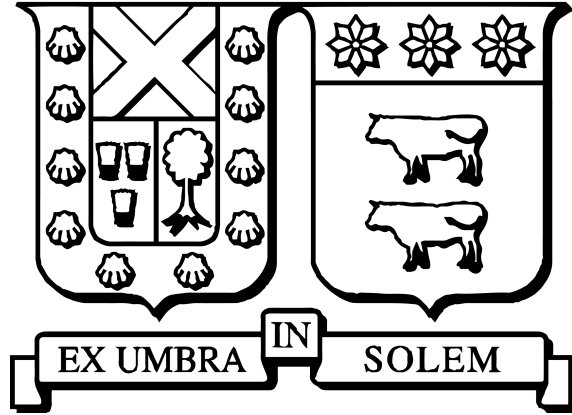




Diseño de inductores acoplados para convertidores DC-DC boost Interleaved para uso en electromovilidad

Pablo Ignacio Rodríguez Gutiérrez

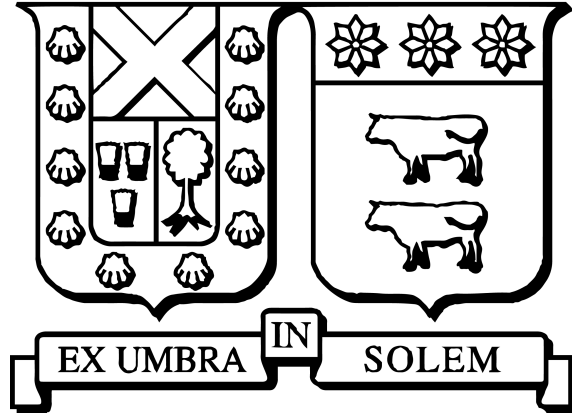
2024

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Antonio Sánchez (UTFSM)
Dr. Johnny Rengifo (UTFSM)

Comisión:

Santiago, .



Diseño de inductores acoplados para convertidores DC-DC boost Interleaved para uso en electromovilidad

Pablo Ignacio Rodríguez Gutiérrez

2024

“Ya, hasta que ganemos.”
— *Grupo jugar, League of Legends*

Agradecimientos

Al fin terminando el proceso.

Primero que todo agradecerme a mi, poder superar esta etapa a sido uno de los desafíos más grandes de mi vida y pude aprender innumerables cosas durante el proceso.

Agracer a mi señora, el amor de mi vida. Sin ti no habría logrado lo que he podido ser hoy. Eres mi norte.

Mencionar a mi familia y mis mascotas, que estén o estuvieron presentes. Sin ustedes y su apoyo incondicional que me ayudaron a seguir dando todo de mi.

El grupo jugar, tantos días y sobre todo noches de risas, motivación y juegos que espero podamos seguir haciendo hasta el fin de mis tiempos.

Índice de contenidos

Índice de contenidos	I
Índice de figuras	IV
Índice de tablas	VIII
Resumen	1
1. Introducción	2
2. Diseño de inductores	4
2.1. Principios magnéticos	5
2.1.1. Conservación de energía	5
2.1.2. Leyes del magnetismo	5
2.1.2.a. Ley de Ampere	5
2.1.2.b. Ley de faraday y Lenz	5
2.1.3. Energía magnética	5
2.1.4. Permeancia y Reluctancia	6
2.1.5. Inductancia	6
2.1.6. Inductancia mutua	7
2.1.7. Convención del punto	7
2.2. Dispositivos magnéticos típicos	8
2.2.1. Transformador	8
2.2.2. Inductor	8
2.3. Características de un núcleo magnético	9
2.3.1. Efecto de bordes	11
2.3.2. Lazo de histéresis y saturación	12
2.3.3. Tipos de materiales	13
2.3.3.a. Ferritas	13
2.3.3.b. Chapa silicosa	13
2.3.3.c. Polvo de aleaciones magnéticas	14
2.3.3.d. Vidrio metálico o metales amorfos a base de hierro	14
2.3.4. Comparación por nivel de frecuencia	14
2.4. Pérdidas del núcleo	14
2.4.1. Ecuación de Steinmetz	15
2.5. Devanado	15
2.5.1. Pérdidas del devanado	15
2.5.2. Densidad de corriente por los devanados	15

2.5.3. Efecto skin y proximidad	16
2.6. Métodos de diseño	16
2.7. Contexto	17
3. Propuesta de diseño	19
3.1. Método de acoplamiento	19
3.1.1. Análisis eléctrico del acoplamiento	20
3.2. Estado estacionario	22
3.2.1. Análisis circuito magnético	27
3.3. Modelos de núcleos	30
3.3.1. Variables de interés para el diseño	31
3.4. Procedimiento de diseño	32
3.4.1. Datos de entrada	33
3.4.2. Cálculo de inductancias	33
3.4.3. Datos de diseño	33
3.4.4. Determinar el área del conductor	34
3.4.5. Selección del núcleo	34
3.4.6. Longitud de gap	34
3.4.7. Número de vueltas	34
3.4.8. Chequear ventana	34
4. Verificación del procedimiento y simulación	35
4.1. Evaluación diseño	35
4.1.1. Verificar ventana	36
4.2. Simulación	36
4.2.1. Diseño en ANSYS	36
4.2.2. Resultados y análisis de simulación	38
4.3. Diseño núcleo de prueba	43
4.4. Chapa Silicosa	43
4.4.1. Verificar ventana	44
4.5. Resultados y análisis simulación	44
4.5.1. Corrientes entrada	45
4.5.2. Inductancia	52
4.5.3. Factor de acoplamiento	57
4.5.4. Pérdidas del núcleo	59
5. Evaluación experimental	64
5.1. Ferrita	65
5.1.1. Corriente	65
5.1.2. Montaje experimental	71
5.1.3. Resultados y análisis experimental	74
5.1.3.a. Control por lazo cerrado	75
5.1.3.b. Corrientes	76
5.1.3.c. Tensiones	79
5.1.3.d. Pérdidas	81
6. Conclusiones	83
7. Trabajos futuros	84

8.	Anexo	85
8.0.1.	Corrientes de Foucault	87
8.0.2.	Pérdidas por histéresis	88
8.0.3.	Energía inductores acoplados	89
8.0.4.	Pérdidas del cobre	90
8.0.5.	Pérdidas del núcleo	90
8.0.6.	Ecuación térmica	90

Índice de figuras

2.1.	Campo magnético generado por 2 conductores, donde las líneas continuas son la distribución de campo magnético y las líneas punteadas son superficies equipotenciales[1].	4
2.2.	Lazo de histéresis para una núcleo ferromagnético, donde las líneas rectas indican el sentido de integración para obtener la energía. Integrar desde A hasta B, se almacena energía en el dispositivo magnético. Desde B a C, se entrega energía al circuito eléctrico [1].	6
2.3.	Representaciones eléctrica de inductancias mutuas.	7
2.4.	Transformador simple [2].	8
2.5.	Inductor simple [2].	9
2.6.	Curva B-H típica para un elemento ferromagnético de permeabilidad μ y para el aire [2].	10
2.7.	Núcleo con gap [2].	10
2.8.	Efecto en la curva de histéresis de añadir un gap a un núcleo ferromagnético [2].	11
2.9.	Flujo marginal producido por la longitud del gap [2].	11
2.10.	Lazo de histéresis común junto al recorrido de la curva para la magnetización y desmagnetización [2].	12
2.11.	Convertidor boost interleaved de 3 niveles.	18
3.1.	Nueva configuración propuesta para el convertidor boost interleaved. . . .	19
3.2.	Núcleo EI ejemplificando el comportamiento del flujo para inductores acoplados de manera directa [8].	20
3.3.	Núcleo EI ejemplificando el comportamiento del flujo para inductores acoplados de manera inversa [8].	20
3.4.	Forma de ondas típicas de corriente y tensión para inductores acoplados método inverso [9].	23
3.5.	Gráfico de ΔI_{in} normalizado respecto al ciclo de trabajo D para valores de k	25
3.6.	Gráfico de L_{eq1} respecto al factor de acoplamiento k para 0 y 0,5 de ciclo de trabajo.	26
3.7.	Gráfico de L_{eq1} respecto al factor de acoplamiento k para un rango de valor de D	26
3.8.	Gráfico de L_{eq3} respecto al factor de acoplamiento k para un rango de valor de D	27
3.9.	Núcleo tipo UI, con 2 gaps y devanados.	28
3.10.	Modelo magnetoresistivo del núcleo a diseñar.	29
3.11.	Modelos de núcleo a utilizar para el diseño.	30

3.12.	Modelo magnetoresistivo del núcleo a diseñar.	31
4.1.	Modelo inductor acoplado 2D implementado en ANSYS Maxwell.	37
4.2.	Modelo de circuito de potencia convertidor Boost con inductores acoplados modelados en ANSYS Maxwell.	37
4.3.	Valores de corriente a la entrada del inductor y por cada devanado a una frecuencia de $10[kHz]$ y un ciclo de trabajo del 50 %.	38
4.4.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada.	39
4.5.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente por los devanados.	39
4.6.	Inducción obtenida en el núcleo.	40
4.7.	Valores obtenidos para la inductancia propia.	41
4.8.	Valores obtenidos para el factor de acoplamiento.	41
4.9.	Valores obtenidos de las pérdidas asociadas al núcleo.	42
4.10.	Núcleo modelo utilizado en ANSYS para la simulación.	44
4.11.	Valores de corriente a la entrada del inductor NO acoplado a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	46
4.12.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada del inductor NO acoplado a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	46
4.13.	Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	47
4.14.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	48
4.15.	Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $15[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	49
4.16.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $15[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	50
4.17.	Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $20[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	51
4.18.	Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $20[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	51
4.19.	Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	52
4.20.	Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	53
4.21.	Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 50\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	54
4.22.	Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 50\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	54
4.23.	Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 70\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	55
4.24.	Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 70\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	56
4.25.	Valores de factor de acoplamiento a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.	57
4.26.	Acercamiento a los valores obtenidos de factor de acoplamiento para una frecuencia de $f = 10[kHz]$ para los ciclos de trabajo 30 %, 50 % y 70 %.	58

4.27.	Valores de factor de acoplamiento para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$	58
4.28.	Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 30% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$	59
4.29.	Acercamiento a las pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 30% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$	60
4.30.	Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 50% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$	61
4.31.	Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 70% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$	62
4.32.	Acercamiento a las pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 70% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$	63
5.1.	Modelo núcleo de ferrita para apartado experimental.	64
5.2.	Corrientes obtenidas para la ferrita caso $K = 0,7$	65
5.3.	Acercamiento a corrientes por devanado obtenidas para la ferrita.	66
5.4.	Corrientes de entrada y por devanado obtenidas para ambos casos.	67
5.5.	Acercamiento a corrientes de entrada para ambos casos.	68
5.6.	Acercamiento corrientes de un devanado por caso.	68
5.7.	Valores de inductancia para ambos casos.	69
5.8.		70
5.9.	Saturación del núcleo de ferrita para una corriente promedio de $5[A]$ por devanado.	70
5.10.	Pérdidas ferrita para ambos casos.	71
5.11.	Acercamiento de la imagen anterior.	71
5.12.	Medición inductancia primer devanado.	72
5.13.	Medición de inductancia segundo devanado.	73
5.14.	Implementación del convertidor boost interleaved para evaluar experimentalmente el diseño del inductor acoplado.	74
5.15.	Gráfico exportado de DSpace de corrientes por devanado desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $1,7[mm]$	76
5.16.	Gráfico exportado de DSpace de corrientes por devanado desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $0,5[mm]$	77
5.17.	Gráfico de corriente por devanado exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$	77
5.18.	Gráfico de corriente por devanado exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $0,5[mm]$	78
5.19.	Gráfico de corriente a la entrada en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$	78
5.20.	Gráfico de corriente a la entrada en estado estacionario para un gap de $0,5[mm]$	79
5.21.	Gráfico exportado de DSpace de tensión del capacitor desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $1,7[mm]$	79
5.22.	Gráfico exportado de DSpace de tensión del capacitor desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $0,5[mm]$	80
5.23.	Gráfico de tensión de los devanados exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$	80

5.24.	Gráfico de tensión de los devanados exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de 0,5[mm].	81
5.25.	Gráfico de pérdidas calculado a partir de los datos obtenidos de tensión y corriente por devanado del osciloscopio en estado estacionario para un gap de 1,7[mm].	82
5.26.	Gráfico de pérdidas calculado a partir de los datos obtenidos de tensión y corriente por devanado del osciloscopio en estado estacionario para un gap de 0,5[mm].	82
8.1.	Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [2].	85
8.2.	Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [4].	85
8.3.	Método comparativo por [15] de materiales magnéticos para una frecuencia de 10 [kHz].	86
8.4.	Gráfico de las pérdidas respecto al nivel de inducción para materiales magnéticos para una frecuencia de 20 [kHz] [6]	86
8.5.	Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [4].	87
8.6.	Efecto de laminar el núcleo [2].	88
8.7.	Curva típica para pérdidas por histéresis [1].	89

Índice de tablas

3.1.	Estados posibles de los IGBT junto a las tensiones de los inductores. . . .	21
3.2.	Inductancias equivalentes dependiendo del estado de los IGBT para el acoplamiento directo.	22
3.3.	Inductancias equivalentes dependiendo del estado de los IGBT para el acoplamiento inverso.	22
3.4.	Especificaciones convertidor boost interleaved.	33
4.1.	Especificaciones convertidor boost interleaved.	43
4.2.	Estimación ripple de corriente a la entrada.	45

Nomenclatura

μ	: Permeabilidad magnética de un material [T/Oesters].
μ_0	: Permeabilidad magnética del aire de valor $4\pi 10^{-7}$ [T/Oesters].
μ_r	: Permeabilidad relativa [-].
F	: Fuerza magneto motriz [A-T].
H	: Intensidad de campo [A-T/m].
H_c	: fuerza coercitiva [A-T/m].
ϕ	: Flujo magnético [Wb].
E	: Campo eléctrico [V/m].
N	: Número de vueltas.
W	: Energía [J].
B	: Densidad de campo magnético o inducción magnética [T].
B_r	: Densidad de flujo remanente [T].
$\mathcal{P}$	: Permeancia de un circuito magnético [A-T/Wb].
$\mathcal{R}$	: Reluctancia de un circuito magnético [Wb/(A-T)].
A	: Área de la sección transversal [m^2].
l	: Longitud del recorrido realizado por ϕ [T].
L	: Inductancia [H].
M	: Inductancia mutua [H].
δ	: Gap en un circuito magnético [m].
l_g	: Largo del gap [m].
F	: Factor de corrección para inductancia con flujo marginal no despreciable [-].
DC	: Corriente continua [-].
AC	: Corriente alterna [-].
A_p	: Area product [m^4].
X_w	: sufijo referido a conductor.
$B_{max} = B_{sat}$	: Inducción magnética máxima o inducción de saturación [T].
ΔB	: Diferencia entre B_{max} y B_r [T].
k	: Factor de acoplamiento magnético [-].

Resumen

Los inductores son elementos que almacenan, transfieren y regulan energía eléctrica. Estas capacidades son esenciales para la gestión de energía en los sistemas relacionados con la batería, inversores, reducción de armónicos de corriente y filtrar ruido en los sistemas de control y potencia. El correcto diseño de inductores se vuelve crítica para maximizar la eficiencia energética, minimizar las pérdidas de potencia y garantizar un rendimiento óptimo del sistema.

Capítulo 1

Introducción

La incorporación de los vehículos eléctricos (VE) a la sociedad generó una alternativa prometedora a los vehículos de combustión interna. Estos ofrecen un funcionamiento más limpio y eficiente a nivel energético, reduciendo las emisiones de gases de efecto invernadero y ser no dependiente del combustible fósil. Para poder tener un funcionamiento tal se debe desarrollar competentes y tecnologías avanzadas. Entre estos componentes, los inductores cumplen un papel fundamental en la electrónica de potencia que posee los VE.

En la era actual de la electrónica de potencia, el diseño y la implementación eficiente de sistemas de conversión de energía se han vuelto fundamentales en una amplia gama de aplicaciones. La electrónica de potencia abarca un conjunto de tecnologías y dispositivos que se utilizan para controlar y transformar la energía eléctrica de manera eficiente y confiable. Entre los componentes clave en estos sistemas, los inductores desempeñan un papel crucial en la conversión, el almacenamiento y la transferencia de energía eléctrica.

Los inductores son elementos pasivos que almacenan energía en un campo magnético. Su capacidad para almacenar energía en forma de flujo magnético los convierte en componentes esenciales en aplicaciones de electrónica de potencia, como fuentes de alimentación conmutadas, convertidores de energía renovable, sistemas de control de motor, entre otros. La correcta selección y diseño de inductores se vuelve crítica para maximizar la eficiencia energética, minimizar las pérdidas de potencia y garantizar un rendimiento óptimo del sistema.

El objetivo de esta memoria es analizar la utilización de inductores en los convertidores DC-DC, explorando sus principios de funcionamiento, características de diseño y su impacto en el rendimiento del convertidor. Se examinarán diferentes tipos de inductores, como bobinas y núcleos magnéticos, analizando los parámetros importantes a considerar durante su selección y diseño.

Además, se abordarán los desafíos asociados con el uso de inductores en la electrónica de potencia, como las pérdidas por histéresis, las corrientes parásitas y la saturación magnética. Se explorarán técnicas de mitigación de estos problemas, incluyendo el diseño de núcleos magnéticos adecuados, el uso de materiales de alta permeabilidad y elección de la geometría del inductor para que estos factores no tengan un gran impacto.

En esta línea, se propone diseñar inductores acoplados para un convertidor interleaved boost, componente de una fuente de combustible en un vehículo eléctrico. Este diseño se hace en base a una disminución de materiales, tamaño y operación respecto a la utilización

de inductores no acoplados.

Objetivos

- Objetivo general
 - Diseñar y probar experimentalmente inductores acoplados para uso en convertidores boost interleaved.
- Objetivos específicos
 - Revisar el estado del arte sobre el diseño de inductores, materiales magnéticos y tipos de acoplamiento.
 - Definir un procedimiento para el diseño de inductores y diseñar los inductores mediante el uso del programa FEMM.
 - Verificar mediante simulación computacional, utilizando distintos rangos de frecuencia de operación, ciclo de trabajo y comparar el ripple en la corriente con un convertidor boost de inductores no acoplados.
 - Comprobar desempeño del diseño experimentalmente en un laboratorio utilizando un núcleo de prueba, devanados y un sistema de baja potencia.

Capítulo 2

Diseño de inductores

Entender los principios que rigen el magnetismo es fundamental al momento de diseñar inductores, esto para poder minimizar defectos que se transformen en elementos parásitos no deseados, ya sea en inductancias parásitas, corrientes de Foucault muy altas, defectos estructurales, flujo marginal muy altos, entre otros. Los textos [1] y [2] serán la principal guía para describir los principios magnéticos y características de materiales magnéticos esenciales para este proceso de diseño.

El campo magnético es un campo vectorial generado por una carga puntual, imán o corriente que fluya por un conductor. El campo generado por un conductor se distribuye de manera radial como se muestra en la Figura 2.1,

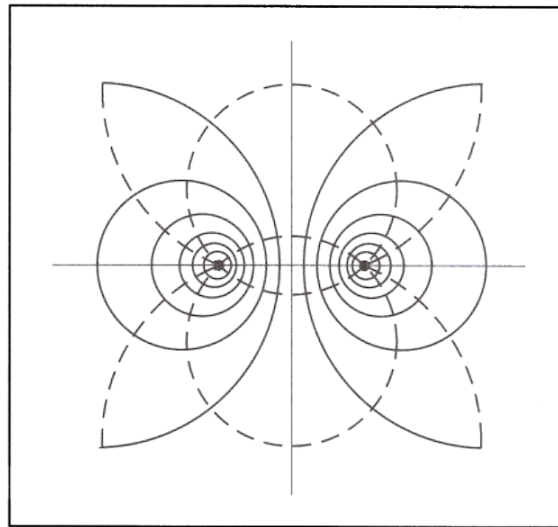


Figura 2.1: Campo magnético generado por 2 conductores, donde las líneas continuas son la distribución de campo magnético y las líneas punteadas son superficies equipotenciales[1].

Cada conductor genera su propio campo magnético, simétrico que disminuye de manera inversamente proporcional al radio. Sin embargo, las corrientes por los conductores son de magnitudes iguales y en direcciones contrarias. Además, los campos se puede superponer y al centro de la imagen los campos se cancelan.

2.1. Principios magnéticos

2.1.1. Conservación de energía

El campo magnético se dispone en el espacio tal que la energía utilizada por la fuente sea mínima. La dirección de estas líneas se determina con la regla de la mano derecha y estas no presentan un inicio o fin.

2.1.2. Leyes del magnetismo

2.1.2.a. Ley de Ampere

Todo el campo magnético integrado en un camino cerrado es igual a los ampere-vuelta que estén dentro del camino [1], esto queda expresado en la Ecuación (2.1).

$$\oint H dl = NI \quad (2.1)$$

Las líneas de campo son siempre un camino cerrado, no tienen un comienzo ni fin. Por lo tanto en un volumen, el número de líneas de campo que entren a este tiene que ser igual al que salen, independiente del contenido que tenga el volumen.

2.1.2.b. Ley de Faraday y Lenz

La ley de Faraday sostiene que la tasa de cambio del flujo magnético que atraviese una bobina es igual a los Volt/vuelta que son aplicados a esa bobina [1]. Esto queda expresado en la Ecuación (2.2)

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{V}{N} \quad (2.2)$$

Esto establece que las variaciones de flujo magnético necesitan un tiempo no nulo para que sucedan. No obstante, la ley de Lenz dice que el campo magnético generado por una corriente inducida irá en dirección opuesta a la tasa de cambio que lo origina, expuesto en la Ecuación (2.3)

$$\frac{d\phi}{dt} = -V \quad (2.3)$$

2.1.3. Energía magnética

La energía magnética es la integral del área entre la intensidad de corriente y la densidad de campo magnético presentado en la Figura 2.2 y expresada en la Ecuación (2.4), que relaciona la densidad de campo magnético con la intensidad de corriente.

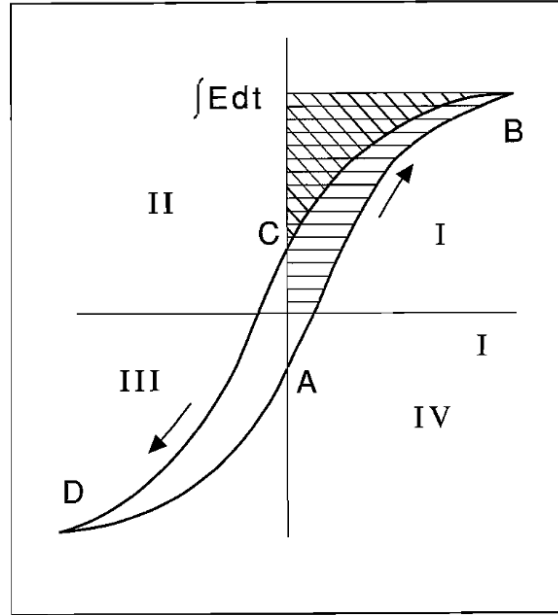


Figura 2.2: Lazo de histéresis para una núcleo ferromagnético, donde las líneas rectas indican el sentido de integración para obtener la energía. Integrar desde A hasta B, se almacena energía en el dispositivo magnético. Desde B a C, se entrega energía al circuito eléctrico [1].

$$W = \int Vol \cdot H dB \quad (2.4)$$

2.1.4. Permeancia y Reluctancia

Un dispositivo magnético de permeabilidad μ , área A y largo l posee permeancia $\mathcal{P}$. La reluctancia es el inverso a la permeancia como se presenta en Ecuación (2.5). Esto solo depende de elementos constructivos del dispositivo magnético.

$$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}} = \frac{BA}{Hl} = \frac{\mu A}{l} \quad (2.5)$$

En general, como se trabaja más con circuitos eléctricos, se hace una analogía eléctrica/magnética. Esta es presentar la permeancia como una inductancia, y la reluctancia como una resistencia, pero no es literal, ya que la reluctancia es un elemento que almacena energía y la resistencia uno que disipa. Se puede definir permeancia y reluctancia para todo el dispositivo desde los terminales que lo alimenten para hacer un circuito. Es más útil representarlo en reluctancias para analizar de mejor manera lo que ocurre en el circuito magnético.

2.1.5. Inductancia

La inductancia es la permeancia por el cuadrado del número de vueltas. Lo cual hace la inductancia dependiente de las características físicas del dispositivo, por sobre todo el

número de vueltas del devanado.

$$L = \mathcal{P} \cdot N^2 = \frac{N^2}{\mathcal{R}}$$

2.1.6. Inductancia mutua

La inductancia mutua es el efecto de producir una fuerza electromagnética (FEM) en una bobina, por la variación de corriente de otra bobina acoplada magnéticamente. La FEM producida siempre será en sentido opuesto a la variación de corriente que la haya generado, basado en la ley de Faraday y Lenz.

La estructura del transformador presentada en la Figura 2.4 es, en términos simples, la representación de el acoplamiento del flujo magnético generada del primario que se enlaza en el secundario. Esto es indispensable para que exista la inductancia mutua, pero, debe suceder lo mismo para el primario, enlazar flujo generado por el secundario.

2.1.7. Convención del punto

Para poder identificar de mejor manera las FEM producidas por las bobinas que están acopladas, a los inductores se les asigna un punto en los circuitos eléctricos, para saber en qué dirección están en bobinado y, con la regla de la mano derecha, el sentido que generan flujo magnético como se aprecia en la Figura 2.3.

Cuando la corriente "entra" por el punto, la FEM generada por ambas se suman. No obstante, cuando la corriente entra por el punto de un inductor y sale por el punto del otro, las FEM se restan.

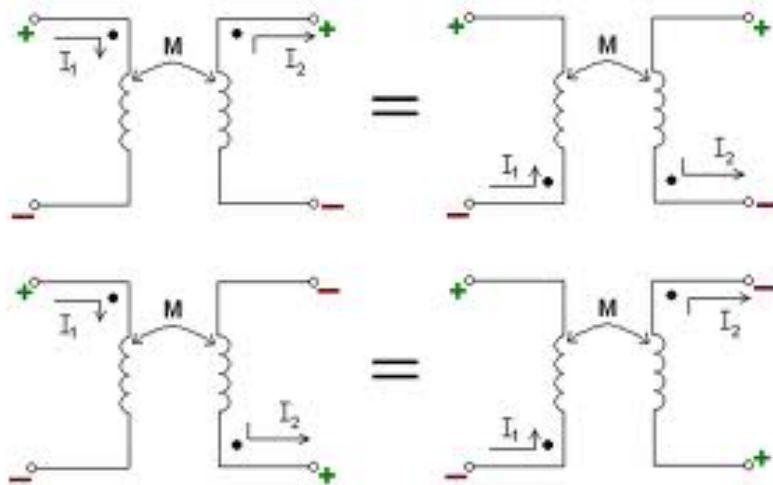


Figura 2.3: Representaciones eléctrica de inductancias mutuas.

2.2. Dispositivos magnéticos típicos

2.2.1. Transformador

El transformador es un equipo diseñado para la transmisión de energía. Se compone de 2 o más devanados, un núcleo que enlace los flujos entre los devanados y se divide en devanado primario y secundario mencionados como lados. Un transformador es representado en la Figura 2.4, donde se señalan los lados y el enlace de flujo entre devanados lo que es esencial para su funcionamiento. Además, los transformadores trabajan específicamente con corriente alterna.

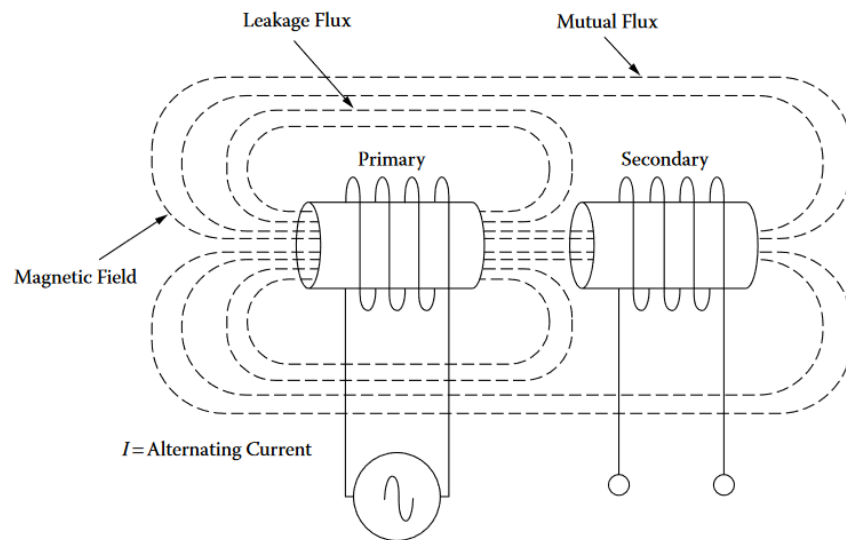


Figura 2.4: Transformador simple [2].

Solamente un devanado es alimentado por una fuente, en este caso el primario. Lo cual significa que este es el que genera flujo magnético, siendo este enlazado por el otro devanado. El flujo enlazado por el devanado primario y que no entra en el núcleo se denomina flujo de dispersión, en general con el sub fijo σ .

2.2.2. Inductor

Un inductor es un dispositivo que almacena energía en forma de campo magnético, por lo general se utiliza como filtro para disminuir armónicos en un sistema eléctrico. Este puede funcionar con corriente continua como alterna. Un esquema simple de un inductor queda representado en la Figura 2.5.

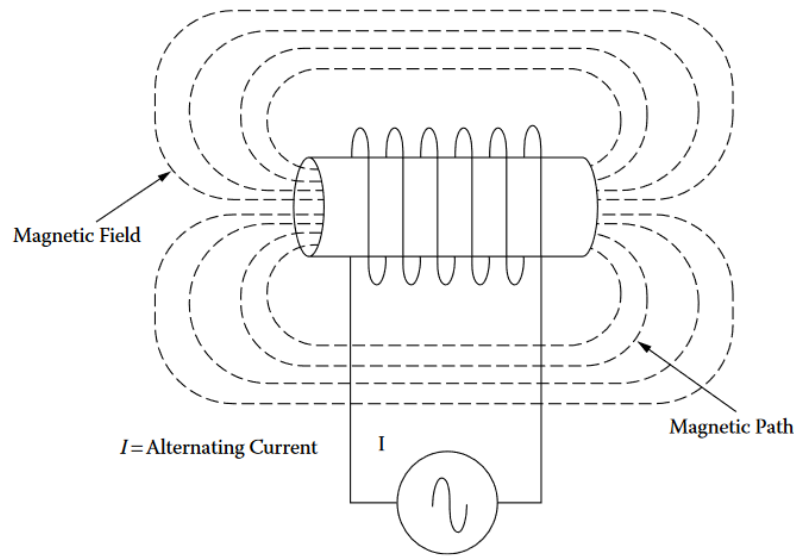


Figura 2.5: Inductor simple [2].

2.3. Características de un núcleo magnético

La densidad de flujo magnético B es igual a la intensidad de campo H por la permeabilidad magnética del medio como se expresa en la Ecuación (2.6). La permeabilidad magnética es una característica intrínseca del medio por donde fluye el campo, mientras más alta la permeabilidad, el campo preferirá a fluir por ese medio. En general los materiales no son buenos conductores magnéticos, como por ejemplo el aire, la cual su permeabilidad se utiliza como referencia y se denominará de aquí en adelante como μ_0 . No obstante, el hierro, níquel, chapa silicosa y ferrita [2] son materiales con una permeabilidad mucho mayor comparada a la del aire.

Una manera de utilizar la permeabilidad del aire es comparándola con la permeabilidad de los materiales ferromagnéticos antes mencionados. Esta comparación de valores se puede dimensionar gracias a la permeabilidad relativa μ_r , que es el cociente entre la permeabilidad del material utilizado con la del aire.

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.6)$$

Además, Los materiales de alta permeabilidad con una corriente pequeña pueden llegar a valores altos de inducción. Por esta razón, la curva típica que representa esta característica es la Figura 2.6.

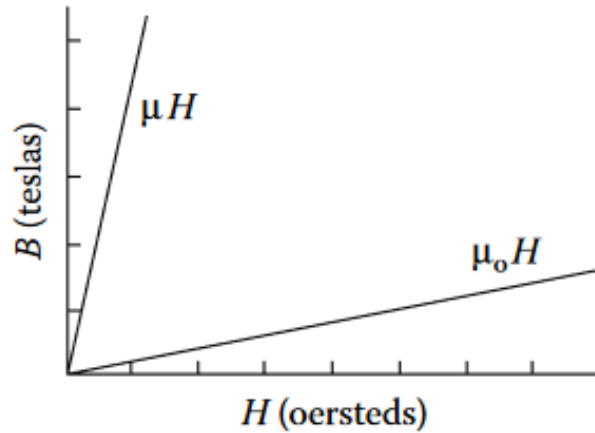


Figura 2.6: Curva B-H típica para un elemento ferromagnético de permeabilidad μ y para el aire [2].

La función principal de un núcleo magnético es otorgar un camino de baja reluctancia al flujo magnético, esto queda plasmado en la Ecuación (2.6), la densidad de flujo es directamente proporcional a la permeabilidad del medio cuando no se presenta saturación. Por esto, los materiales ferromagnéticos de una alta permeabilidad relativa, son candidatos para conformar un núcleo de inductor. Sin embargo, como la función del inductor es almacenar energía, recordando la Ecuación (2.4) y la Figura 2.2, la capacidad de almacenar energía aumenta a medida que la curva B-H se aleja del eje vertical, esto significa que un núcleo de características más lineales, como el aire, puede almacenar mayor energía que uno ferromagnético.

Una manera para aumentar el almacenamiento de energía es incluir un gap en el núcleo, un pequeño forado con la misma área transversal del núcleo y una altura l_g paralelo al recorrido del flujo magnético, donde el material de estas dimensiones tenga permeabilidad considerablemente menor que la del núcleo, lo cual se representa en la Figura 2.8. Esto permite desplazar la curva B-H, al calcular una permeabilidad equivalente del núcleo completo, más lineal y a la derecha del eje vertical, como se muestra en el Anexo ??.

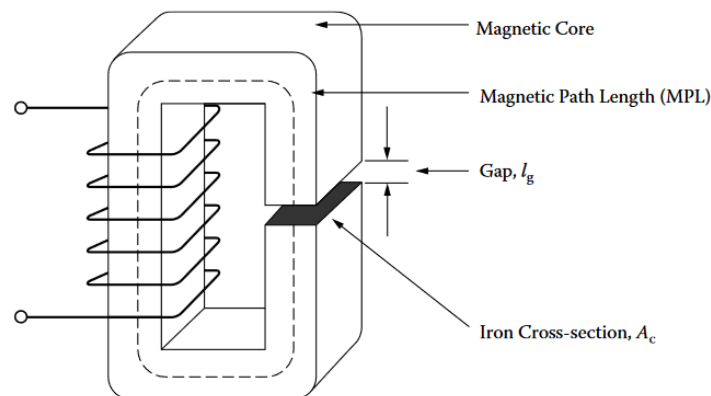


Figura 2.7: Núcleo con gap [2].

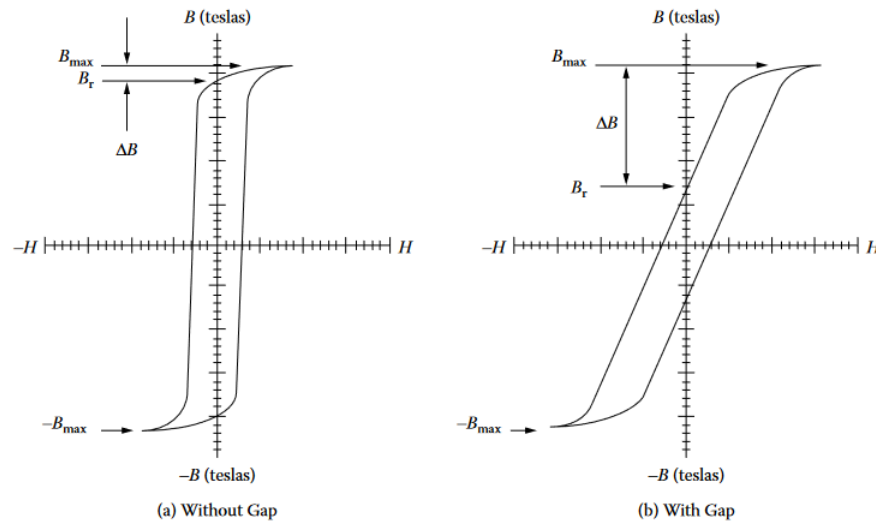


Figura 2.8: Efecto en la curva de histéresis de añadir un gap a un núcleo ferromagnético [2].

2.3.1. Efecto de bordes

El flujo que se enlaza alrededor del gap y se incorpora nuevamente al núcleo se le denominará como flujo marginal, señalado en la Figura 2.9. La existencia de esto está desde los inicios de los convertidores de potencia, siendo un tema que no se puede eliminar de los sistemas, generando problemas a nivel de eficiencia, saturación y aumentar las pérdidas [2].

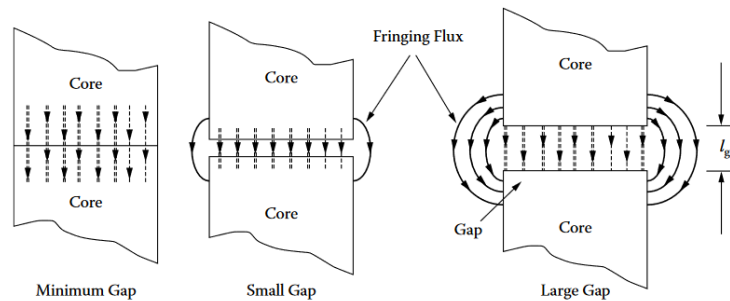


Figura 2.9: Flujo marginal producido por la longitud del gap [2].

Al igual que el flujo que recorre el núcleo, este es muy sensible a materiales que estén en el entorno del núcleo, por esto se debe de minimizar lo mayor posible. Una medida para atenuar los efectos del flujo marginal es que la longitud del gap l_g comparada con el área transversal A sea mucho menor, tal que se pueda considerar despreciable el flujo marginal. Sin embargo, cuando esto no se cumple, determinar el valor numérico del flujo marginal es complicado, por lo que se puede realizar un reajuste al área transversal obteniendo el factor de ajuste marginal F .

El factor de ajuste marginal [2], tiene un impacto en el calculo de la inductancia. Esta queda determinada en la Ecuación (2.7)

Luego cuando el valor de H llega a cero, B aún tiene valor, este punto posee flujo denomina Flujo remanente B_r . Desde B_r , se necesita una magnitud negativa de H llamada Fuerza coercitiva H_c , es la intensidad de campo necesaria para desmagnetizar el núcleo.

El lazo de histéresis representa las pérdidas de energía del núcleo, por esta razón es que el lazo se debe de generar utilizando corriente continua, ya que, H debe tener cambios lentos para que no genere corrientes de Foucault y así solo represente las pérdidas del núcleo no en función de la frecuencia. También se puede realizar con corrientes AC durante un periodo para determinar las pérdidas relacionadas a la frecuencia [2].

La saturación de un núcleo es un punto en la curva de histéresis donde el aumento de H no aumenta B , lo cual significa obtener una pendiente de la curva B-H de valor cero. Esto se puede observar en Figura 2.10, donde la saturación se alcanza en los puntos B_s y H_s .

2.3.3. Tipos de materiales

Para poder hacer un diseño óptimo de un inductor, la elección del material que conforme el núcleo, es indispensable por temas de costo, tamaño, resistencia, pérdidas y vida útil. Existen muchos materiales con distintas capacidades que pueden ser seleccionados dependiendo el fin último que tenga el inductor. Las características ideales es tener un alto nivel de saturación, permeabilidad lineal y bajas pérdidas [3], pero no existe un material con todas estas características, por esa razón para el diseño se dará prioridad a alguna de ellas y se selecciona en base a esa prioridad.

Los materiales más recomendados para este tipo de funcionamiento vendría siendo los materiales magnéticos blandos. Esto significa que pueden ser magnetizado o desmagnetizados de manera fácil y poseen un B Alto para un H relativamente bajo. Además, se adjunta una tabla con valores referenciales de cada tipo de material y gráficos con las pérdidas respecto a su nivel de saturación en 8.

2.3.3.a. Ferritas

Las ferritas son el material más popular en la electrónica de potencia. Estos se componen de un material cerámico al sintetizar una mezcla de óxido de hierro con óxidos de zinc o nickel. En general se utilizan para frecuencia de 1 [MHz], pero hay cierto tipo que puede trabajar a menores frecuencias [2]-[4]. Poseen una permeabilidad baja, entre 1500 a 300 μ_r , y resistividad alta. Añadiendo un gap es suficiente a nivel de almacenamiento de energía para diseñar un inductor.

2.3.3.b. Chapa silicosa

La chapa silicosa o metal magnético [1]-[5] es una aleación de hierro fundido con silicio de un 0 a 4,5 %. Es un material con un uso de 100 años en el área de la electrónica de potencia, tal que su estructura puede ser de grano orientado, para aumentar la densidad de flujo, como no orientado. El silicio al ser un material semi conductor, aumenta la resistividad del hierro lo cual ayuda a disminuir las pérdidas del núcleo. Los núcleos se componen de laminas delgadas hasta 2[mm] de espesor, las cuales se apilan hasta conformar el núcleo.

La chapa silicosa posee una alta permeabilidad, con un μ_r desde 5000 a 50000. El rango de operación en frecuencia es de 0,05 a 1[kHz] aproximadamente, en [6] se presentan inductores con chapa silicosa al 6,5 % operando de 10 a 16 [kHz]. Dependiendo del tratamiento térmico definirá los tamaños de los cristales que a mayor diámetro, menor será el lazo de histéresis. Además, al ser un material amorfo es frágil y de un alto costo.

2.3.3.c. Polvo de aleaciones magnéticas

Son núcleo fabricados de hierro o aleaciones de hierro en polvo mezclado o pegados con materiales aislantes, este en general adopta la forma toroidal [7],[4]. Esta configuración es el equivalente de tener gaps distribuidos por todo el núcleo, por lo que poseen gran estabilidad mecánica y capacidad de almacenar energía y bajas pérdidas por corriente de Foucault. No obstante, no poseen una permeabilidad relativa muy alta, esta queda en función del tamaño y espacio entre las partículas de hierro. Puede llegar a alto niveles de B y soportar altas temperaturas.

2.3.3.d. Vidrio metálico o metales amorfos a base de hierro

Se les llama de esta manera por la estructura química parecida a la del vidrio [4],[7], compuesta por una aleación amorfa de un elemento ferromagnético, en general de hierro, con un elemento metálico como el Si, B y carbono. posee una resistencia 3 veces mayor a la chapa silicosa y mucho menor a la de la ferrita, un punto de saturación de 1,6[T] aproximadamente, permeabilidad muy alta y bajas pérdidas del núcleo si se lamina. No obstante, cuando la temperatura aumenta a 250°C el punto de saturación se puede reducir en un 30 %. En general se utilizan en aplicaciones de baja frecuencia como transformadores de pulso, transductores de corriente.

2.3.4. Comparación por nivel de frecuencia

Se realiza una comparación de las pérdidas para un rango de frecuencia entre 10 y 20 [kHz] y la saturación que posean los materiales mencionados anteriormente en [6], para una estructura del tipo CC laminada.

"El metal amorfo a base de hierro y el 6,5 % de acero al silicio son materiales competitivos para inductores de alta densidad de potencia en el rango de frecuencia baja a media y conducen a una solución de bajo costo y bajo peso/volumen para convertidores dc-dc de alta potencia."[6]

Basado en lo anterior es que se inclinará más por los 2 materiales mencionados para conformar el núcleo del inductor.

2.4. Pérdidas del núcleo

Las pérdidas son una importante limitante para el diseño de cualquier equipo eléctrico. Para que estas sean aceptables en el diseño de inductores el valor de ΔB , la diferencia entre B_{sat} y B_r , debe ser mucho menor que B_{sat} para que el núcleo no sea utilizado para su capacidad máxima.

2.4.1. Ecuación de Steinmetz

Se presenta la Ecuación (2.8), que representa las pérdidas del núcleo al ser excitada por una fuente sinusoidal [7], por lo que esta es utilizada en circuitos de corriente AC.

$$P_{fe} = K_c f^\alpha B_{max}^\beta \quad (2.8)$$

Donde P_{fe} son las pérdidas por unidad de volumen; B_{max} es la inducción máxima para una excitación sinusoidal a una frecuencia f ; K_c , α y β son constantes otorgadas por el fabricante.

Para el caso de corriente DC, se utiliza la Ecuación (2.9). Cuando existe un pequeño valor de ripple en la corriente se generan pérdidas que pueden ser representadas por la Ecuación de Steinmetz.

$$P_{fe} = K_c f^\alpha \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta \quad (2.9)$$

Donde ΔB es la densidad de flujo peak to peak. Además, se puede generalizar las pérdidas del núcleo como un factor de las pérdidas del devanado expresado en la Ecuación (2.10)

$$P_{fe} = \gamma P_{cu} \quad (2.10)$$

Donde γ se puede considerar 0 si es despreciable la variación de flujo.

2.5. Devanado

Un componente indispensable para crear equipos magnéticos son los devanados. Es un conductor enrollado en un sitio del núcleo, su material es el cobre y varía su espesor. Para el diseño de inductores de corriente DC los factores que nos interesa son las pérdidas del devanado, el número de vueltas y la densidad de corriente.

2.5.1. Pérdidas del devanado

La pérdidas por la resistencia del cobre queda representado como $I^2 R$, pero, para un devanado queda representada en la Ecuación (2.11) [7].

$$P_{cu} = \rho_w \frac{l_w}{A_w} I_{rms}^2 \quad (2.11)$$

Donde ρ_w es la resistividad del conductor, l_w la longitud conductor e I_{rms} la corriente rms por el devanado.

2.5.2. Densidad de corriente por los devanados

La relación del área total de conducción W_c , donde $W_c = N A_w$, de todos los conductores y devanados, con el área del devanado en la ventana del núcleo W_a , se define como

el factor de utilización de la ventana K_u [7] definida en la Ecuación (2.12).

$$K_u = \frac{W_c}{W_a} \quad (2.12)$$

Este factor en general varía entre los valores 0.2 a 0.8. Mientras más apretado el devanado, más cercano a 0.8. Este rango de valores incluye las medidas de seguridad expuestas en normas [7].

Se define la densidad de corriente como la corriente rms que fluye por el devanado sobre el área del devanado, expresado en la Ecuación (2.13).

$$J_0 = \frac{I_{rms}}{A_w} \quad (2.13)$$

Se puede definir el volumen del devanado como $V_w = MLT \cdot W_a$, por lo que hay otra forma de expresar las pérdidas del cobre según [7] expresada en Ecuación (2.14).

$$P_{cu} = \rho_w V_w K_u J_0^2 \quad (2.14)$$

2.5.3. Efecto skin y proximidad

Los avances en la electrónica de potencia van acompañados con el aumento en la frecuencia a la cual operan los equipos. La corriente DC fluye por el centro del conductor, pero no es lo mismo para la corriente AC que fluye por la periferia de la sección transversal. El efecto skin [2] es la profundidad ϵ a la cual se distribuye la corriente AC área del conductor, y queda plasmada en la Ecuación (2.15).

$$\epsilon = \frac{6,62K}{\sqrt{f_s}} [cm] \quad (2.15)$$

Donde ϵ es la profundidad en $[cm]$, K es 1 para el cobre y f_s es la frecuencia de operación en $[Hz]$. La frecuencia es el factor que determina del nivel de profundidad. Ahora bien, cuando se trabaja a alta frecuencia se posee corriente DC y corriente AC presente en el "ripple" de corriente ΔI .

El efecto de proximidad [2] es generado por trabajar a altas frecuencias. Es similar al efecto skin, en términos de que ambas generan corrientes de Foucault, ver Capítulo 8, en el conductor. La solución para tener esto bajo control es tener un conductor con la relación presentada en la Ecuación (2.16) lo más baja posible, cercano a 1.

$$R_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad (2.16)$$

2.6. Métodos de diseño

En general para el diseño de inductores, se presentan valores relacionados con el circuito al cual van a ir conectados como la tensión de entrada, frecuencia, potencia, corriente RMS entre otros. Comúnmente se solicita un valor de inductancia y el diseñador, relacionando

los valores del circuito con la teoría magnética, escoge un núcleo que mejor pueda satisfacer las condiciones o crea uno.

Para cumplir esto, el método que relaciona la energía que almacena el inductor con su volumen se llama Area Product (AP) [1],[7],[2]. Este es el producto entre el área de una ventana del núcleo con la sección transversal del mismo, que se presenta en la Ecuación (2.17)

$$AP = W_a A_c = \frac{2E}{B_{max} J_{max} K_u} [cm^4] \quad (2.17)$$

Donde W_a es el área de la ventana, A_c la sección transversal del núcleo, E la energía almacenada, B_{max} es la inducción máxima que por lo general es 0.8 veces B_{sat} , J_{max} la densidad de corriente y $K_u = W_c/W_a$ como el factor de utilización de la ventana. No obstante, este método está hecho para inductores no acoplados y generalizado para cualquier tipo de núcleo con un gap.

En [8], generalizan el diseño de inductores acoplados teniendo el objetivo de miniaturizar y disminuir el peso del inductor lo mayor posible. Esta no presenta un límite de niveles para el convertidor, el convertidor utilizado es denominado Buck. Presentan un núcleo laminado EI, donde determinan las relaciones de dimensiones a la inductancia propia y mutua para poder definir una función objetivo. Además, en base a la función objetivo de las dimensiones, se obtiene otra para determinar el peso respecto al volumen del núcleo, y con eso ya se realiza la optimización.

En [9], analizan los inductores acoplados durante el modo continuo de conducción (CCM) en un convertidor boost. Realizan el cálculo de las inductancias equivalentes por pierna por estado de los interruptores. Luego, calculan el punto máximo de flujo magnético según la geometría del núcleo, y se propone un método de diseño respecto a este último determinado los ciclos de trabajo óptimos por rango de ciclo de trabajo y enlace de flujo. Por último, validan los resultados experimentales para un cargador de batería de 1 [kW].

En [10] para un convertidor interleaved de 2 piernas, con inductores acoplados de núcleo EI se define un método de diseño específico para este tipo de convertidor y forma de núcleo para CCM. Se obtiene una nueva ecuación del método AP para poder seleccionar el núcleo. Además, se calcula el número de vueltas, longitud del gap. Finalmente, se valida el método propuesto con simulación y resultados experimentales en baja potencia.

2.7. Contexto

Se presenta un convertidor interleaved boost de 3 piernas en la Figura 2.11. Este convertidor por lo general es utilizado como corrector de factor de potencia, aplicaciones relacionada con la electro movilidad y generación fotovoltaica [10]. Este mejora de buena manera el ripple de corriente en general de todo el circuito. Sin embargo, se debe de conectar un inductor por cada cada pierna que vaya a poseer, aumentado considerablemente los componentes, la complejidad del convertidor y el volumen.

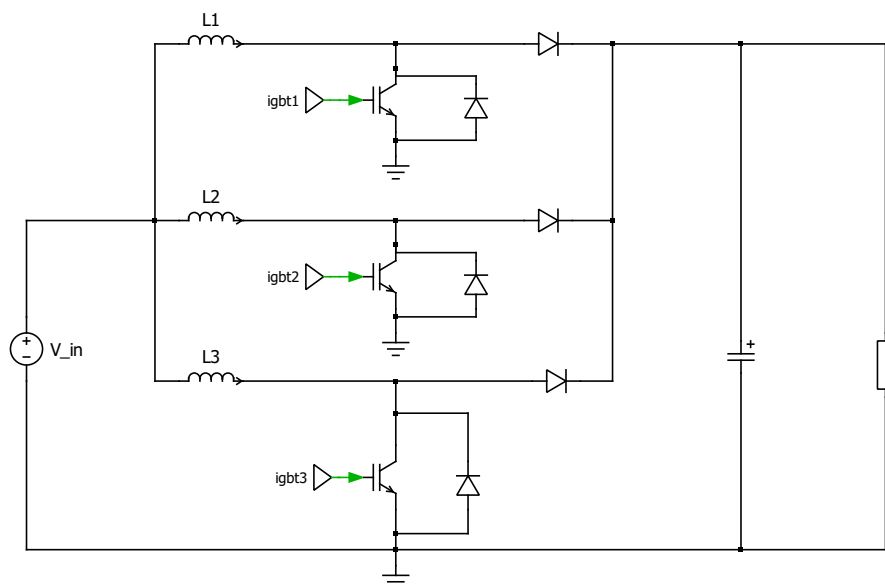


Figura 2.11: Convertidor boost interleaved de 3 niveles.

Capítulo 3

Propuesta de diseño

Con el propósito de disminuir sustancialmente la cantidad de componentes y peso del convertidor, se presenta la Figura 3.1 como propuesta. Se presenta un convertidor boost interleaved de 2 piernas y se integra al circuito un inductor acoplado.

Se pretende implementar un acoplamiento inverso, la cual puede disminuir el tamaño del núcleo comparado con el acoplamiento positivo [10] que es nuestro principal objetivo. Además, introducir una metodología de diseño y selección de núcleos ferromagnéticos para los fines antes mencionados específicamente para convertidor boost de 2 piernas.

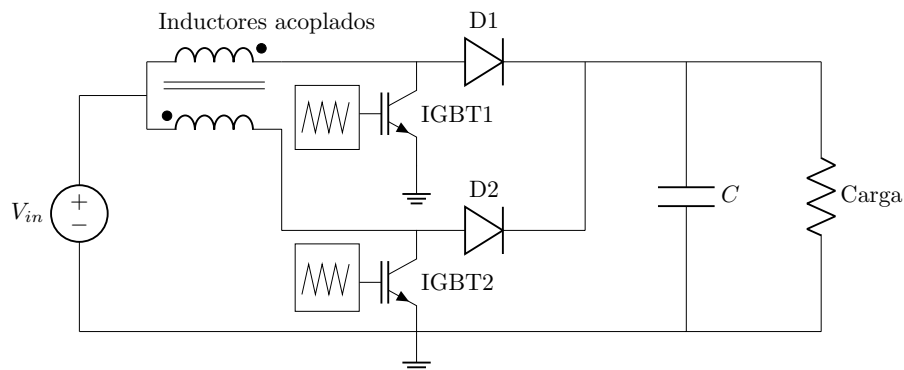


Figura 3.1: Nueva configuración propuesta para el convertidor boost interleaved.

Además, a modo de generar información, se utilizará una sección específica de componentes tipo U e I de ferrita presenten en el laboratorio de electromovilidad en el apartado experimental. Además, se utilizará un gap variables para analizar su impacto en las variables eléctricas.

3.1. Método de acoplamiento

Existen 2 métodos de acoplamiento: El acoplamiento directo y el inverso como se muestra en las Figura 3.2 y 3.3 respectivamente. La principal diferencia de estos métodos es si se refuerza el flujo magnético o no en los devanados. El acoplamiento directo refuerza el flujo entre las bobinas, y el inverso los disminuye. Esto se puede ver en la imágenes antes mencionadas, donde las flechas indican el sentido del flujo por el núcleo.[8]

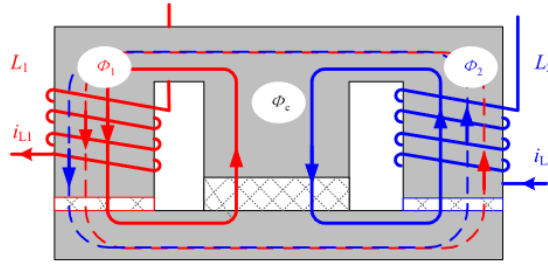


Figura 3.2: Núcleo EI ejemplificando el comportamiento del flujo para inductores acoplados de manera directa [8].

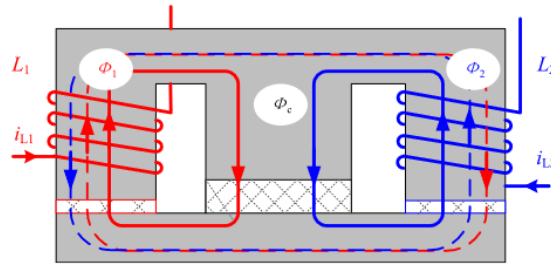


Figura 3.3: Núcleo EI ejemplificando el comportamiento del flujo para inductores acoplados de manera inversa [8].

Se puede apreciar que el acoplamiento positivo, al reforzar el flujo por cada devanado, se posee un flujo DC en las piernas externas es mayor comparado con las del acoplamiento inverso. Esto es un inconveniente ya que al tener mayor flujo, se puede tener saturación en las piernas externas.

Además, existen flujo AC existentes en las piernas externas para ambos tipos de acoplamiento, al agregar que la diferencia entre las tensiones es otorgada por los interruptores, siendo esta de 180° , se tiene que en el acoplamiento directo el flujo AC en la pierna central es mayor comparada con la inversa, se traduce en mayores pérdidas.

Por estas razones, es que se inclinaría a elegir el acoplamiento inverso por sobre el directo. No obstante, No serían razones suficientes para descartar el acoplamiento directo.

3.1.1. Análisis eléctrico del acoplamiento

Para ver la influencia del tipo de acoplamiento en el circuito eléctrico se plantea la ley del elemento en ambos inductores obteniendo las siguientes ecuaciones.

$$\begin{aligned} V_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ V_2 &= L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ V_2 &= L_2 \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_1}{dt} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Donde la Ecuación (3.1) representa el acoplamiento directo y la Ecuación (3.2) el inverso. Este orden respectivo continuará para todo el resto del análisis.

Desde aquí los valores de inductancia propia y el factor de acoplamiento tienen la forma $L_1 = L_2 = L$ y $k = M/L$. Al despejar la variación de la corriente por cada inductor de la Ecuación (3.2) y Ecuación (3.1) se obtienen la Ecuación (3.3) y Ecuación (3.4).

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{(V_1 - kV_2)}{(1 - k^2)L} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{(V_2 - kV_1)}{(1 - k^2)L} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{(V_1 + kV_2)}{(1 - k^2)L} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{(V_2 + kV_1)}{(1 - k^2)L} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Al igual que antes, solo se presenta una variación en el signo de las tensión en el denominador, por lo que se tendrá que ver la influencia de los estados de los IGBT para poder apreciar el efecto del acoplamiento. Se presenta un desarrollo algebraico para saber el origen y forma de las inductancias equivalentes posteriormente mencionadas. Los estados posibles de los IGBT se presentan en la Tabla 3.1, obteniendo valores de inductancias equivalentes por estado vistas en la Tabla 3.2 y 3.3.

Tabla 3.1: Estados posibles de los IGBT junto a las tensiones de los inductores.

Modo	S_1	S_2	$V_1[V]$	$V_2[V]$
1	1	0	V_{in}	$V_{in}-V_{out}$
2	0	0	$V_{in}-V_{out}$	$V_{in}-V_{out}$
3	0	1	$V_{in}-V_{out}$	V_{in}
4	1	1	V_{in}	V_{in}

Para el modo 1, acoplamiento inverso se tiene:

$$\begin{aligned}
 V_2 &= \frac{-DV_1}{1-D} \\
 \frac{di_1}{dt} &= \frac{\left(V_1 + k \cdot \left[\frac{-DV_1}{1-D}\right]\right)}{(1-k^2)L} \\
 \frac{di_1}{dt} &= V_1 \cdot \frac{\left(1 - k \cdot \left[\frac{D}{1-D}\right]\right)}{(1-k^2)L} \\
 V_1 &= L \cdot \frac{(1-k^2)}{\left(1 - k \cdot \left[\frac{D}{1-D}\right]\right)} \cdot \frac{di_1}{dt} \\
 V_1 &= L_{eq1} \cdot \frac{di_1}{dt}
 \end{aligned}$$

Tabla 3.2: Inductancias equivalentes dependiendo del estado de los IGBT para el acoplamiento directo.

Modo	S_1	S_2	Inductancia equivalente[H]
1	1	0	$L_{eq1} = L \cdot \frac{1-k^2}{1+k \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}$
2	0	0	$L_{eq2} = L \cdot (1+k)$
3	0	1	$L_{eq3} = L \cdot \frac{1-k^2}{1+k \cdot \left(\frac{1-D}{D}\right)}$
4	1	1	$L_{eq4} = L \cdot (1+k)$

Tabla 3.3: Inductancias equivalentes dependiendo del estado de los IGBT para el acoplamiento inverso.

Modo	S_1	S_2	Inductancia equivalente[H]
1	1	0	$L_{eq1} = L \cdot \frac{1-k^2}{1-k \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)}$
2	0	0	$L_{eq2} = L \cdot (1-k)$
3	0	1	$L_{eq3} = L \cdot \frac{1-k^2}{1-k \cdot \left(\frac{1-D}{D}\right)}$
4	1	1	$L_{eq4} = L \cdot (1-k)$

La estructura de las inductancias equivalentes para ambos acoplamientos son similares con la diferencia de un signo. No obstante, esa diferencia determina que para el acoplamiento directo, no existe el caso de que $L_{eq} > L$. No así para el acoplamiento inverso.

Esto indica que el acoplamiento inverso nos puede entregar corriente con ripple menor por pierna en ciertas condiciones de operación, por lo que se elige el acoplamiento inverso para el diseño.

3.2. Estado estacionario

Para determinar el desempeño del diseño se analiza el estado estacionario de las corrientes por los inductores y a la entrada del convertidor. Esto se realizará con inductores

acoplados y no acoplados a modo de comparación. Incorporar un inductor acoplado es, esencialmente, mantener la inductancia en estado transitorio y aumentar la inductancia en estado estacionario respecto de un sistema de inductores desacoplados [8]. Se presentan 2 gráficos en la Figura 3.4, donde se muestra el comportamiento de la corriente de los inductores acoplados según sea el estado de los IGBT en el convertidor.

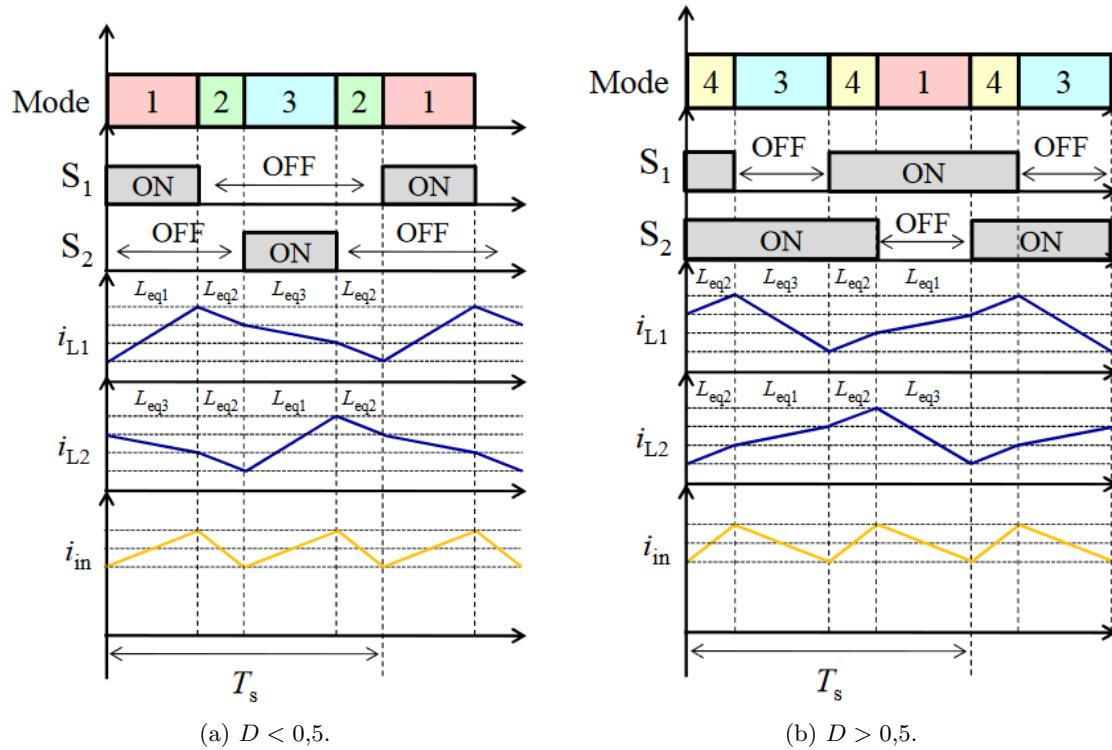


Figura 3.4: Forma de ondas típicas de corriente y tensión para inductores acoplados método inverso [9].

Se puede ver en (a) que la corriente definida como i_{L1} presenta 4 combinaciones de estados de los IGBT, los cuales presentan una inductancia equivalente anteriormente calculadas. Con L_{eq1} como la inductancia que presenta mayor variación de corriente en $D < 0,5$ y L_{eq3} para $D > 0,5$.

Del gráfico se puede representar la variación en estado estacionario de corriente por los inductores acoplado de manera inversa, se plantean la Ecuación (3.5), y (3.6) que representa la variación de corriente para no acoplados. Estas expresiones están generalizadas y desarrolladas en [11], por lo que se adapta para el caso a estudiar.

$$\begin{aligned}\Delta i_{L1} &= \frac{V_{in} D}{2L_{eq1} f_s} \\ \Delta i_{L2} &= \frac{(V_{in} - V_{out}) D}{2L_{eq3} f_s}\end{aligned}\tag{3.5}$$

$$\begin{aligned}\Delta i'_{L1} &= \frac{V_{in}D}{2Lf_s} \\ \Delta i'_{L2} &= \frac{(V_{in} - V_{out})D}{2Lf_s}\end{aligned}\tag{3.6}$$

Ecuación (3.5) representa la variación en estado estacionario de la corriente por cada inductor, donde se generalizó para todos los estados con las inductancias equivalentes L_{eq1} y L_{eq3} . Juntando (3.5) y (3.6) se obtiene la Ecuación (3.7)

$$\begin{aligned}\frac{\Delta i'_1}{\Delta i_1} &= \frac{L}{L_{eq1}} \\ \frac{\Delta i'_2}{\Delta i_2} &= \frac{L}{L_{eq3}}\end{aligned}\tag{3.7}$$

De esta se encuentra una relación entre la variación de corriente por cada inductor para ambos casos.

El objetivo final de este diseño es analizar el comportamiento de la corriente a la entrada, por lo que se plantea la Ecuación (3.8) y (3.9) para un $D < 0,5$, siendo estas las sumas de corriente por los inductores [11].

$$\begin{aligned}\Delta I_{in} &= \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \\ \Delta I_{in} &= \frac{V_{in}}{2fL_{eq2}} \cdot \left(\frac{D(1-2D)}{1-D} \right)\end{aligned}\tag{3.8}$$

$$\begin{aligned}\Delta I'_{in} &= \Delta i'_{L1} + \Delta i'_{L2} \\ \Delta I'_{in} &= \frac{V_{in}}{2fL} \cdot \left(\frac{D(1-2D)}{1-D} \right)\end{aligned}\tag{3.9}$$

De la Ecuación (3.8) se desprende que la variación de corriente de entrada depende de L_{eq2} y a mayor sea este, el ripple de entrada será menor. No obstante, para que L_{eq2} aumente se debe tener un factor de acoplamiento menor.

Al hacer la razón la Ecuación (3.9) y (3.8) se obtiene la Ecuación (3.10) que es la relación que compara las corrientes de entrada de inductores acoplados con no acoplados.

$$\frac{\Delta I'_{in}}{\Delta I_{in}} = 1 - k\tag{3.10}$$

Esto significa que el ripple de la corriente de entrada del convertidor boost para inductores acoplados es mayor respecto a inductores desacoplados para todo valor que tome el factor de acoplamiento. Sin embargo, el nivel de ripple presente en la corriente de entrada puede ser mínimo al trabajar con un factor de acoplamiento alto y un ciclo de trabajo en el intervalo restringido.

En [11] se presenta una generalización del ripple de corriente en estado estacionario, por lo que se presenta la Ecuación (3.11) que refleja el ripple de corriente para todo valor de ciclo de trabajo en el caso propuesto.

$$\Delta I_{in} = \begin{cases} \frac{V_{in}}{2fL_{eq2}} \cdot \left(\frac{D(1-2D)}{1-D} \right) & \text{si } 0 < D \leq 0,5 \\ \frac{V_{in}}{2fL_{eq2}} \cdot (2D - 1) & \text{si } 0,5 < D \end{cases} \quad (3.11)$$

Para apreciar de mejor manera el comportamiento, se presenta la Figura 3.5. Se ve que a medida que aumenta el valor de k el ripple a la entrada es mayor y es similar al gráfico presente en [11].

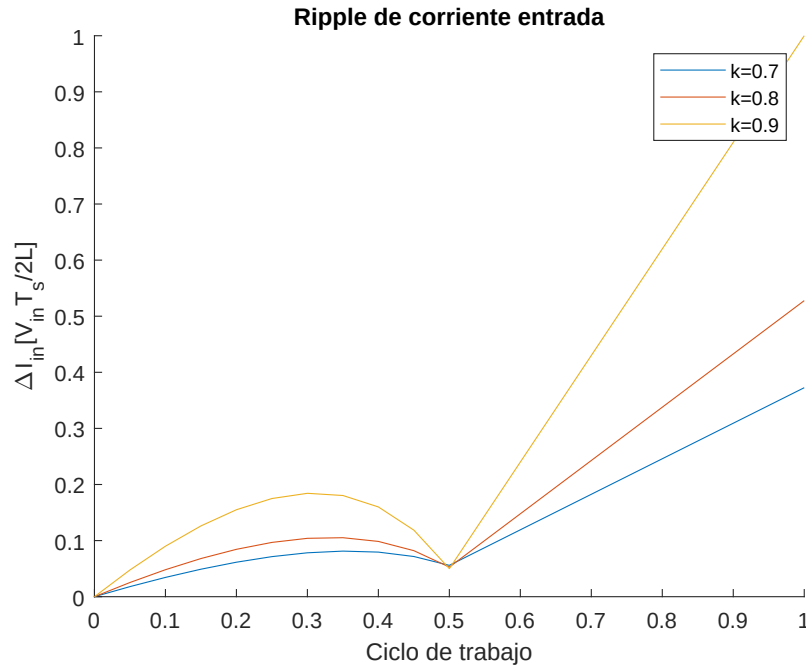


Figura 3.5: Gráfico de ΔI_{in} normalizado respecto al ciclo de trabajo D para valores de k .

Adicional a esto, con la finalidad de visualizar la región en la cual es más seguro operar, procurando que la inductancia equivalente sea mayor a la simple, se presenta un gráfico con la relación de L_{eq1} con M normalizados respecto a la inductancia L y con todo el rango de posible del ciclo de trabajo. Los ideal es tener valores de L_{eq1}/L mayores a 1.

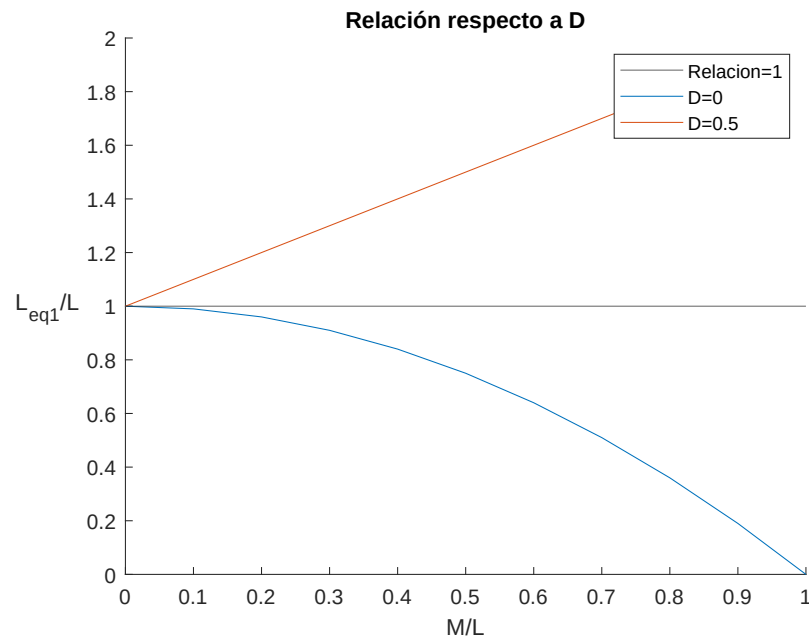


Figura 3.6: Gráfico de L_{eq1} respecto al factor de acoplamiento k para 0 y 0,5 de ciclo de trabajo.

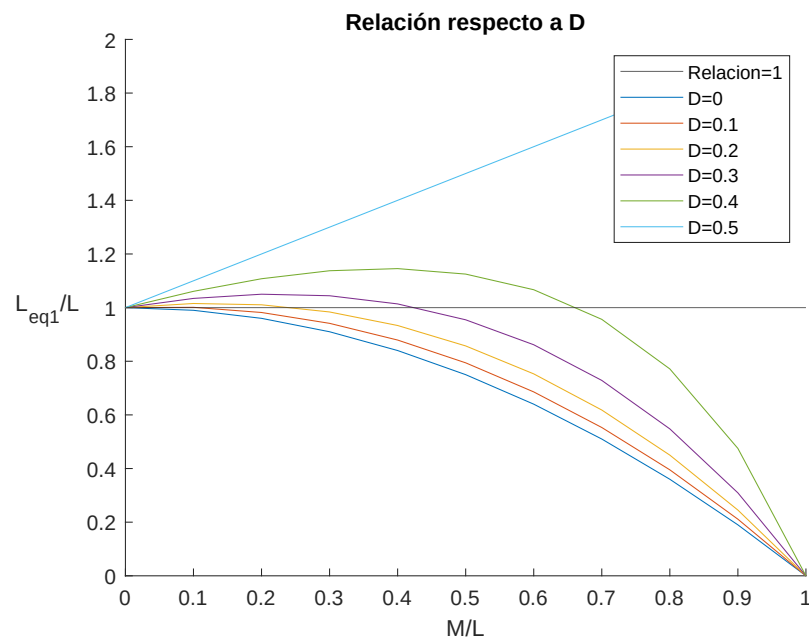


Figura 3.7: Gráfico de L_{eq1} respecto al factor de acoplamiento k para un rango de valor de D .

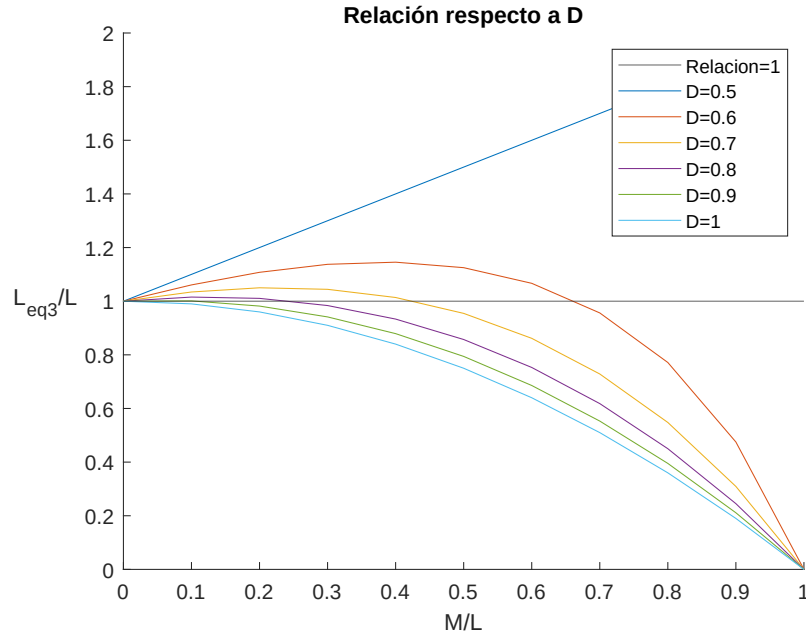


Figura 3.8: Gráfico de L_{eq3} respecto al factor de acoplamiento k para un rango de valor de D .

La Figura 3.6 representa los extremos de este análisis para los valores del ciclo de trabajo. Cuando $D = 0$ no existe momento en que la relación establecida entre las inductancias sea mayor a 1. Sin embargo, para $D = 0,5$ siempre será mayor a 1.

Para complementar lo anterior se agregan todos los valores posibles del ciclo de trabajo obteniendo la Figura 3.7 y Figura 3.8. Para la Figura 3.7 para el valor $D = 0,4$ la relación supera el valor de 1 hasta el intervalo de $K = 0,6$ y $K = 0,7$ al igual cuando $D = 0,6$ ilustrado en la Figura 3.8. Estos son los valores más favorables para el análisis por lo que para el diseño se espera obtener mejores resultados para este intervalo entre 0,4 y 0,6 del ciclo de trabajo dependiendo del factor de acoplamiento establecido.

3.2.1. Análisis circuito magnético

Antes de poder realizar el análisis a los circuitos magnéticos, es necesario establecer las consideraciones respectivas. Primero, en la representación del circuito de reluctancia no se considerará la inductancia de dispersión para la elección del modelo, esto para poder simplificar el análisis, pero para la simulación si se considerará y calculará. Segundo, la permeabilidad del material es mucho más alta que la del aire. Por último, se asume perfectamente simétrico la estructura a estudiar y la distribución de corrientes es equitativa para ambos circuitos eléctricos.

Para poder determinar que modelo de núcleo usar se presentan 2 tipos, núcleo laminado tipo UI y EI. primero, se analizará el tipo UI para comprender las restricciones y beneficios que este nos pueda traer para el diseño y funcionamiento, y se realizará el mismo procedimiento para el EI.

Como se mencionó anteriormente, se trabajará en términos de reluctancia el circuito propuesto. Para realizar este análisis se considera que la distancia del gap es mucho menor

al área transversal del núcleo, y se desprecian los efectos de borde.

El núcleo UI queda representado en la Figura 3.9, este presenta 2 gaps y 2 fuentes acopladas de manera inversa. Se plantea Ampere junto al desarrollo en la Ecuación (3.12) con $\phi_1 = -\phi_2$ y $N_1 = N_2$.

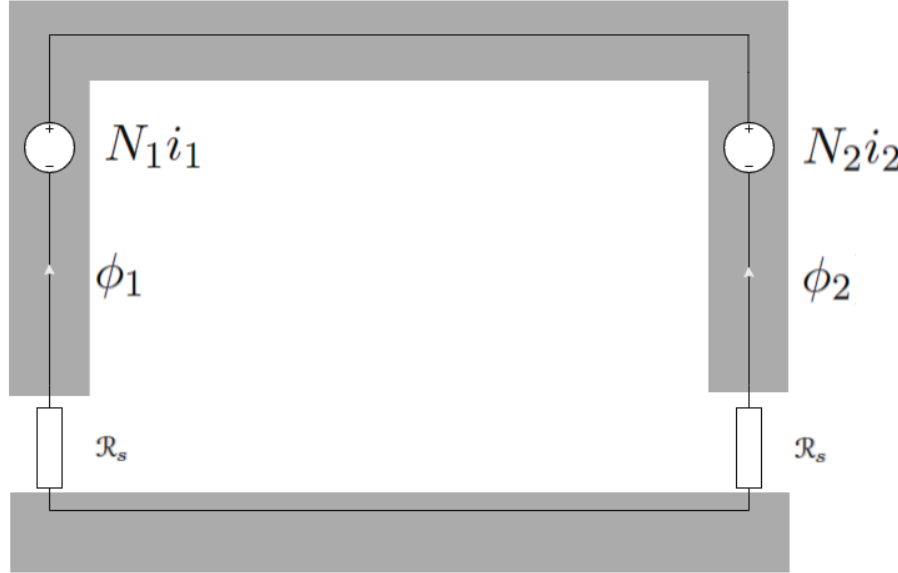


Figura 3.9: Núcleo tipo UI, con 2 gaps y devanados.

$$\begin{aligned}
 N i_1 - N i_2 &= \mathcal{R}_s \phi_1 - \mathcal{R}_s \phi_2 \\
 \phi_1 &= \frac{N i_1}{2 \mathcal{R}_s} - \frac{N i_2}{2 \mathcal{R}_s} / \cdot N \frac{d}{dt} \\
 N \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{N^2}{2 \mathcal{R}_s} \frac{d i_1}{dt} - \frac{N^2}{2 \mathcal{R}_s} \frac{d i_2}{dt} \\
 \frac{N^2}{2 \mathcal{R}_s} &= L = M
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Se determina que la inductancia propia y la mutua poseen el mismo valor, lo que no es posible dadas las ecuaciones determinadas anteriormente en la Tabla 3.3. Por esta razón es que se descarta este tipo de núcleo para el acoplamiento que se quiere utilizar.

Ahora se analizará para el núcleo tipo EI, presentado en la Figura 3.12

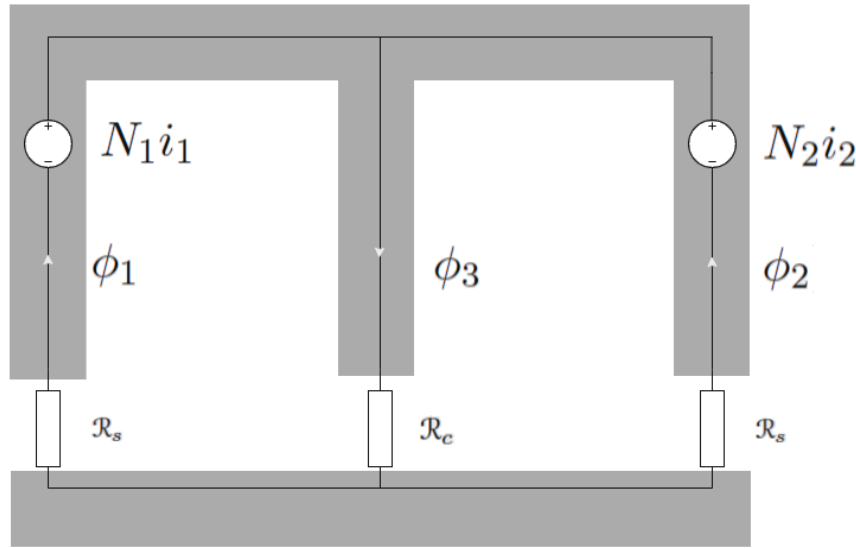


Figura 3.10: Modelo magnetoresistivo del núcleo a diseñar.

Donde $\mathcal{R}_s$ será la reluctancia de las piernas externas siendo esta iguales en ambas piernas, $\mathcal{R}_c$ la reluctancia de la pierna central, $\phi_{1,2,3}$ los flujos respectivos por pierna, esta notación se mantendrá para el resto del trabajo. Utilizando la Ley de Ampere se obtienen la Ecuación (3.13) y Gauss la Ecuación (3.14).

$$\begin{aligned} N_1 i_1 &= \mathcal{R}_s \phi_1 + \mathcal{R}_c \phi_3 \\ N_2 i_2 &= \mathcal{R}_s \phi_2 + \mathcal{R}_c \phi_3 \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\phi_3 = (\phi_1 + \phi_2) \quad (3.14)$$

Al juntar ambas ecuaciones y despejar los flujos por la piernas externas se obtiene la Ecuación (3.15).

$$\begin{aligned} \phi_1 &= i_1 \cdot \frac{N_1 \cdot (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c)}{\beta} - i_2 \cdot \frac{N_2 \mathcal{R}_c}{\beta} \\ \phi_2 &= i_2 \cdot \frac{N_2 \cdot (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c)}{\beta} - i_1 \cdot \frac{N_1 \mathcal{R}_c}{\beta} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Donde $\beta = \mathcal{R}_s^2 + 2\mathcal{R}_s \mathcal{R}_c$. Utilizando la Ecuación (2.2), se deriva el sistema de ecuaciones anterior y se multiplica por el número de vueltas del devanado por el cual cruza el flujo se obtiene la Ecuación (3.16).

$$\begin{aligned} v_1 &= N_1 \cdot \frac{d\phi_1}{dt} = \frac{di_1}{dt} \cdot \frac{N_1^2 \cdot (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c)}{\beta} - \frac{di_2}{dt} \cdot \frac{N_2 N_1 \mathcal{R}_c}{\beta} \\ v_2 &= N_2 \cdot \frac{d\phi_2}{dt} = \frac{di_2}{dt} \cdot \frac{N_2^2 \cdot (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c)}{\beta} - \frac{di_1}{dt} \cdot \frac{N_1 N_2 \mathcal{R}_c}{\beta} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Se obtiene un sistema similar al presentado en la Ecuación (3.4). Asumiendo que $N_1 = N_2$ y $A_c = 2A_s$, los valores de inductancias y factor de acoplamiento quedan representados en la Ecuación (3.17):

$$\begin{aligned} L &= \frac{N^2 \cdot (\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c)}{\mathcal{R}_s^2 + 2\mathcal{R}_s\mathcal{R}_c} \\ M &= \frac{N^2\mathcal{R}_c}{\mathcal{R}_s^2 + 2\mathcal{R}_s\mathcal{R}_c} \\ k &= \frac{M}{L} = \frac{\mathcal{R}_c}{\mathcal{R}_s + \mathcal{R}_c} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_s &= \frac{1}{\mu_r\mu_0} \cdot \frac{l_s}{A_s} + \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{g_s}{A_s} \\ \mathcal{R}_c &= \frac{1}{\mu_r\mu_0} \cdot \frac{l_c - g_c}{A_c} + \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{g_c}{A_c} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Por lo que el factor de acoplamiento queda directamente relacionado con las distancias de los gaps y la permeabilidad del material. Además, $k < 1$ para todos los casos.

Este modelo tiene el beneficio de reducir el flujo AC generado en la columna central para el acople inverso. Sin embargo, también aumentaría el requerimiento para flujo DC en este misma, ya que los flujos se suman.

3.3. Modelos de núcleos

Ahora bien, por simplicidad se evaluarán 3 casos posibles para el modelo presentado, esto con el objetivo de ver la influencia de la distribución de los gaps en el factor de acoplamiento y los beneficios que cada modelo entrega. Se presentan en la Figura 3.11.

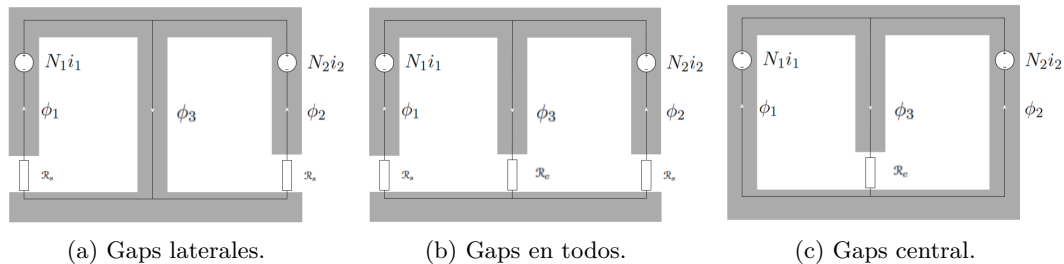


Figura 3.11: Modelos de núcleo a utilizar para el diseño.

Para el caso presentado en (a), si se escoge un material con permeabilidad muy alta, el acoplamiento entre los devanados vendría siendo muy bajo, ya que, la columna central presentaría un camino de menor reluctancia que las externas. Esto no es lo que se busca, ya que, tener un grado de acoplamiento alto, aumenta la cancelación de flujo DC por las

piernas, lo que se traduce en menor riesgo de saturación y menores pérdidas. Además, como la columna central no posee gap y los flujos DC se suman, se tiene una alta posibilidad de que se sature.

Para (b), como se poseen gaps en todas las piernas se descarta la posibilidad de saturar. Sin embargo, al remplazar directamente en la Ecuación (3.18), como $g_c = g_s$ y $l_c = l_s$, el factor de acoplamiento tenderá al valor de 0,333 independiente del valor que tome el gap, lo cual no es deseado.

Para (c), como las columnas laterales presentan un camino de menor reluctancia, el flujo estará principalmente presentes en estas, por lo que la cancelación del flujo DC estará más presente y disminuye la posibilidad de saturar. Además, el factor de acoplamiento dependerá del gap central, de tal manera que a mayor distancia que tenga el gap mayor será el factor de acoplamiento, teniendo valores mayores a 0,333. Además, es más simple de diseñar al tener solo un gap.

3.3.1. Variables de interés para el diseño

Se presenta la Figura 3.12, como el modelo magneto resistivo seleccionado par el diseño del núcleo. Dadas la consideraciones de la sección anterior se procese a calcular la reluctancia por pierna en la Ecuación (3.18).

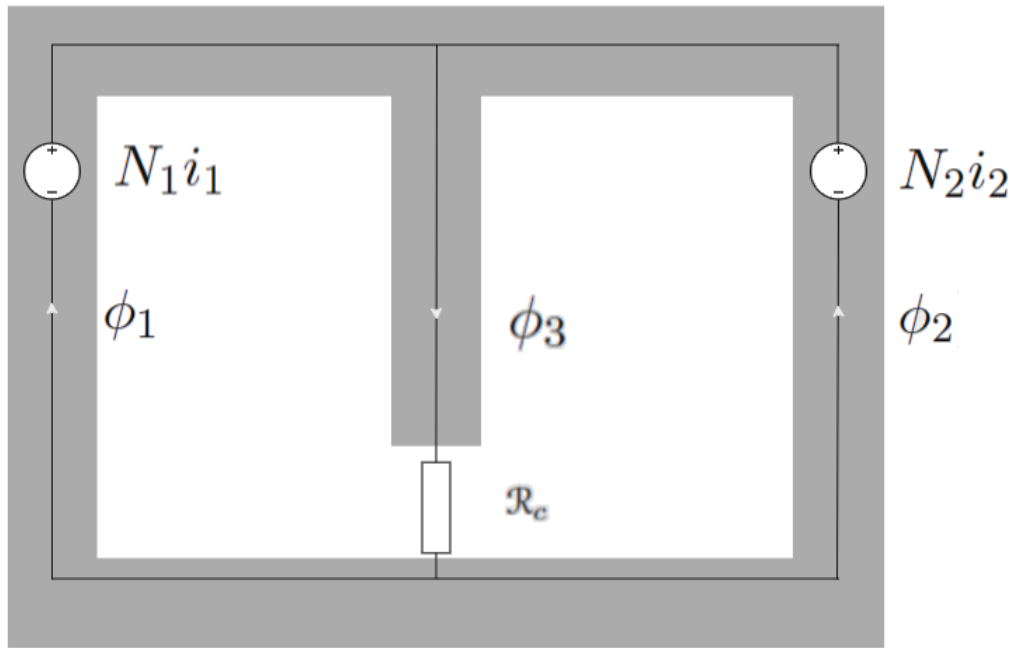


Figura 3.12: Modelo magneto-resistivo del núcleo a diseñar.

Siendo $l_{s,c}$ el largo de las columnas, $g_{s,c}$ la longitud de los gaps, $A_{s,c} = e \cdot a_{s,c}$ el área de cada sección con e el espesor y $a_{s,c}$ el ancho de cada pierna.

Por simplicidad de diseño se considera que $A_c = 2A_s$, $l_s = l_c$, y $g_s = 0$. Con esto, se puede despejar el valor del gap central en términos del factor de acoplamiento y valores estructurales del núcleo. Utilizando la Ecuación (2.5), (3.17) y (3.18) se obtiene la

Ecuación (3.19).

$$\begin{aligned}
 k &= \frac{l_c + g_c(\mu_r - 1)}{3l_c + g_c(\mu_r - 1)} \\
 g_c &= \frac{l_c(1 - 3k)}{(\mu_r - 1)(k - 1)} \\
 L &= N^2 \mu_0 \mu_r A_c \cdot \left(\frac{3l_c + \mu_r g - g}{8l_c^2 + 4\mu_r l_c g_c - 4l_c g_c} \right)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Con esto se definen los factores más importantes para determinar si el diseño es válido.

Además, se aplicará el mismo análisis para núcleos con la sección de la columna central igual a las laterales con el objetivo de comparar y ampliar los núcleos útiles para este diseño. Con esto se llegan a los resultados de la Ecuación (3.20).

$$\begin{aligned}
 k &= \frac{l_c + g_c(\mu_r - 1)}{2l_c + g_c(\mu_r - 1)} \\
 g_c &= \frac{l_c(1 - 2k)}{(\mu_r - 1)(k - 1)} \\
 L &= N^2 \mu_0 \mu_r A_c \cdot \left(\frac{2l_c + \mu_r g - g}{3l_c^2 + 2\mu_r l_c g_c - 2l_c g_c} \right)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Comparando la Ecuación (3.19) con la Ecuación (3.20), se ve que las variables más afectadas son la de inductancia y el gap, ya que los parámetros que más influyen son los que poseen la permeabilidad relativa y el factor de acoplamiento respectivamente.

Para la inductancia se puede apreciar que la fracción en paréntesis aumenta aproximadamente al doble dado que, como el largo del núcleo y del gap se asumen mucho más pequeños que la permeabilidad relativa, el factor pasa de $4\mu_r l_c g$ a $2\mu_r l_c g$. Como se mantiene el valor A_c , el único factor que puede variar es el número de vueltas y, como son inversamente proporcionales, se determina que debe disminuir el número de vueltas.

Para el gap al variar el numerador de $3k$ a $2k$, determina que la longitud del gap es más pequeña si el área de la columna central es igual a la columna externa. Como todo posee la misma sección, el camino de reluctancia será el mismo para todo el circuito, lo cual implica que una pequeña distancia del gap es suficiente. En cambio, cuando la columna central posee el doble del área de las columnas laterales, la reluctancia es la mitad para la columna central, por lo que se necesitará un gap mayor para favorecer el camino de las columnas laterales.

Por último, al disminuir el área también afecta la inducción total en la columna central del núcleo. Como se pretende implementar un acoplamiento inverso, la columna central tiene mayor concentración de flujo que las columnas laterales, por lo que se puede correr riesgo de saturación.

3.4. Procedimiento de diseño

En este procedimiento se rescata lo obtenido en [10] al determinar un nuevo método AP para la estructura de núcleo que se propuso.

3.4.1. Datos de entrada

Primero que todo, son necesarias las especificaciones del convertidor, estas se presentan en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4: Especificaciones convertidor boost interleaved.

Datos	Valor
V_{in}	$43 - 72[V]$
V_{out}	$144[V]$
D_{max}	$0,7$
P_{in}	$15000[kW]$
k	$0,9$
f	$10 - 20[kHz]$

3.4.2. Cálculo de inductancias

Recordando la Ecuación (3.10), se puede determinar el valor de inductancia necesario para un cierto nivel de ripple. Se utilizará de referencia una inductancia de $900[\mu H]$ como dato entregado del convertidor por lo que se puede calcular el ripple de corriente esperado para este valor de inductancia.

Sabiendo la tensión de entrada, el ciclo de trabajo y la potencia, la inductancia mínima que debe operar en el circuito para el peor caso ($D = 0,7$ y $f = 10[kHz]$ con un ripple del 10 % por fase), la inductancia queda expresada como:

$$L_{eq} \geq \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{fase} \cdot f} = 121[\mu H] \quad (3.21)$$

$$L_1 \geq L_{eq} \frac{1 - k^{\frac{1-D}{D}}}{1 - k^2} = 391[\mu H] \quad (3.22)$$

Por lo cual la referencia de inductancia está en condiciones para operar en este circuito.

Además, el calculo de la inductancia de dispersión se da según la Ecuación (3.23)[12].

$$L_{Disp} = (1 - k)L_1 = 900(1 - 0,9) = 90[\mu H] \quad (3.23)$$

3.4.3. Datos de diseño

Algunos datos de diseño son la densidad de corriente máxima J_{max} , inducción máxima B_{max} y el factor de utilización de la ventana K_u , este último como la parte que es utilizado por cobre en la ventana. Para J_{max} se escoge en base a la corriente que portan los conductores y a referencias anteriormente mencionadas escogiendo un valor de $200[A/cm^2]$, B_{max} por lo general es 0,8 veces la inducción máxima por lo que dependerá del material a utilizar. Por último, K_u también se escogerá en base a las referencias, donde este valor va de 0,3 a 0,8, en base a esto se escoge el valor de 0,4.

3.4.4. Determinar el área del conductor

Ya escogido J_{max} , el área del conductor se determinar como:

$$\frac{I_{Lrms}}{J_{max}} \leq A_w$$

Donde I_{Lrms} es el valor rms de la corriente por el inductor en el peor caso. Obtenido A_w se puede escoger el calibre del conductor.

3.4.5. Selección del núcleo

Utilizando el método AP propuesto en [10], se puede obtener el tamaño del núcleo. Está se define en la Ecuación (3.24).

$$AP = \frac{2 \cdot 10^4 I_{Lrms} \left[(L(1-k)I_{Ldcmax} + \frac{V_{in}D}{2f_s}) \right]}{B_{max}J_{max}K_u} [cm^4] \quad (3.24)$$

Donde I_{Ldcmax} es la corriente máxima que va a circular por cada inductor, I_{Lrms} la corriente rms que pasa por cada inductor.

3.4.6. Longitud de gap

Como en [10] se utilizan 3 gaps en total, 1 por cada columna, no se puede utilizar lo obtenido. Sin embargo, dado el estudio anterior de la estructura escogida se puede obtener la longitud del gap con la Ecuación (3.19) y también el factor de acoplamiento.

3.4.7. Número de vueltas

Ya con las dimensiones del núcleo, se puede calcular el número de vueltas según la Ecuación (3.19) ya que se tiene definido el valor de inductancia que se utilizará y la longitud del gap depende del núcleo y el factor de acoplamiento.

3.4.8. Chequear ventana

Obtenido el número de vueltas, se puede determinar el área que ocupa el devanado y comprobar que la selección del núcleo es la indicada. esto se cumple si:

$$NA_w \leq K_u A_w$$

Si esto no se cumple, el siguiente núcleo más grande debe ser escogido.

Capítulo 4

Verificación del procedimiento y simulación

En este capítulo, se evaluará el procedimiento anteriormente propuesto en un convertidor boost y se analizarán los resultados de la simulación para 2 materiales, las pérdidas relacionadas, el factor de acoplamiento, que no presente saturación y obtener distribución de corriente equitativa en ambos devanados, con lo cual se confirma el método. Utilizando la plataforma de simulación ANSYS, evaluaremos distintos materiales ferromagnéticos y sus propiedades, explorando cómo esta herramienta permite modelar y analizar de manera precisa el comportamiento de los núcleos.

4.1. Evaluación diseño

Por interés del laboratorio de electromovilidad de la universidad Técnico Federico Santa María, se desea saber la posibilidad de implementar un núcleo de chapa silicosa o ferrita, con lo cual se compararán estos materiales por niveles de frecuencia comunmente utilizados.

Como se puede observar en el Anexo, la Figura 8.2 muestra que la ferrita, referida como MPP, usualmente se trabaja en las frecuencias desde $10[kHz]$ a $1[MHz]$ con alimentación sinusoidal, siendo este un material más común para este tipo de aplicaciones de alta frecuencia. No obstante, la chapa silicosa, los materiales referidos como Fe-Si, no supera $1[kHz]$. Por esta razón, se decide simular en primera instancia la chapa silicosa, específicamente el material 20JNHF1300 con 0.2mm de espesor, para verificar el procedimiento y la posibilidad de utilizarlo en esta aplicación. Los datos se obtuvieron del catalogo [13].

Sin embargo, como se señaló anteriormente, se experimentará cno un núcleo de ferrita realizando también la simulación respectiva. Esto por que este material se presentaba ya disponible en el laboratorio con el interés de una sección específica.

Con esto se determina el valor AP necesario para el núcleo de chapa silicosa con la Ecuación (3.24) resultado en:

$$AP = 938[cm^4] \quad (4.1)$$

Se escoge el núcleo de referencia para la chapa silicosa de la compañía pailamilla Figura 8.5 L-100, que posee $100[mm]$ de ancho en la columna central, $50[mm]$ en las

laterales y un espesor de $13[mm]$ lo cual se obtiene un $AP = 975[cm^4]$. Junto a esto se determina que posee $N = 20$, $g = 3,4mm$, y un conductor mayor a $A_w = 125[mm^2]$ por lo que se escoge el conductor Kcmil250 que posee una sección de $126,8[mm^2]$ teniendo un diámetro aproximado de $12,5[mm]$.

4.1.1. Verificar ventana

Se procede a verificar si se cumple el requisito de ocupación de la ventana, lo cual cumple lo establecido.

$$\begin{aligned} NA_w &= 2536[mm^2] \\ k_u A_a &= 3000[mm^2] \end{aligned} \quad (4.2)$$

4.2. Simulación

Primero que todo, se utilizará la herramienta ANSYS Maxwell el cual es un software que ayuda a predecir el comportamiento del campo electromagnético en máquinas eléctricas a través del análisis y simulación por elementos finitos (FEA) para bajas y altas frecuencias de operación. Además, se utilizará ANSYS Simplorer/Twin Builder que es otro software integrado en ANSYS con capacidad de análisis de circuito multifísico para un esquema de componentes eléctricos, mecánicos, magnéticos y térmicos.

Un ambiente de simulación ideal para poder acoplar la electrónica de potencia del circuito boost con el diseño del inductor a través de un modelo en FEA Maxwell analizando tanto componentes magnéticos como eléctricos.

4.2.1. Diseño en ANSYS

En esta sección se mostrarán los resultados del diseño con los datos presentados en la sección anterior y evaluando una condición de operación específica, esto es una frecuencia de $10[kHz]$ y un ciclo de trabajo del 50 %, en el software ANSYS. Como se presenta un modelo de lazo abierto, se considera una resistencia en serie a la fuente de tensión DC para reducir los peak de corriente posibles en el circuito.

Se calcula resistencia del devanado según la Ecuación 4.3.

$$\begin{aligned} R_{dev} &= L/A_{dev} \\ R_{dev} &= 4,6[mohm] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Resultado de esto, parte de la tensión a la salida se cae en la resistencia en serie con la fuente. Sin embargo, para efectos de evaluar el diseño, se tomará en cuenta la corriente máxima, $500[A]$ a la entrada, obtenidas por el convertidor ensayado en el laboratorio para medir saturación, inductancia, factor de acoplamiento y pérdidas.

Se presenta la Figura 4.1 que representa el núcleo obtenido del diseño.

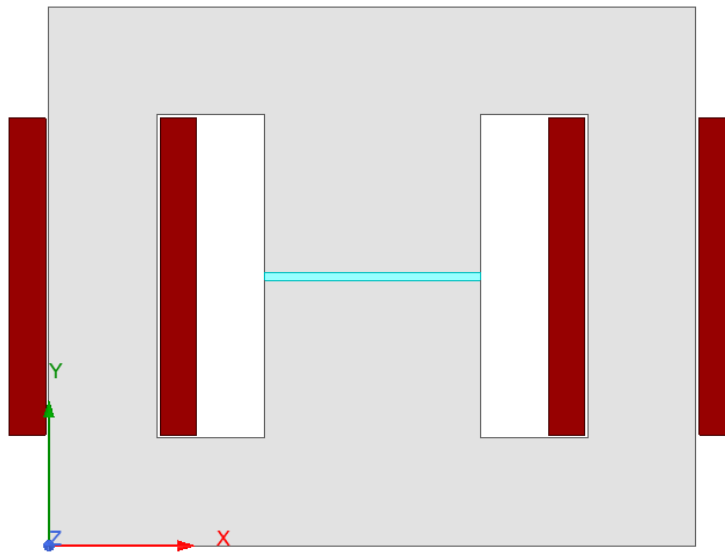


Figura 4.1: Modelo inductor acoplado 2D implementado en ANSYS Maxwell.

En esta se incluye todo lo especificado del núcleo L-100 y esto se integra a otro espacio de trabajo en el software llamado ANSYS Simplorer presentado en la Figura 4.2.

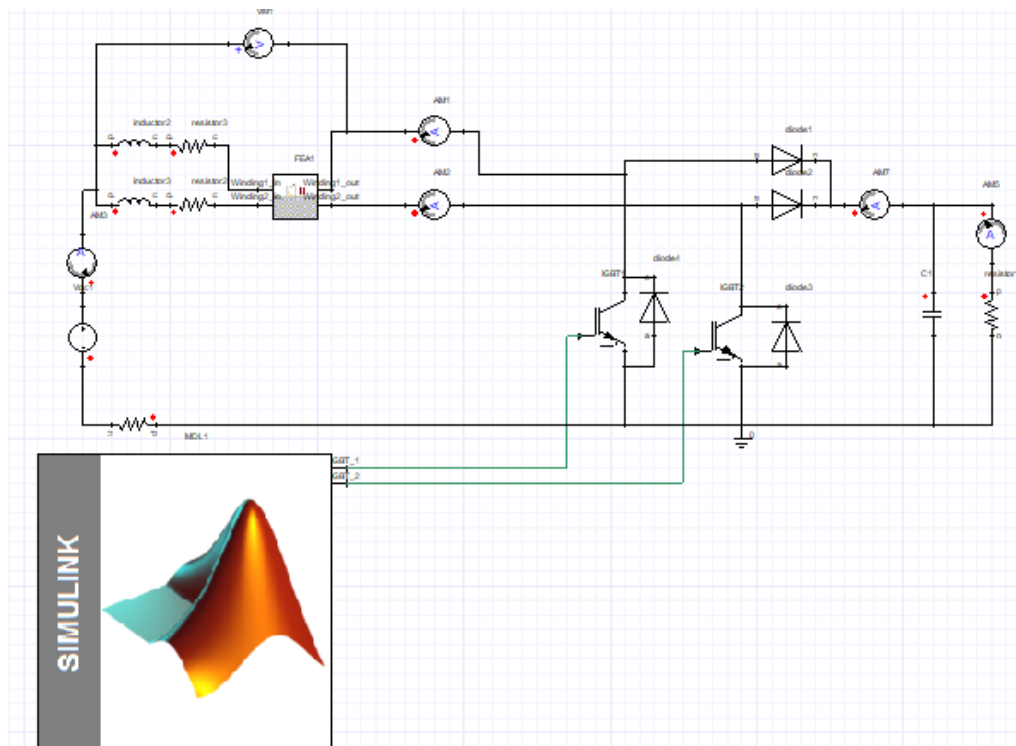


Figura 4.2: Modelo de circuito de potencia convertidor Boost con inductores acoplados modelados en ANSYS Maxwell.

Se presenta la propuesta del convertidor boost interleaved de 2 niveles integrando un inductor acoplado con una carga resistiva y un capacitor de $2200[\mu F]$. Este sistema se

enlaza con Matlab/Simulink para obtener los disparos requeridos para los IGBTs en lazo abierto.

4.2.2. Resultados y análisis de simulación

Se presentan los resultados obtenidos de la simulación de diversos parámetros eléctricos, como la corriente eléctrica de entrada y por devanado, la inductancia, el factor de acoplamiento y las pérdidas en el núcleo.

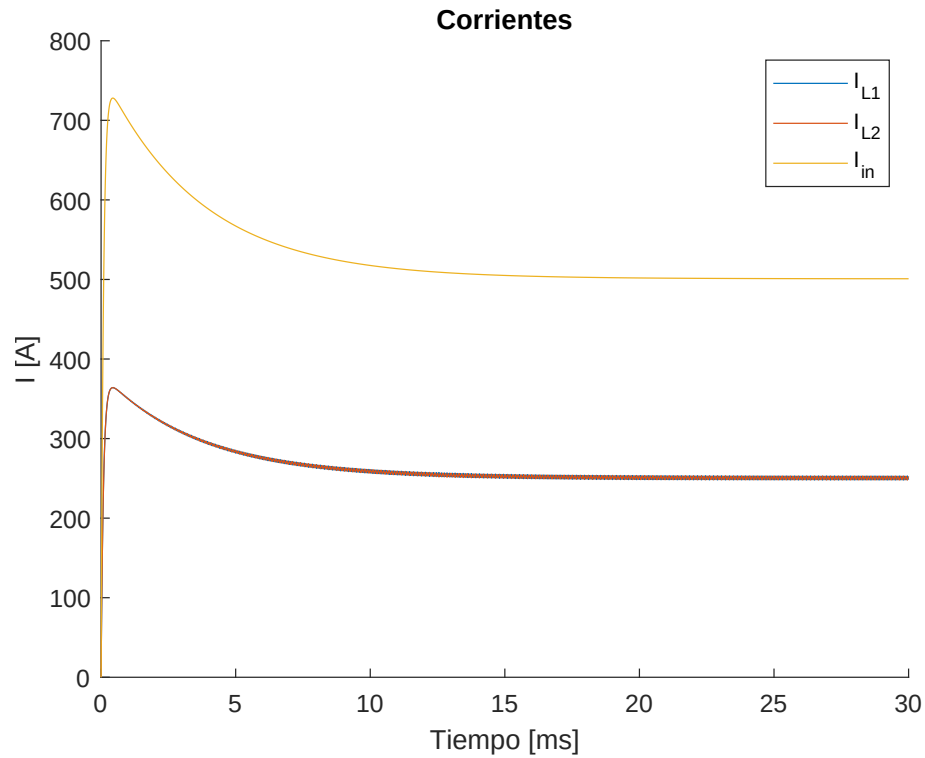


Figura 4.3: Valores de corriente a la entrada del inductor y por cada devanado a una frecuencia de $10[kHz]$ y un ciclo de trabajo del 50 %.

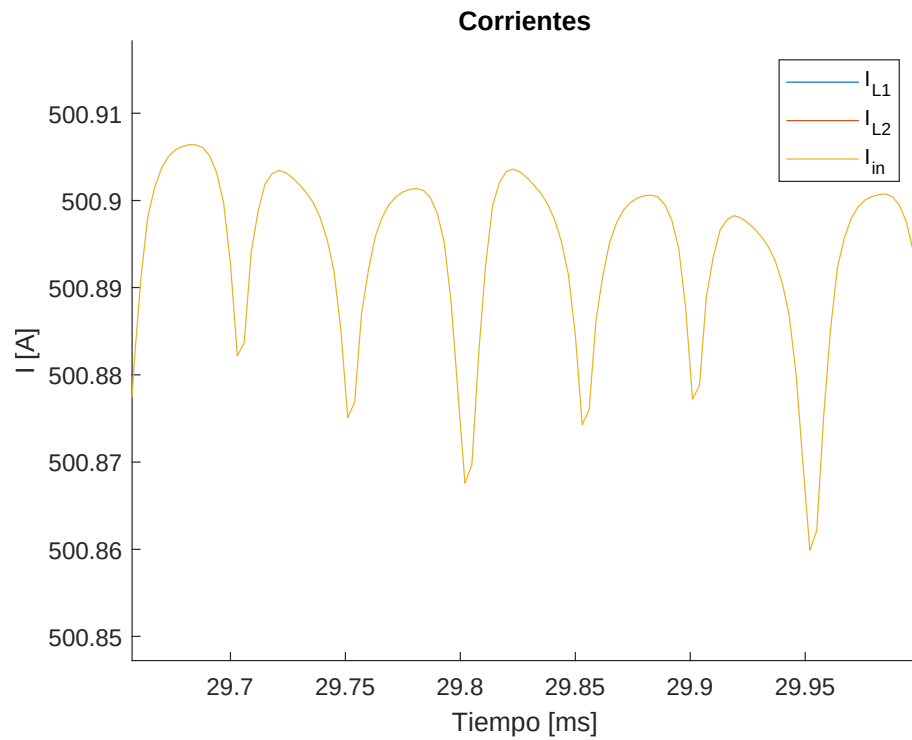


Figura 4.4: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada.

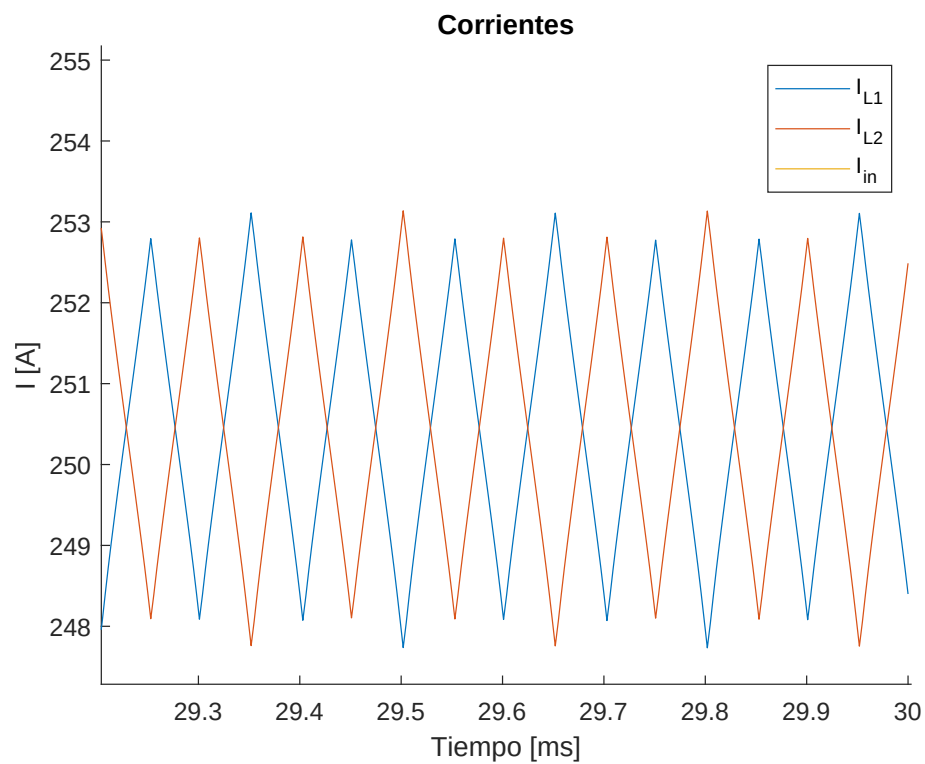


Figura 4.5: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente por los devanados.

El gráfico de corrientes es la Figura 4.3 donde se llega a estado estacionario a los

30[ms], con una corriente de entrada de 500[A] y un ripple despreciable como se muestra en la Figura 4.4. Además, se presenta la Figura 4.8 en la cual se observa que las corrientes se reparten equitativamente por cada devanado, y están desfasadas en medio ciclo con un ripple aproximado de 5[A].

EL ripple obtenido para la corriente de entrada es esperado, ya como se vio anteriormente con un ciclo de trabajo igual al 50 % debiese ser nulo al remplazar en la Ecuación (3.11). Para las corrientes por devanado, se posee un 2 % del valor medio de corriente por devanado.

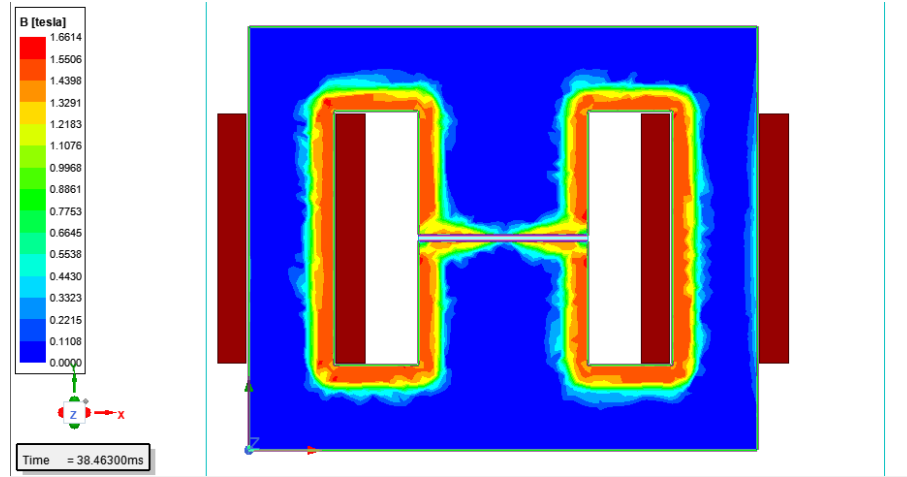


Figura 4.6: Inducción obtenida en el núcleo.

Se presenta la Figura 4.6 que muestra la distribución de flujo magnético y la inducción presente en el núcleo. Se presenta distribución de flujo principalmente concentrada en los bordes internos, donde se puede presentar saturación en las esquinas. A pesar de llegar a niveles altos de inducción, el núcleo está al límite de presentar saturación.

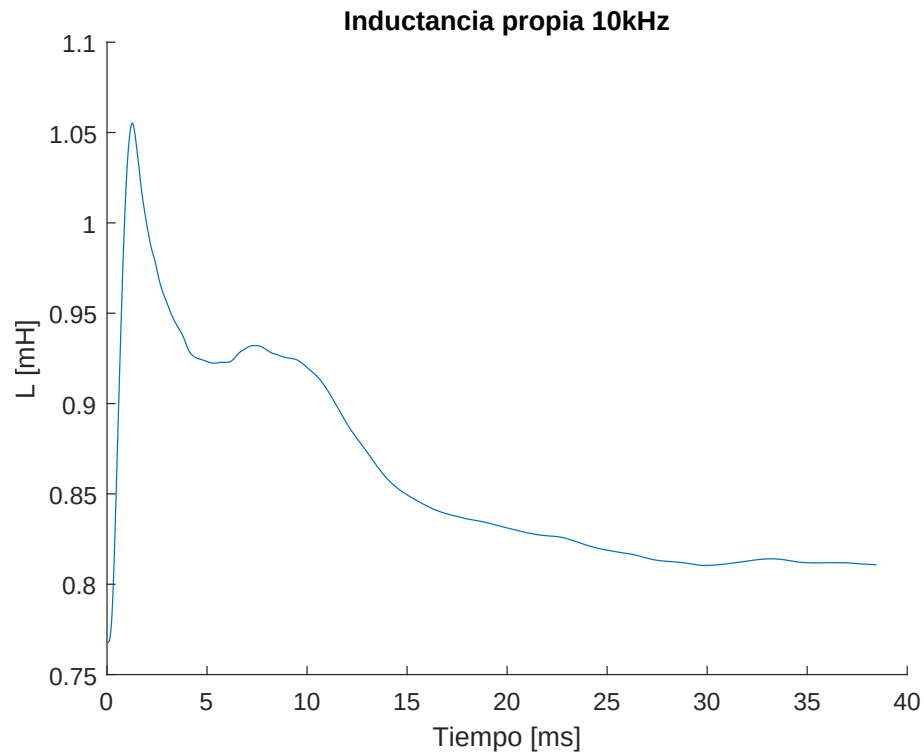


Figura 4.7: Valores obtenidos para la inductancia propia.

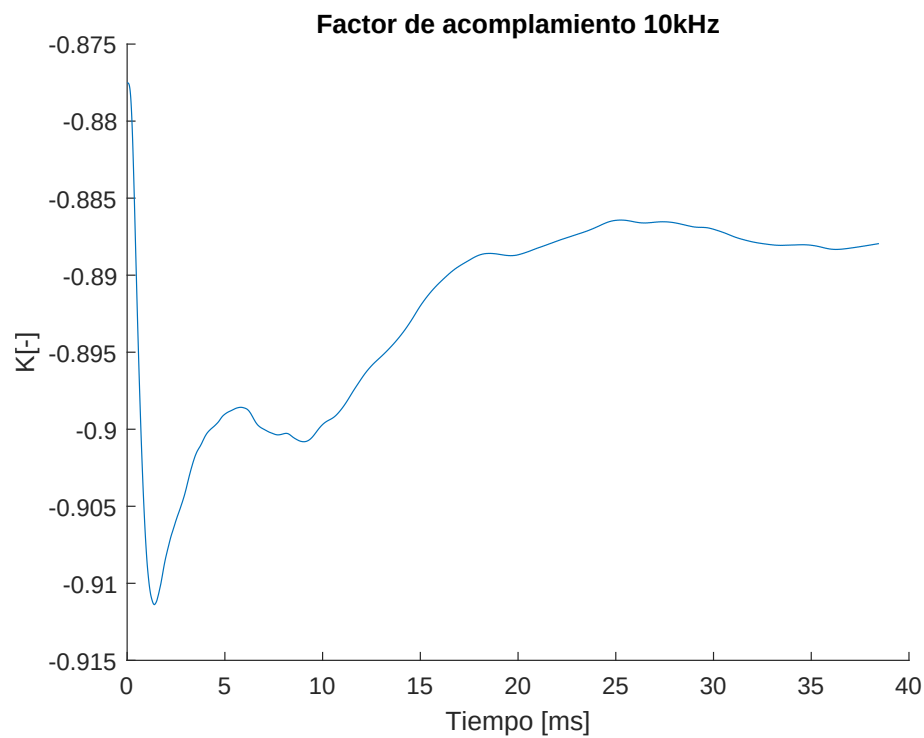


Figura 4.8: Valores obtenidos para el factor de acoplamiento.

El comportamiento de la inductancia es variable decreciente como se muestra en la Figura 4.7. Este comportamiento es debido a que se presentan partes del núcleo que

poseen una inducción máxima de $1,66[T]$, lo cual es próximo a la saturación. Esto hace que el comportamiento de la inductancia no se estacione y disminuya en la manera que se representa. No obstante, se logra obtener el valor de inductancia especificado con un ripple bajo.

Como el factor de acoplamiento queda directamente ligado a la inductancia, por lo que este posee el mismo comportamiento solo que, al ser acoplamiento negativo, se refleja respecto al eje horizontal. Además, se obtiene un valor aproximado de 0,89 lo cual refleja un error de un 1,11 % siendo un valor aceptable para este diseño.

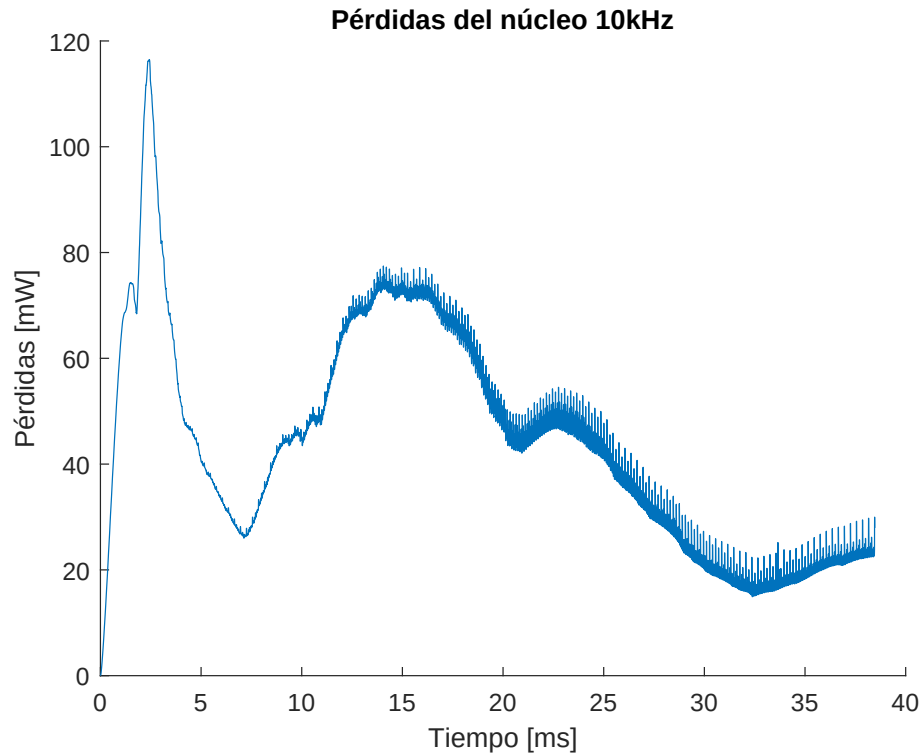


Figura 4.9: Valores obtenidos de las pérdidas asociadas al núcleo.

Las pérdidas respectivas del núcleo son bajas como se muestran en la Figura 4.9, lo que es una buena señal, ya que, la chapa silicosa a frecuencias altas presenta pérdidas altas según la Figura 8.3.

La simulación logra el valor de inductancia, factor de acoplamiento deseado con además tener pérdidas bajas en el núcleo y ripple de corrientes. No obstante, el núcleo presenta límites de saturación en partes más al interior, por lo que el diseño está al límite de lo requerido.

El tamaño es una variable importante a la hora de diseñar, por esta razón, en vez de seguir aumentando el tamaño del núcleo hasta que no se sature, se decide cambiar el enfoque a una potencia menor para luego implementar experimentalmente.

Además, a este se le evaluará 3 ciclos de trabajo para 3 frecuencias que se especificará más adelante.

4.3. Diseño núcleo de prueba

Para poder validar experimentalmente el método de diseño se proponen disminuir la escala de potencia, manteniendo el resto de componentes del sistema y generar un núcleo apto para el experimento.

Los datos en los que se basa este diseño se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Especificaciones convertidor boost interleaved.

Datos	Valor
V_{in}	$12 - 28[V]$
V_{out}	$40[V]$
D_{max}	$0,7$
P_{in}	$200[W]$
k	$0,9$
f	$10 - 15 - 20[kHz]$

En el experimento se utilizará un núcleo de ferrita N87 para validar el diseño, este también simulado en ANSYS. Este núcleo se compone de 2 partes tipo U y 2 tipo I, todas con la misma sección transversal. Con esto, se decide tener una columna central móvil para ver el impacto de variar el factor de acoplamiento en las variables eléctricas. Este será la última parte a evaluar antes de realizar el experimento, por lo que el diseño se basará en este modelo.

Como se mencionó anteriormente se simulará la chapa silicosa para generar información relevante de este material. Para esa simulación, el diseño se basará en el núcleo de ferrita existente en el laboratorio que se va a implementar, considerando una columna central móvil.

Sabiendo la tensión de entrada, el ciclo de trabajo y la potencia, la inductancia mínima que debe operar en el circuito para el peor caso ($D = 0,7$ y $f = 10[kHz]$ con un ripple del $1[A]$ por fase) queda expresada como:

$$L_{eq} \geq \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{fase} \cdot f} = 840[\mu H] \quad (4.4)$$

$$L_1 \geq L_{eq} \frac{1 - k \frac{1-D}{D}}{1 - k^2} = 2,71[mH] \quad (4.5)$$

Por lo cual la inductancia utilizada es aproximadamente 3 veces menor de lo deseado, esto se traduce en mayor ripple esperado.

4.4. Chapa Silicosa

Manteniendo el valor de inductancia en $900[\mu H]$ se escogen las variables de diseño. Para J_{max} se escoge un valor típico de $J = 350[A/cm^2]$, $B_{max} = 1,6[T]$ y $K_u = 0,3$ se obtiene el valor AP necesario para el núcleo con la Ecuación (3.24) resultado en:

$$AP = 0,53[cm^4] \quad (4.6)$$

Se escoge el núcleo de referencia para la chapa silicosa de la compañía pailamilla Figura 8.5 L-10, que posee 10[mm] de ancho la columna central, pero se utilizará de 5[mm] para que todo tenga la misma sección, 5[mm] en las laterales y un espesor de 20[mm] obteniendo un $AP = 3[cm^4]$. Además, una altura total de 60[mm] y un ancho de 30[mm]. Se determina que posee $N = 28$, $g = 0,5mm$, y el conductor debe ser mayor a $A_w = 1,4[mm^2]$, por lo que se escoge el conductor AWG 14, que posee una sección de $2,5[mm^2]$ y una ampacidad de 20[A].

Esto se representan en la Figura 4.10.

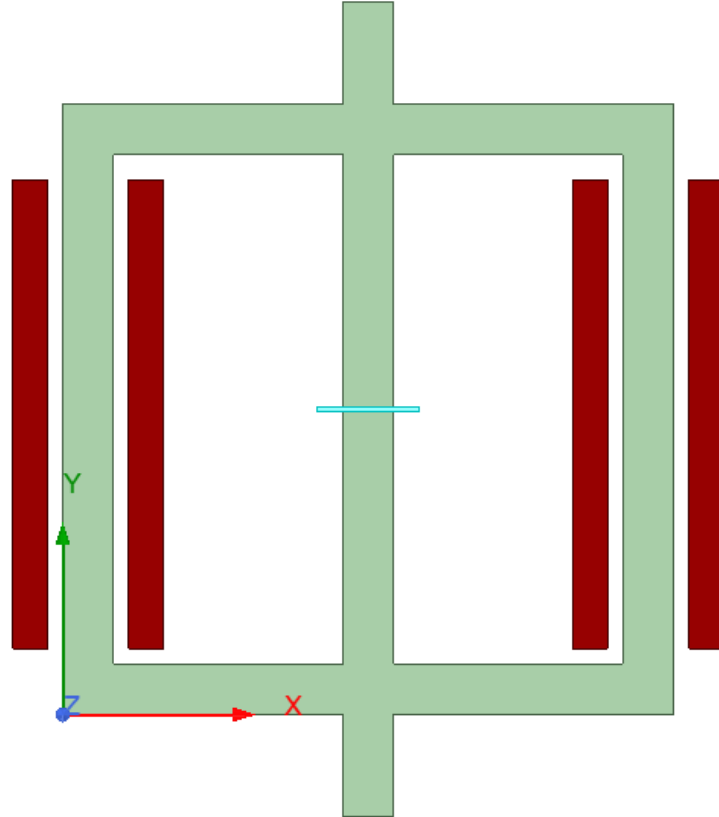


Figura 4.10: Núcleo modelo utilizado en ANSYS para la simulación.

4.4.1. Verificar ventana

Se procede a verificar si se cumple el requisito de ocupación de la ventana, lo cual cumple lo establecido.

$$\begin{aligned} NA_w &= 70[mm^2] \\ k_u A_a &= 90[mm^2] \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.5. Resultados y análisis simulación

Para este apartado se presentará cada variable eléctrica para las frecuencias de 10[kHz], 15[kHz] y 20[kHz] con los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %. Además, se integra una

resistencia en serie con la fuente DC para disminuir los peaks de corriente transitorias, el valor de esta es establecido de manera tal que la corriente a la entrada en estado estacionario sea de $10[A]$.

4.5.1. Corrientes entrada

Los valores de ripple para la corriente a la entrada pueden ser estimados según la Ecuación (3.11), estos se presentan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Estimación ripple de corriente a la entrada.

D	f[kHz]	L_{eq} [mH]	ΔI_{in} [A]
0,3	10	0,3	0,18
0,5	10	1,7	0
0,7	10	0,3	0,98
0,3	15	0,3	0,12
0,5	15	1,7	0
0,7	15	0,3	0,65
0,3	20	0,3	0,09
0,5	20	1,7	0
0,7	20	0,3	0,49

Además, se presenta la Figura 4.11 que muestra los valores de corriente a la entrada del convertidor utilizando inductores no acoplados. Los inductores poseen una inductancia de valor $900[\mu H]$, la resistencia por devanado de $R = 0,027[ohm]$ una inductancia de dispersión de valor $L_{disp} = 0,90[mH]$. Esto para las frecuencias de 10, 15 y $20[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %, para comparar los valores de ripple de corriente a la entrada del convertidor obtenidos para el caso del inductor acoplado.

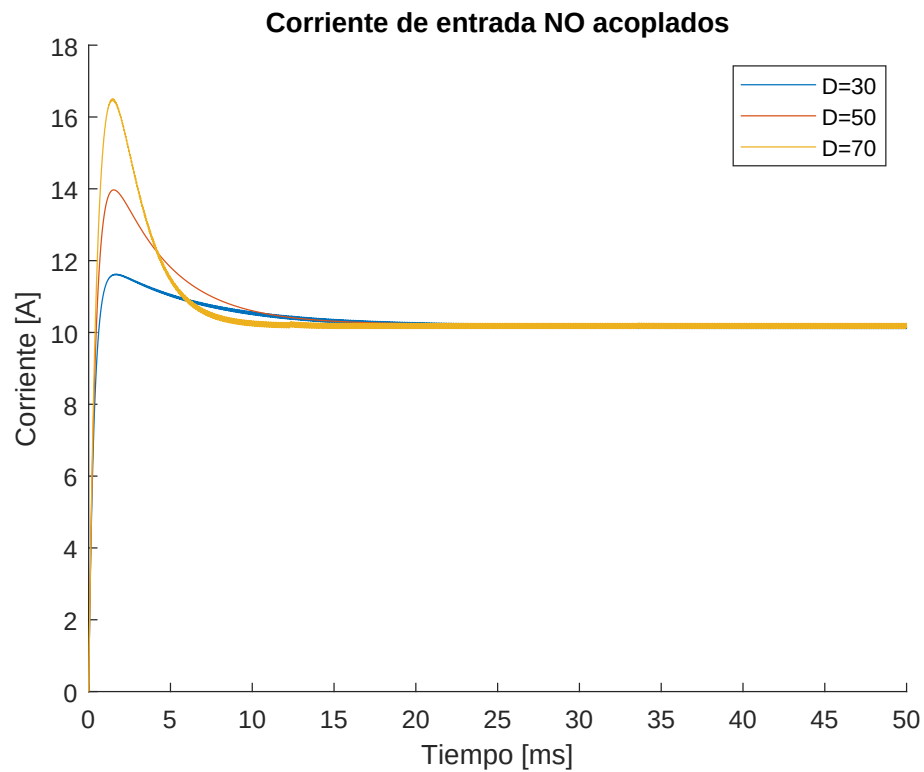


Figura 4.11: Valores de corriente a la entrada del inductor NO acoplado a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

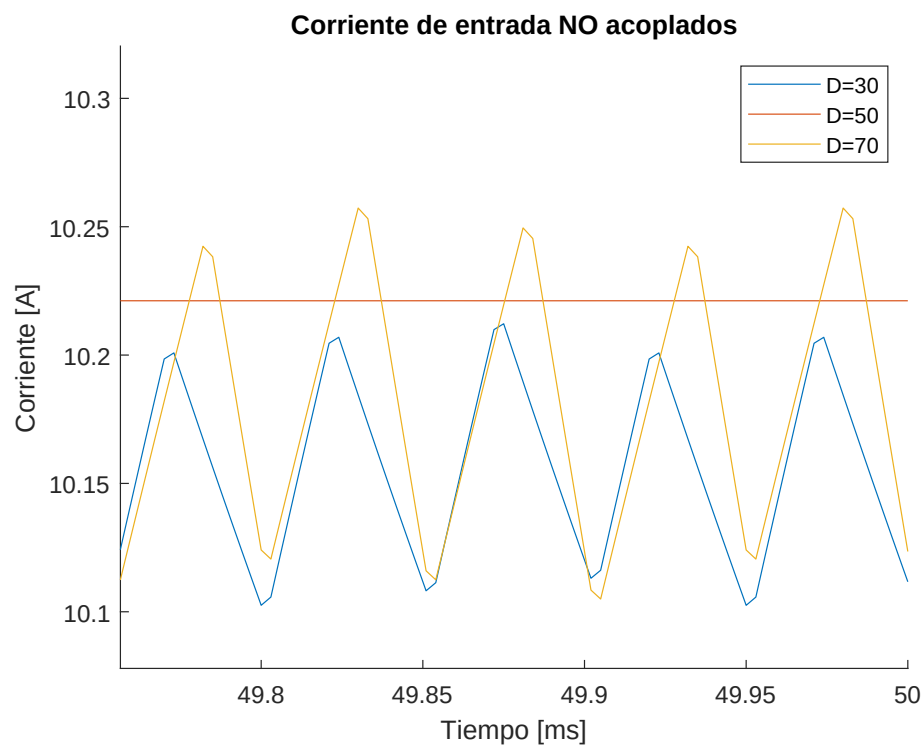


Figura 4.12: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada del inductor NO acoplado a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

Luego, se presenta la Figura 4.13 representando la corriente a la entrada para $10[kHz]$. En esta se aprecian los valores del ripple en la Figura 4.14 para todos los ciclos de trabajos antes mencionado, donde la mayor magnitud se da para el caso $D = 70\%$ con una magnitud aproximada de $0,8[A]$, $0,3[A]$ para $D = 30\%$ y 0 para $D = 50\%$.

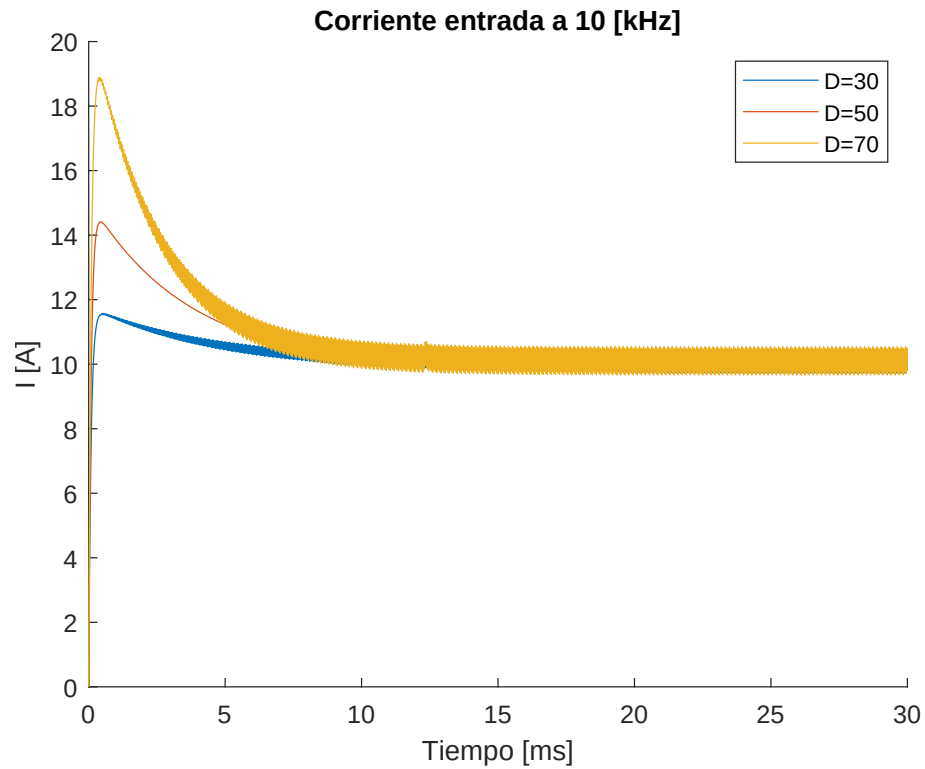


Figura 4.13: Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

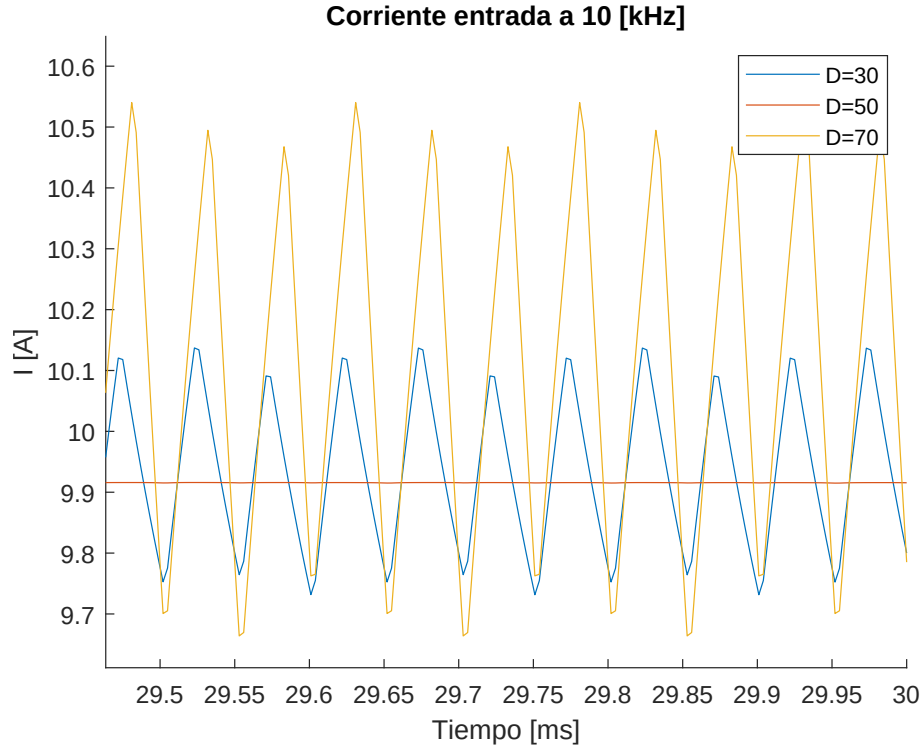


Figura 4.14: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

Al contrastar las Figuras 4.12 y 4.12 se aprecia que el ripple de corriente, independiente del ciclo de trabajo al que se evalúa, es menor para inductores no acoplados. Recordando la Ecuación (3.10), lo obtenido tiene sentido y se hace la relación entre los valores de ripple de corriente representado en la Ecuación (4.8) para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y para $D = 70\%$ respectivamente.

$$\begin{aligned}
 \Delta I'_{in30} &= 0,1[A] \\
 \Delta I_{in30} &= 0,3[A] \\
 \frac{\Delta I'_{in30}}{\Delta I_{in30}} &= 0,33
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta I'_{in70} &= 0,15[A] \\
 \Delta I_{in70} &= 0,8[A] \\
 \frac{\Delta I'_{in70}}{\Delta I_{in70}} &= 0,18
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Dados los valores obtenidos está más cercano para la comparación con el ciclo de trabajo de $D = 70\%$. Además, se cumple que el ripple de corriente cualquiera sea el ciclo de trabajo empleado será mayor para el caso de inductores acoplados para un factor de acoplamiento de $K = 0,9$.

Las siguientes figuras representan la corriente a la entrada del inductor acoplado a una frecuencia de $15[kHz]$ y $20[kHz]$, con 3 ciclos de trabajo diferentes, siendo estos 30 %, 50 % y 70 %.

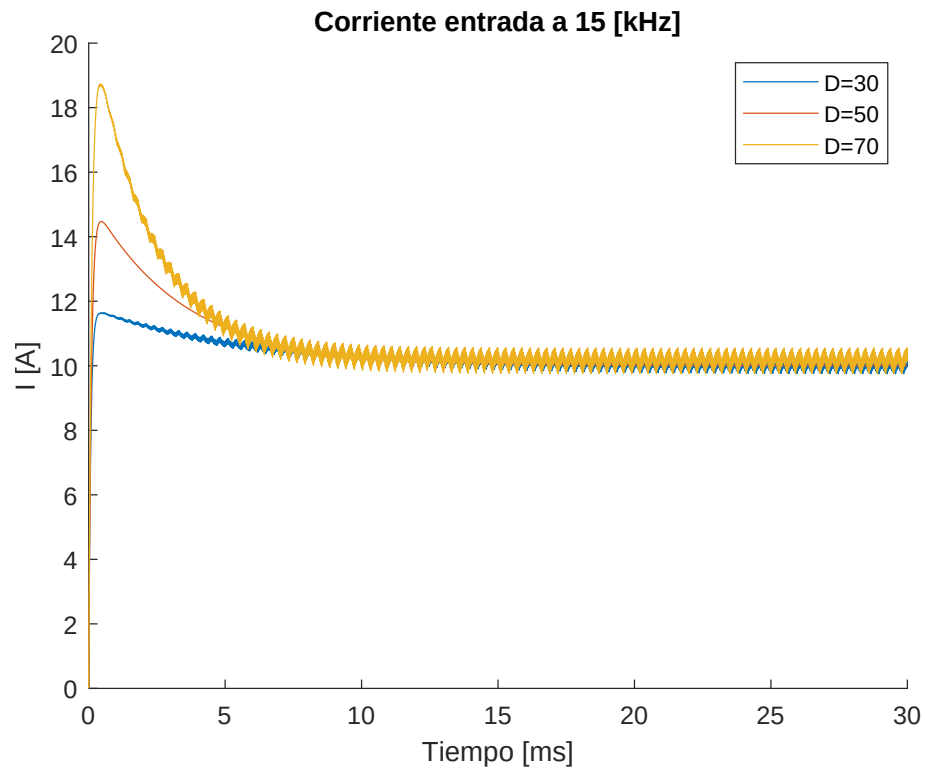


Figura 4.15: Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $15[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

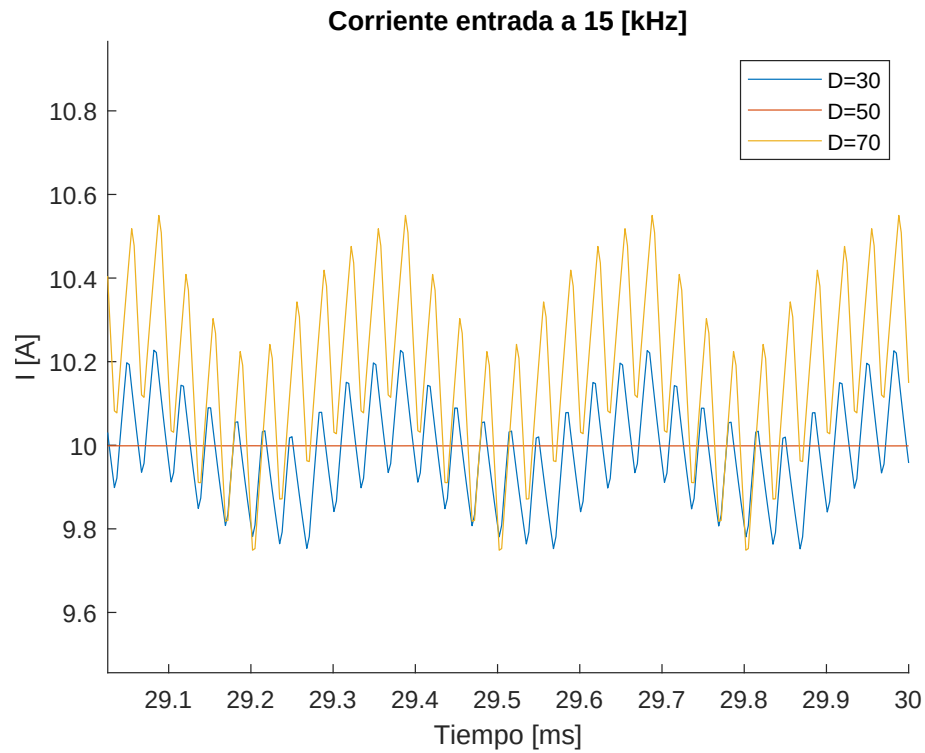


Figura 4.16: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $15[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

Para el caso de $15[kHz]$, al comparar con el ciclo de trabajo de $D = 30\%$ con el caso de $10[kHz]$, no presenta variación considerable al igual que en el caso $D = 50\%$. No obstante, para un ciclo de trabajo de $D = 70\%$ de una magnitud aproximada de $0,3[A]$ disminuye considerablemente respecto al caso a $10[kHz]$. Además, se ve una pequeña oscilación en las corrientes lo cual implica la presencia de armónicos.

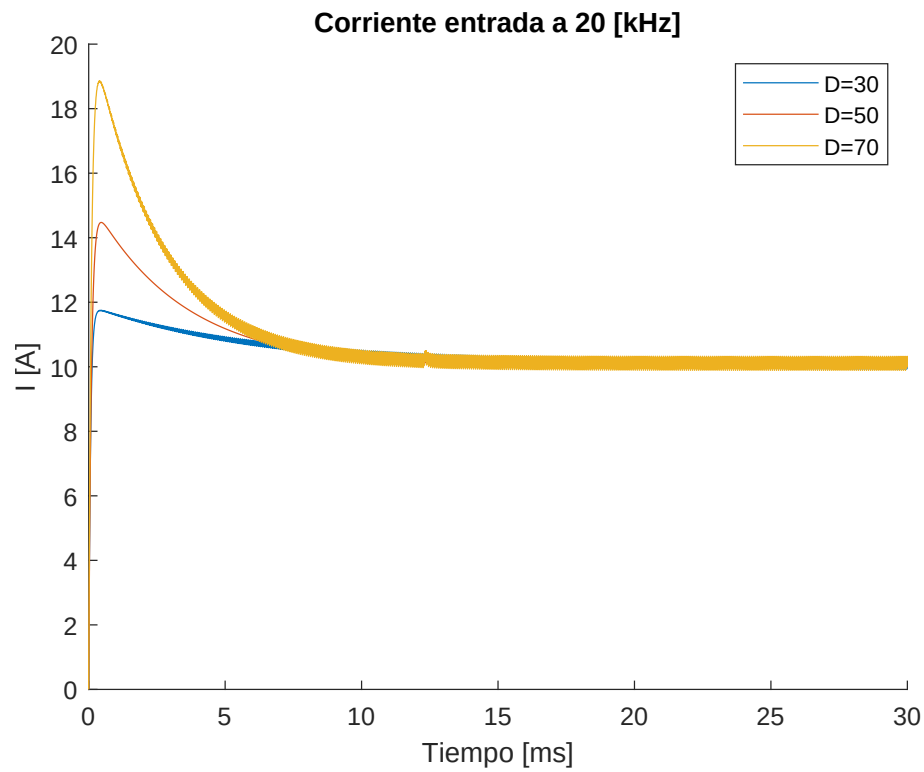


Figura 4.17: Valores de corriente a la entrada del inductor a una frecuencia de $20[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

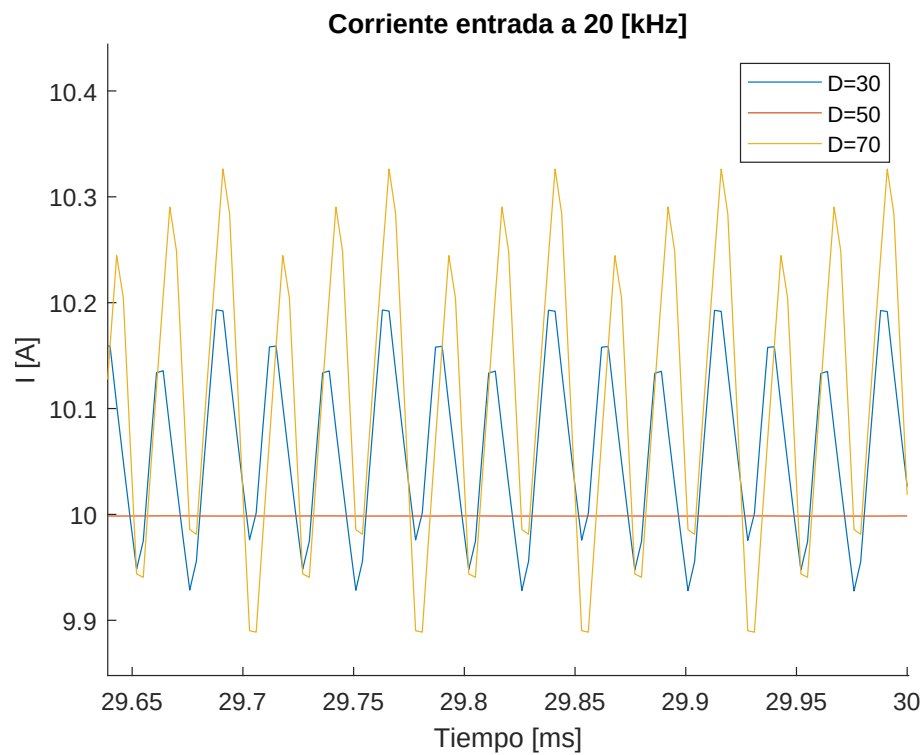


Figura 4.18: Acercamiento a los valores obtenidos de la corriente a la entrada a una frecuencia de $20[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

Para el caso de $20[kHz]$ no presenta variaciones notorias a la mejora, presenta niveles de ripple similares al caso de $20[kHz]$.

Las corrientes para el ciclo de trabajo igual al 50 % da despreciable para todos los casos. No obstante, al comparar la magnitud del ripple entre el ciclo de trabajo del 30 % y 70 % se observa que en este último es aproximadamente el doble, recordando lo expuesto en la Figura 3.5.

4.5.2. Inductancia

Se decide graficar los valores de inductancias para distintas frecuencias dado un ciclo de trabajo. Esto con el fin de comparar la variación de estos valores según la frecuencia de conmutación en cada caso. Esto se extiende para el resto de parámetros a analizar.

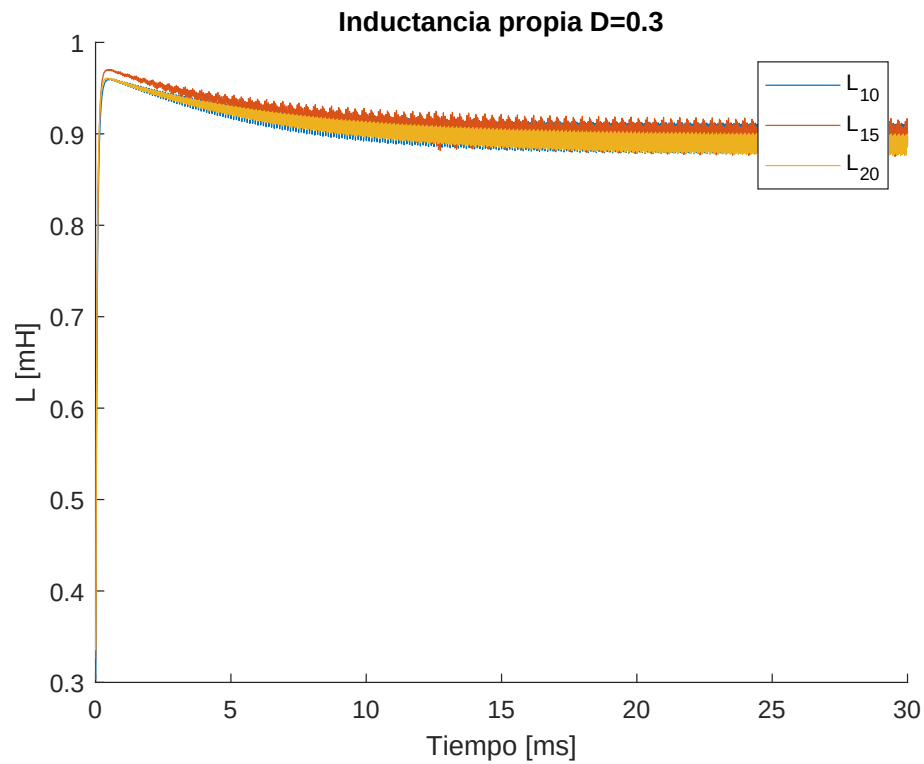


Figura 4.19: Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

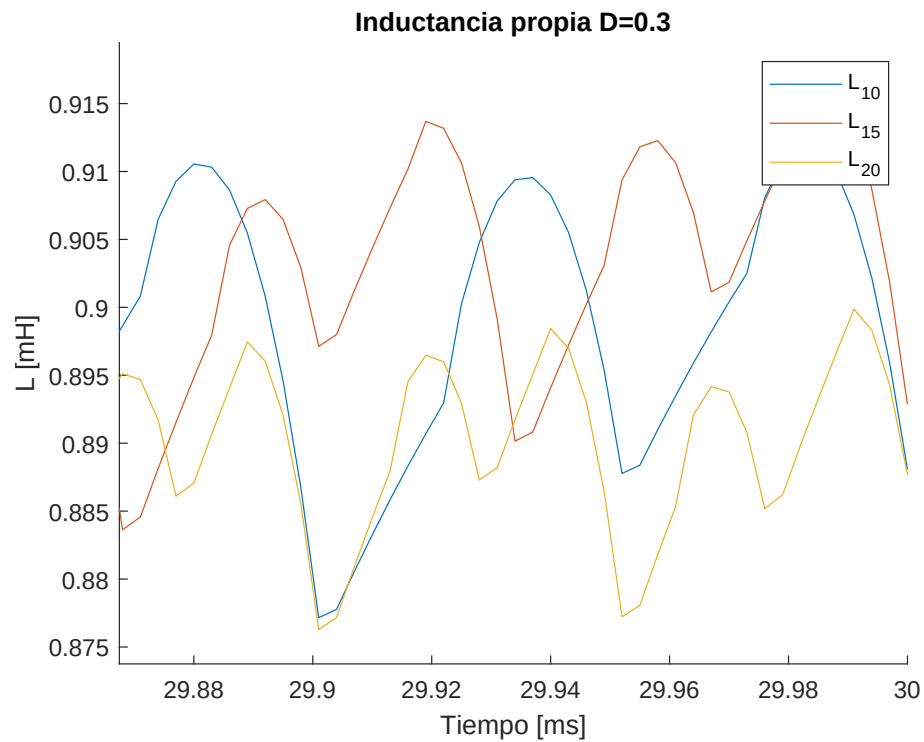


Figura 4.20: Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

Los valores de inductancia obtenidos para el caso presentado, cumple lo establecido al llegar a un valor promedio aproximado de $0,9[mH]$ para todas las frecuencias aplicadas. Además, el caso con mayor variación es a $10[kHz]$ con un error del $2,2\%$ respecto a el valor de inductancia indicado anteriormente. Sin embargo, presenta un transitorio mayor al comienzo de la medición, superando el valor de $1[mH]$.

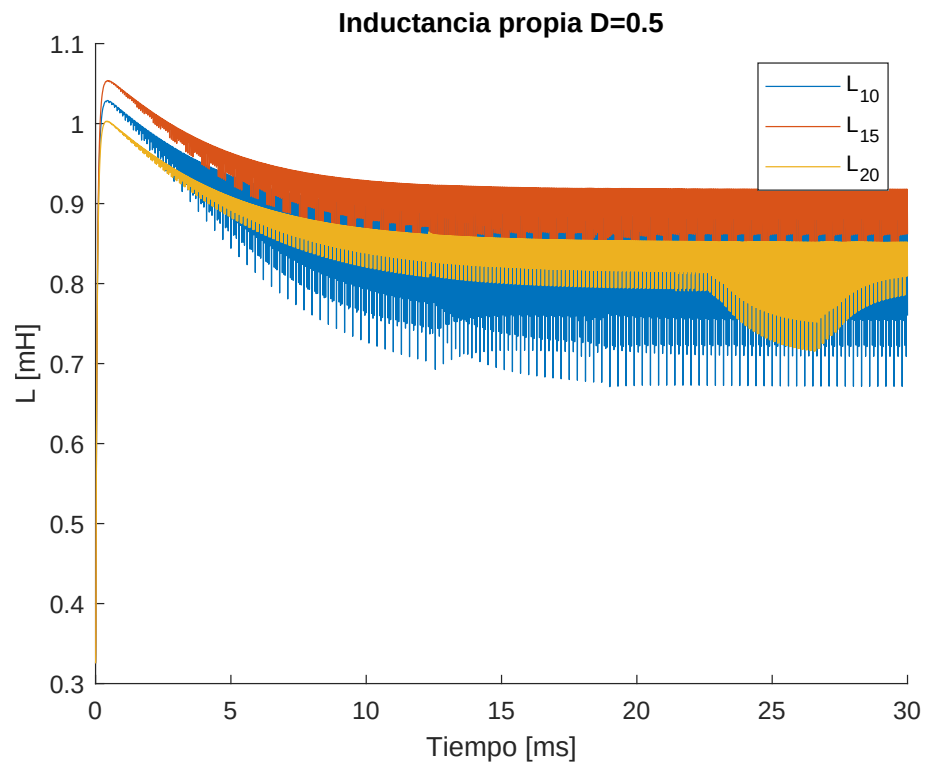


Figura 4.21: Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 50\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

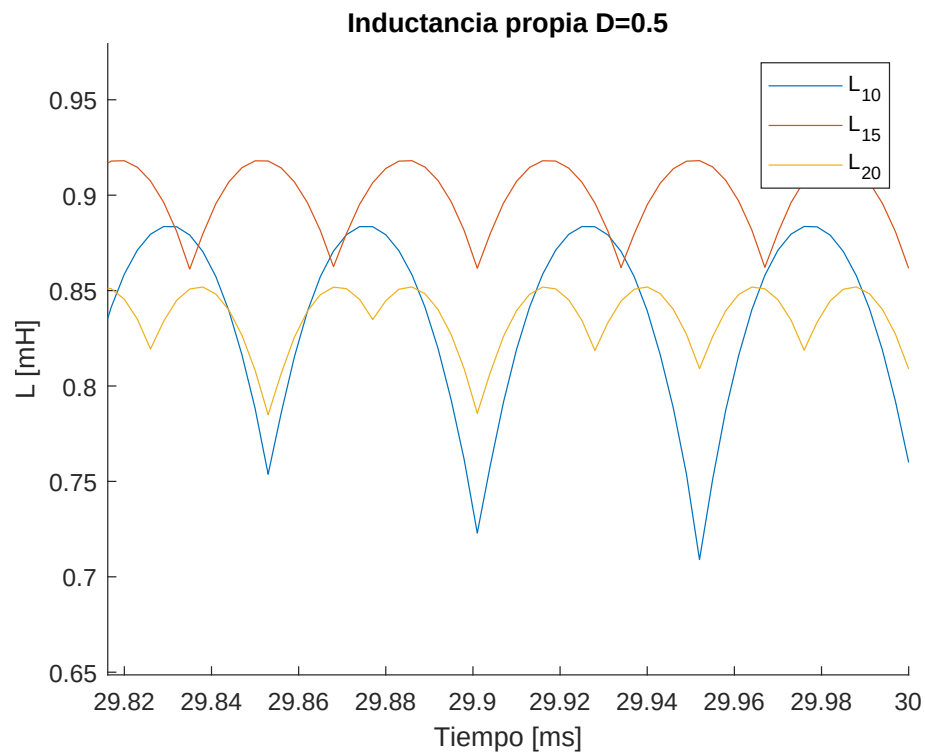


Figura 4.22: Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 50\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

Los valores de inductancia obtenidos para el caso presentado, para una frecuencia de $15[kHz]$ se cumple lo establecido al llegar a un valor promedio aproximado de $0,9[\mu H]$ junto a las de $20[kHz]$ siendo esta última un poco menor. No obstante, el caso con frecuencia de $10[kHz]$ es menor al valor deseado y llega hasta el valor de $0,7[mH]$.

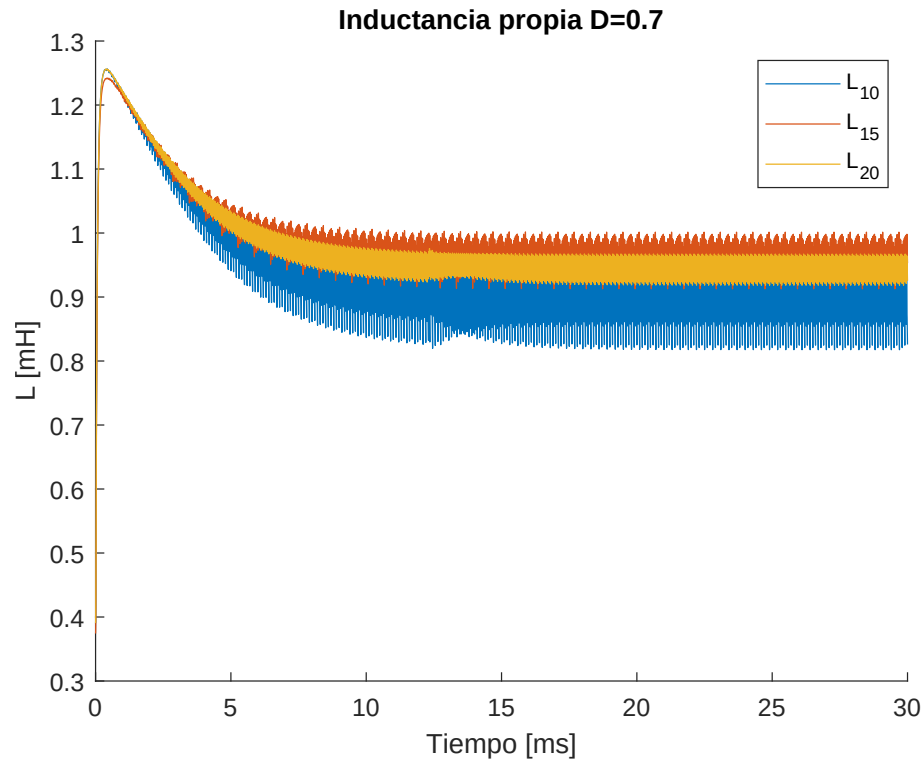


Figura 4.23: Valores de inductancia para el ciclo de trabajo $D = 70\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

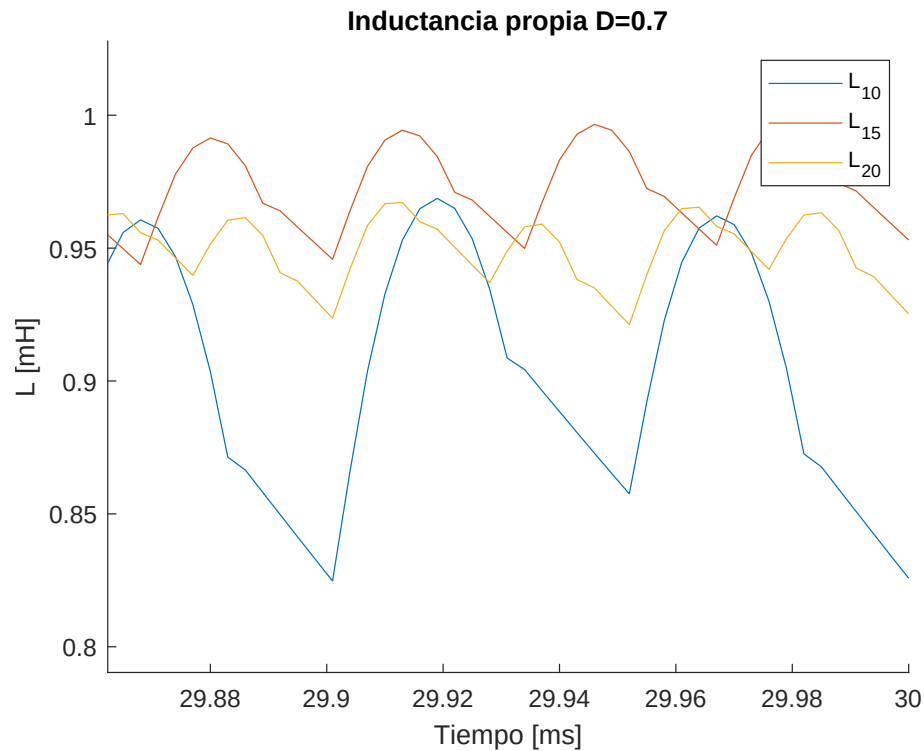


Figura 4.24: Acercamiento a los valores obtenidos de la inductancia para el ciclo de trabajo $D = 70\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

Los valores de inductancia obtenidos para el caso presentado, en general llegan al valor deseado, siendo un poco mayores. Además, se presenta un peak transitorio mayor que los casos anteriores superando el valor de $1,2[mH]$.

Los gráficos de inductancias presentados se ve que a medida que se incrementa el ciclo de trabajo aumenta el ripple del valor de inductancia respecto a $0,9[\mu H]$, y este disminuye a medida que aumenta la frecuencia. Por otro lado, al igual que en los gráficos de corriente, a mayor sea el ciclo de trabajo, mayor el peak transitorio.

4.5.3. Factor de acoplamiento

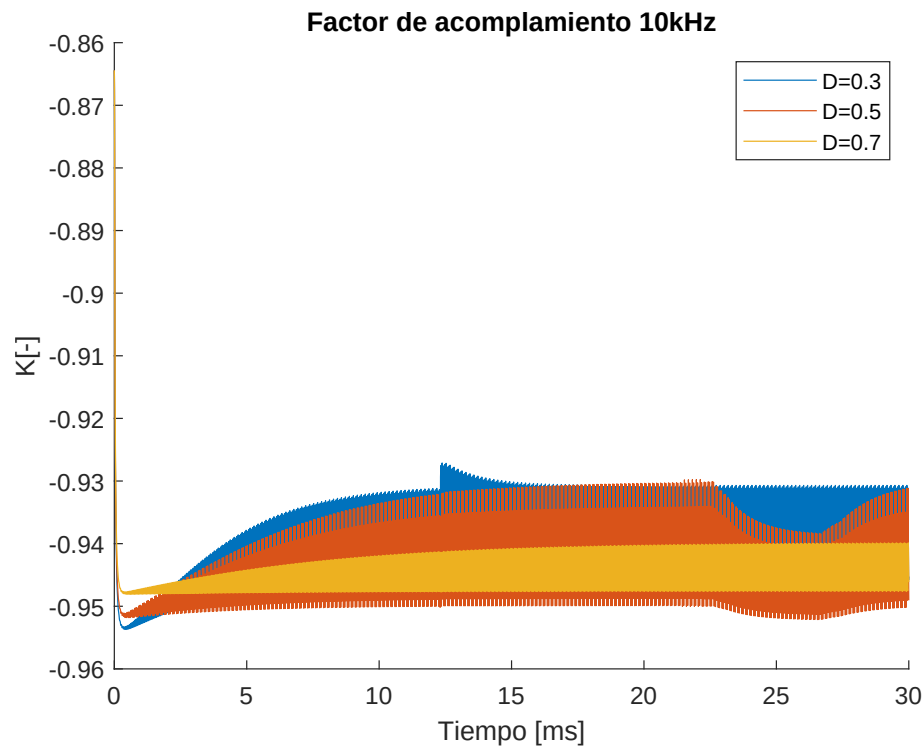


Figura 4.25: Valores de factor de acoplamiento a una frecuencia de $10[kHz]$ para los ciclos de trabajo del 30 %, 50 % y 70 %.

Para el caso del factor de acoplamiento, como este presenta directa relación con la inductancia propia y mutua, es que posee las mismas variaciones que la inductancia. No obstante, este se presenta reflejado en el eje horizontal por el tipo de acoplamiento elegido.

Los valores son ligeramente mayor a lo establecido, siendo este un 5 % mayor, pero es un rango aceptable para este diseño. Además, presenta una variación menor a medida que aumenta el ciclo de trabajo.

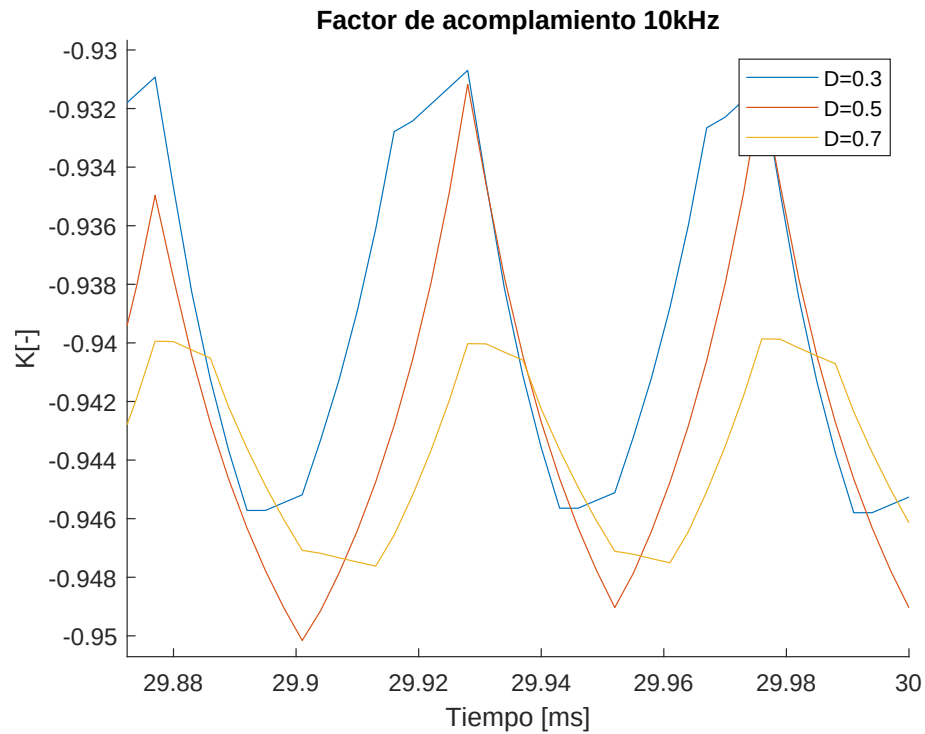


Figura 4.26: Acercamiento a los valores obtenidos de factor de acoplamiento para una frecuencia de $f = 10[kHz]$ para los ciclos de trabajo 30 %, 50 % y 70 %.

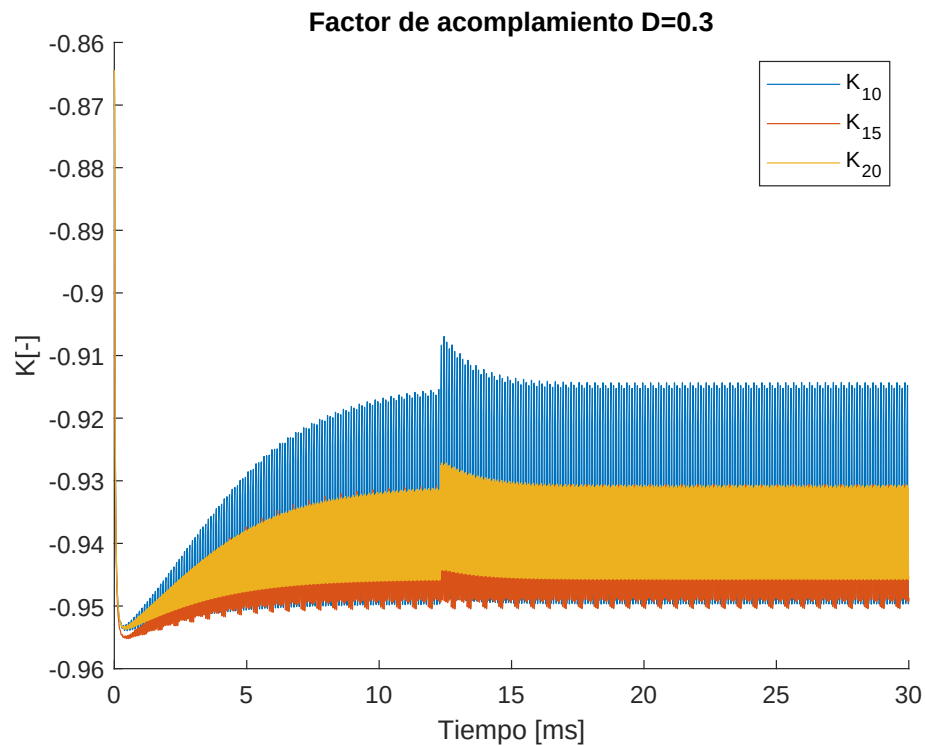


Figura 4.27: Valores de factor de acoplamiento para el ciclo de trabajo $D = 30\%$ y las frecuencias $10[kHz]$, $15[kHz]$ y $20[kHz]$.

Para poder ver el impacto de la frecuencia en el ciclo de trabajo, se presenta la Figura 4.27. Se ve claramente que, al aumentar la frecuencia, la el ripple en el factor de acoplamiento disminuye.

4.5.4. Pérdidas del núcleo

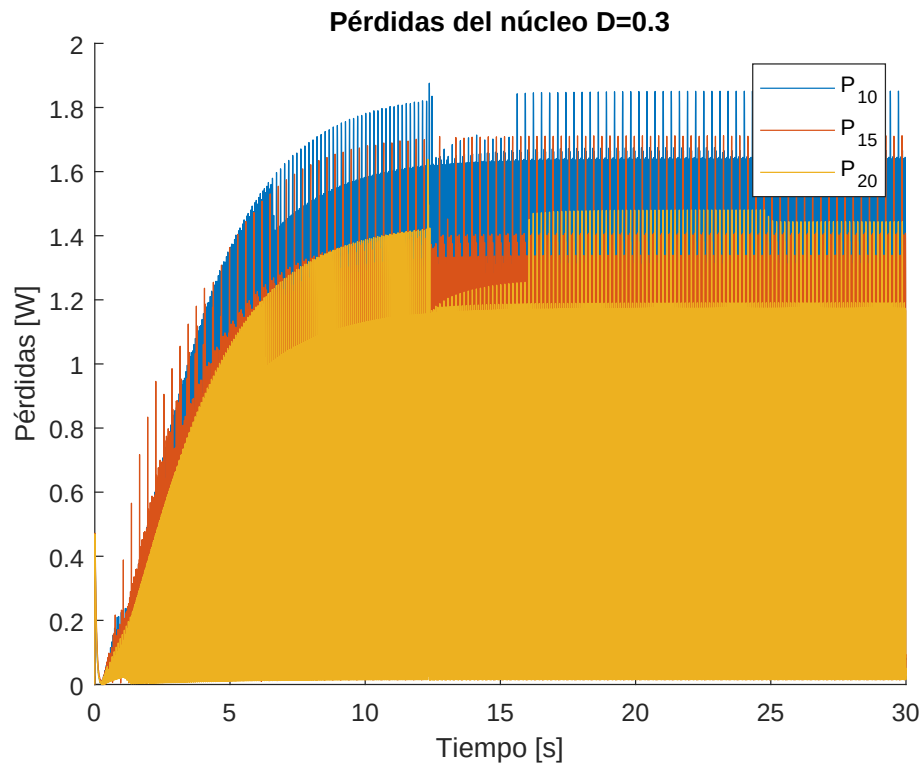


Figura 4.28: Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 30% y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$.

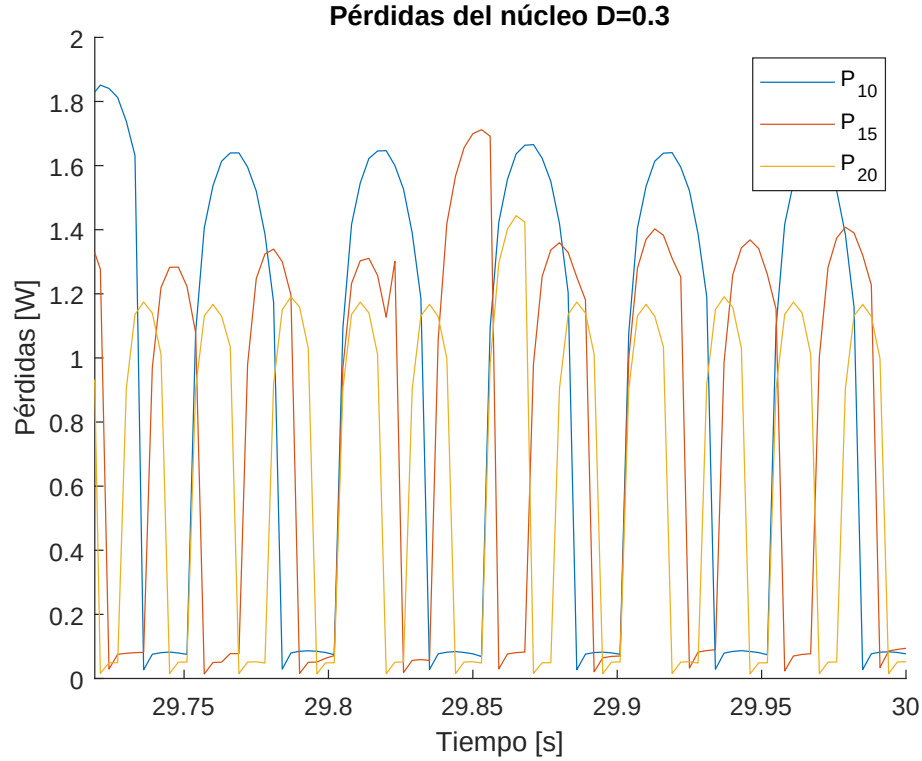


Figura 4.29: Acercamiento a las pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 30 % y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$.

Se presentan las pérdidas obtenidas del núcleo, estas considerando corrientes parásitas y pérdidas por histéresis. La componente más relevante en este núcleo en particular son las pérdidas por corrientes parásitas, debido a la conductividad que presenta la chapa silicosa. Debido a eso, es que se lamina con espesores pequeños y reducir las pérdidas.

Se presentan pérdidas sumamente pequeñas del orden de la unidades de Watts, donde estas van disminuyendo a la medida que se aumenta la frecuencia. Esto no se refleja en los gráficos de pérdidas comúnmente vistos para la chapa silicosa, ya que, a medida que aumenta la frecuencia, aumenta exponencialmente las pérdidas. Además, en general estos gráficos de pérdidas son con alimentación sinusoidal y, como el convertidor trabaja con corriente continua y ripple pequeño, las pérdidas pudiesen ser bajas.

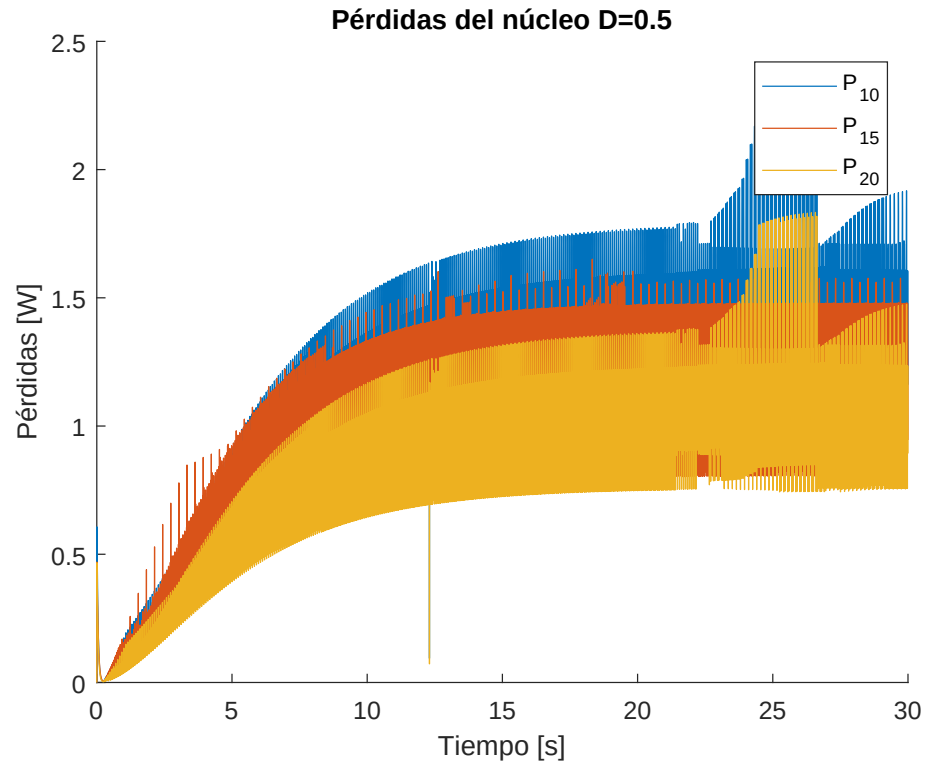


Figura 4.30: Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 50 % y las frecuencias $f = 10\text{ kHz}$, $f = 15\text{ kHz}$ y $f = 20\text{ kHz}$.

Para el caso con un ciclo de trabajo $D = 50\%$ se presenta una situación similar al caso anterior. No obstante, en magnitud son menores y no presenta variaciones como la Figura 4.29.

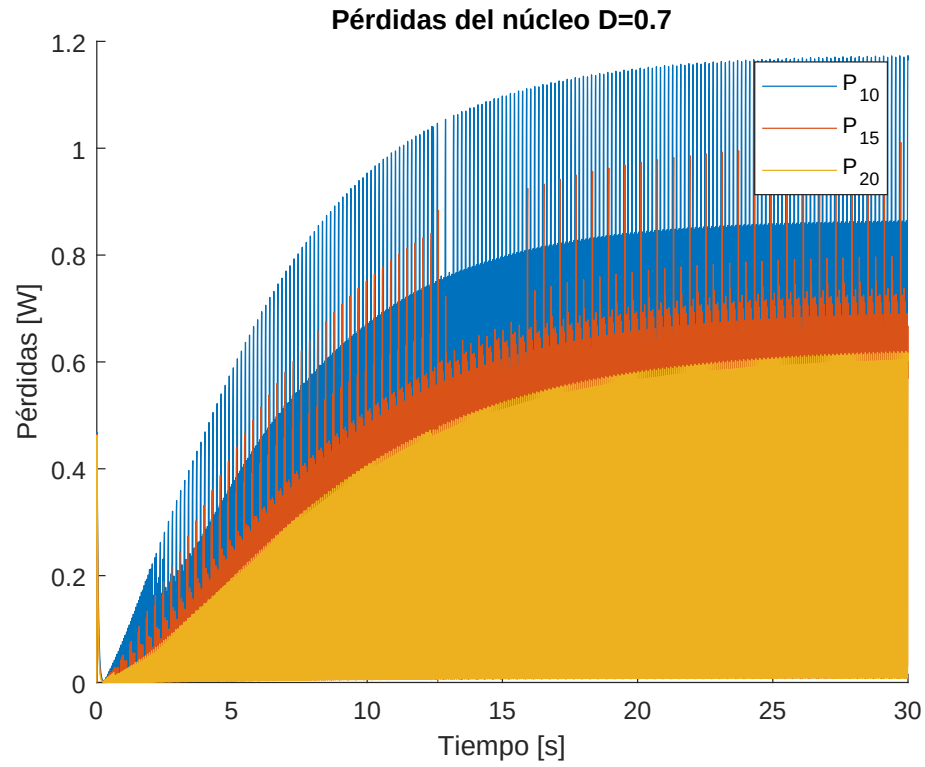


Figura 4.31: Pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 70 % y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$.

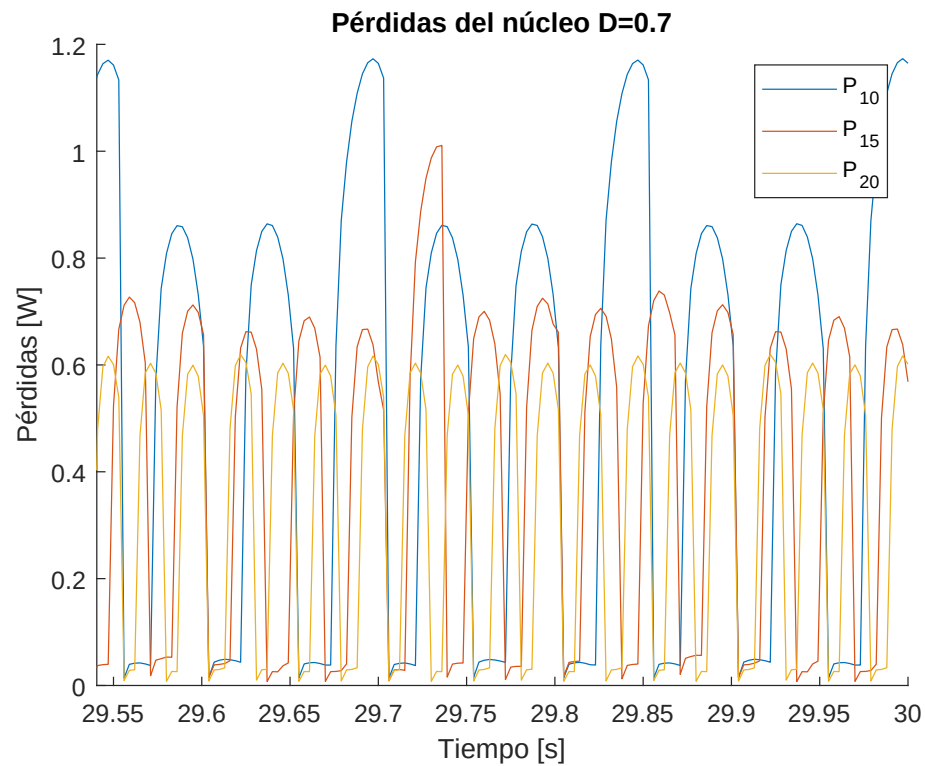


Figura 4.32: Acercamiento a las pérdidas obtenidas para un ciclo de trabajo de 70 % y las frecuencias $f = 10[kHz]$, $f = 15[kHz]$ y $f = 20[kHz]$.

Para el ciclo de trabajo $D = 70\%$ se presentan pérdidas aproximadamente de la mitad respecto a $D = 30\%$.

En todos los casos, a medida que se aumenta la frecuencia, las pérdidas disminuyen.

Capítulo 5

Evaluación experimental

Como se mencionó anteriormente, se utilizará un núcleo de prueba de ferrita, específicamente N87, para comprobar experimentalmente el diseño. Se extraen las curvas de pérdidas y BH desde la ficha técnica del material[14].

Este núcleo presenta 2 partes tipo U, con base de $126[mm]$, altura de $90[mm]$, ancho de $28[mm]$ y una profundidad de $20[mm]$. Además, dos partes tipo I con misma sección transversal y alto de $126[mm]$, con un gap entre ellas de valor $1,7[mm]$. Esto se refleja en la Figura 5.1 como modelo implementado en ANSYS, el cual por simplicidad se considera como un núcleo sólido.

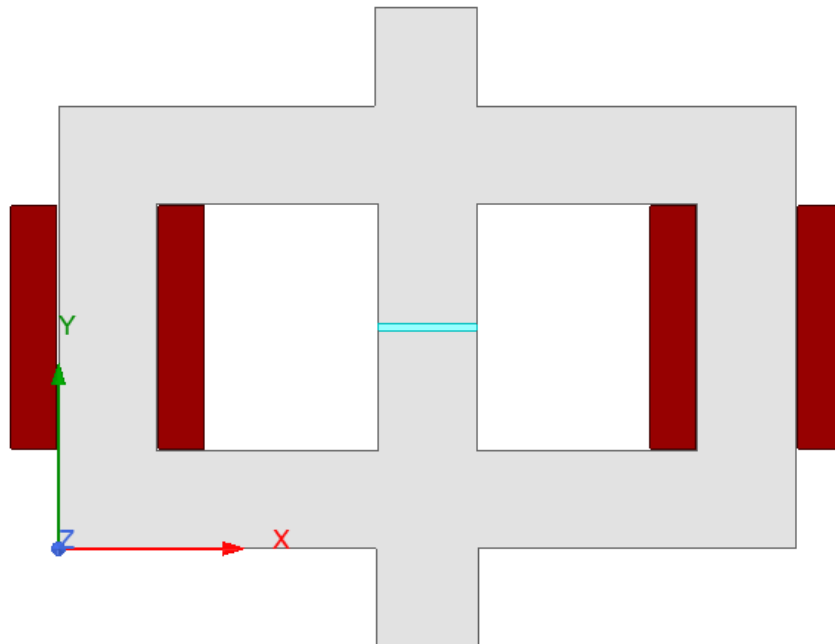


Figura 5.1: Modelo núcleo de ferrita para apartado experimental.

Este núcleo presenta una valor $AP = 98,8[cm^4]$ el cual, según el método de diseño presentado, puede soportar hasta $15[A]$ por devanado, las pruebas se realizarán con una

corriente total de $5[A]$ por devanado al igual que en la chapa silicosa.

Se utiliza el mismo modelo de simulación para todos los modelos anteriores.

5.1. Ferrita

En este apartado se evalúa la ferrita, a modo de establecer los parámetros a comprara con el caso experimental. Como no se desea generar información respecto a la ferrita, al ser el material usualmente utilizado para este tipo de aplicaciones de alta frecuencia, se evaluarán 2 escenarios. El primero es con frecuencia de $10[kHz]$ con un ciclo de trabajo al 50 % para un factor de acoplamiento $k = 0,9$. Luego, se evaluará el mismo caso, pero con un factor de acoplamiento de $K = 0,7$.

5.1.1. Corriente

Como se dijo anteriormente, se presenta el caso con un factor de acoplamiento de $k = 0,9$ a una frecuencia de $10[kHz]$.

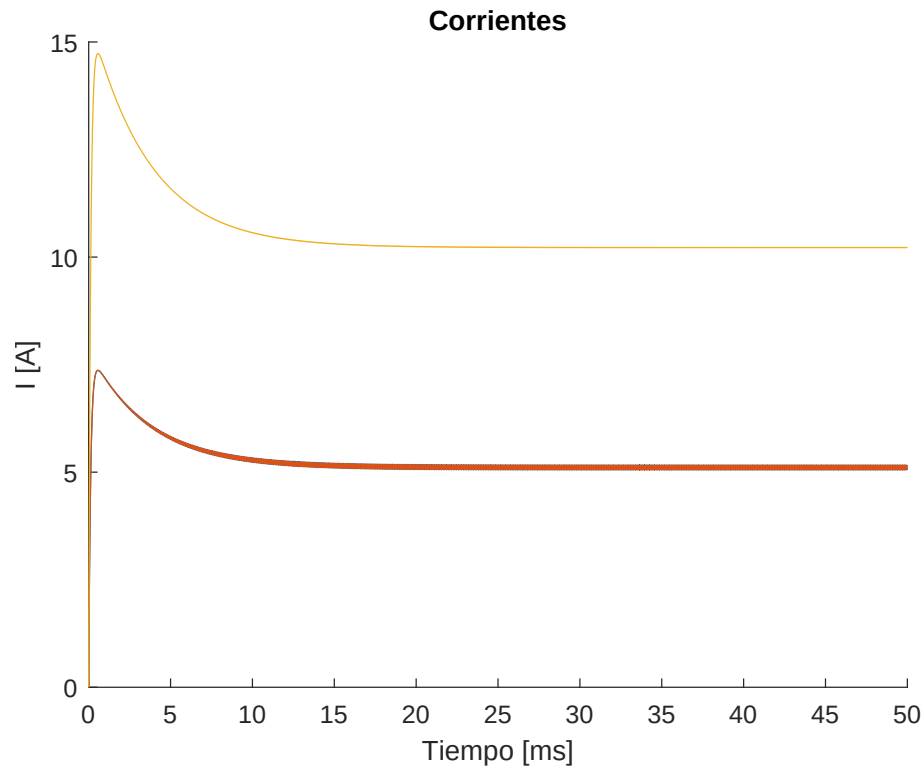


Figura 5.2: Corrientes obtenidas para la ferrita caso $K = 0,7$.

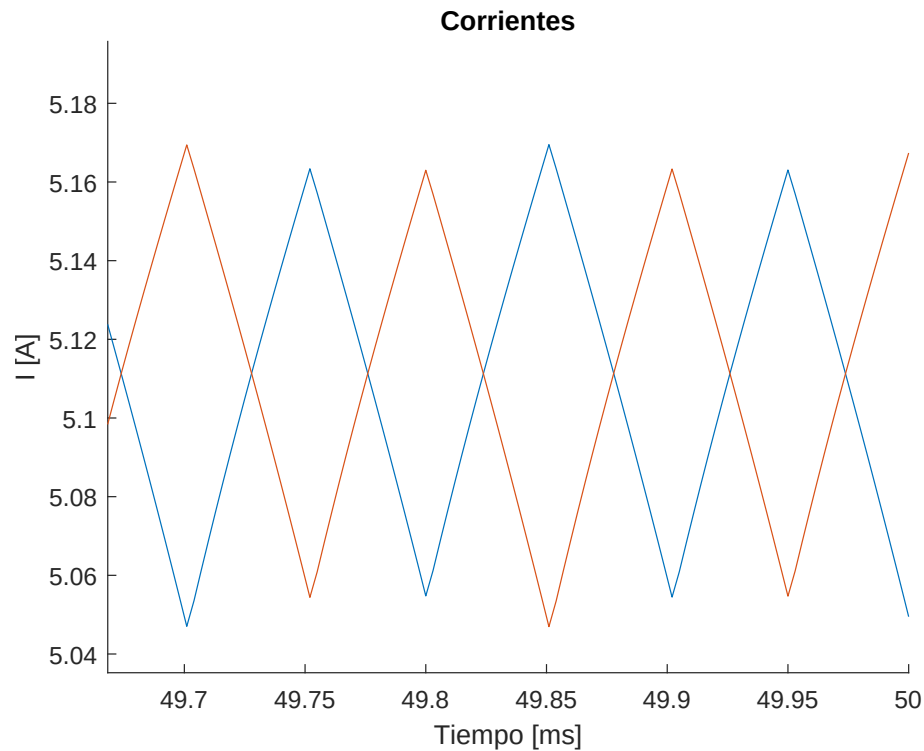


Figura 5.3: Acercamiento a corrientes por devanado obtenidas para la ferrita.

Se obtienen valores de corriente en el nivel que se desea, con un ripple de aproximadamente $0,1[A]$ para ambos devanados y despreciable a la entrada. Con un transitorio levemente menor a $5[A]$.

Luego, se presenta el caso para un factor de acoplamiento de $K = 0,7$, para esto, solo se modificará el gap debe disminuir a una distancia de $0,5[mm]$, pero al ser una distancia demasiado pequeña, se aproximará a $1[mm]$, que es un valor más posible de lograr en el experimento.

Se obtienen valores de corriente en el rango esperado por devanado, con un ripple ligeramente mayor para el caso de $k = 0,9$. Además, se presentan transitorios de magnitud similares para ambos casos.

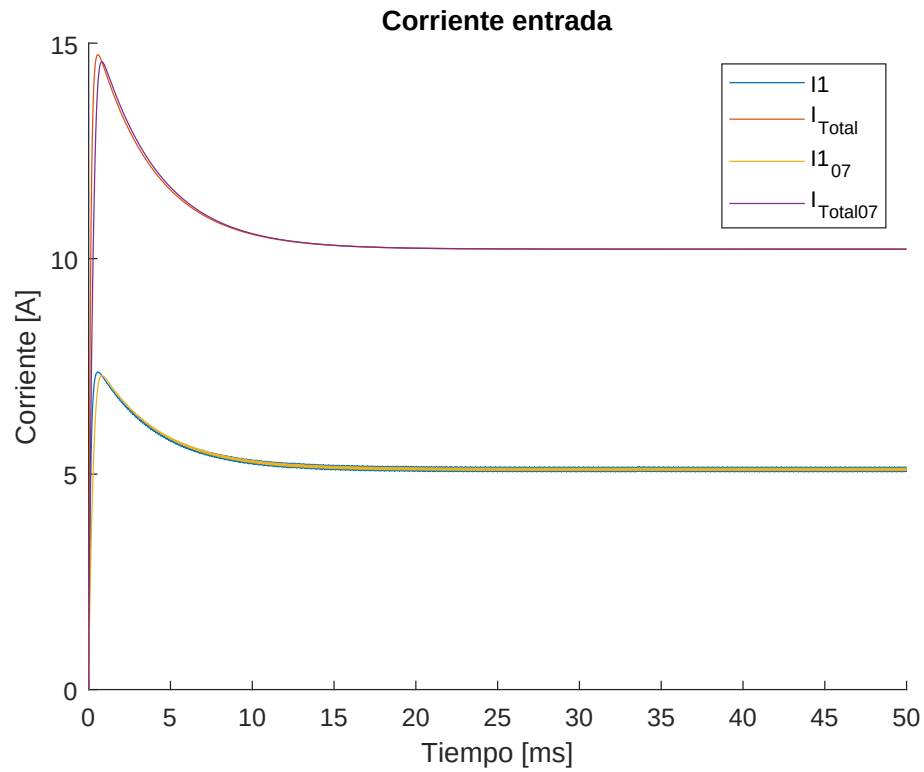


Figura 5.4: Corrientes de entrada y por devanado obtenidas para ambos casos.

Al acercarnos a la corriente de entrada, se ve que el ripple es menor para un factor de acoplamiento menor.

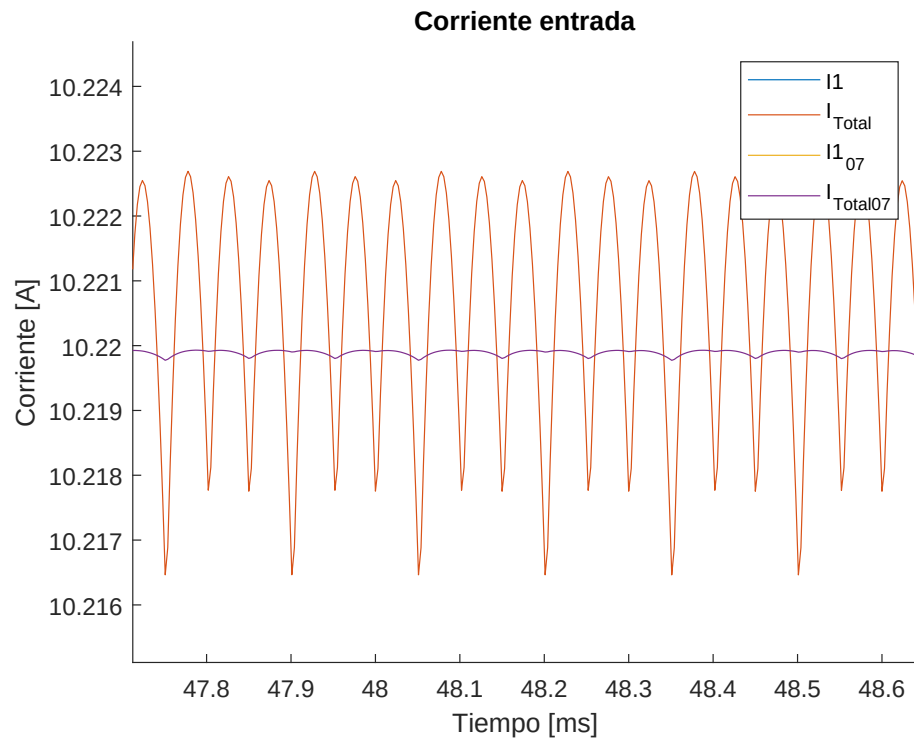


Figura 5.5: Acercamiento a corrientes de entrada para ambos casos.

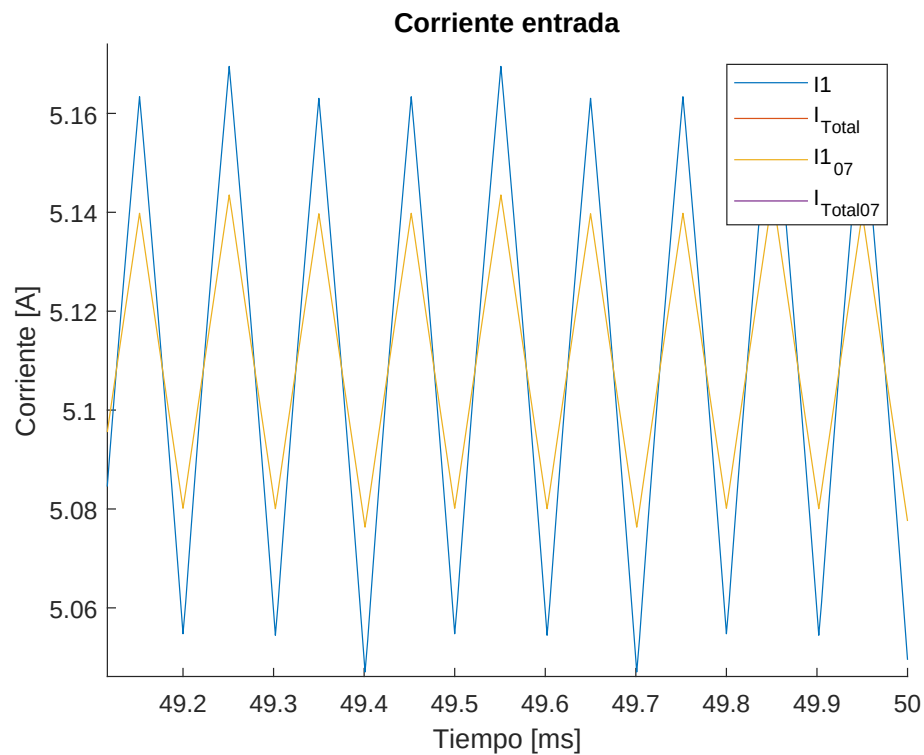


Figura 5.6: Acercamiento corrientes de un devanado por caso.

Se representa el valor obtenido para ambos casos inductancia. Para un factor de aco-

plamiento de $k = 0,7$ se obtiene aproximadamente el doble de lo requerido. Este valor es algo esperado por lo expresado en 3.20, ya que, lo expresado en parentesis los datos más determinantes son las distancia del gap multiplicado por la permeabilidad. No obstante, para al caso de $k = 0,9$ sí se llega al valor de inductancia.

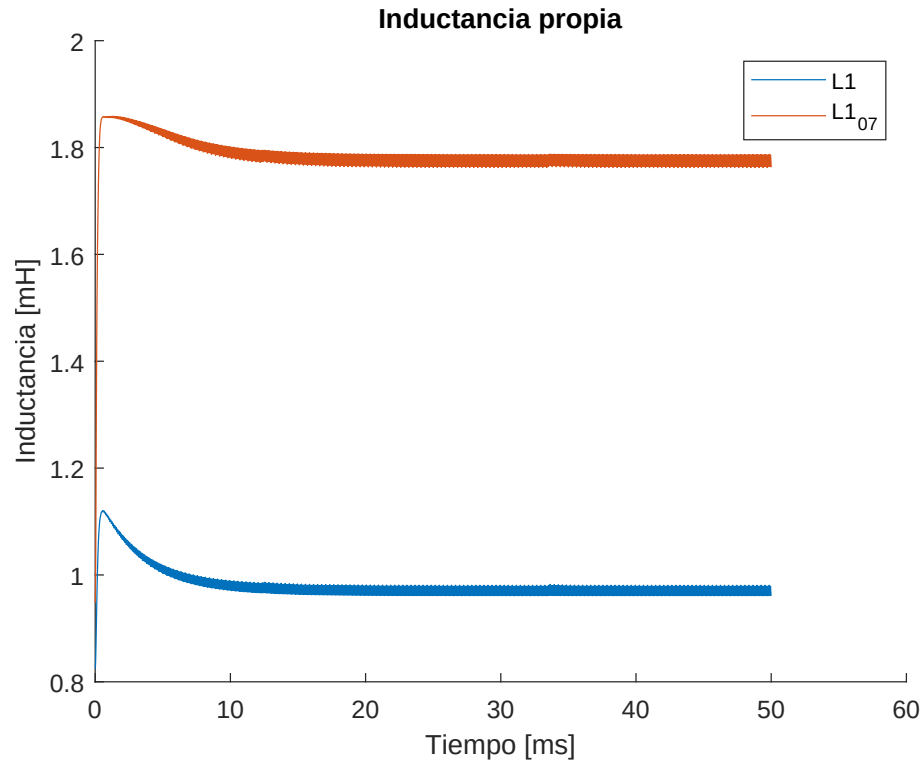


Figura 5.7: Valores de inductancia para ambos casos.

Se representa el valor obtenido para ambos casos del factor de acoplamiento, donde se observa que no se obtienen los valores requeridos en específico. Para $k = 0,7$ se obtiene un valor mayor cercano, debido a la decisión de extender la longitud del gap. Para $k = 0,9$ al seguir lo indicado por el procedimiento, se obtiene un valor sutilmente menor a lo esperado. Estos resultados poseen una diferencia menor al 10 % respecto al valor requerido, lo que es aceptable.

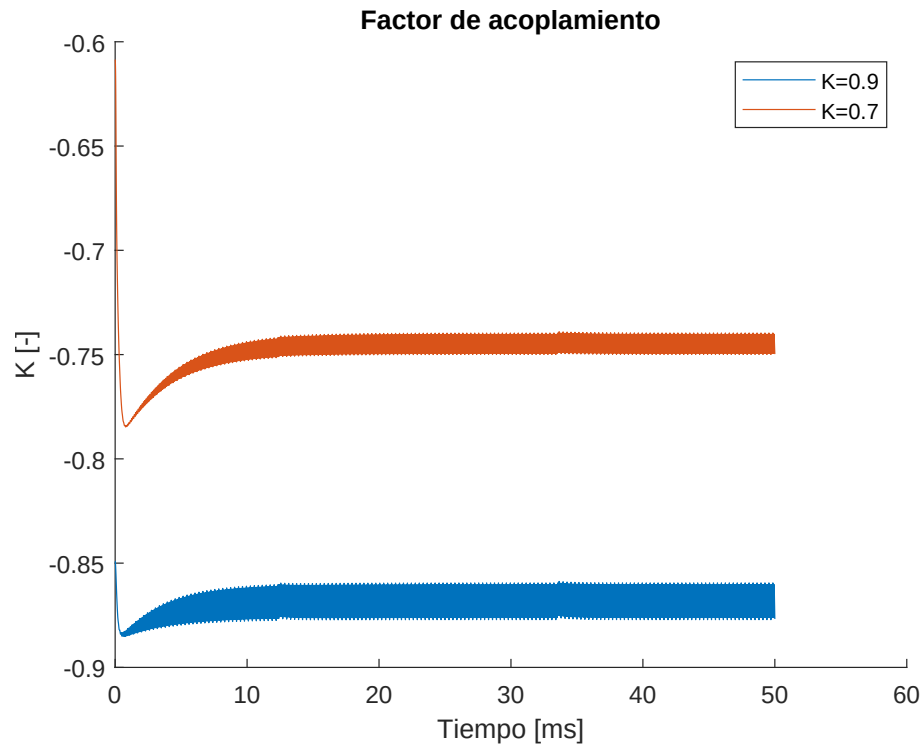


Figura 5.8: .

Se presenta el grado de inducción magnética en todo el núcleo, siendo este menor a la saturación máxima. En este, no se ve algún grado de saturación, si una concentración mayor de flujo para la columna central, lo cual es esperado.

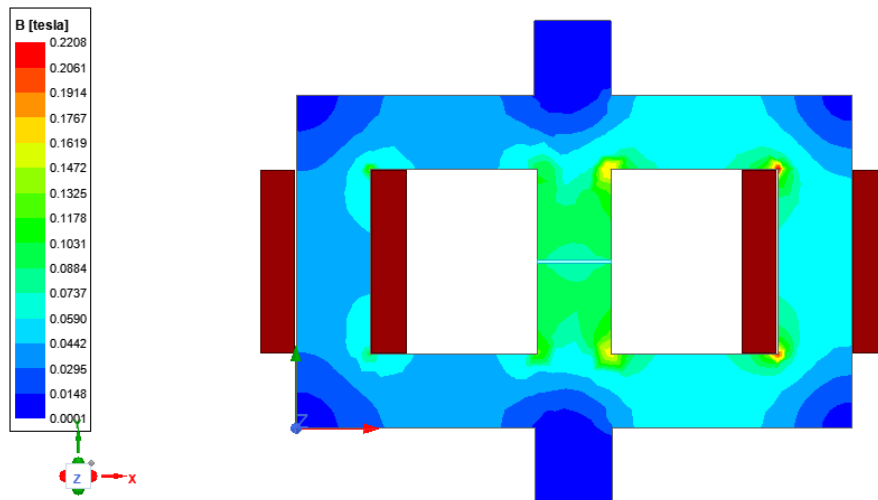


Figura 5.9: Saturación del núcleo de ferrita para una corriente promedio de 5[A] por devanado.

Por último, se presentan las pérdidas respectivas del núcleo de ferrita para ambos casos, obteniendo valores bajos indicando que no existe saturación.

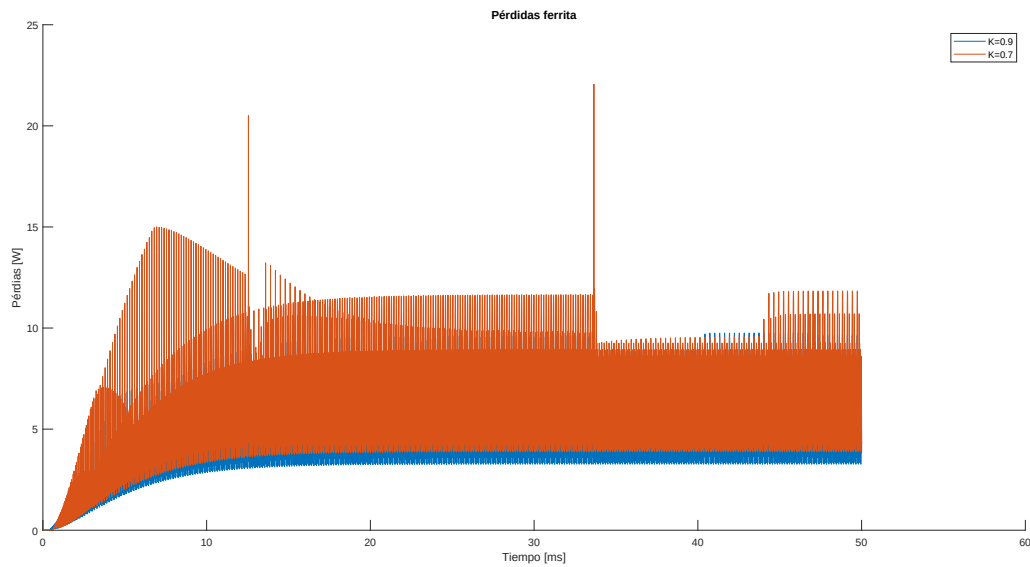


Figura 5.10: Pérdidas ferrita para ambos casos.

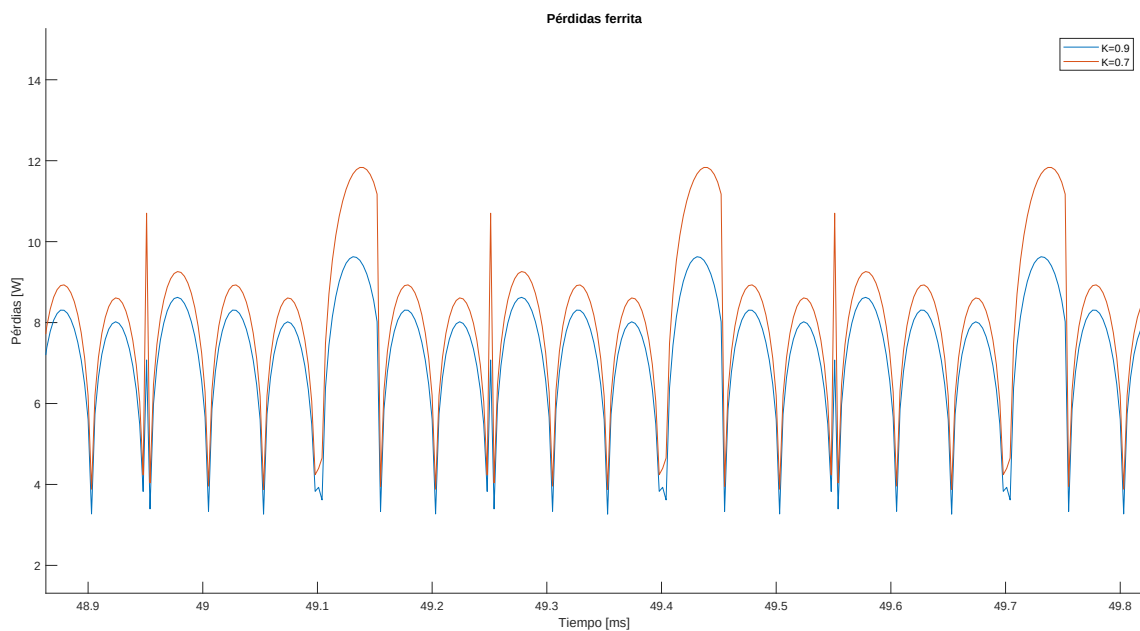


Figura 5.11: Acercamiento de la imagen anterior.

5.1.2. Montaje experimental

Para realizar el montaje experimental se utilizan los componentes presentes en el laboratorio de electromovilidad.

1. Núcleo de ferrita
2. 1 par de IGBT con diodos volante Infion FF300R17ME4
3. 4 pinzas de corriente AEMX SL261

4. 3 pinzas de tensión MCSIG DP10013
5. 1 osciloscopio KEYSIGHT INFINIIVISION DSOX3014T
6. 1 capacitor de $2200[\mu F]$
7. Fuente DC de alimentación del convertidor EA-PSI 9360-15
8. Fuente DC alimentación drivers IGBT GWINSTEK GPS-3303
9. Resistencia cerámica de $20[\text{ohm}]$
10. Sistema inyección de pulsos a IGBT DSpace

Para medir la inductancia, se utiliza un medidor RCL meter bk precision 879b, el cual se ajusta para medir inductancia a $10[\text{kHz}]$ obteniendo la Figura 5.12 para el primer devanado y 5.13 para el segundo devanado.

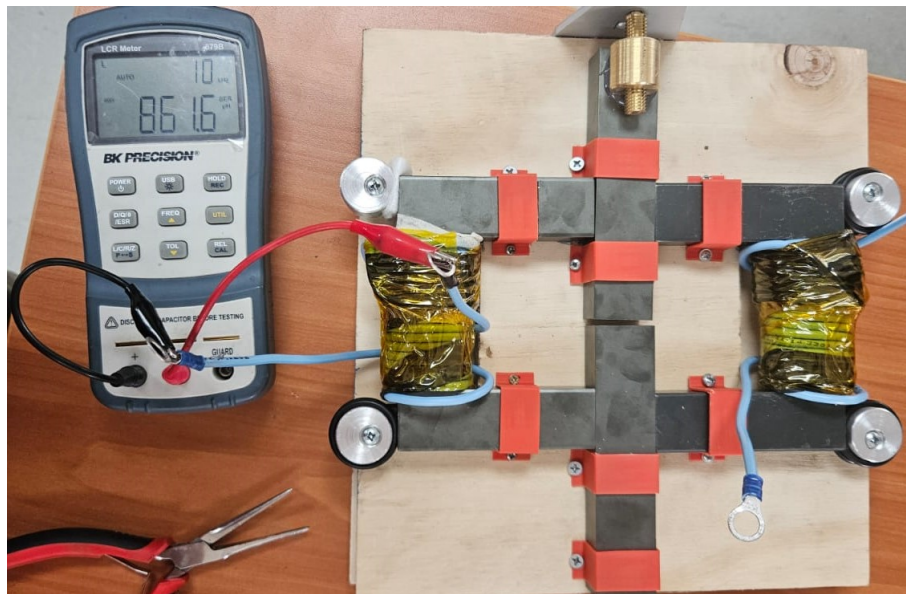


Figura 5.12: Medición inductancia primer devanado.

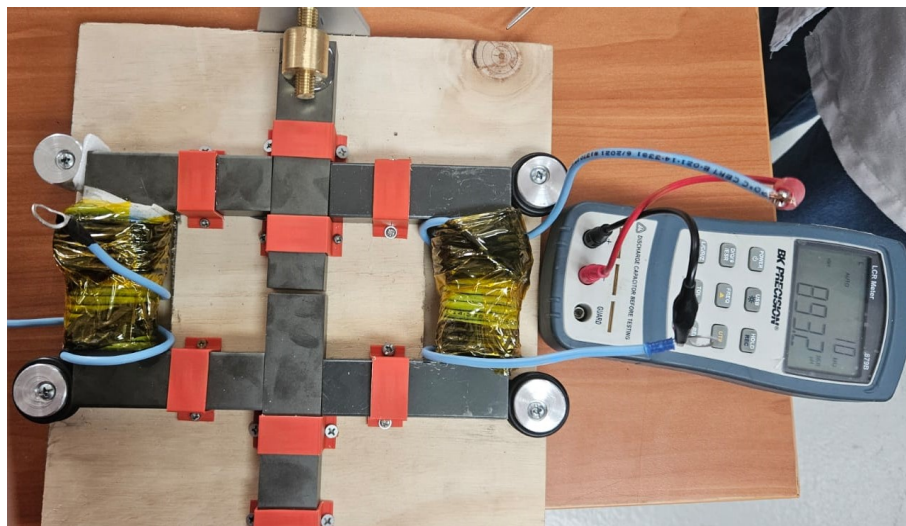


Figura 5.13: Medición de inductancia segundo devanado.

Estos devanados fueron realizados a mano con un conductor AWG 12, y al no alcanzar la columna lateral con el devanado completo, se concentró parte del devanado en un extremo y ambos devanados se realizaron en el mismo sentido. Además, como se presenta la columna central móvil, se crearon sujeciones a través de una impresora 3D con cinta de doble contacto, con el propósito de detener las columnas de colisionar producto de la fuerza magnética generada en el gap junto a colocar un cartón en el gap como apoyo.

Para poder desplazar la columna central, se pega un tornillo con posibilidad de giro junto a una placa de aluminio por la cual pasa el tornillo sobre un forado con hilo hasta llegar a un cilindro con hilo pegado con silicona a la columna central. Esto para regular la longitud del gap.

Se puede ver que no posee el mismo valor de inductancia y son cercanos a $900[\mu H]$ una más que otra. Esto se puede explicar dada la concentración de devanados en un extremo y la posibilidad de que no sean simétricos en la distribución de vueltas. Esto provocará una distribución de corriente por devanado dispareja y ripple diferentes. La implementación de este experimento se ve en la Figura 5.14, donde se puede ver el Variac en la parte trasera de la imagen la cual posee una resistencia en serie no visible, inductor a la izquierda, los IGBTs a las derecha, el capacitor y la carga resistiva en frente. Como se explico anteriormente, se utilizan pinzas de tensión y corriente para determinar variables eléctricas relevantes para el análisis.

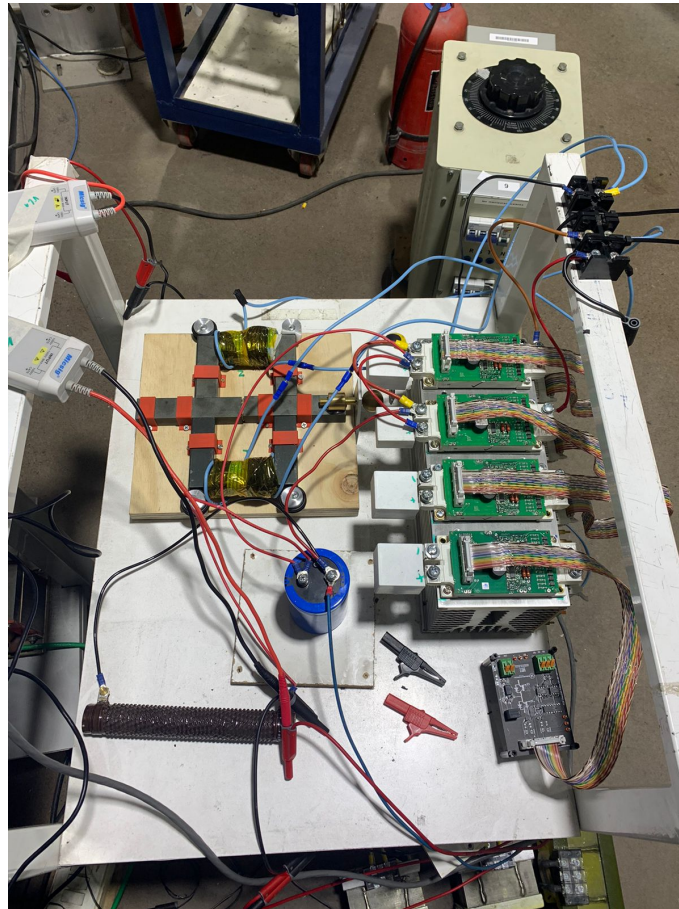


Figura 5.14: Implementación del convertidor boost interleaved para evaluar experimentalmente el diseño del inductor acoplado.

Para comprobar el diseño se obtienen las variables de corriente por devanado del inductor, la corriente a la salida y a la entrada. Además, se mide la tensión en ambos devanado del inductor y la tensión en la carga, con el fin de determinar las pérdidas.

Los datos de mediciones de las pinzas se dirigen al equipo DSpace, donde se obtendrán los valores de corriente tensión y pérdidas del núcleo.

5.1.3. Resultados y análisis experimental

Describir el proceso utiliza, precarga, subidas lentas hasta 35 a la salida por limitaciones de la fuente DC en corriente.

El desempeño del inductor depende de lo pulcro que haya sido el trabajo realizado físicamente con el núcleo, devanado y gap. Al realizarlo a mano existe la posibilidad de diferencias entre cada devanado, lo cual fue lo obtenido al medir cada inductancia. Es por esto que para la implementación se utilizará control PI en lazo cerrado de voltaje y corriente.

5.1.3.a. Control por lazo cerrado

Recordemos que un convertidor boost es un tipo de convertidor de potencia de DC-DC que se utiliza para elevar la tensión de entrada a un valor más alto en la salida. Este tipo de convertidor es ampliamente utilizado en aplicaciones donde se requiere una regulación precisa de voltaje, como en sistemas de energía renovable, fuentes de alimentación para dispositivos electrónicos y sistemas de control de motores.

El control de un convertidor boost con lazo cerrado de voltaje y corriente es esencial para garantizar que la salida del convertidor se mantenga estable, a pesar de las fluctuaciones en las condiciones de carga y las variaciones de la entrada. Este control se implementa mediante un controlador PI (Proporcional-Integral), que permite un control preciso y una rápida respuesta ante perturbaciones.

Un lazo cerrado implica que las salidas de voltaje y corriente del convertidor se monitorizan constantemente y se retroalimentan al controlador para ajustar la operación del convertidor.

El voltaje de salida se mantiene constante, independientemente de las variaciones en la carga o la entrada, y la corriente de inyección se controla para evitar sobrecargas y para garantizar una transferencia de potencia eficiente. El sistema puede usar dos lazos de retroalimentación: uno para el voltaje y otro para la corriente. El lazo de corriente asegura que el convertidor opere dentro de los límites de corriente del inductor y los transistores, mientras que el lazo de voltaje regula el nivel de salida.

La salida del controlador PI genera una señal de control que ajusta el ciclo de trabajo del convertidor boost. Al controlar ambos, voltaje y corriente, el sistema puede responder rápidamente a los cambios en las condiciones de carga, manteniendo la estabilidad.

Ya con eso se presentan los resultados experimentales para la corriente, tensión y potencia de cada devanado.

5.1.3.b. Corrientes

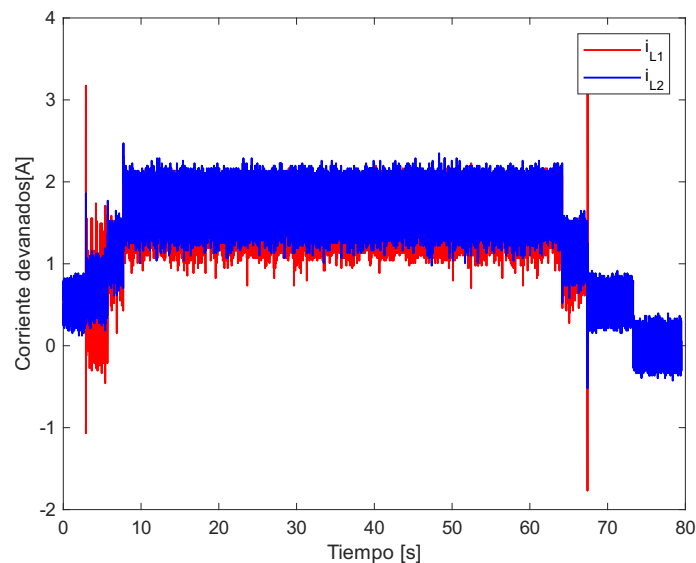


Figura 5.15: Gráfico exportado de DSpace de corrientes por devanado desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $1,7[mm]$.

El figura anterior muestra todo el proceso realizado en el experimento para un gap de $1,7[mm]$ correspondiente a un factor de acoplamiento de $k = 0,9$, desde la precarga del capacitor, que finaliza a los $10[s]$, hasta alcanzar los valores nominales de $35 [V]$ a la salida, la cual general la corriente límite soportada por la fuente, hasta los $65[s]$ para luego ir decayendo con 3 escalones a corriente cero.

El figura siguiente fue extraída desde DSpace la cual muestra todo el proceso realizado en el experimento para un gap de $0,5[mm]$ correspondiente a un factor de acoplamiento de $k = 0,7$, desde la precarga del capacitor, que finaliza a los $10[s]$, hasta alcanzar los valores nominales de $35 [V]$ a la salida hasta los $20[s]$ para luego ir decayendo con 2 escalones a corriente cero.

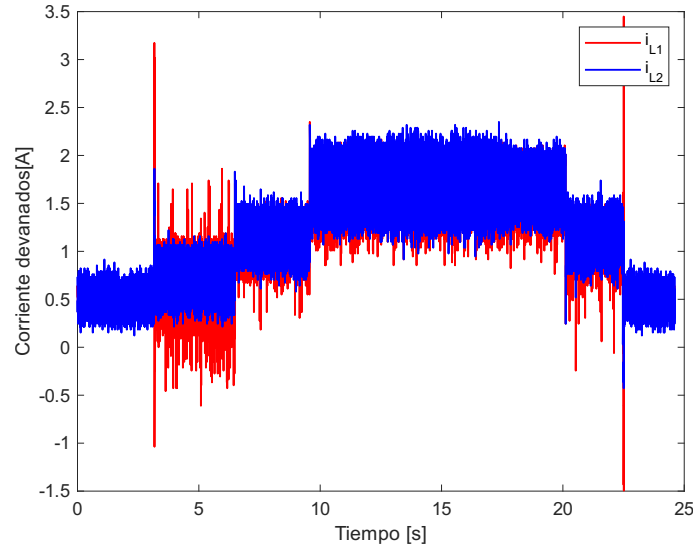


Figura 5.16: Gráfico exportado de DSpace de corrientes por devanado desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $0,5[mm]$.

Para el primer caso, el tiempo que se somete a condiciones nominales es mayor, es debido a que se tuvo que ajustar correctamente el osciloscopio para tener una visualización más detallada de las corrientes y tensiones.

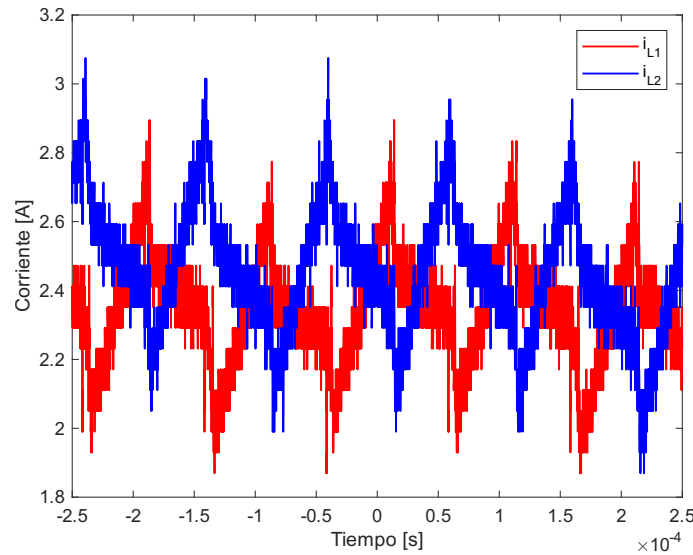


Figura 5.17: Gráfico de corriente por devanado exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$.

Para condiciones nominales de operación en estado estacionario para un factor de acoplamiento de $k = 0,9$, se llega a un valor medio aproximado de $2,5[A]$ desde $t = 0[s]$ para ambos devanados con un ripple de $1[A]$. El cual es un valor bastante alto considerando los niveles de corriente a los que se está trabajando. Se confirma de la Figura que la frecuencia que actúan el convertidor es de $10[kHz]$ al medir un ciclo de la corriente en el tiempo.

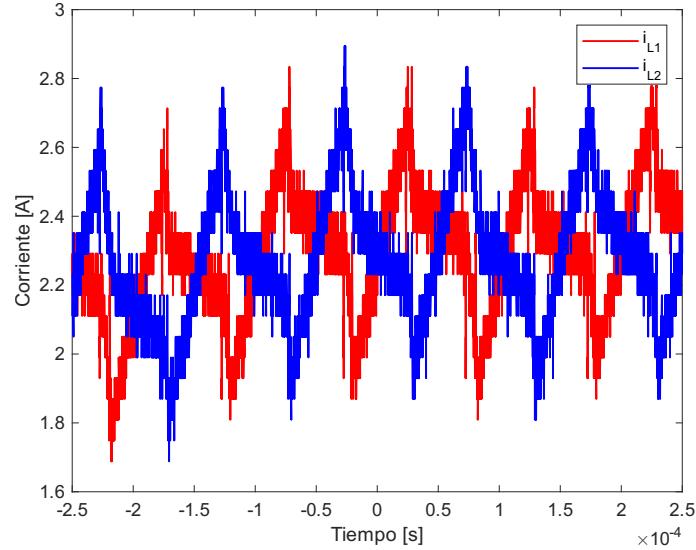


Figura 5.18: Gráfico de corriente por devanado exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $0,5[mm]$.

Para condiciones nominales de operación en estado estacionario para un factor de acoplamiento de $k = 0,7$, se llega a un valor medio aproximado de $2,3[A]$ desde $t = 0[s]$ para ambos devanados con un ripple de $0,9[A]$, el cual es un valor bastante alto considerando los niveles de corriente a los que se está trabajando.

Al comparar ambos casos se ve que mejora el ripple al disminuir el factor de acoplamiento. Esto es algo esperado según se vio en las Figuras 3.7 y 3.8.

Se presentan las figuras que representan la corriente a la entrada del convertidor. La primera figura posee un valor medio de $4,9[A]$ con un ripple de $0,9[A]$ aproximadamente, y la segunda se llega a un valor medio de $4,6[A]$ y un ripple de $0,9[A]$.

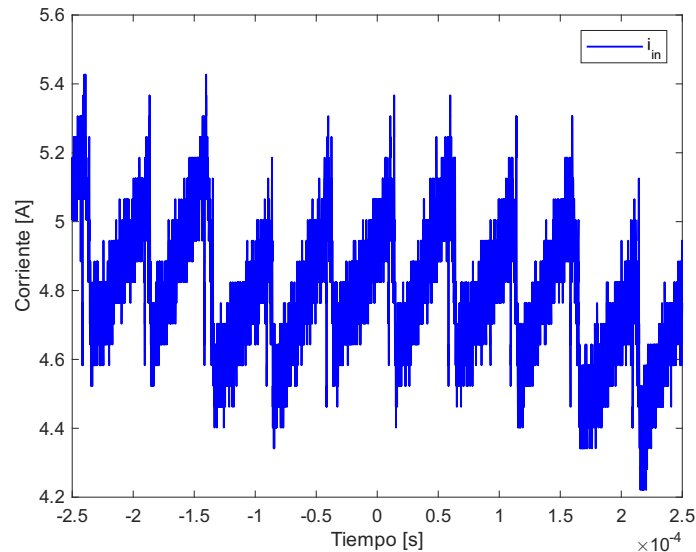


Figura 5.19: Gráfico de corriente a la entrada en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$.

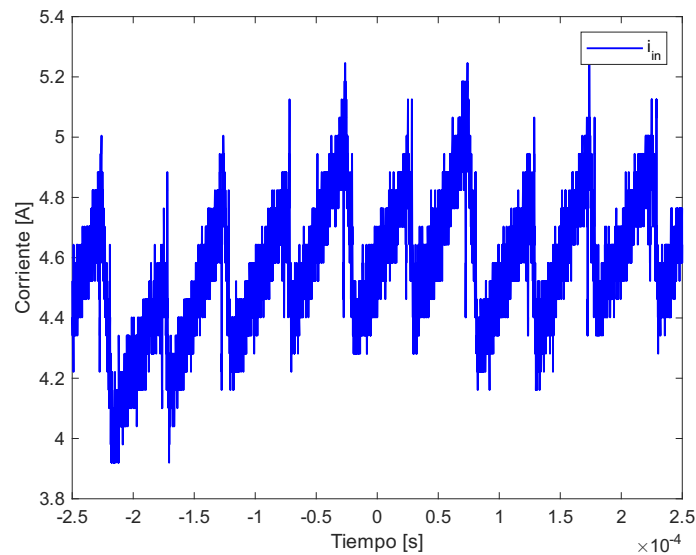


Figura 5.20: Gráfico de corriente a la entrada en estado estacionario para un gap de $0,5[mm]$.

Respecto a lo anterior se ve que el ripple de corriente se mantiene en magnitud respecto a los devanados, por lo que se asume, según lo anteriormente dicho, que al aumentar la potencia del convertidor existe la posibilidad de que el ripple disminuya en magnitud.

5.1.3.c. Tensiones

Se presenta las tensión en el capacitor para ambos casos desde la precarga ya realizada al capacitor hasta llegar a condiciones nominales a $35[V]$ extraídos desde DSpace. Se muestra un buen control de tensión al tener peak de $1[V]$ aproximadamente al variar la tensión.

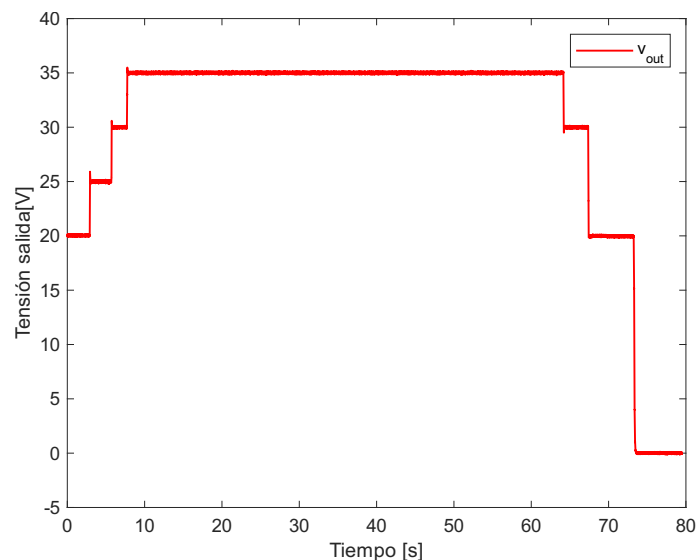


Figura 5.21: Gráfico exportado de DSpace de tensión del capacitor desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $1,7[mm]$.

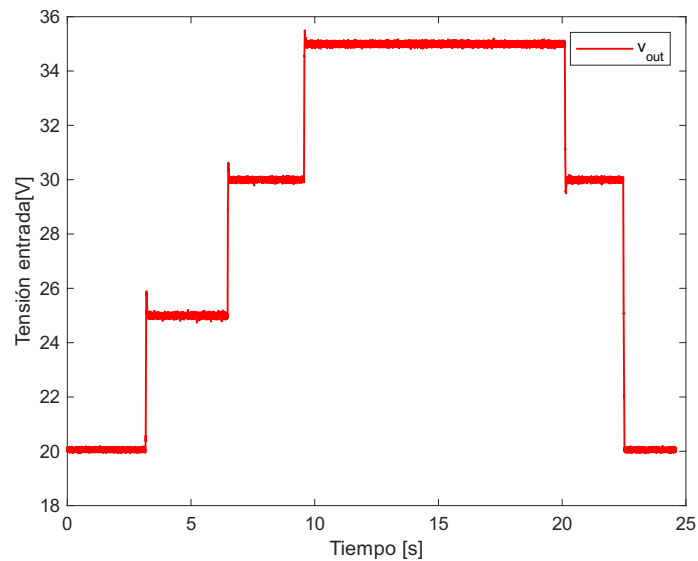


Figura 5.22: Gráfico exportado de DSpace de tensión del capacitor desde el proceso de precarga, hasta la desconexión para un gap de $0,5[mm]$.

Se presenta las tensión los dos devanados para ambos casos en condiciones nominales desde el osciloscopio. Para ambas figuras se tiene una tensión positiva de $15[V]$ y una tensión de $-20[V]$. Este último se da por la referencia de la pinza de medición. Además, los valores se obtienen para medir las pérdidas eléctricas del núcleo.

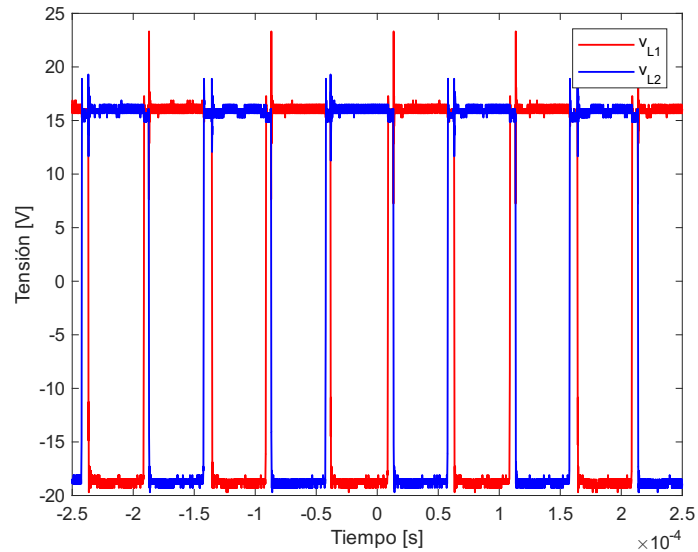


Figura 5.23: Gráfico de tensión de los devanados exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $1,7[mm]$.

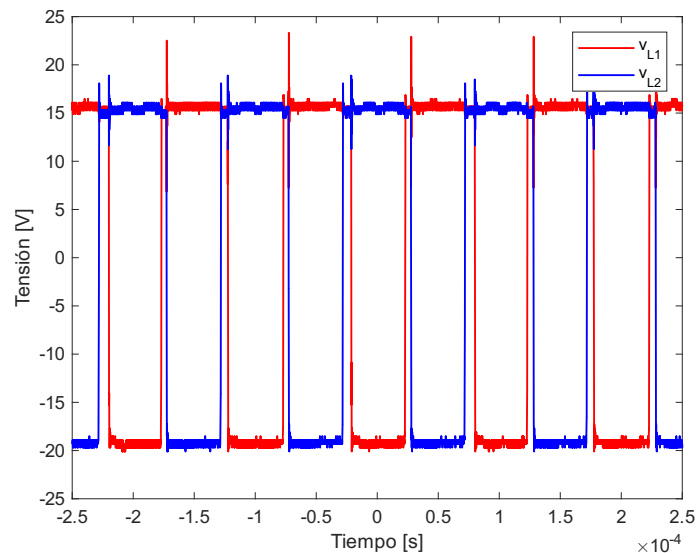


Figura 5.24: Gráfico de tensión de los devanados exportado de un osciloscopio en estado estacionario para un gap de $0,5[mm]$.

5.1.3.d. Pérdidas

Por último, se obtienen las siguientes Figuras representando las pérdidas eléctricas para ambos devanados, donde se evaluará por magnitud obtenida omitiendo el signo asociado. Se obtienen valores entre $37[W]$ como mínima y $56[W]$ como máxima.

Las pérdidas obtenidas pueden ser de magnitudes pequeñas, pero, al analizar las pérdidas de la carga con el valor de tensión obtenido en el capacitor, se obtiene el valor de $61,25[W]$, que al contrastar con las pérdidas del inductor son un tanto mayor. Esto nos indica que el inductor construido presenta pérdidas eléctricas elevadas al comprarlas con las pérdidas estimadas de la carga.

El cálculo de las pérdidas del inductor se ve reflejado en la ley del elemento del circuito explicado anteriormente. Sin embargo, como el ripple de corriente por devanado es aproximadamente el 50 % de la corriente media, el factor de variación de corriente que acompaña el valor de la inductancia sea grande.

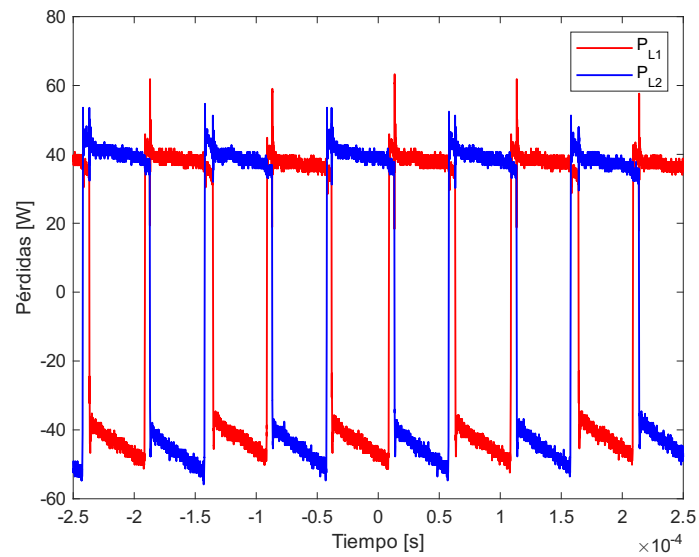


Figura 5.25: Gráfico de pérdidas calculado a partir de los datos obtenidos de tensión y corriente por devanado del osciloscopio en estado estacionario para un gap de 1,7[mm].

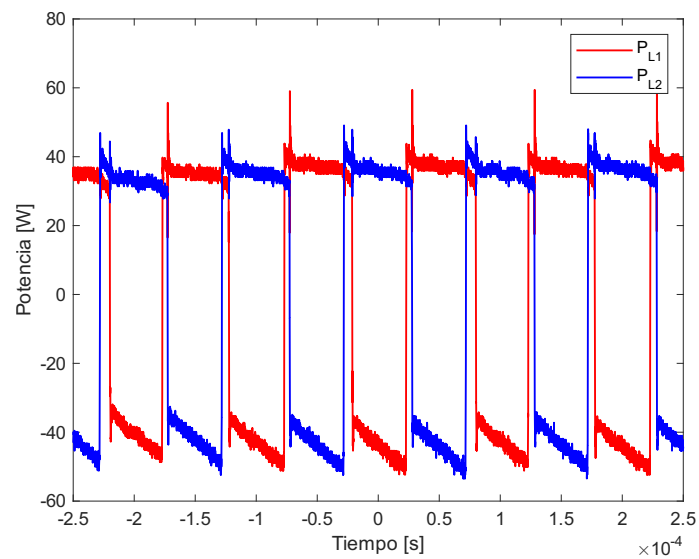


Figura 5.26: Gráfico de pérdidas calculado a partir de los datos obtenidos de tensión y corriente por devanado del osciloscopio en estado estacionario para un gap de 0,5[mm].

Capítulo 6

Conclusiones

Se realizó una revisión de la literatura sobre diseño de núcleos magnéticos, tipos de materiales utilizados según la aplicación y tipo de acoplamiento existente. En base a estas referencias es que nace la metodología de diseño expuesta, basándose principalmente en el tipo de acoplamiento utilizado, que en definitiva el acoplamiento inverso es apto para reducir el tamaño del núcleo. También, es relevante la elección del material según las pérdidas que este pueda tener dada la frecuencia de trabajo y la intensidad de corriente. No menos importante es la geometría empleada en el diseño, ya que, este afecta directamente en la manera de obtener las capacidades del núcleo y determinar si es apto en la aplicación que se empleará.

Se define un procedimiento de diseño en base a la estructura definida del tipo EI con un gap en la columna central. Se utiliza el software matlab para simplificar los cálculos y se implementan en el programa ANSYS, que se basa en funciones de elementos finitos. Sí bien no se utilizó literalmente el programa FEMM, ANSYS presenta mayor amplitud de análisis y la posibilidad de incorporar datos reales del material para sus cálculos en simulación.

Se presentaron condiciones para este diseño por interés del laboratorio de electromovilidad, donde estas limitaban la sección del núcleo. Con esto, se modificaron las ecuaciones finales del modelo de diseño, estas modificaciones no presentaban un beneficio a la hora de evaluar el modelo, ya que, la distancia del gap se ve reducida lo cual se puede reflejar en distancias poco reales dependiendo del nivel de acoplamiento y posibilidad de saturación por el tipo de acoplamiento.

Mediante la simulación se confirma que el método de diseño propuesto funciona para circuitos de alta frecuencia y potencias bajas. Se utilizan distintos puntos de operación, para obtener una base de datos respecto al comportamiento de la chapa silicosa frente a frecuencias altas, obteniendo resultados positivos habilitando esta posibilidad.

Se comprueba el funcionamiento del convertidor con el inductor acoplado, con presencia de ripple elevado en cada devanado comparado con la corriente media que circula por cada devanado. Esto causando un posible aumento en las pérdidas en el circuito.

La potencia en la cual se probó experimentalmente el convertidor puede generar confusión en los datos obtenidos, debido a que a menor sea la potencia de el convertidor, mayor será el requerimiento de inductancia para que el ripple sea de cierto porcentaje respecto a la corriente estimada.

Capítulo 7

Trabajos futuros

Dadas algunas simplificaciones y complicaciones para el modelo propuesto se generan los siguientes desafíos:

1. Proponer un modelo de diseño generalizado de inductores acoplados para convertidor boost multinivel. Con el fin de no limitar el convertidor a 2 niveles, distribuyendo la corriente pudiendo disminuir el tamaño del inductor aún más y quizás con un mejor manejo de corriente.
2. Establecer un modelo de diseño para inductores altamente acoplados tipo acorazado de alta frecuencia y potencia con gap distribuidos. Como se vio en la simulación de alta potencia, el núcleo diseñado presentaba limitaciones respecto al nivel de saturación y la estabilización de la inductancia. Se pueden incorporar gaps por el núcleo para linealizar aún más la curva BH, otorgando mayor tolerancia a la saturación y pudiendo manejar mayores niveles de corriente.
3. Método para determinar la inductancia de dispersión para núcleos acorazados y de una sola ventana para diseño de inductores acoplados. En este modelo planteado, se utiliza una formula simplificada para determinar la inductancia de dispersión. Para un mayor entendimiento y resultados de simulación se puede implementar un modelo iterativo para determinar la inductancia de dispersión.
4. Implementación de un núcleo de chapa silicosa en inductor acoplado para utilización en convertidor boost interleaved.
5. Implementación de un modelo de control para atenuación de ripple de corriente por devanado para disminución de pérdidas.

$$L = L_m + L_k = \frac{N^2 \cdot (\mathcal{R} + \mathcal{R}_c)}{\mathcal{R}^2 + 2\mathcal{R}\mathcal{R}_c} L_k = L(1 - k) \quad (7.1)$$

Capítulo 8

Anexo

Materials	Ferrites	Nanocrystalline	Amorphous	Si iron	Ni-Fe (permalloy)	Powdered iron
Model	Epcos N87	Vitroperm 500 F	Metglas 2605	Unisil 23M3	Magnetics Permalloy 80	Micro-metals 75 μ
Permeability, μ_i	2200	15 000	10 000–150 000	5000–10 000	20 000–50 000	75
B_{peak} , T	0.49	1.2	1.56	2.0	0.82	0.6–1.3
ρ , $\mu\Omega m$	10×10^6	1.15	1.3	0.48	0.57	10^6
Curie temp, T_c , °C	210	600	399	745	460	665
P_{fe} mW/cm ³	288 at 0.2 T 50 kHz	312 at 0.2 T 100 kHz	294 at 0.2 T 25 kHz	5.66 at 1.5 T 50 Hz	12.6 at 0.2 T 5 kHz	1032 at 0.2 T 10 kHz
K_c	16.9	2.3	0.053	3.388	0.448	1798
α	1.25	1.32	1.81	1.70	1.56	1.02
β	2.35	2.1	1.74	1.90	1.89	1.89

Figura 8.1: Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [2].

Magnetic material	Magnetic flux density B_S [T]	Operating frequency F_{Op} [Hz]	Curie temperature T_C [°C]	Coercivity [Oe]	Number of geometries available	Relative cost
Fe-Si (GO)	2.0	0.05-1 k	740	0.008-0.6	>5	High
Fe-Si (GNO)	2.0	0.05-1 k	740	0.008-0.6	>5	High
Iron powder cores	1.0	100 k-100 M	770	5-9	>10	Very low
MPP	0.3	10 k-1 M	450	0.3	–	High
<i>High Flux</i>	1.5	10 k-1 M	360	1	–	Medium
powder cores						
<i>Kool MμTM</i>	1.0	1 M	740	0.5	–	Low
powder cores						
Amorphous alloy	0.5-1.6	0.4-250 k	200-380	0.008-0.04	–	High
Nanocrystal alloy	1.3	0.4-150 k	600	0.02-0.04	>5	Very high

Figura 8.2: Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [4].

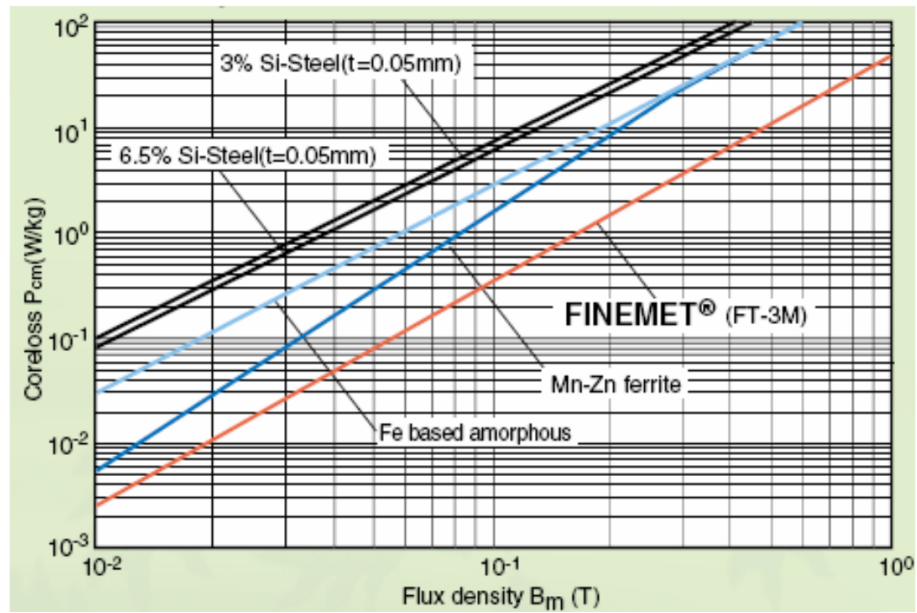


Figura 8.3: Método comparativo por [15] de materiales magnéticos para una frecuencia de 10 [kHz].

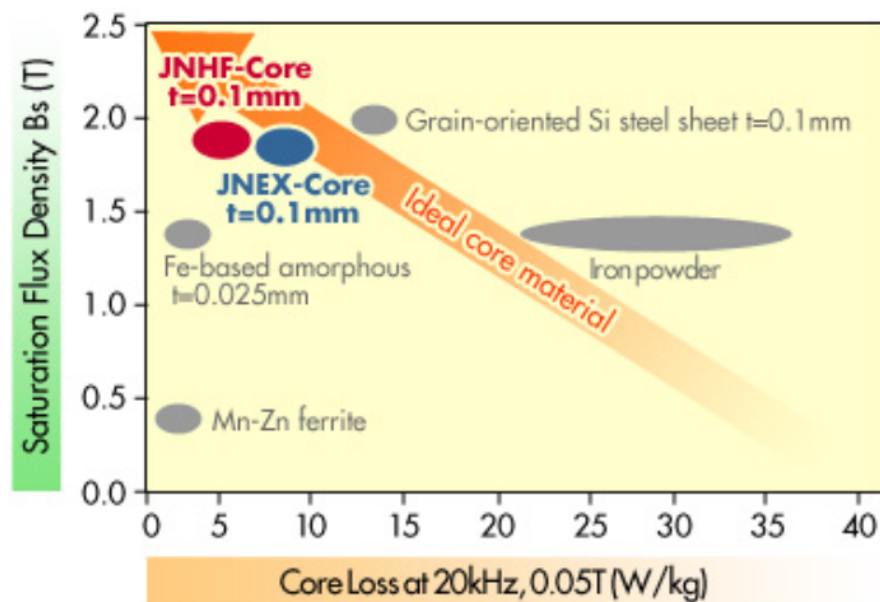
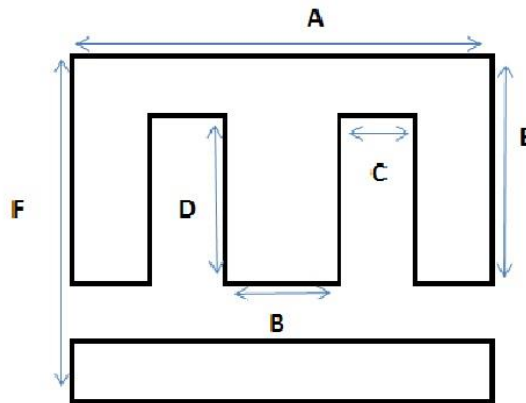


Figura 8.4: Gráfico de las pérdidas respecto al nivel de inducción para materiales magnéticos para una frecuencia de 20 [kHz] [6] .

DIMENSIONES LAMINAS MONOFASICAS



DESCRIPCION	A	B	C	D	E	F	KG/CM
LAMINA MONOFASICA L-10	35	10	7,5	20	25	30	0,05
LAMINA MONOFASICA L-13	41	13	8	21	27	33	0,08
LAMINA MONOFASICA L-16	48	16	8	24	32	40	0,12
LAMINA MONOFASICA L-19	57	19	9,5	28	38	47,5	0,17
LAMINA MONOFASICA L-22	66	22	11	33	44	55	0,23
LAMINA MONOFASICA L-25	75	25	12,5	37,5	50	62,5	0,3
LAMINA MONOFASICA L-28	84	28	14	43	57	71	0,38
LAMINA MONOFASICA L-32	96	32	16	48	64	80	0,47
LAMINA MONOFASICA L-35	105	35	17,5	52,5	70	87,5	0,6
LAMINA MONOFASICA L-38	115	38	19	57	76	95	0,65
LAMINA MONOFASICA L-40	120	40	20	60	80	100	0,7
LAMINA MONOFASICA L-42	125	42	21	63	84	105	0,8
LAMINA MONOFASICA L-45	135	45	22,5	66	88,5	111	0,9
LAMINA MONOFASICA L-50	150	50	25	75	100	125	1,2
LAMINA MONOFASICA L-64	192	64	32	96	128	160	1,9
LAMINA MONOFASICA L-80	240	80	40	120	160	200	3
LAMINA MONOFASICA L-100	300	100	50	150	200	200	4,5
LAMINA MONOFASICA L-100 LARGA	300	100L	50	300	350	400	7,35

MESA CENTRAL: (56) 2 2795 9430 MAIL: ventastp@pailamilla.cl www.pailamilla.cl

Figura 8.5: Tabla con los tipos de materiales ferromagnéticos utilizados en convertidores de potencia [4].

8.0.1. Corrientes de Foucault

La corriente de Foucault es generada por variaciones en la excitación en el devanado, como la corriente alterna, triangulares, cuadradas entre otros. Esto nos dice que puede

depender de la frecuencia de la alimentación, pero es más correcto decir que depende de los Volt por vuelta que genera en el devanado. El núcleo se puede tomar como un devanado de una vuelta y con una resistividad ρ , con esto se genera una corriente en el perímetro del núcleo llamadas como corrientes de Foucault [2].

El efecto de estas corrientes es solo añadir pérdidas al núcleo, no trae ningún beneficio para el circuito magnético o eléctrico. Esto se puede representar como una resistencia equivalente, calculada con las dimensiones y resistividad del núcleo, conectada en serie con el devanado que la genere. Como depende del perímetro del núcleo, laminarlo y agregar un aislante entre laminas es una manera de atenuar este efecto. Al tener láminas, existen varios perímetros para los Volt por vuelta aplicados, lo que divide la corriente en la cantidad de láminas que se posea como se ve en la Figura 8.6.

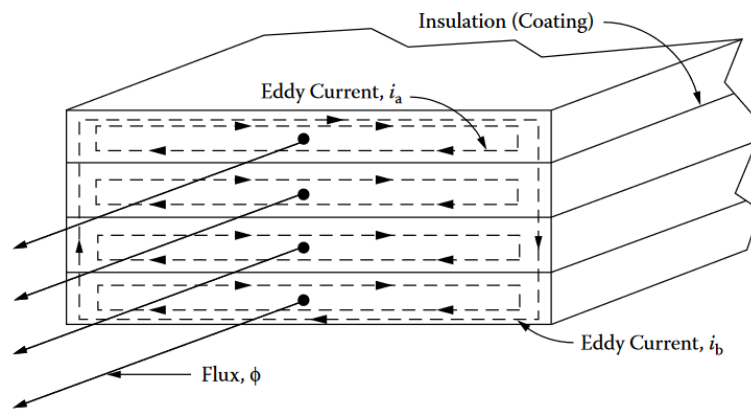


Figura 8.6: Efecto de laminar el núcleo [2].

Además, la buena elección del material es fundamental según la resistividad que posea para que las corrientes de Foucault sean lo menor posible y se prevengan daños a la aislación del devanado [2].

8.0.2. Pérdidas por histéresis

Las pérdidas por histéresis por lo general vienen dadas por el proveedor del material en curvas que relacionan potencia con B para distintas frecuencias, como se muestra en la Figura 8.7, donde las pruebas realizadas son con fuentes sinusoidales que saturan el núcleo. Una manera de comprender estas pérdidas es ver cuantas veces se recorre la curva de histéresis por segundo, lo que indica que estas dependen de la frecuencia [2].

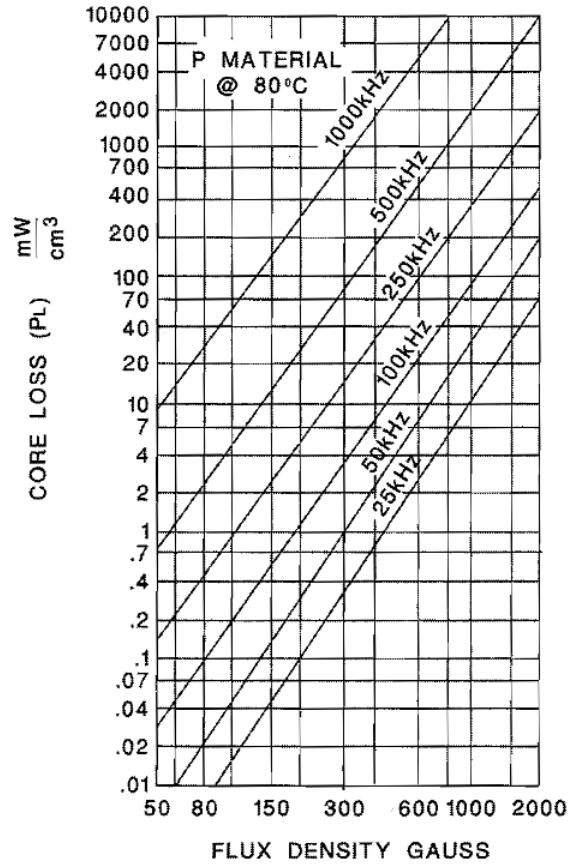


Figura 8.7: Curva típica para pérdidas por histéresis [1].

8.0.3. Energía inductores acoplados

Recordando la Figura 2.5, el valor de inductancia para esta forma de núcleo se presenta en la Ecuación (8.1).

$$L = \frac{\mu_{eff}\mu_0 N^2 A_c}{l_c} \quad (8.1)$$

Donde l_c es el largo total del núcleo, A_c la sección transversal del núcleo y μ_{eff} es aproximadamente la relación del recorrido del flujo por núcleo y el gap l_c/g_c . Luego, la intensidad de campo máxima se representa en la Ecuación (8.2).

$$H_{max} = \frac{N\hat{I}}{l_c} \quad (8.2)$$

Donde $\hat{I}$ es la corriente peak, esta se puede relacionar a su señal rms como:

$$I_{rms} = K_i \hat{I}$$

Con K_i como el factor dependiente de la forma de onda de corriente. Luego, se puede representar la inducción máxima en la Ecuación (8.3).

$$B_{max} = \frac{\mu_{eff}\mu_0 N \hat{I}}{l_c} \quad (8.3)$$

$$\hat{I} = \frac{B_{max} l_c}{\mu_{eff}\mu_0 N}$$

Donde B_{max} queda limitado por la saturación del núcleo, estos dichos anteriormente.

8.0.4. Pérdidas del cobre

Las pérdidas de los conductores se representa como:

$$P_{cu} = \rho_w \frac{l_w}{A_w} I_{rms}^2 \quad (8.4)$$

$$P_{cu} = \rho_w \frac{N^2 MLT (K_i \hat{I})^2}{N A_w}$$

Donde ρ_w es la resistividad del conductor, l_w el largo del conductor que es igual a N por el largo promedio por vuelta (MLT). Con esto se puede despejar nuevamente la corriente obteniendo la Ecuación (8.5).

$$\hat{I} = \frac{1}{N K_i} \sqrt{\frac{P_{cu} N A_w}{\rho_w MLT}} \quad (8.5)$$

8.0.5. Pérdidas del núcleo

Por temas de simplicidad se pueden expresar las pérdidas del núcleo como un factor por las pérdidas del cobre [7], esto se expresa en la Ecuación (8.6).

$$P_{fe} = \gamma P_{cu} \quad (8.6)$$

8.0.6. Ecuación térmica

Las pérdidas se traducen en liberación de calor al ambiente que rodea el núcleo. Esta se disipa a través de conducción y convección dependiendo del elemento en particular que se analice, siendo estos las pérdidas del núcleo y las del devanado. la Ecuación de newton sobre la convección [7] relaciona el flujo de calor con la variación de temperatura (ΔT), el área de la superficie (A_t) y el coeficiente de transferencia de calor h_s en la ??.

$$Q = h_s A_t \Delta T \quad (8.7)$$

Donde Q representa las pérdidas totales del sistema. Por lo general el proveedor otorga la resistencia térmica del núcleo, pero esta se puede obtener de manera empírica con la Ecuación (8.8) relacionandola con el volumen del núcleo V_c .

$$\begin{aligned}\Delta T &= R_\theta Q \\ R_\theta &= \frac{0,06}{\sqrt{V_c}}\end{aligned}\tag{8.8}$$

Con esto la expresión de pérdidas totales del núcleo queda definida en la Ecuación (8.9)

$$Q = P_{cu} + P_{fe} = (1 + \gamma)\rho_w V_w K_u J_0^2\tag{8.9}$$

Y con eso se puede despejar la densidad de corriente como:

$$J_0 = \sqrt{\frac{h_c A_t \Delta T}{(1 + \gamma)\rho_w V_w K_u}}\tag{8.10}$$

Bibliografía

- [1] Jr Lloyd H. Dixon. *Magnetics Design Handbook*. 2nd. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [2] Colonel Wm. T. McLyman. *Transformer and Inductor Desing Handbook, Fourth Edition*. 4nd. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011.
- [3] Michal Rylko et al. «Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters». En: *IEEE Transactions on Magnetics* 45.3 (2009), págs. 1242-1245. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2012723.
- [4] Daniela Rodriguez-Sotelo et al. «Advanced Ferromagnetic Materials in Power Electronic Converters: A State of the Art». En: *IEEE Access* 8 (2020), págs. 56238-56252. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2982161.
- [5] M. Hirakawa et al. «High power density DC/DC converter using the close-coupled inductors». En: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2009, págs. 1760-1767. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316389.
- [6] B. Lyons. «High-current inductors for high-power automotive DC-DC converters». Tesis doct. University College Cork, 2008.
- [7] W.H.Wölflé W.G. Hurley. *Transformer and Inductor for power electronics. Theory, Design anda applications*. 4nd. The Atrium, UK: John Wiley Sons, 2013. ISBN: 978-1-119-95057-8.
- [8] Cheng. Wang Y. «Design of miniaturized and lightweight coupling inductors for interleaved parallel DC/DC converters». En: *J. Power Electron.* 21 1.1 (2021), págs. 1439-1450. DOI: 10.1007/s43236-021-00291-z.
- [9] Yuki Itoh et al. «Design method considering magnetic saturation issue of coupled inductor in interleaved CCM boost PFC converter». En: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2015, págs. 2616-2621. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310027.
- [10] Dong Liang y Hwi-Beom Shin. «Coupled Inductor Design Method for 2-Phase Interleaved Boost Converters». En: *J. Power Electron.* 21 19.2 (2019), págs. 344-352. DOI: doi.org/10.6113/JPE.2019.19.2.344.
- [11] H.-B. Shin ; J.-G. Park ; S.-K. Chung ; H.-W. Lee ; T.A. Lipo. «Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors». En: *IEE Porceedings and Electric Power Applications* 152.3 (2004), págs. 584-594. DOI: 10.1049/ip-epa:20045052.
- [12] Meng Shi. «Design and Analysis of Multiphase DC-DC Converters with Coupled Inductors». Tesis de mtría. College Station, Texas: Texas A&M University, 2007.

-
- [13] URL: <https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/catalog/f2e-001.pdf>.
 - [14] URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/ferrites>.
 - [15] URL: <https://www.proterial.com/>.