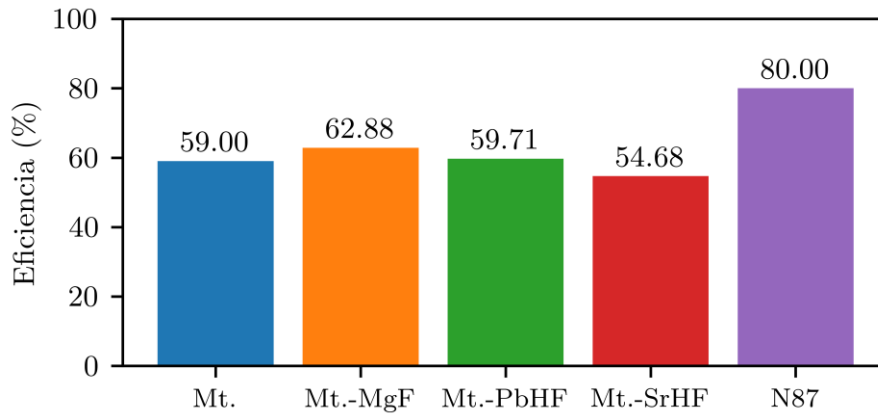


Figura 8.30. Eficiencia por transformador.

8.6 Discusión de resultados

El capítulo presenta la evaluación experimental del convertidor resonante LLC utilizando núcleos de magnetita pura y magnetita dopada, comparados con el núcleo comercial N87. Se observaron variaciones en las formas de onda, en la presencia de ZVS y ZCS, y en los niveles de conmutación dura según el material empleado. La magnetita pura mostró las mayores pérdidas, menor transferencia de energía y la temperatura más alta. El dopaje con magnesioferrita (Mt-MgF) ofreció la mejor mejora entre los compósitos, reduciendo las pérdidas y favoreciendo la operación suave. Los núcleos Mt-PbHF y Mt-SrHF presentaron un desempeño intermedio. El núcleo N87 fue el que obtuvo la mayor eficiencia, las menores pérdidas y la temperatura más baja, funcionando como referencia. En conjunto, los resultados demuestran que el dopaje mejora la magnetita, pero aún no alcanza el rendimiento del material comercial.

Conclusiones

El desarrollo de este trabajo permitió demostrar la viabilidad de fabricar núcleos magnéticos a partir de compósitos basados en magnetita pura y magnetita dopada, evaluando su comportamiento tanto desde el punto de vista estructural como en operación real dentro de un convertidor resonante LLC. Los análisis mediante DRX e IR confirmaron la formación adecuada de las fases magnéticas y su integración en la matriz epóxica, mientras que las pruebas magnéticas permitieron identificar variaciones en permeabilidad, coercitividad y pérdidas debido al dopaje aplicado.

Los resultados mostraron que la magnetita pura presenta mayores pérdidas magnéticas, menor transferencia de energía y temperaturas considerablemente más altas durante la operación, lo que limita su uso directo en convertidores de alta frecuencia. El dopaje con magnesioferrita (Mt-MgF) fue el que generó las mejoras más notables: redujo significativamente las pérdidas por conmutación, favoreció intervalos de ZVS y ZCS más amplios y disminuyó la temperatura del núcleo durante pruebas a potencia nominal. Los compuestos Mt-PbHF y Mt-SrHF ofrecieron un desempeño intermedio, mostrando mejoras respecto a la magnetita pura, pero sin alcanzar los beneficios obtenidos con Mt-MgF.

En la comparación con el núcleo comercial N87, este último presentó la mayor eficiencia global, las menores pérdidas y la mínima temperatura de operación, estableciendo la referencia superior frente a los materiales sintetizados. Aun así, los compósitos desarrollados demostraron potencial, especialmente el Mt-MgF, lo que confirma que la modificación de la magnetita mediante dopaje y el control adecuado de la resina epóxica pueden acercar su desempeño al de materiales comerciales.

En conjunto, el trabajo evidencia que la optimización de núcleos basados en compósitos permite mejorar significativamente sus propiedades magnéticas y térmicas, convirtiéndolos en una alternativa viable y adaptable para convertidores CD-CD de alta frecuencia. Además, abre oportunidades para continuar refinando el proceso de fabricación, explorar nuevas combinaciones de materiales y mejorar la compactación para lograr núcleos más eficientes y competentes frente a ferritas comerciales.

Trabajos futuros

Los resultados obtenidos indican que la magnetita, aunque limitada como material base debido a sus pérdidas elevadas y su baja estabilidad térmica, presenta características magnéticas aprovechables cuando se combina con otras ferritas. Una línea de investigación futura consiste en invertir el enfoque original y emplear la magnetita como dopante dentro de materiales base de mayor desempeño, tales como ferritas comerciales.

Los resultados experimentales se centraron en un convertidor LLC operando dentro de un rango específico de frecuencia y potencia. Como trabajo futuro, será fundamental analizar el comportamiento magnético y térmico de los compuestos en condiciones más exigentes, como:

- Frecuencias superiores a 500 kHz.
- Pruebas de potencia elevada y condiciones de sobrecarga.
- Transitorios rápidos asociados a dispositivos GaN y SiC.

Estas pruebas permitirían determinar los límites de saturación, estabilidad térmica y comportamiento de los compuestos, proporcionando una evaluación más amplia y robusta de su desempeño en aplicaciones reales.

El trabajo se centró en núcleos toroidales, sin embargo, la fabricación de compósitos magnéticos ofrece la ventaja de moldear prácticamente cualquier geometría. Se propone como línea futura producir núcleos con:

- Estructuras integradas que combinen transformador e inductor.
- Núcleos segmentados para controlar entrehierro distribuido.
- Geometrías diseñadas específicamente para minimizar pérdidas por fuga o mejorar la transferencia de energía.

Con estos trabajos futuros se propone continuar el desarrollo de compósitos magnéticos mediante enfoques más avanzados que incluyan nuevos dopajes, pruebas más exigentes y geometrías especializadas. En particular, se destaca la oportunidad de utilizar la magnetita como dopante para ajustar y mejorar núcleos basados en ferritas o compuestos híbridos, encaminando la investigación hacia materiales más competitivos, eficientes y adaptados a las necesidades de convertidores resonantes modernos.

Bibliografía

- [1] José Marcos Alonso Álvarez, “Inversores resonantes de alta frecuencia,” Gijón, 1999.
- [2] David González Bravo, “Cargador de baterías mediante convertidor CC-CC resonante LLC,” Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, 2019.
- [3] Mohamad Saleh Sanjari Nia, “Analysis of Skin Effect in High Frequency Isolation Transformers,” *IEEE*, 2019.
- [4] Quim Rigol Martí, “Convertidor resonante LLC para módulo de leds,” Barcelona, 2015.
- [5] A. Sophian and D. Taylor, “Electromagnetic and eddy current NDT: A review,” 2001. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/282684852>
- [6] S. Deshmukh (Gore) *et al.*, “Review on classification of resonant converters for electric vehicle application,” *Energy Reports*, vol. 8, pp. 1091–1113, Nov. 2022, doi: 10.1016/j.egy.2021.12.013.
- [7] J. Zeng, G. Zhang, S. S. Yu, B. Zhang, and Y. Zhang, “LLC resonant converter topologies and industrial applications,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 3, pp. 73–84, Sep. 2020, doi: 10.23919/CJEE.2020.000021.
- [8] Josep Ivan Balaguer Molins, “Diseño y evaluación de un convertidor DC-DC resonante LLC en semipunto para un cargad...,” 2020.
- [9] C. J. Robles Aguilar, “Estudio del convertidor CD-CD resonante LLC en alta frecuencia para sistemas de iluminación led,” Tesis, ITESI, Irapuato Gto, 2024.
- [10] B. Yang, F. C. Lee, D. Boroyevich, J. Lai, G.-Q. Lu, and A. Q. Huang, “Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System,” 2003.
- [11] Miguel Ángel José Prieto, “Elementos magnéticos integrados para la aplicación en convertidor electrónicos de alta densidad de potencia,” Universidad de Oviedo, Oviedo, 2000.
- [12] Shicheng Hao, “Analysis of Distributed Air Gap Parameters of Differential Mode Inductor Considering Core Loss and Saturation,” *ICEMS*, 2019.
- [13] Héctor Emmanuel Gómez Espinoza de los Monteros, “Estados de magnetización de películas delgadas ferromagnéticas determinadas mediante ruido magnético Barkhausen y anillo de Rowland modificado,” Universidad Nacional Autónoma de México, CD. México, 2020.
- [14] Bianca Paola Meneses Brassea, “Síntesis y propiedades magnéticas de nanopartículas de Fe₃O₄ y su aplicación en medicina,” Universidad de Sonora, 2018.
- [15] C. J. M. D, *Magnetism and magnetic materials*. Cambridge University Press, 2010.
- [16] B. D. Cullity and C. D. Graham, *Introduction to magnetic materials*, Second. WILEY, 2009.

- [17] Robert L. Boylestad, *Introducción al análisis de circuitos*, 10th ed. México, 2004.
- [18] C. W. T. . McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. CRC Press, 2017.
- [19] S Tumanski, *Handbook of magnetic measurements*. CRC Press, 2011.
- [20] A. Goldman, *Magnetic Components for Power Electronics*. Springer US, 2002. doi: 10.1007/978-1-4615-0871-7.
- [21] T. N. Lamichhane, L. Sethuraman, A. Dalagan, H. Wang, J. Keller, and M. P. Paranthaman, “Additive manufacturing of soft magnets for electrical machines—a review,” Dec. 01, 2020, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.mtpphys.2020.100255.
- [22] H. Shokrollahi and K. Janghorban, “Soft magnetic composite materials (SMCs),” Jul. 06, 2007. doi: 10.1016/j.jmatprotec.2007.02.034.
- [23] S. Kang and S. Lee, “A Study on the Optimal Powder Metallurgy Process to Obtain Suitable Material Properties of Soft Magnetic Composite Materials for Electric Vehicles,” *Metals (Basel)*, vol. 14, no. 7, Jul. 2024, doi: 10.3390/met14070815.
- [24] Lammotor, “What Are The Properties Of Soft Magnetic Composites?,” Mar. 2024. [Online]. Available: <https://lammotor.com/properties-of-soft-magnetic-composites/>
- [25] E. Pošković *et al.*, “Recent advances in multi-functional coatings for soft magnetic composites,” Nov. 01, 2021, *MDPI*. doi: 10.3390/ma14226844.
- [26] L.-O. Pennander, “Recent Development of Soft Magnetic Composite Materials and its Application,” *Int. Symposium of magnetic Bearings*, 2014.
- [27] J. André Back, “Study of the Electromagnetic Properties of a Soft Magnetic Composite (SMC) and its Efficiency when Applied to a Low Frequency Magnetic Field,” 2020. [Online]. Available: www.ijeijournal.com
- [28] C. Appino, O. De La Barrière, F. Fiorillo, M. Lobue, F. Mazaleyrat, and C. Ragusa, “Classical eddy current losses in soft magnetic composites,” *J Appl Phys*, vol. 113, no. 17, May 2013, doi: 10.1063/1.4795744.
- [29] John Fernando Durán Perdomo, “Estudio de las propiedades estructurales y magnéticas de nano partículas de NdFeB producidas por molienda asistida por surfactantes,” Universidad del Valle, Santiago de Cali, Colombia, 2017.
- [30] Pedro Mondragón Cortez, *Espectroscopia de infrarrojo para todos*. Guadalajara: CIATEJ, 2017.
- [31] José Luis Serrano Martínez, *Instrumentación y métodos de análisis químico*. 2005.
- [32] J. Luo, J. Wang, Z. Fang, J. Shao, and J. Li, “Optimal design of a high efficiency LLC resonant converter with a narrow frequency range for voltage regulation,” *Energies (Basel)*, vol. 11, no. 5, 2018, doi: 10.3390/en11051124.
- [33] K. Naraharisetti, J. Channegowda, and P. B. Green, “Design of resonant DC-DC LLC converter,” in *2021 IEEE Kansas Power and Energy Conference, KPEC 2021*,

Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. doi: 10.1109/KPEC51835.2021.9446206.

- [34] H. Qin, Y. Zhang, Z. Ba, Z. Zhu, Q. Xun, and F. Bu, "A Digital Synchronous Rectification Control Strategy With Duty-Ratio Compensation for LLC Resonant Converters," *IET Power Electronics*, vol. 18, no. 1, Jan. 2025, doi: 10.1049/pel2.70088.
- [35] Chun-Hsu Yang, *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013 1st International*. 2013.
- [36] K. Di and B. Lu, "Gallium Nitride Power Devices in Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer Systems," in *Journal of Physics: Conference Series*, Institute of Physics, 2023. doi: 10.1088/1742-6596/2463/1/012007.
- [37] M. Saravanan and N. Ganesh, "A single-stage soft-switching LED driver based on CLCL resonant converter and BCM circuit for lighting application," *Electrical Engineering*, vol. 102, no. 2, pp. 909–920, Jun. 2020, doi: 10.1007/s00202-020-00916-9.
- [38] B. R. Rodriguez-Vargas, G. Stornelli, P. Folgarait, M. R. Ridolfi, A. F. Miranda Pérez, and A. Di Schino, "Recent Advances in Additive Manufacturing of Soft Magnetic Materials," Aug. 01, 2023, *Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*. doi: 10.3390/ma16165610.
- [39] Z. Li, W. Han, Z. Xin, Q. Liu, J. Chen, and P. C. Loh, "A Review of Magnetic Core Materials, Core Loss Modeling and Measurements in High-Power High-Frequency Transformers," Dec. 01, 2022, *China Power Supply Society*. doi: 10.24295/CPSSTPEA.2022.00033.
- [40] A. M. Leary, P. R. Ohodnicki, and M. E. Mchenry, "Soft magnetic materials in high-frequency, high-power conversion applications," *JOM*, vol. 64, no. 7, pp. 772–781, Jul. 2012, doi: 10.1007/s11837-012-0350-0.
- [41] D. Office of Electricity TRAC, "Enabling Soft Magnetics for Power Conversion Applications." [Online]. Available: www.netl.doe.gov
- [42] J. He *et al.*, "Soft magnetic materials for power inductors: State of art and future development," Dec. 01, 2023, *Elsevier Ltd*. doi: 10.1016/j.mtelec.2023.100066.
- [43] W. Wang *et al.*, "Low-Loss Soft Magnetic Materials and Their Application in Power Conversion: Progress and Perspective," Feb. 01, 2025, *Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*. doi: 10.3390/en18030482.
- [44] Susana Magaly Parrilla Rubio, "Caracterización de las propiedades magnéticas de un material compuesto a base de resinas y polvo de hierro," Cenidet, Cuernavava, 2018.
- [45] H. Shokrollahi and K. Janghorban, "Soft magnetic composite materials (SMCs)," Jul. 06, 2007. doi: 10.1016/j.jmatprotec.2007.02.034.

- [46] N. Rajagopalan and A. S. Khanna, "Effect of methyltrimethoxy silane modification on yellowing of epoxy coating on UV (B) exposure," *Journal of Coatings*, vol. 2014, pp. 1–7, 2014, doi: 10.1155/2014/515470.
- [47] S. Nikafshar *et al.*, "A renewable bio-based epoxy resin with improved mechanical performance that can compete with DGEBA," *RSC Adv*, vol. 7, no. 14, pp. 8694–8701, 2017, doi: 10.1039/c6ra27283e.
- [48] I. J. Fernandes, R. V Santos, E. C. A. Dos Santos, T. L. A. C. Rocha, N. S. D. Junior, and C. A. M. Moraes, "Replacement of commercial silica by rice husk ash in epoxy composites: A comparative analysis," *Materials Research*, vol. 21, no. 3, 2018, doi: 10.1590/1980-5373-MR-2016-0562.
- [49] B. Baştürk, B. Baştürk, and S. Bahar Baştürk, "An Investigation on the Flexural and Thermo-mechanical Properties of CaCO₃/Epoxy Composites," *Celal Bayar University Journal of Science*, vol. 18, no. 2, pp. 161–167, 2022, doi: 10.18466/cbayarfbe1015351.
- [50] B. D. Cullity, *Elements of X-Ray Diffraction*. Pearson Education Limited, 2014.
- [51] Nicolo A. Spaldin, *Magnetic Materials Fundamentals and Applications*. Cambridge, 2010.
- [52] B. D. Cullity and C. D. Graham, *Introduction to magnetic materials*, Nsecond. WILEY, 2009.
- [53] k. Hernández Ruiz, "Estudio de la estabilidad de suspensiones de nanopartículas en soluciones de quitosán para la síntesis de membranas magnéticas," 2013.
- [54] S. Maensiri, M. Sangmanee, and A. Wiengmoon, "Magnesium ferrite (MgFe₂O₄) nanostructures fabricated by electrospinning," *Nanoscale Res Lett*, vol. 4, no. 3, pp. 221–228, Mar. 2009, doi: 10.1007/s11671-008-9229-y.
- [55] R. Sundari, T. Ing Hua, M. Aziz, and U. Kalmar Nizar, "THE CHARACTERIZATION STUDY OF FERRITES (MAGNESIUM AND MANGANESE) USING SOL GEL METHOD," 2014.
- [56] H. B. Desai, A. Kumar, and A. R. Tanna, "STRUCTURAL and MAGNETIC PROPERTIES of MgFe₂O₄ FERRITE NANOPARTICLES SYNTHESIS through AUTO COMBUSTION TECHNIQUE," *European Chemical Bulletin*, vol. 10, no. 3, pp. 186–190, 2021, doi: 10.17628/ecb.2021.10.186-190.
- [57] A. L. Guerrero *et al.*, "Artículo Regular STUDY OF THE MAGNETIC PROPERTIES OF THE PB-HEXAFERRITE OBTAINED AS A SINGLE PHASE BY TWO METHODS OF PREPARATION," *Rev. LatinAm. Metal. Mat*, vol. 34, no. 1, pp. 136–141, 2014, [Online]. Available: www.rlmm.orgwww.rlmm.org
- [58] R. Murillo-Ortíz, M. Mirabal-García, J. M. Martínez-Huerta, J. G. Cabal Velarde, I. E. Castaneda-Robles, and A. Lobo-Guerrero, "Analysis of the magnetic properties in hard-magnetic nanofibers composite," *J Appl Phys*, vol. 123, no. 10, Mar. 2018, doi: 10.1063/1.5008368.

- [59] M. R. Islam *et al.*, “Structural, thermodynamic, and magnetic properties of SrFe₁₂O₁₉ hexaferrite modified by co-substitution of Cu and Gd,” *RSC Adv*, vol. 14, no. 11, pp. 7314–7328, Mar. 2024, doi: 10.1039/d3ra08878b.
- [60] S. De Simone, “AN2450 Application note LLC resonant half-bridge converter design guideline,” 2014. [Online]. Available: www.st.com

Anexos

Anexo A

Elementos usados en la compactación

Debido al cambio de la metodología de compactación se decide emplear un cambio de tamaño de núcleo, en donde se propusieron 3 tamaños de los cuales se optó por emplear el tamaño de b) como se muestra en Figura A1, en donde se obtiene un cambio considerable de tamaño, lo que optimiza el gasto de material magnético empleado.

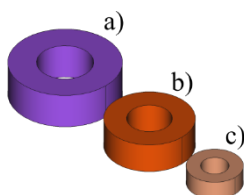


Figura A1. Configuración de tamaños para los nuevos núcleos.

Se empleó un troquel hecho de acero como el que se muestra en Figura A1, en la cual los componentes son numerados como: 1) Cilindro hueco para ejercer la presión sobre los materiales magnéticos, 2) Anillos intermedios o separadores estos garantizan la uniformidad de la presión durante la compactación, 3) Molde principal es el encargado de contener la mezcla de resina y material magnético, 4) Extractor de material extrae el núcleo compactado empleando cuatro puntos de apoyo, logrando una extracción fácil y no dañar el núcleo en el interior del molde.

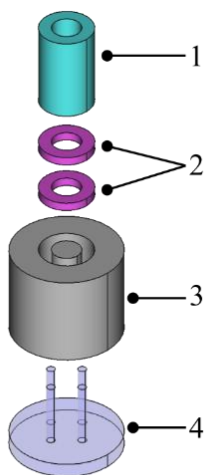


Figura A2. Representación del troquel y sus componentes.

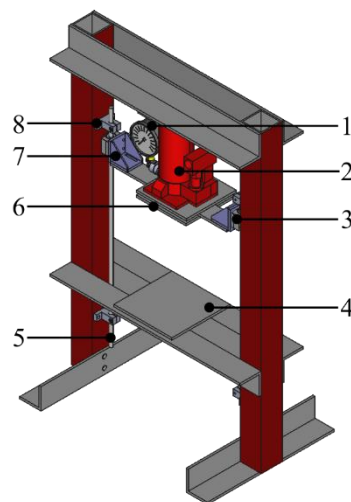


Figura A3. Representación de la prensa hidráulica y sus componentes.

En la Figura A3 se muestran las partes que conforman la prensa hidráulica, los cuales se describen a continuación: 1) Manómetro es el encargado de medir la presión ejercida sobre el núcleo, 2) Gato hidráulico ejerce la presión y hace funcionar la prensa, 3) Carrito de guía

lineal evita movimientos no deseados, 4) Base de compactación, 5) Varilla guía, 6) Soporte de gato hidráulico, 7) Escuadra de apoyo para la guía, 8) Soporte de varilla guía.

El troquel o molde empleado que se muestra en la Figura A2 y la prensa hidráulica mostrada en la Figura A3 se emplearon para ejercer una presión controlada sobre los núcleos fabricados, la presión ejercida sobre estos núcleos es de 3000 psi, este valor se determinó empleando el elemento de la prensa hidráulica como se muestra en Figura A4 la cual muestra el ejemplo de la acción que se hizo para medir la presión en los núcleos.



Figura A4. Estados del gato hidráulico.

Para llevar a cabo la implementación de un manómetro a un gato hidráulico se realizaron las siguientes modificaciones a la base del gato hidráulico, las cuales constaron de una serie de perforaciones para realizar una conexión entre el manómetro y la cámara de alta presión, estas modificaciones se representan en la Figura A5.

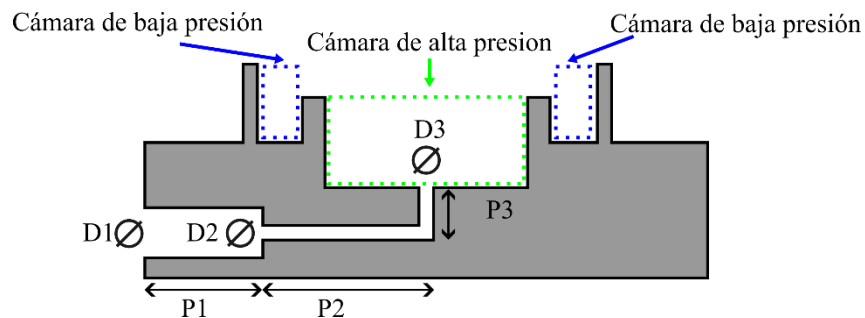


Figura A5. Modificaciones a la base del gato hidráulico.

Anexo B

La representación de las medidas del núcleo obtenidas por medio de la hoja de datos, la representación del núcleo toroidal se presenta en la Figura B1.

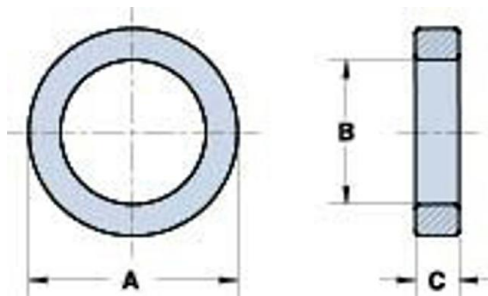


Figura B1. Representación del núcleo toroidal.

Las características de importancia del núcleo comercial se encuentran resumidas en la Tabla B1.

Tabla B1. Valores importantes del núcleo toroidal comercial.

Parámetro	Símbolo	Valor
Material	-	Tipo 61 (NiZn)
Diámetro exterior	A	22.10±0.25 mm
Diámetro interior	B	13.70±0.25 mm
Altura	C	6.35±0.25 mm
Área efectiva	Ae	0.262 cm ²
Longitud efectiva	Le	5.40 cm
Volumen efectivo	Ve	1.42 cm ³
Permeabilidad inicial	μ_i	125

Anexo C

Código para obtener B-H

```
% === Cargar datos desde archivo CSV ===
tbl = readtable('tek0002ALL.csv'); % <- Asegúrate de estar en el mismo directorio

TIME = tbl.TIME;
CH2 = tbl.CH2; % Voltaje
CH1 = tbl.CH1; % Corriente

% === Centrar voltaje ===
Vs = CH2 - mean(CH2);
ic = CH1 - mean(CH1);

% === Resamplear ===
a = 3;
b = 900;
fv = resample(Vs, a, b);
fc = resample(ic, a, b);
ft = resample(TIME, a, b);

% === Integración del voltaje ===
Q = cumtrapz(ft, fv);
Q = Q - mean(Q); % Centrar la integral

% === Calcular B y H ===
Ns = 48; % Número de vueltas secundario
A = 2.477e-5; % Área del núcleo (m^2)
B = (1 / (Ns * A)) * Q;

Np = 48; % Número de vueltas primario
l = 0.04651; % Longitud del camino magnético (m)
H = (Np * fc) / l;

% === Gráficas ===
figure(1); % Siempre usa la misma ventana
clf; % Limpia la figura sin cerrarla

subplot(2,2,1);
plot(ft, fv); title('Voltaje centrado'); xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('V'); grid on;

subplot(2,2,2);
plot(ft, fc); title('Corriente'); xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('A'); grid on;

subplot(2,2,3);
plot(ft, Q); title('Integración de voltaje (Q)'); xlabel('Tiempo (s)'); ylabel('Vs'); grid on;

subplot(2,2,4);
plot(H, B); title('Curva B-H'); xlabel('H (A/m)'); ylabel('B (T)'); grid on;

drawnow; % Forzar la actualización inmediata de la figura
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% === Eliminar los primeros y últimos 10 puntos de B y H ===
B_trim = B(11:end-10);
H_trim = H(11:end-10);

% === Exportar B y H recortados a un archivo CSV ===
BH = table(B_trim, H_trim); % Crear tabla con las variables recortadas
writetable(BH, 'BH_resultados.csv'); % Guardar como archivo CSV

figure(2); % Crear una nueva figura para la curva recortada
clf;
plot(H_trim, B_trim, 'LineWidth', 1.2);
title('Curva B-H Recortada');
xlabel('H (A/m)');
ylabel('B (T)');
grid on;

```