



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

# **Diseño e Implementación de un Convertidor de Potencia de Alta Eficiencia para un Vehículo Eléctrico de Alto Desempeño**

**Freddy Alexander Velandia Vivas**

Universidad Nacional de Colombia  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá, Colombia  
2018



# **Diseño e Implementación de un Convertidor de Potencia de Alta Eficiencia para un Vehículo Eléctrico de Alto**

**Freddy Alexander Velandia Vivas**

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Magister en Ingeniería Electrónica**

**Director:**

Camilo Andrés Cortes Guerrero, Ph.D

**Asesores:**

Wilmar Hernán Martínez Martínez, Ph. D. – Catholic University of Leuven  
Masayoshi Yamamoto, Ph.D. – Nagoya University

**Línea de Investigación:**

Electrónica de Potencia y Vehículos Eléctricos

**Grupo de Investigación:**

EMC-UN

Universidad Nacional de Colombia  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá, Colombia  
2018







Dedicado a:

*Personas especiales, familia y amigos,  
y a todos aquellos que de manera directa o indirecta  
aportaron en mi crecimiento personal, académico y profesional.*



# Agradecimientos

La presente investigación fue posible gracias a la ayuda y colaboración de grandes expertos en el área, a grandes instituciones y laboratorios, y por supuesto, al apoyo incondicional de mi familia.

En primera instancia quisiera ofrecer mis más sinceros agradecimientos a mi director en la maestría el Dr. Camilo Andrés Cortés Guerrero, quien siempre estuvo atento en mi desarrollo académico durante la maestría, siempre me brindo las herramientas necesarias para avanzar durante el transcurso de la investigación, y de manera especial siempre tuvo la paciencia necesaria para continuar dirigiéndome a pesar de los obstáculos y circunstancias no académicas que surgieron durante el desarrollo de la investigación. Agradezco sus consejos, y que, gracias a su carácter investigativo, me sirvieran como referente para continuar con mi investigación.

De manera especial quiero agradecer a mi asesor, consejero, compañero de investigación y gran amigo el Dr. Wilmar Hernán Martínez Martínez, quien gracias a su acompañamiento no solo en el ámbito académico, investigativo, profesional sino también en el ámbito personal me ayudo y colaboró inmensamente para poder finalizar con éxito mi investigación. De todo corazón mil gracias por todo el apoyo.

Agradezco al Dr. Masayoshi Yamamoto, profesor asociado del departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Nagoya – Japón y director del laboratorio de electrónica de potencia, quien durante su dirección en laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Shimane – Japón me brindo todo el apoyo y colaboración con el objetivo de concluir de manera óptima mi desarrollo investigativo. Así mismo, expreso mi agradecimiento hacia todos los integrantes del laboratorio de electrónica de potencia de la universidad de Shimane – Japón, quienes me permitieron compartir y aprender con ellos muchas enseñanzas técnicas durante mi estancia en Japón, y con algunos de los cuales pude establecer lazos cercanos de amistad que indirectamente contribuyeron a mi crecimiento profesional y personal. De manera especial me gustaría nombrar algunos de ellos: nuevamente el Dr. Wilmar Hernán Martínez Martínez y el Dr. Masayoshi Yamamoto, Dr. Kimihiro Nanamori, Dr. Jun Imaoka, Dr. Taichi Kawakami, Dr. Shota Kimura, Msc. Endou Shun, Dr. Kazuhiro Umetani, y los estudiantes de doctorado Mostafa Noah y Yazuki Kanazawa.

También quiero agradecer al Dr. Javier Rosero y al laboratorio *Electrical Machines and Drives* de la Universidad Nacional de Colombia por el préstamo de equipos de laboratorio para la etapa final en la realización de las medidas necesarias sobre los prototipos diseñados.

En última instancia, agradezco al Posgrado de Ingeniería Eléctrica, al grupo de Investigación en Compatibilidad Electromagnética, a la Vicedecanatura de Bienestar de la Facultad de Ingeniería, a la Vicedecanatura de Investigación de la Facultad de Ingeniería, a la Dirección de Investigación de la sede Bogotá y en General a la Universidad Nacional de Colombia y al laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Shimane - Japón bajo la dirección del Dr. Masayoshi Yamamoto por su apoyo económico para las ponencias y publicaciones realizadas.



# Resumen

Con el propósito de dar continuidad a un proyecto de investigación de carácter interdisciplinar en el cual se busca ofrecer una alternativa de vehículos eléctricos autónomos apropiados para la topografía del país, mediante el diseño de un vehículo eléctrico de alto desempeño y alta densidad de potencia, se presenta la investigación y el diseño de un convertidor DC/DC de potencia y alta eficiencia el cual es el elemento más importante dentro del sistema eléctrico del vehículo.

La presente investigación tiene como objetivo de diseño minimizar las pérdidas del convertidor y obtener la mejor relación posible en términos de eficiencia y volumen dados los parámetros iniciales dispuestos en el trabajo previo. Por tal motivo partiendo de una topología previamente seleccionada, el “DC/DC Boost Interleaved Converter” se hace un análisis y diseño de distintas variaciones a esta topología con el objetivo de optimizar el diseño.

Adicionalmente se realizó el diseño de una nueva topología de núcleo magnético, el cual integra cuatro fases, permitiendo lograr una adecuada distribución de flujo magnético por el mismo y su utilización en convertidores intercalados.

Finalmente, sobre la topología optimizada se realiza una caracterización y comparación de cada uno de los elementos con el fin de encontrar la mejor relación que represente las menores pérdidas.

Se logró obtener, bajo el análisis realizado, un diseño de una nueva topología que mediante los resultados obtenidos ofrece la mejor respuesta en términos de eficiencia y relación de volumen para ser implementada en vehículos eléctricos. Adicionalmente se logró diseñar y obtener la configuración de la topología del convertidor DC-DC intercalado para aplicación específica a esta investigación de manera que pueda ser implementado, a partir de los elementos que se pueden conseguir actualmente en el comercio.

**Palabras clave: Vehículos Eléctricos, Acoplamiento Magnético, Convertidores de Potencia, Eficiencia energética, Densidad de Potencia.**



# Abstract

With the purpose of giving continuity to an interdisciplinary research project in which it is sought to offer an alternative of autonomous electric vehicles for the topography of the country, through the design of an electric vehicle of high performance and power density, it is presented the research and design of a DC / DC power converter of high efficiency which is the most important element in the vehicle's electrical system.

The objective of this research is to minimize the efficiency and volume of the converter. Starting from a defined topology, the DC/DC Boost Interleaved Converter, it is made an analysis and design of different variants for this topology in order to optimize the design.

Additionally, the design of a new magnetic core topology was carried out, which integrates four phases, allowing an adequate distribution of magnetic flux through it and its use in interleaved converters.

Finally, a characterization and comparison of each element of the optimized topology is carried out in order to find the best relationship that represents the lower losses.

It was possible to obtain, under the carried out analysis, a design of a new topology that, with the obtained results, offers the best response in terms of efficiency and volume ratio for being implemented in electric vehicles. In addition, the achieved design of the DC-DC converter can be implemented using elements that can be commercially obtained.

**Keywords:** Electric Vehicles; Ultracapacitors; Power Converters; Efficiency; Electrical Motors.



# Contenido

Resumen.....	XI
Abstract .....	XIII
Contenido.....	XV
Lista de figuras .....	XVII
Lista de tablas.....	19
<b>1. Introducción .....</b>	<b>20</b>
1.1 Motivación.....	20
1.2 Problema .....	21
1.3 Objetivos .....	22
1.4 Aportes.....	22
1.5 Publicaciones.....	22
<b>2. Comparación y Topologías .....</b>	<b>24</b>
2.1 Diseño de cada Inductor.....	28
2.1.1 Diseño del Inductor sobre un mismo núcleo .....	28
▪ Dos fases acopladas .....	28
▪ Cuatro fases acopladas.....	36
2.1.2 Diseño del Inductor en módulos conectados en paralelo.....	51
▪ Cuatro fases acopladas por pares (2 módulos) .....	51
▪ Seis fases acopladas por pares (3 módulos).....	52
<b>3. Análisis Mejorado de Pérdidas en Convertidores de Potencia.....</b>	<b>55</b>
3.1 Comparación de los Inductores.....	55
3.1.1 Pérdidas en los embobinados .....	55
3.1.2 Pérdidas en el núcleo .....	57
3.1.3 Comparación .....	59
3.2 Comparación de los dispositivos semiconductores .....	60
3.2.1 Transistores .....	60
▪ Dos fases acopladas .....	61
▪ Cuatro fases acopladas.....	62
▪ Cuatro fases acopladas por pares (2 módulos) .....	63
▪ Seis fases acopladas por pares (tres módulos) .....	63
3.2.2 Diodos.....	64

▪	Dos fases acopladas .....	65
▪	Cuatro fases acopladas .....	65
▪	Cuatro fases acopladas por pares (dos módulos) .....	65
▪	Seis fases acopladas por pares (tres módulos) .....	66
3.3	Comparación general de pérdidas .....	66
3.4	Prototipo de 3,7 kW para un Boost intercalado de dos fases con acoplamiento magnético	67
3.4.1	Boost intercalado de dos fases .....	67
3.4.2	Disipación Térmica en el Prototipo .....	72
<b>4.</b>	<b>Diseño del Convertidor de Potencia.....</b>	<b>75</b>
4.1	Selección de la Topología.....	76
4.2	Selección del núcleo.....	76
4.3	Embobinados .....	79
4.4	Selección de los elementos semiconductores .....	80
4.4.1	Transistor .....	80
4.4.2	Diodos .....	80
4.5	Condensador de salida.....	81
4.6	Eficiencia .....	81
4.7	Comparación de Masa y Volumen para cada Topología.....	82
4.8	Análisis de Disipación Térmica .....	82
<b>5.</b>	<b>Conclusiones y Trabajos Futuros.....</b>	<b>85</b>
5.1	Conclusiones .....	85
5.2	Trabajos futuros.....	86
<b>A.</b>	<b>Anexo: Código desarrollado para el diseño de un convertidor de cuatro fases acoplado magnéticamente.....</b>	<b>87</b>
<b>B.</b>	<b>Anexo: Selección de drivers y diseño del convertidor.....</b>	<b>93</b>
	<b>Bibliografía .....</b>	<b>99</b>

## Lista de figuras

	<b>Pág</b>
<b>Figura 2-1</b>	Boost DC-DC intercalado de dos fases..... 24
<b>Figura 2-2</b>	Boost DC-DC utilizado en Toyota Prius 2010..... 26
<b>Figura 2-3</b>	Esquemático boost DC-DC intercalado utilizado en MIRAI 2010..... 26
<b>Figura 2-4</b>	Topologías Boost DC-DC intercaladas - Inductores sobre un mismo núcleo. (a) Esquemático general del convertidor. (b) 2 fases acopladas (c) 4 fases acopladas..... 27
<b>Figura 2-5</b>	Topologías Boost DC-DC intercaladas compuestas por módulos. (a) Esquemático general del convertidor. (b) 4 fases acopladas por pares (c) 6 fases acopladas por pares. .... 27
<b>Figura 2-6</b>	Circuito magnético configuración LCI. (a) núcleo. (b) esquemático. .... 28
<b>Figura 2-7:</b>	Gráfica general de la inecuación en función del número de vueltas..... 30
<b>Figura 2-8</b>	Circuito magnético en AC para topología LCI. .... 32
<b>Figura 2-9:</b>	Estructura del núcleo magnético con gap en la pierna central. .... 32
<b>Figura 2-10:</b>	Núcleo Magnético, (a) Geometría (b)Estructura. .... 33
<b>Figura 2-11:</b>	Formas de onda Boost intercalado de dos fases..... 36
<b>Figura 2-12:</b>	Estructura y embobinados para un núcleo magnético de 4 fases. .... 36
<b>Figura 2-13:</b>	Estructura y reluctancias magnéticas para un núcleo magnético de 4 fases. .... 37
<b>Figura 2-14:</b>	Modelo del componente AC para un núcleo magnético de 4 fases..... 37
<b>Figura 2-15:</b>	Modos de operación de acuerdo con el ciclo útil D. .... 38
<b>Figura 2-16:</b>	Boost DC-DC intercalado de cuatro fases. .... 39
<b>Figura 2-17:</b>	Modos de operación para el Boost DC-DC intercalado de cuatro fases..... 40
<b>Figura 2-18:</b>	Formas de onda del flujo magnético en AC para el convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases sobre un mismo núcleo con ciclo útil igual a 0.42. .... 44
<b>Figura 2-19</b>	Formas de onda del flujo magnético en AC para todas las reluctancias Boost DC-DC intercalado de cuatro fases con ciclo útil igual a 0.42 (a) Reluctancias exteriores e internas. (b) Reluctancias medias. (c) Reluctancia central..... 45
<b>Figura 2-20:</b>	Gráfica en función del número de vueltas, obtenida a partir de los parámetros de diseño descritos en las ecuaciones (28) y (29). .... 47
<b>Figura 2-21:</b>	Gráfica en función del número de vueltas para la solución a la inecuación en las piernas exteriores $N_o$ . .... 48
<b>Figura 2-22:</b>	Gráfica en función del número de vueltas para la solución a la inecuación en las piernas exteriores $N_i$ . .... 48
<b>Figura 2-23:</b>	Esquemático del circuito Boost de cuatro fases sobre un mismo núcleo magnético en PLECS..... 50
<b>Figura 2-24:</b>	Simulación del circuito Boost de cuatro fases sobre un mismo núcleo magnético en PLECS. Formas de onda del flujo magnético en las piernas del núcleo..... 50
<b>Figura 2-25:</b>	Boost intercalado de 4 fases, dos módulos en paralelo..... 52
<b>Figura 2-26:</b>	Boost intercalado de 6 fases, dos módulos en paralelo..... 53

<b>Figura 3-1:</b>	Pérdidas en los embobinados del inductor, resistencia en DC y resistencia en AC (efecto piel) .....	56
<b>Figura 3-2:</b>	Resistencia en AC (efecto piel) del conductor. ....	56
<b>Figura 3-3:</b>	Forma de onda del flujo magnético en cada fase en el inductor para el Boost intercalado.....	58
<b>Figura 3-4:</b>	(a) Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías utilizando la ecuación de Steinmetz general. (b) Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías utilizando la ecuación de Steinmetz mejorada. ....	59
<b>Figura 3-5:</b>	Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías en el núcleo y en los embobinados.....	60
<b>Figura 3-6:</b>	Pérdidas fijas y dinámicas por topología .....	64
<b>Figura 3-7:</b>	Pérdidas en el inductor y en los semiconductores por topología.....	66
<b>Figura 3-8:</b>	Núcleo magnético para inductor de dos fases.....	67
<b>Figura 3-9:</b>	PCB del prototipo de 3,6 kW.....	68
<b>Figura 3-10:</b>	Circuito del prototipo de 3,6 kW. PCB e inductor .....	68
<b>Figura 3-11:</b>	Conexión de circuito y señales de control .....	69
<b>Figura 3-12:</b>	Arreglo de resistencias para la impedancia de salida del convertidor .....	69
<b>Figura 3-13:</b>	Banco de resistencias de alta potencia 1.....	70
<b>Figura 3-14:</b>	Conexión del prototipo final con la fuente de alta potencia .....	70
<b>Figura 3-15:</b>	Conexión del prototipo final con la fuente de alta potencia y el arreglo de resistencias	71
<b>Figura 3-16:</b>	Formas de onda de las señales de control y de corriente.....	71
<b>Figura 3-17:</b>	Circuito de disipación térmica.....	72
<b>Figura 4-1:</b>	Boost intercalado de cuatro fases acopladas magnéticamente.....	76
<b>Figura 4-2:</b>	Núcleo Magnético, (a) Geometría (b) Estructura. ....	76
<b>Figura 4-3:</b>	Estructura y embobinados para un núcleo magnético de 4 fases.....	77
<b>Figura 4-4:</b>	Estructura y reluctancias magnéticas para un núcleo magnético de 4 fases. ....	78
<b>Figura 4-5:</b>	Modelo del componente AC para un núcleo magnético de 4 fases. ....	78
<b>Figura 4-6:</b>	Resumen de pérdidas de potencia por componente .....	81
<b>Figura 4-7:</b>	Disipador seleccionado.....	83

## Lista de tablas

<b>Tabla 2-2-1:</b>	Requerimientos del convertidor DC-DC .....	25
<b>Tabla 2-2:</b>	Especificaciones del núcleo PC40 EC120x101x30 .....	33
<b>Tabla 2-3:</b>	Modos de operación (estado de los interruptores) para un Boost DC-DC intercalado de cuatro fases. ....	39
<b>Tabla 2-4:</b>	Flujo AC para el modo 7 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases. ....	41
<b>Tabla 2-5:</b>	Flujo AC para los modos 7, 5, 8, 10 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases. ....	42
<b>Tabla 2-6:</b>	Flujo AC para los modos 1, 2, 3, 4 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases sobre un mismo núcleo. ....	43
<b>Tabla 3-1:</b>	Resultados del cálculo de pérdidas en el cobre.....	57
<b>Tabla 3-2:</b>	Valores de corriente por fase para cada topología.....	61
<b>Tabla 3-3:</b>	Parámetros transistor APTM50UM09FAG. ....	61
<b>Tabla 3-4:</b>	Parámetros transistor APTM50UM13SAG. ....	63
<b>Tabla 3-5:</b>	Parámetros transistor GA100JT17-227. ....	63
<b>Tabla 3-6:</b>	Parámetros transistor MURT40040 thr.....	65
<b>Tabla 3-7:</b>	Requerimientos del convertidor DC-DC .....	67
<b>Tabla 3-8:</b>	Analogía Térmica - Eléctrica.....	73
<b>Tabla 4-1:</b>	Requerimientos del convertidor DC-DC .....	75
<b>Tabla 4-2:</b>	Especificaciones del núcleo PC40 EC120x101x30 .....	77
<b>Tabla 4-3:</b>	Resultados del cálculo de pérdidas en el cobre.....	79
<b>Tabla 4-4:</b>	Parámetros transistor GA100JT17-227. ....	80
<b>Tabla 4-5:</b>	Parámetros transistor MURT40040 thr.....	80
<b>Tabla 4-6:</b>	Masa para cada conjunto de elementos en cada topología .....	82

# 1. Introducción

El calentamiento global y los impactos ambientales que genera han sido un problema de gran preocupación a nivel mundial. Diferentes medidas se han propuesto y puesto en marcha con el objetivo de mitigar dicho incremento. La principal razón del calentamiento global se debe a la acumulación de gases invernadero en la atmósfera, dicha acumulación es causada principalmente por los sectores de la agricultura, comercio y residencial, industria, transporte y electricidad, siendo los tres últimos los de mayor impacto (EPA, 2014).

Una de las medidas propuestas para aportar a la solución de esta problemática es la inclusión de vehículos eléctricos encaminados a reemplazar los vehículos actuales que utilizan combustibles fósiles, ofreciendo así una alternativa más amigable con el medio ambiente y un transporte más eficiente. Por lo tanto, el aumento en la adopción de los vehículos eléctricos es una de las estrategias para reducir las emisiones por gases de efecto invernadero y mitigar el cambio climático (Tse-Gene, 2015).

Adicionalmente, distintas entidades internacionales han mostrado su preocupación en torno a esta problemática mundial, desarrollando distintas políticas de promoción del vehículo eléctrico incentivando a fabricantes y consumidores, con el objetivo de contribuir con la eficiencia energética, la reducción de emisiones de CO<sub>2</sub> y la dependencia del petróleo (Chancusig, 2014).

Actualmente los vehículos eléctricos (EV's) toman cada vez mayor participación en el mercado mundial automotriz, con ayuda de incentivos gubernamentales, no solo por ofrecer una alternativa innovadora sino también por el costo de operación (Hurst, 2013). Varias compañías automotrices a nivel mundial han ido incorporando en su oferta nuevos modelos de vehículos los cuales utilizan otras fuentes de energía diferentes a los combustibles fósiles, tal es el caso de compañías como Toyota, Nissan, Mazda, Audi, y Tesla entre otras.

## 1.1 Motivación

Dadas las diferentes problemáticas tales como el calentamiento global, el agotamiento de los recursos naturales, el aumento de los precios de combustible y las enfermedades cancerígenas producidas por la quema de estos combustibles (IARC, 2012), se decidió aportar una solución desde el campo de la electrónica de potencia a estas problemáticas. Adicionalmente, teniendo en cuenta el impacto que están generando actualmente los vehículos eléctricos, capaces de reducir las emisiones contaminantes de una manera más eficiente (Rosario 2007), se decidió optar por trabajar en el campo de los vehículos eléctricos.

Desde el año 2010, la Universidad Nacional de Colombia, a través del grupo de investigación EMC-UN y en cooperación con la universidad de los Andes, han estado trabajando en un proyecto el cual consiste en diseñar y construir un vehículo eléctrico de alto desempeño que sea capaz de recorrer un cuarto de milla en 10 segundos o menos. Este vehículo será usado como una plataforma demostrativa que será útil para el análisis del desempeño de vehículos eléctricos bajo las condiciones de la topografía colombiana (Martínez, 2013).

El proyecto descrito anteriormente ha sido investigado desde algunas de las principales áreas que envuelven la construcción de un vehículo, tales como en el campo de la mecánica, el diseño industrial y el diseño eléctrico (Martínez, 2013, Holguin, 2014). Específicamente en el diseño eléctrico, el aporte

a este proyecto se centra en el mejoramiento de un convertidor DC-DC de alta eficiencia el cual será la interface que conecta el sistema de almacenamiento con los inversores, como se describe en el trabajo de maestría previo: “Diseño de un sistema de carga y descarga de energía eléctrica para vehículos eléctricos de alto desempeño” realizado por el Dr. Wilmar Martínez.

Siendo un proyecto que hace parte de una línea de investigación del grupo, se aprovecharon los trabajos previos y el conocimiento adquirido por el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Shimane Japón, para mejorar el diseño del convertidor. Es importante resaltar el avanzado conocimiento que tiene el laboratorio en intercalamiento de fases y acoplamiento magnético.

## 1.2 Problema

Los vehículos eléctricos actuales están diseñados para ambientes seguros y topologías estables, pero muchos lugares del mundo, y particularmente Colombia, presentan diferentes variaciones topográficas y condiciones de terreno bastante inestables.

Si bien son una posible solución para disminuir la problemática del cambio climático, las actuales tecnologías de almacenamiento presentan desempeños inferiores en comparación a los sistemas convencionales de energía. Los combustibles de origen fósil como la gasolina proporcionan mayor densidad energética y flexibilidad en comparación con la más avanzada de las baterías: 13 kWh/kg de la gasolina frente a 0,16 kWh/kg de las recientes generaciones comerciales de baterías de ion-litio (Dixon, 2010). Adicionalmente, el elevado costo de las baterías o sistemas de almacenamiento incrementan el precio total de los vehículos eléctricos en comparación con los vehículos convencionales (Emsenhuber, 2012). Y es por esta serie de problemáticas que se puede abordar el tema mejorando la eficiencia de los sistemas eléctricos dentro del vehículo. Dichos sistemas eléctricos generalmente hacen uso de sistemas electrónicos como los convertidores de potencia.

Ahora bien, como resultado parcial del proyecto del vehículo eléctrico de alto desempeño mencionado anteriormente, se ha establecido que el sistema de almacenamiento estará compuesto por 6 supercondensadores de 62 F y 125 V (Martinez et al., 2012). Además, el auto eléctrico tendrá 4 motores sincrónicos de imanes permanentes (PM) de 50 kW, es decir, uno en cada rueda (Martinez y Cortes, 2012). No obstante, las topologías clásicas de convertidores DC-DC no son adecuadas para esta aplicación, debido a la característica de tensión de los supercondensadores a medida que entregan la energía al sistema (Martinez y Cortes, 2013) y al alto valor de potencia que se requiere. Por tal motivo surge la necesidad utilizar topologías que garanticen una correcta implementación para dichos requerimientos, y es por esto que se hace necesaria la utilización de topologías modernas que permitan tener el menor nivel de pérdidas dados los altos niveles de potencia que se manejan. Como restricción adicional, para el diseño se requiere tener la menor cantidad de volumen en el prototipo. Estas restricciones al diseño no se pueden abordar con las topologías clásicas de convertidores, y por tal motivo se deben buscar topologías modernas que permitan cumplir con las restricciones de diseño, topologías que no solo tengan en cuenta parámetros eléctricos (como las topologías clásicas), sino también cuenten con análisis magnéticos. De manera específica se requiere la inclusión de topologías modernas, intercaladas o de varias fases (para el manejo de potencia) y adicionalmente que cuenten con acoplamiento magnético (con el fin de reducir distorsión en la señal)

De esta forma, surge la pregunta de investigación de este proyecto:

*¿Cómo debe ser el diseño del convertidor DC-DC de 100 kW para que el sistema de almacenamiento de energía pueda entregar la máxima energía al sistema de motores del vehículo?*

### 1.3 Objetivos

Diseñar la topología adecuada para un convertidor DC-DC de alta potencia para interconectar el sistema de almacenamiento de energía eléctrica (supercondensadores) con los motores de un vehículo eléctrico de alto desempeño tipo dragster buscando la mejor relación eficiencia y volumen.

- Diseñar un convertidor DC-DC eficiente, que pueda conectar el sistema de almacenamiento (supercondensadores) con los motores eléctricos del auto, teniendo en cuenta el perfil de carga de los supercondensadores.
- Identificar las pérdidas y eficiencia de cada componente del convertidor.
- Diseñar el sistema de disipación térmica que garantice la correcta operación del convertidor.
- Validar el convertidor DC-DC mediante pruebas ante cargas lineales (resistores) y no-lineales (sistema motor-controlador de velocidad)

### 1.4 Aportes

Mediante esta investigación se consiguió realizar un análisis de las distintas topologías de intercalamiento para convertidores DC-DC, permitiendo realizar la evaluación de las mismas para escoger la mejor relación entre eficiencia y volumen para su implementación en un vehículo eléctrico de alto desempeño.

Adicionalmente se logró proponer una nueva topología de núcleo magnético para aplicaciones de alta potencia, realizando una completa caracterización, análisis y estudio del mismo. Dicha topología aprovecha el concepto de intercalamiento de fases para agrupar cuatro fases en un mismo núcleo.

También se consiguió realizar un detallado estudio de pérdidas sobre el convertidor, caracterizando cada uno de los elementos que lo integran y así mejorar el diseño del mismo.

### 1.5 Publicaciones

Como aportes a la literatura se realizaron dos publicaciones en congresos internacionales soportados por IEEE como se describe a continuación:

Con la investigación también se logró validar el trabajo realizado mediante la publicación de dos artículos en dos congresos internacionales soportados por IEEE:

El primer artículo titulado "Efficiency Optimization of a Two-Phase Interleaved Boost DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications". En este artículo bajo la calidad de coautor, y en cooperación con la Universidad de Shimane y la Universidad de Kyushu en Japón, se realizó la ponencia en el congreso "8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2016, ECCE ASIA)" realizado en Hefei-China entre el 22 al 25 de mayo. En esta ponencia se presentó un modelo de optimización de eficiencia para un convertidor DC-DC intercalado con acoplamiento magnético,

permitiendo realizar la adecuada elección de distintos elementos en el convertidor según parámetros previos establecidos.

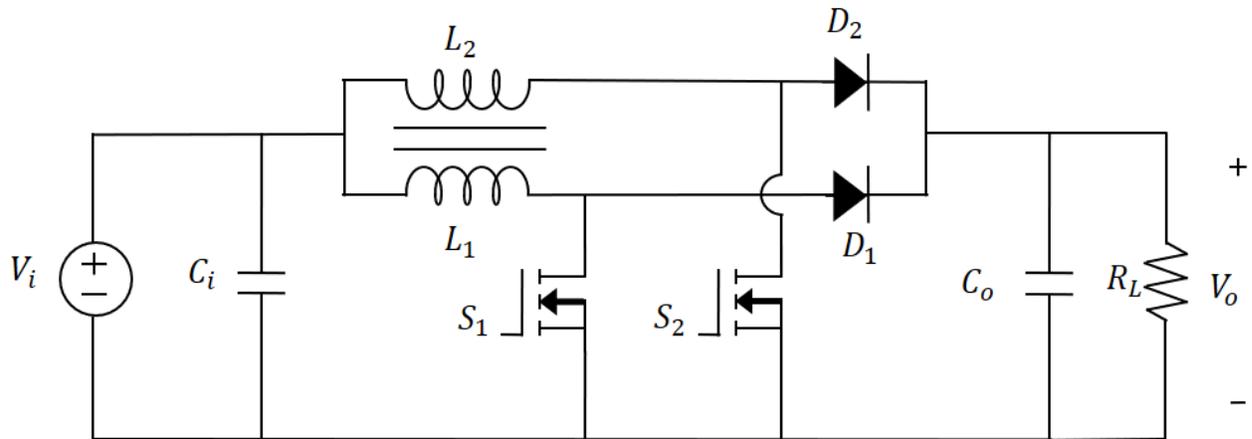
El segundo artículo titulado “Power Loss Analysis of Multi-Phase and Modular Interleaved Boost DC-DC Converters with Coupled Inductor for Electric Vehicles”. En este artículo como autor principal en el congreso “18th European Conference on Power Electronics and Applications. EPE’16-ECCE Europe. Karlsruhe, Germany”, se presentó el análisis de pérdidas, la comparación y selección de la topología más que presenta la mejor eficiencia haciendo la comparación de convertidores con múltiples fases y con múltiples módulos. Adicionalmente se presentó el desarrollo de una nueva topología para un núcleo que integra cuatro fases acopladas magnéticamente para ser implementado en convertidores DC-DC.

## 2. Comparación y Topologías

La topología de convertidores Boost DC-DC ha sido ampliamente utilizada en aplicaciones para vehículos eléctricos, especialmente como interfaz de conexión entre el sistema de almacenamiento de energía y los inversores. Sin embargo, su costo, tamaño y peso son algunas de las desventajas que presenta al momento de ser implementadas (Kimura, 2014). Por lo tanto, se hace necesario implementar convertidores DC-DC de alta densidad de potencia en aplicaciones de vehículos eléctricos (EV's) con el objetivo de mejorar el desempeño de los mismos (Itoh, 2014).

Por las razones descritas anteriormente, la topología Boost DC-DC intercalada con acoplamiento magnético presenta una serie de ventajas sobre otras topologías como se presenta de manera más detallada en (Martinez, 2013), específicamente en aplicaciones de vehículos eléctricos. En la Figura 2-1 se presenta el esquemático esta topología con dos fases acopladas magnéticamente.

**Figura 2-1** Boost DC-DC intercalado de dos fases.



Algunas de las ventajas más importantes al incrementar el número de fases son:

- Las pérdidas de potencia y el estrés térmico sobre los dispositivos activos y pasivos se distribuyen debido a que la corriente de entrada se divide por cada fase
- Se disminuye el rizado de corriente en los condensadores debido a que se puede obtener una frecuencia mayor sobre los mismos. Dicha frecuencia depende de la cantidad de fases que se tengan (Ishihara, 2015).

- Se reduce el rizado de corriente sobre los inductores, lo que se refleja en una disminución de masa y volumen sobre los mismos (Imaoka, 2014).

Por otro lado, mediante el acoplamiento magnético se pueden reducir el tamaño del inductor, así como la disminución de pérdidas en los devanados y en el núcleo.

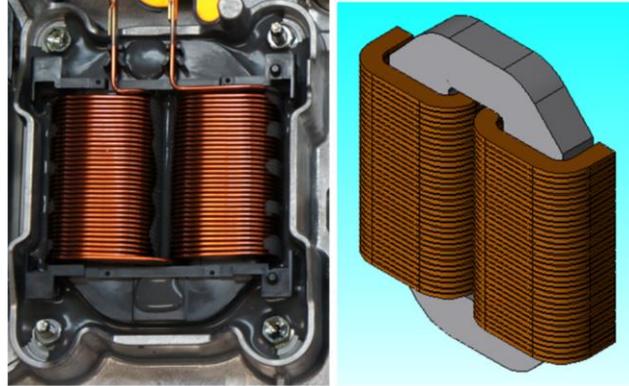
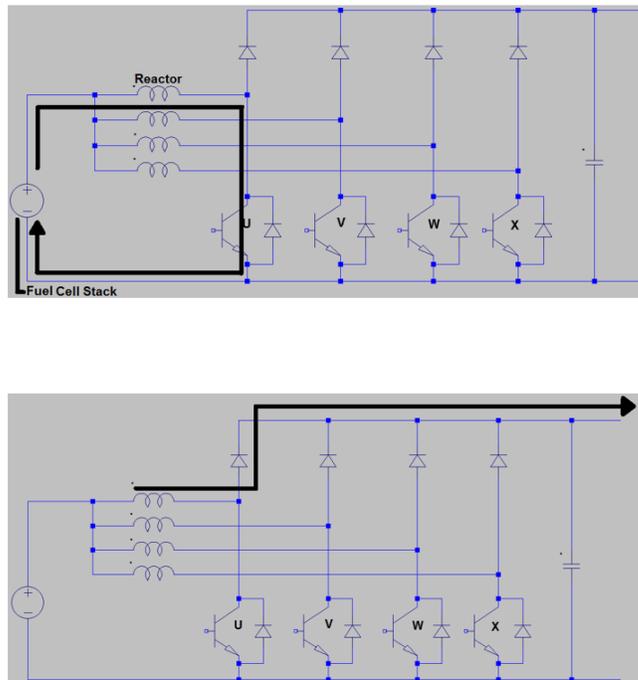
Ahora bien, seleccionada la topología, se procede a realizar el estudio magnético de los inductores. La principal razón para realizar este estudio es porque del adecuado diseño y selección de los inductores depende en gran medida el desempeño de esta topología. Adicionalmente, dados los parámetros iniciales para la aplicación de este convertidor, un vehículo eléctrico tipo dragster, se debe encontrar la mejor relación entre eficiencia y volumen en el convertidor.

Los parámetros del convertidor se ilustran en la tabla 2-1.

**Tabla 2-2-1:** Requerimientos del convertidor DC-DC

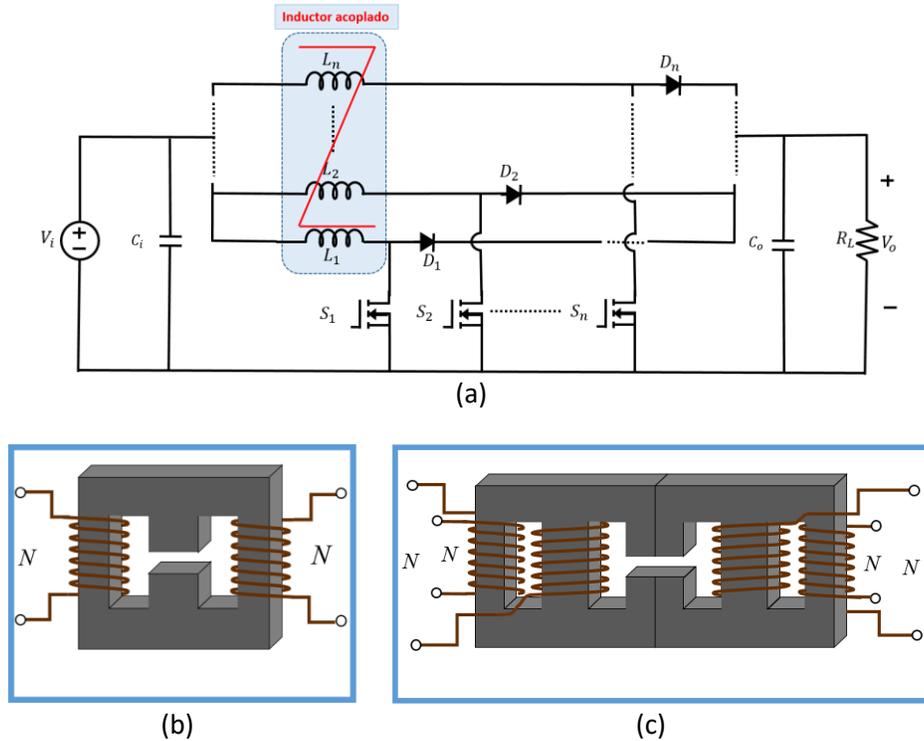
Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	375-174
Tensión de Salida [V]	300
Factor de elevación	1 – 1,72
Ciclo de trabajo	0 – 0,42
Frecuencia [Hz]	30000
Corriente Pico [A]	600
Máxima Potencia [kW]	100

Dados los requerimientos del convertidor, se procede a diseñar, evaluar y comparar los inductores de cuatro variaciones a la topología Boost DC-DC intercalada variando el número de fases y la forma en que están acopladas, con el objetivo de encontrar la que ofrezca la mejor relación entre eficiencia y volumen. Dicho estudio se realiza porque, como se puede encontrar en (Velandia 2016), distintas compañías automotrices involucradas en el diseño y construcción de vehículos eléctricos (EV's y HEV's) han venido desarrollando e implementando sobre el esquema eléctrico del vehículo distintos tipos de configuraciones para la topología Boost DC-DC; tal es el caso de compañías como Toyota, Mazda, Honda, Mitsubishi, entre otros (Berger, 2012). Además, se pueden encontrar casos específicos reportados en la literatura académica, tales como el Toyota Prius 2010 (Wasekura, 2014) (Figura 2-2), el Toyota MIRAI, el cual implementa un Boost intercalado de cuatro fases (Hasuka, 2015) Figura 2-3, o el HONDA Clarity, el cual implementa también un sistema de cuatro fases, pero acopladas magnéticamente por pares.

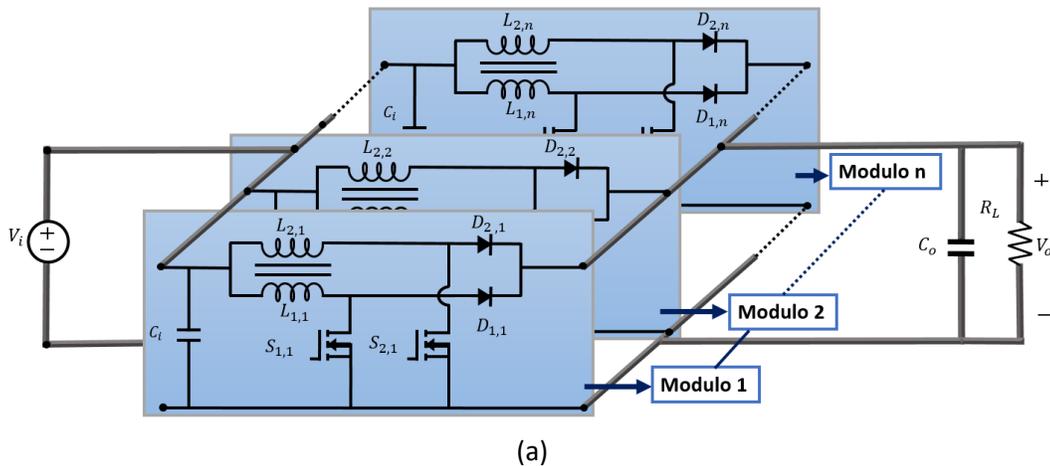
**Figura 2-2** Boost DC-DC utilizado en Toyota Prius 2010.**Figura 2-3** Esquemático boost DC-DC intercalado utilizado en MIRAI 2010.

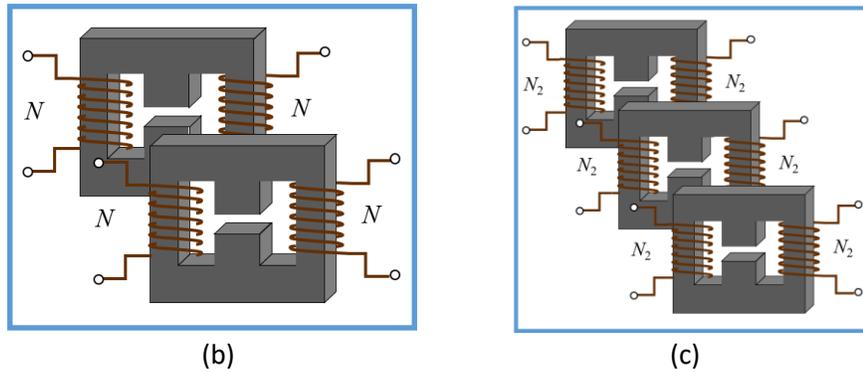
Dados estos precedentes, en esta tesis se evalúan cuatro tipos de topologías para el inductor del convertidor DC-DC. Dos de ellas constan de dos y cuatro fases, donde cada topología tiene acopladas todas las fases sobre un mismo núcleo, como se muestra en la Figura 2-4, mientras que las dos topologías restantes constan de dos y tres módulos conectados en paralelo, donde cada módulo contiene dos fases acopladas, obteniendo cuatro y seis fases en cada topología respectivamente. Estas dos últimas son presentadas en la Figura 2-5.

**Figura 2-4** Topologías Boost DC-DC intercaladas - Inductores sobre un mismo núcleo. (a) Esquemático general del convertidor. (b) 2 fases acopladas (c) 4 fases acopladas.



**Figura 2-5** Topologías Boost DC-DC intercaladas compuestas por módulos. (a) Esquemático general del convertidor. (b) 4 fases acopladas por pares (c) 6 fases acopladas por pares.





## 2.1 Diseño de cada Inductor

Para el diseño de cada uno de los inductores propuestos, se inició a partir del método de integración magnética LCI (Loose Coupled-Inductor), el cual consiste en la integración de dos embobinados sobre el mismo núcleo. La ventaja de implementar este método es que se pueden reducir las pérdidas de potencia tanto en el núcleo magnético como en el cobre (Kimura, 2016); adicionalmente, se puede conseguir una disminución en el volumen del inductor (Martinez, 2015).

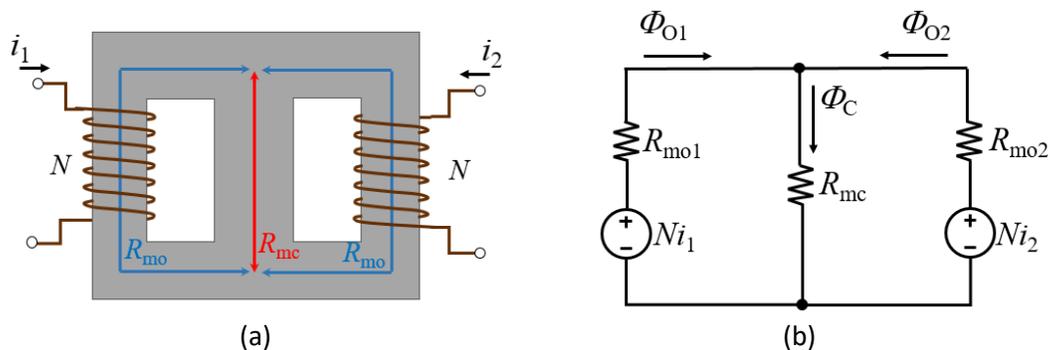
### 2.1.1 Diseño del Inductor sobre un mismo núcleo

#### ■ Dos fases acopladas

El acoplamiento magnético de dos fases ya ha sido estudiado y reportado en la literatura (Hirakawa, 2010). Para este diseño, se utilizó el trabajo desarrollado en (Kimura, 2014) el cual utiliza la condición de flujo magnético de saturación sobre el núcleo a utilizar y el rizado de corriente sobre los inductores. Sabiendo esto, se tienen una primera condición sobre el flujo máximo que puede soportar el núcleo.

Adicionalmente para el diseño se tiene una segunda condición la cual hace referencia a la corriente de rizado pico a pico sobre el inductor, dicha condición permite generar una operación estable sin causar saturación magnética sobre el núcleo del inductor (Kimura, 2014). Dadas estas dos condiciones, se puede realizar el diseño del inductor, basados en el circuito magnético del mismo (Figura 2-6), considerando sus respectivos modelos equivalentes tanto en DC como en AC.

**Figura 2-6** Circuito magnético configuración LCI. (a) núcleo. (b) esquemático.



En la Figura 2-6,  $N$  corresponde al número de vueltas por los embobinados,  $i_1$  e  $i_2$  son las componentes de corriente para cada embobinado,  $R_{m_{o1}}$  y  $R_{m_{o2}}$  las reluctancias (resistencia magnética) para cada pierna externa,  $R_c$  la reluctancia de la pierna central, y  $\phi_{o1}$   $\phi_{o2}$   $\phi_c$  la componente de los flujos respectivos por cada pierna. El flujo DC calculado para una pierna será el mismo que para la otra dado que la corriente será distribuida igualmente por los dos embobinados, el número de vueltas es el mismo, y la geometría de las piernas exteriores es la misma.

Haciendo el análisis respectivo en el componente DC para el flujo, se obtiene (1) y (2) para las piernas exteriores y central respectivamente:

$$\phi_{0\_DC} = \frac{N * I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} \quad (1)$$

$$\phi_{0\_DC} = \frac{2 * N * I_{Lph}}{R_{mo} + 2R_{mc}} \quad (2)$$

Con  $\phi_{0\_DC}$  como el flujo DC por cada una de las piernas exteriores,  $\phi_{c\_DC}$  como el flujo DC por la pierna central e  $I_{Lph}$  como la corriente DC por cada fase. El siguiente paso es analizar los flujos AC para cada uno de los posibles modos de operación para el circuito, aplicando la ley de Faraday. Este análisis se debe realizar teniendo en cuenta que, de acuerdo con el ciclo útil, los modos de operación serán distintos. Para este caso se hace el análisis cuando ciclo útil es mayor y menor al 50 % (para la pierna central es el mismo en ambos casos). Finalizado el análisis, se obtiene (3), (4) y (5):

$$\phi_{0\_AC\_D < 0.5} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{N} \frac{1 - 2D}{1 - D} * D * T_S \quad (3)$$

$$\phi_{0\_AC\_D \geq 0.5} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{N} \frac{2D - 1}{D} * D * T_S \quad (4)$$

$$\phi_{0\_AC} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{N} * D * T_S \quad (5)$$

Ahora bien, calculados los flujos en AC y DC, se procede a realizar el análisis del circuito magnético de la Figura 2-6 b, donde se obtienen (6) y (7), valores para el rizado de corriente de los embobinados:

$$\Delta_{I_{Lph\_D < 0.5}} = \left( R_{mo} + \frac{1 - 2D}{1 - D} * R_{mc} \right) * \frac{V_{in}}{N^2} * D * T_S \quad (6)$$

$$\Delta_{I_{Lph\_D \geq 0.5}} = \left( R_{mo} + \frac{2D - 1}{D} * R_{mc} \right) * \frac{V_{in}}{N^2} * D * T_S \quad (7)$$

Con las ecuaciones de rizado de corriente, los parámetros iniciales del circuito y teniendo en cuenta la condición de no exceder el flujo de saturación del núcleo magnético a utilizar, se puede despejar el número de vueltas para cada caso.

Cuando  $D < 0.5$

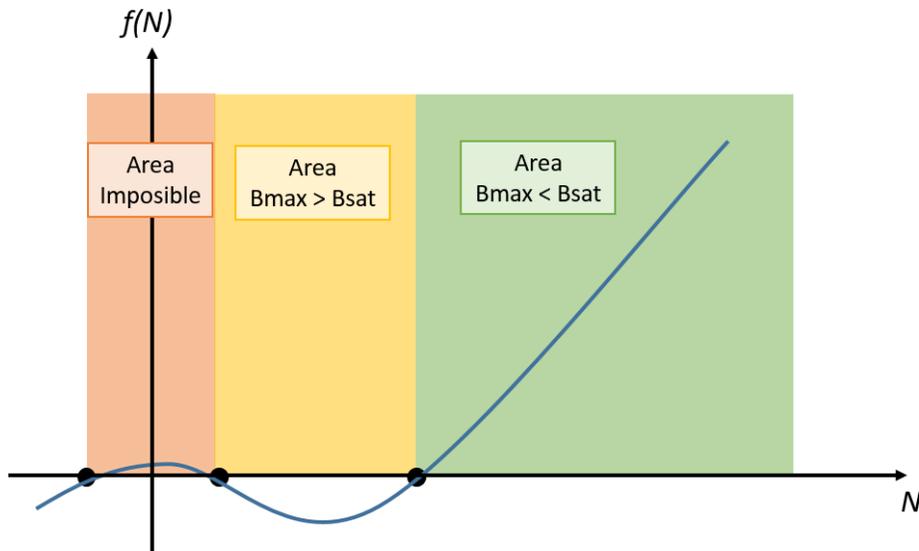
$$\frac{2 * \Delta i_{Lph} * B_{max} * A_0}{V_{in} * D * T_s} * \frac{1 - D}{1 - 2D} * N^3 + (I_{Lph} + \Delta i_{Lph}) * \frac{1 - D}{1 - 2D} * N^2 + \left(1 - \frac{(1 - 2D)}{1 - D}\right) * R_{mo} * B_{max} * A_0 * N + \left(\frac{1 - D}{1 - 2D} - \frac{1}{2}\right) * R_{mo} * V_{in} * D * T_s \geq 0 \quad (8)$$

Cuando  $D \geq 0.5$

$$\frac{2 * \Delta i_{Lph} * B_{max} * A_0}{V_{in} * D * T_s} * \frac{D}{2D - 1} * N^3 + (I_{Lph} + \Delta i_{Lph}) * \frac{D}{2D - 1} * N^2 + \left(1 - \frac{2D}{2D - 1}\right) * R_{mo} * B_{max} * A_0 * N + \left(\frac{D}{2D - 1} - \frac{1}{2}\right) * R_{mo} * V_{in} * D * T_s \geq 0 \quad (9)$$

Resolviendo las desigualdades, se pueden obtener las soluciones para el numero de vueltas. El comportamiento se puede graficar como se muestra en Figura 2-7.

**Figura 2-7:** Gráfica general de la inecuación en función del número de vueltas.



Para entender la Figura 2-7 se puede hacer un análisis por separado, observando los cortes de la gráfica (en función del número de vueltas  $N$ ) con el eje horizontal. A partir de los cortes se puede dividir la gráfica en tres regiones, en las cuales se tiene:

- La región comprendida entre los dos primeros puntos de corte (de izquierda a derecha) no cumple con la condición de flujo máximo antes de que el núcleo entre en zona de saturación. Es decir, el flujo magnético con ese número de vueltas excederá el flujo de saturación del núcleo. En esta región ni siquiera reduciendo el área por la cual atravesará el núcleo se puede conseguir una disminución en el flujo máximo, ya que matemáticamente se debería recurrir a áreas negativas, por tal motivo esta región se denomina: "Área imposible".
- La región comprendida entre los puntos de corte segundo y tercero, corresponden también a valores de  $N$  (número de vueltas) para los cuales el flujo máximo excede la condición de flujo de saturación en el núcleo. En este caso si se redujera el área por la cual el flujo magnético atravesaría, sería posible conseguir una disminución en el valor de flujo magnético máximo y, por lo tanto, se lograría la condición de flujo de saturación.
- A partir del tercer punto de corte hacia la derecha, es en el cual se pueden obtener valores de flujo máximo menores al flujo de saturación del núcleo. Por lo tanto, es un área de trabajo adecuada. Por recomendación se toma el número natural siguiente más grande (por ejemplo, si el corte es en 23,5 se tomará el número 24). Como se mencionó es posible tomar un número más grande, pero esto incrementaría las pérdidas ya que se implicaría utilizar más cobre.

Ahora bien, conocido el número de vueltas, y la reluctancia equivalente, se puede determinar el valor de la inductancia (10)

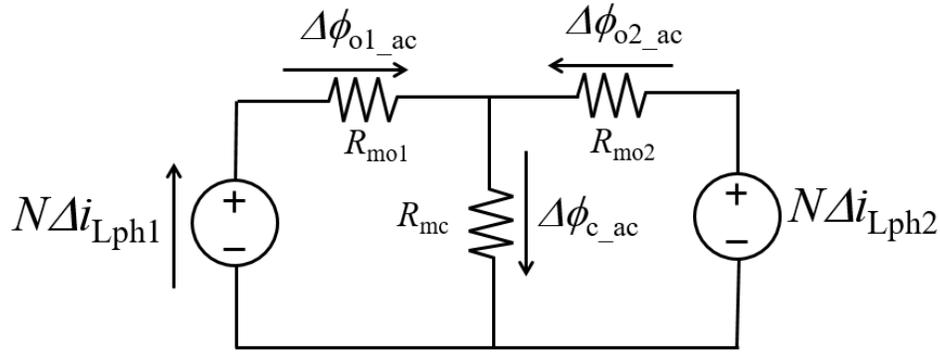
$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (10)$$

Un aspecto adicional a tener en cuenta es el del factor de acoplamiento. Teniendo dos embobinados en un mismo núcleo aparece el efecto de la inductancia mutua  $M$  (11), en la cual, el factor  $k$  representa el coeficiente de acoplamiento.

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (11)$$

El estudio del factor de acoplamiento es necesario, porque a medida que este factor sea más grande menor será el rizado de corriente por cada fase. Para conseguir este objetivo, se inserta un gap de aire en la pierna central del núcleo; adicionalmente, la adición de este gap permite la cancelación del flujo magnético y con esto disminuir la posibilidad de saturación del núcleo (Kimura, 2014).

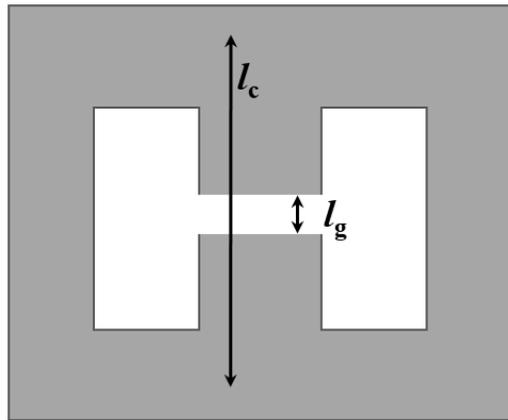
Para determinar la longitud adecuada de este gap se inicia desde el circuito magnético para la componente AC despejando el valor de  $R_{mc}$  de (12); adicionalmente, por definición, la reluctancia magnética puede ser calculada según la geometría del material (área transversal y longitud) y por la permeabilidad del mismo (13).

**Figura 2-8** Circuito magnético en AC para topología LCI.

$$\Delta i_{Lph1} = \frac{R_{mo} * \Delta\phi_{o1} + R_{mc} * \Delta\phi_c}{N} \quad (12)$$

$$R_{mc} = \frac{l_c - l_g}{\mu_0 * \mu_r * A_c} + \frac{l_g}{\mu_0 * A_c} \quad (13)$$

Donde  $\mu_r$  corresponde a la permeabilidad relativa del material,  $\mu_0$  corresponde a la permeabilidad del vacío,  $l_g$  y  $l_c$  a las longitudes del gap y de la reluctancia central respectivamente (Figura 2-9).

**Figura 2-9:** Estructura del núcleo magnético con gap en la pierna central.

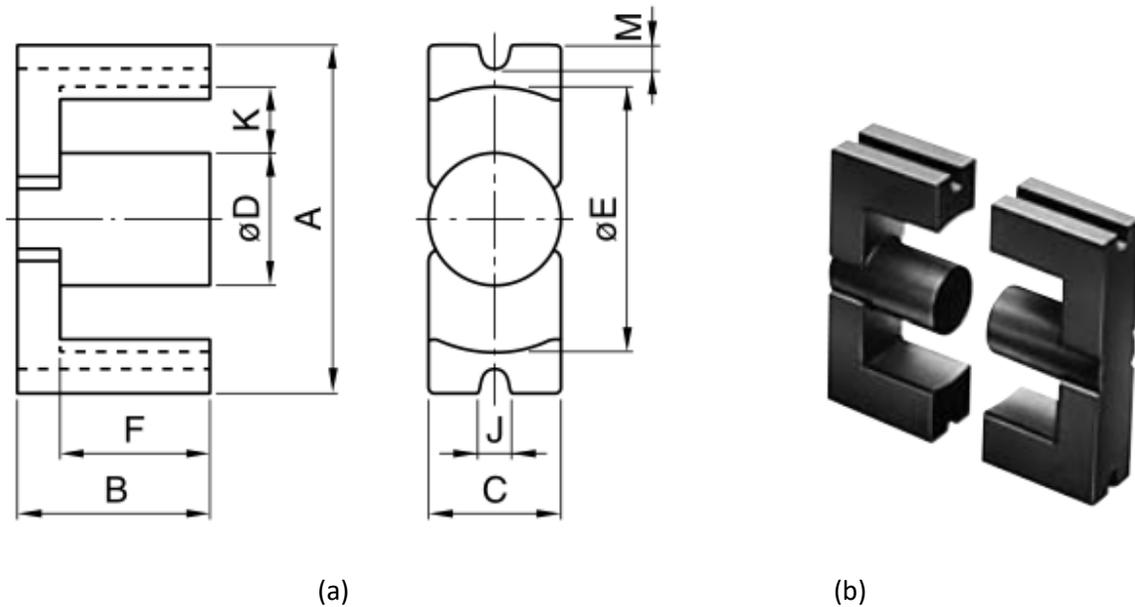
Al combinar (12) y (13), se obtiene finalmente la expresión para la longitud adecuada del gap (14).

$$l_g = \frac{R_{mc} - \frac{l_c}{\mu_0 * \mu_r * A_c}}{\frac{l_c}{\mu_0 * A_c} - \frac{l_c}{\mu_0 * \mu_r * A_c}} \quad (14)$$

Finalizando el análisis, a continuación, se procederá a diseñar el inductor para la aplicación específica de acuerdo con los parámetros presentados en la tabla 2-1. El primer paso es seleccionar el posible

núcleo magnético a utilizar. Dada la alta potencia que se va a manejar, se decidió optar por el núcleo más grande disponible en el laboratorio (el segundo más grande en el mercado). El material del núcleo es ferrita, y es escogido por el análisis previo realizado en (Martinez, 2012). La referencia del núcleo es PC40 EC120x101x30 del fabricante TDK (Figura 2-10); algunas de sus características más importantes se presentan en la Tabla 2-2.

**Figura 2-10:** Núcleo Magnético, (a) Geometría (b) Estructura.



**Tabla 2-2:** Especificaciones del núcleo PC40 EC120x101x30.

Dimensiones [mm]	A	Bx2	C	$\phi D$	$\phi E$	Fx2	M	J	R	K	$Kx2F$ ( $mm^2$ )
	120	101	30	30	93.3	71	5.5	6	1.5max	32.5	2307
Permeabilidad Inicial	2300										
Saturación de la densidad de flujo magnética [mT]	380										
Área efectiva [ $mm^2$ ]	773										
Volumen efectivo [ $mm^3$ ]	196490										

Aplicando el análisis previo para el núcleo escogido, se encuentran las siguientes soluciones para la ecuación para la ecuación (8):

$$N=1.45$$

$$N=1.37$$

$$N=25.25$$

Del cual se escoge el valor más alejado del cero como se explicó anteriormente, y dado que el número de vueltas es un número natural, se selecciona finamente  $N=26$ . Ahora bien, para el diseño del inductor se deben tener en cuenta consideraciones adicionales; la primera de ellas es el valor de la reluctancia en la pierna central y por lo tanto el valor del gap a utilizar, la segunda consideración es el embobinado, ya que se debe considerar el valor de corriente y por lo tanto el tipo de cable o alambre a utilizar. La primera consideración se tratará en seguida y en el siguiente capítulo será estudiada la segunda consideración.

Basados en la ecuación (6) y conocidos todos los valores, se despeja el valor de la reluctancia central  $R_{mc}$  como se muestra en (15):

$$R_{mc} = \frac{1 - 2D}{1 - D} * \left( \frac{N^2 * \Delta I_{ph_{D < 0.5}}}{V_{in} * D * T} - R_{mo} \right) \quad (15)$$

Para nuestro caso de estudio, utilizando los datos en las tablas 2-1, 2-2 y el cálculo del número de vueltas, el valor de  $R_{mc}$  deberá ser:

$$R_{mc} = 8,6088 \times 10^7 \left[ \frac{A}{Wb} \right]$$

Con este valor y la ecuación (14) tenemos una longitud de gap de:

$$l_g = 0,0764 \quad [m]$$

Revisando la hoja de datos del núcleo, el tamaño de la pierna central no supera los 0,071 m y por lo tanto es imposible implementar el gap calculado; adicionalmente, como se estudiará detalladamente en el siguiente capítulo, la capacidad de colocar el número de vueltas requerido en el núcleo también estará restringida por el calibre del embobinado (debido a la capacidad de corriente que atravesará). Por estos motivos se realiza en esta tesis el estudio de fases intercaladas, acoplamiento magnético y módulos conectados en paralelo.

Aun cuando en la práctica es imposible el resultado obtenido anteriormente (debido a la longitud del gap), esto se puede corregir incrementando el número de fases, pero para efectos de validación se puede corroborar que el método de diseño evita que el núcleo entre en saturación. A partir de (1) y (3) se obtiene el flujo magnético máximo en las piernas exteriores, y con las dimensiones proporcionadas en la hoja de datos del núcleo se calcula el área de sección transversal en las piernas exteriores, con estos datos se puede obtener la densidad de flujo magnético como se muestra en (16):

$$B_0 = \frac{\Phi_0}{A_0} \quad (16)$$

Donde  $B_0$  es la densidad de flujo magnético,  $\Phi_0$  es el flujo magnético a través de las piernas exteriores y  $A_0$  el área transversal por la cual pasará el flujo magnético.

$$B_{0,D<0.5} = 0,242877 [T] \quad (17)$$

A partir de este valor se observa que el núcleo no entrará en zona de saturación. En secciones posteriores se considerará la disminución de corriente al incrementar el número de módulos, y los efectos que esto tenga sobre el prototipo final.

Ahora bien, teniendo en cuenta el estudio de las ventajas que presenta el gap en la pierna central, se procedió a realizar un análisis acerca del valor más adecuado de longitud del mismo. De (1) o (2) se podría inferir también que, a mayor gap, mayor será la reluctancia central y por lo tanto se producirá una disminución en el flujo. No obstante, se debe tener cuidado con el valor a asignar, debido a que por otro lado se incrementan las pérdidas debido al efecto “*fringing*” (Imaoka 2014).

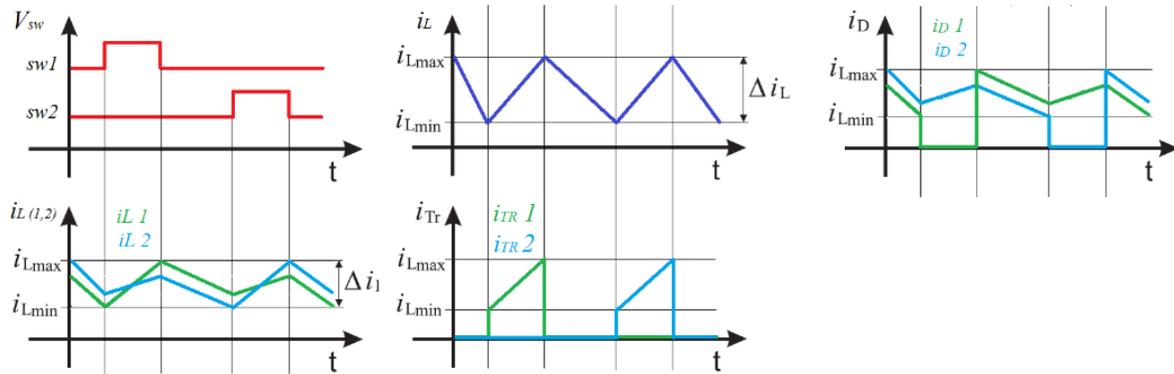
Para este prototipo (de dos fases), la corriente promedio que circulará por cada fase, se expresa como (Texas Instruments, 2008):

$$I_{avg} = \frac{I_{out}}{n(1-D)} \quad (18)$$

Donde,  $I_{out}$  es la corriente de salida del convertidor (333 A),  $n$  es el número de fases (2) y  $D$  es el valor de ciclo útil (0 – 0,42). Por lo tanto, se obtiene que la máxima corriente promedio que circulará por cada fase es de 289 A. Adicionalmente, es posible estimar la corriente pico por cada fase a partir de la siguiente expresión:

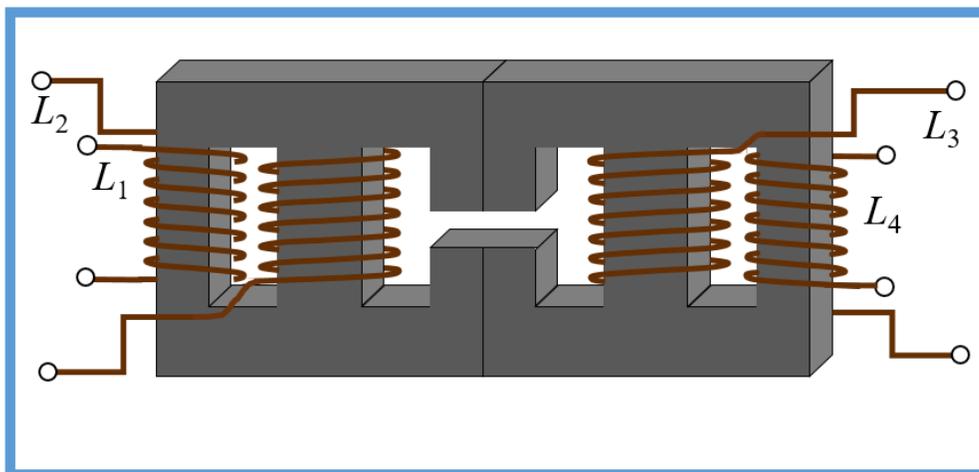
$$I_{peak} = I_{avg} + \frac{\Delta I}{2} \quad (19)$$

De acuerdo a los parámetros iniciales de diseño, se establece un rizado de corriente  $\Delta I$  del 10% (máximo 28,6 A), por lo tanto, la corriente pico por cada fase tendrá un máximo valor de 301 A. Para el correcto cálculo de cada elemento es necesario tener en cuenta cada una de las formas de onda de corrientes y tensiones en cada elemento, las cuales se ilustran en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** (Ivanovic, 2011).

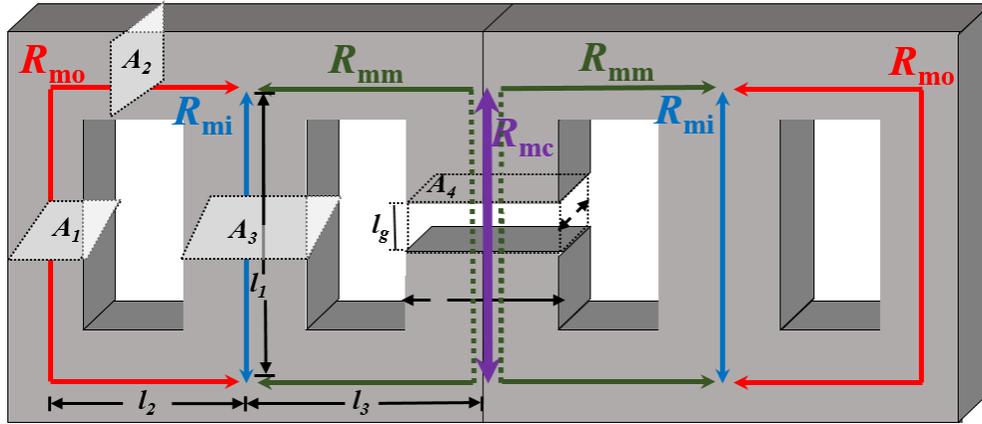
**Figura 2-11:** Formas de onda Boost intercalado de dos fases.

### ■ Cuatro fases acopladas

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos anteriormente, y considerando que en el presente trabajo se busca obtener la mejor relación entre eficiencia y volumen para el convertidor, en esta sección se presenta una nueva idea de topología para el núcleo magnético, con la cual se busca reducir el número de componentes o módulos magnéticos (inductores) para conseguir un mejor desempeño en el convertidor de potencia. La figura 2-12 muestra la estructura de núcleo propuesta con sus respectivos embobinados, cuatro fases en total, y la Figura 2-13 la distribución de sus respectivas reluctancias magnéticas:

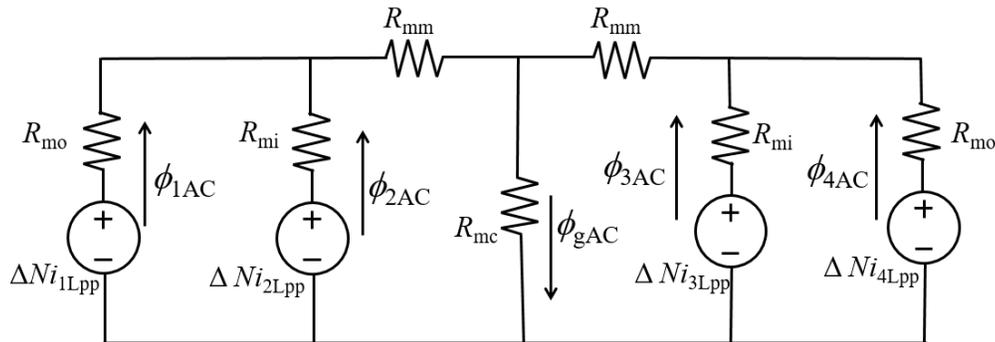
**Figura 2-12:** Estructura y embobinados para un núcleo magnético de 4 fases.

**Figura 2-13:** Estructura y reluctancias magnéticas para un núcleo magnético de 4 fases.



Como se observa en la figura 2-13, las reluctancias en el núcleo propuesto son 7, pero por la simetría del mismo se pueden reducir a 4. Adicionalmente, en la reluctancia central se considera un gap, con el cual se busca incrementar el coeficiente del acople magnético. El circuito magnético para la componente en AC del núcleo se presenta en la Figura 2-14.

**Figura 2-14:** Modelo del componente AC para un núcleo magnético de 4 fases.

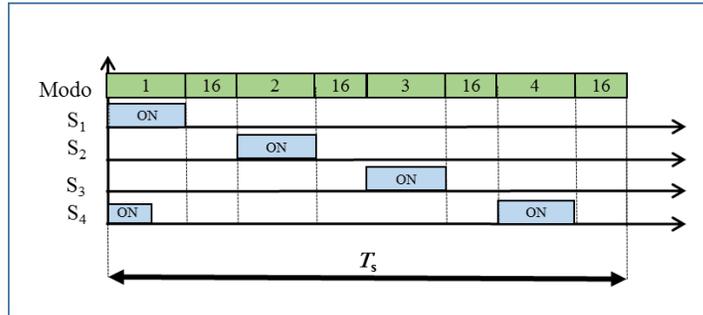


En el caso del análisis de la componente AC, los posibles modos de operación del convertidor dependen del ciclo útil  $D$ , y se tendrá que hacer un análisis distinto para los siguientes cuatro casos:

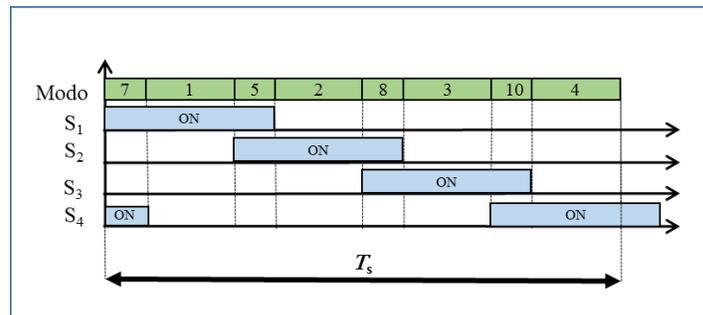
$$D \leq 0.25 \quad 0.25 < D \leq 0.5 \quad 0.5 < D \leq 0.75 \quad D > 0.75$$

De acuerdo con el rango de ciclo útil en el que se vaya a operar se debe hacer un análisis diferente, debido a que los modos de operación del convertidor son distintos. Esto se ilustra en la figura 2-15.

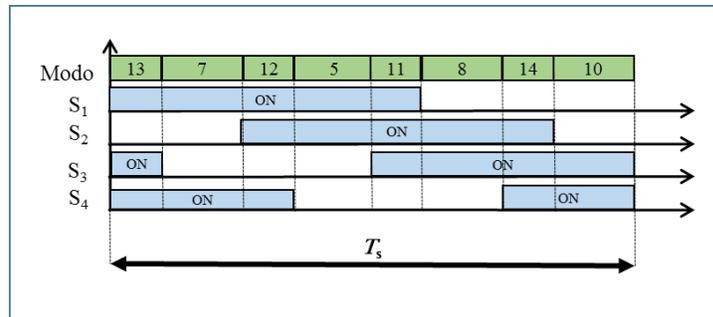
Figura 2-15: Modos de operación de acuerdo con el ciclo útil  $D$ .



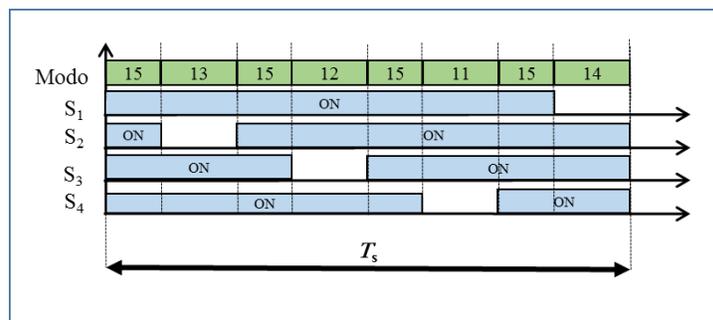
(a)  $D \leq 0.25$



(b)  $0.25 < D \leq 0.5$



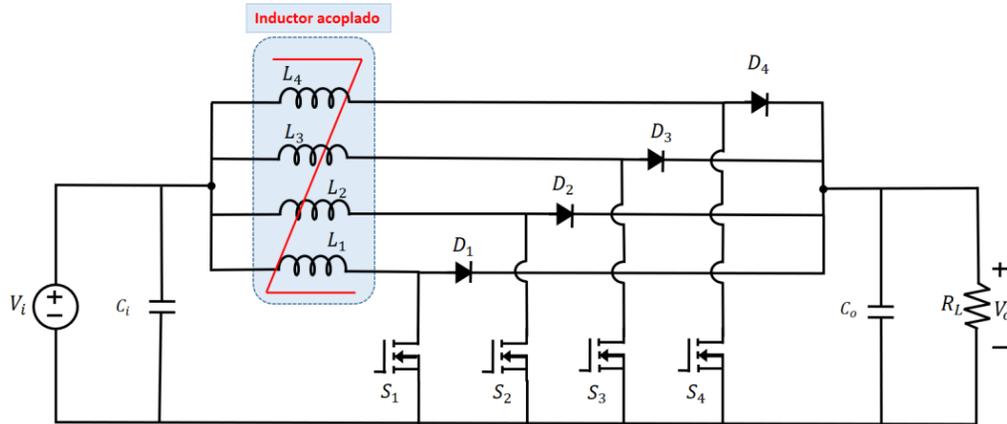
(c)  $0.5 < D \leq 0.75$



(d)  $D > 0.75$

El esquemático del circuito completo para la implementación de este núcleo se muestra en la Figura 2-16 y sus distintos modos de operación en la Figura 2-17. Se debe recordar que en este diseño el ciclo útil de interés es 0,42 dados los parámetros iniciales del circuito.

**Figura 2-16:** Boost DC-DC intercalado de cuatro fases.

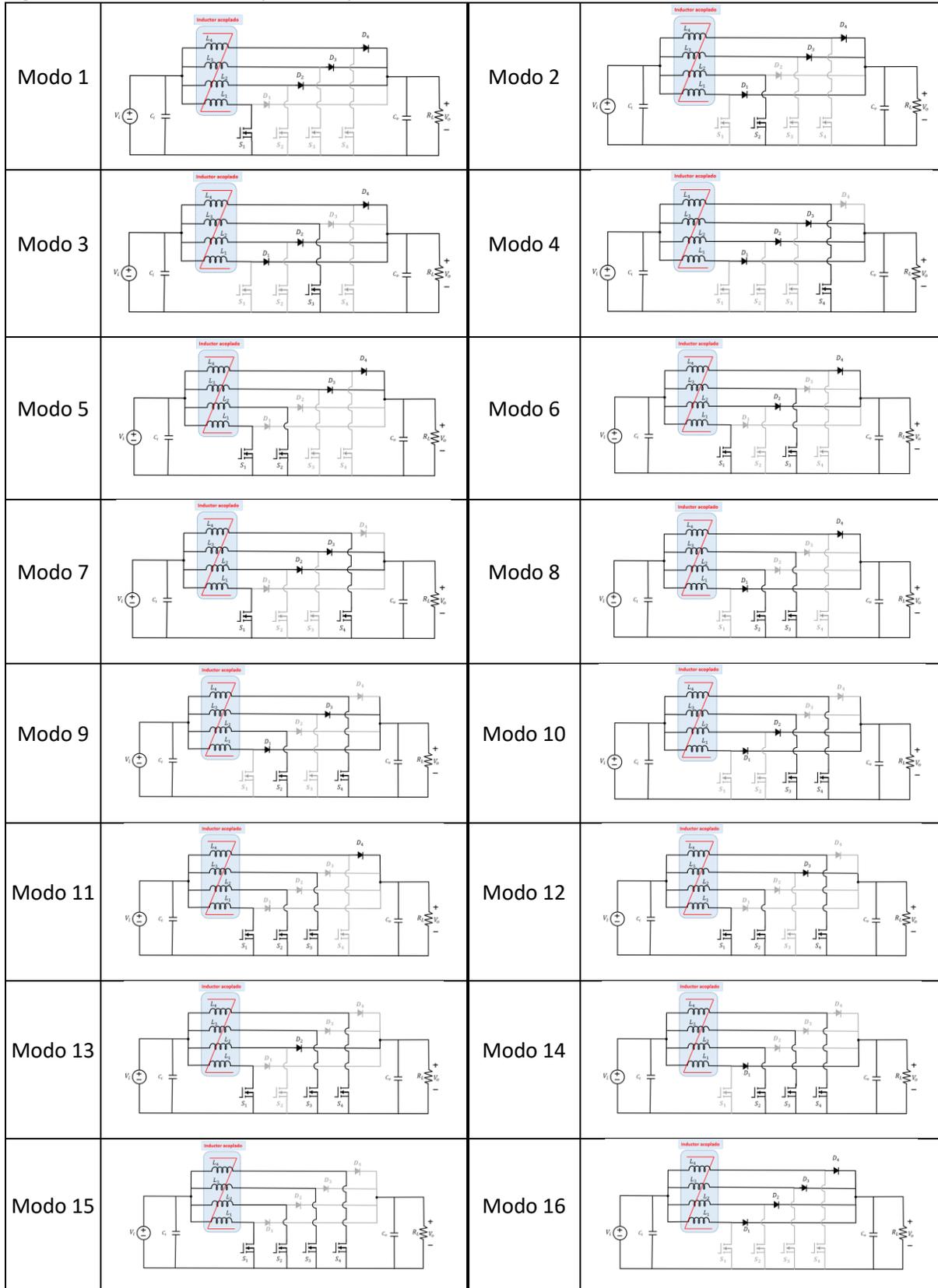


Como se observó en la Figura 2-15 (b), para el ciclo útil de 0,42 los modos en los que operará el circuito son 7, 1, 5, 2, 8, 3, 10 y 4, en ese orden respectivamente. A continuación, se presenta en la tabla 2-3 el estado de cada interruptor en cada uno de los modos de operación, y en la Figura 2-17 se ilustran los modos de operación sobre el esquemático.

**Tabla 2-3:** Modos de operación (estado de los interruptores) para un Boost DC-DC intercalado de cuatro fases.

Modo	S1	S2	S3	S4
1	ON	OFF	OFF	OFF
2	OFF	ON	OFF	OFF
3	OFF	OFF	ON	OFF
4	OFF	OFF	OFF	ON
5	ON	ON	OFF	OFF
6	ON	OFF	ON	OFF
7	ON	OFF	OFF	ON
8	OFF	ON	ON	OFF
9	OFF	ON	OFF	ON
10	OFF	OFF	ON	ON
11	ON	ON	ON	OFF
12	ON	ON	OFF	ON
13	ON	OFF	ON	ON
14	OFF	ON	ON	ON
15	ON	ON	ON	ON
16	OFF	OFF	OFF	OFF

Figura 2-17: Modos de operación para el Boost DC-DC intercalado de cuatro fases.



A continuación se presenta la expresión obtenida del análisis del flujo AC en cada uno de los modos mencionados para este caso ( $D = 0.42$ ). En la Tabla 2-4 se muestra el flujo respectivo para el modo 7, describiendo cada una de las variables que intervienen en el análisis.

**Tabla 2-4:** Flujo AC para el modo 7 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases.

<b>MODO 7</b>			
$S_1 \Rightarrow ON$	$S_2 \Rightarrow OFF$	$S_3 \Rightarrow OFF$	$S_4 \Rightarrow ON$

$$T_{ON7} = \frac{4D - 1}{4} * T_s \quad (15)$$

$$\Phi_{AC_{1,4}} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{4D - 1}{4} \right) \quad (16)$$

$$\Phi_{AC_{2,3}} = \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right) \quad (17)$$

$$\Phi_{AC_{M_{1,2}}} = \left[ \frac{V_i * T_s * (4D - 1)}{4N} \right] + \left[ \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right) \right] \quad (18)$$

$$\Phi_{AC_{M_{3,4}}} = \left[ \frac{V_i * T_s * (4D - 1)}{4N} \right] + \left[ \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right) \right] \quad (19)$$

$$\Phi_{AC_C} = \left[ \frac{V_i * T_s * (4D - 1)}{4N} \right] + 3 \left[ \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right) \right] \quad (20)$$

$T_{ON_7}$  : Tiempo para el modo 7

$T_s$  : Periodo de la señal de conmutación

$\Phi_{AC_{1,4}}$  : Flujo magnético AC para las piernas correspondientes a los embobinados de  $L_1$  y  $L_4$

$\Phi_{AC_{2,3}}$  : Flujo magnético AC para las piernas correspondientes a los embobinados de  $L_2$  y  $L_3$

$\Phi_{AC_{M_{1,2}}}$  : Flujo magnético AC para las reluctancias  $R_{mm}$  correspondiente a  $L_1$  y  $L_2$

$\Phi_{AC_{M_{3,4}}}$  : Flujo magnético AC para las reluctancias  $R_{mm}$  correspondiente a  $L_3$  y  $L_4$

$\Phi_{AC_C}$  : Flujo magnético AC para la pierna central, reluctancia  $R_{mc}$

$V_i$  : Tensión de entrada

$D$  : Ciclo útil

$N$  : Número de vueltas de los embobinado

Como se pudo observar en la Figura 2-15 (b), los tiempos para los modos de operación 5, 8, 10 y 7 son los mismos, por lo tanto, el análisis del flujo AC en estos modos será similar; la diferencia está en los interruptores que están operando. En la tabla 2-5 se presenta de manera resumida este análisis.

**Tabla 2-5:** Flujo AC para los modos 7, 5, 8, 10 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases.

$T_{ON_A} = T_{ON_7} = T_{ON_5} = T_{ON_8} = T_{ON_{10}} = \frac{4D - 1}{4} * T_s$	
<p style="text-align: center;"><b>MODO 5</b></p> <p style="text-align: center;"><math>S_1 \Rightarrow ON \quad S_2 \Rightarrow ON \quad S_3 \Rightarrow OFF \quad S_4 \Rightarrow OFF</math></p> $\phi_{AC_{1,2}} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{4D - 1}{4} \right)$ $\phi_{AC_{3,4}} = \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = 2 * \phi_{AC_{1,4}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = 2 * \phi_{AC_{3,4}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$	<p style="text-align: center;"><b>MODO 8</b></p> <p style="text-align: center;"><math>S_1 \Rightarrow OFF \quad S_2 \Rightarrow ON \quad S_3 \Rightarrow ON \quad S_4 \Rightarrow OFF</math></p> $\phi_{AC_{2,3}} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{4D - 1}{4} \right)$ $\phi_{AC_{1,4}} = \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = \phi_{AC_{1,4}} + \phi_{AC_{2,3}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = \phi_{AC_{M_{1,2}}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$
<p style="text-align: center;"><b>MODO 10</b></p> <p style="text-align: center;"><math>S_1 \Rightarrow OFF \quad S_2 \Rightarrow OFF \quad S_3 \Rightarrow ON \quad S_4 \Rightarrow ON</math></p> $\phi_{AC_{3,4}} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{4D - 1}{4} \right)$ $\phi_{AC_{1,2}} = \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = 2 * \phi_{AC_{1,2}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = 2 * \phi_{AC_{3,4}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$	<p style="text-align: center;"><b>MODO 7</b></p> <p style="text-align: center;"><math>S_1 \Rightarrow ON \quad S_2 \Rightarrow OFF \quad S_3 \Rightarrow OFF \quad S_4 \Rightarrow ON</math></p> $\phi_{AC_{1,4}} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{4D - 1}{4} \right)$ $\phi_{AC_{2,3}} = \frac{V_i * D * T_s}{4N} * \left( \frac{1 - 4D}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = \phi_{AC_{1,4}} + \phi_{AC_{2,3}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = \phi_{AC_{M_{1,2}}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$

De manera análoga, los tiempos para los modos 1, 2, 3 y 4 son los mismos; realizando el mismo análisis anterior se obtiene el flujo AC para los modos (1, 2, 3, 4) en la Tabla 2-6.

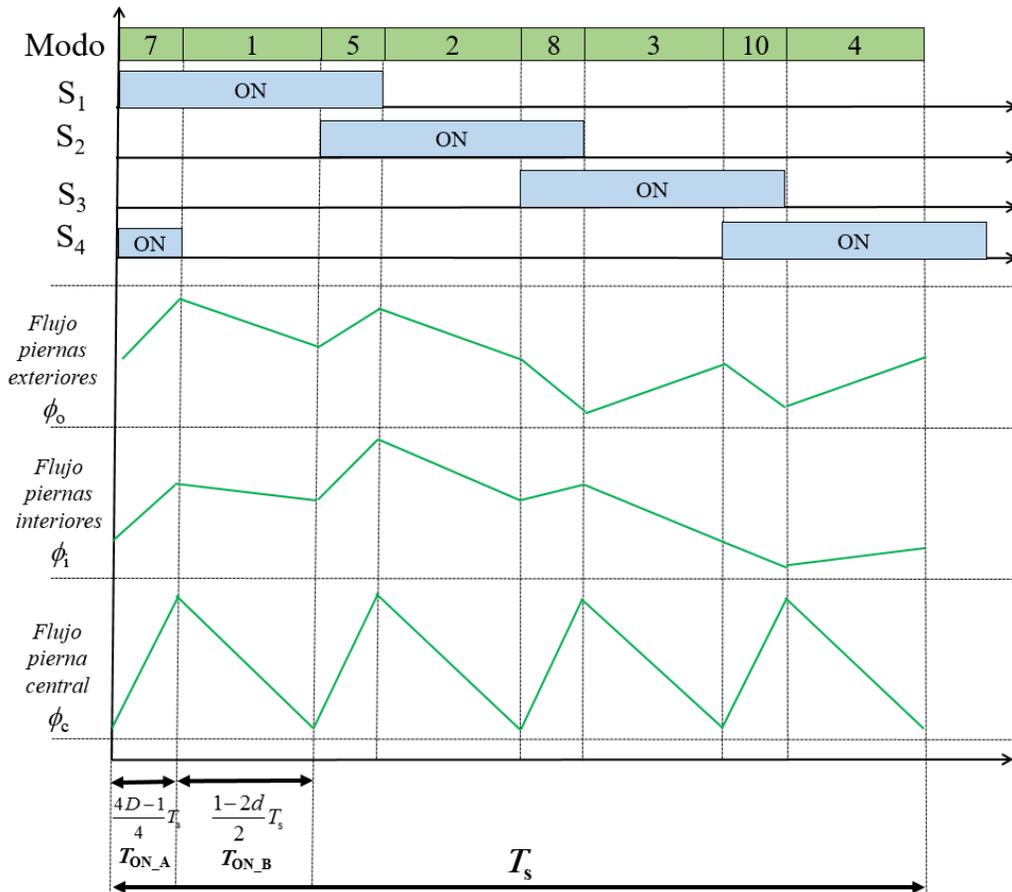
**Tabla 2-6:** Flujo AC para los modos 1, 2, 3, 4 del convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases sobre un mismo núcleo.

$$T_{ON_B} = T_{ON_1} = T_{ON_2} = T_{ON_3} = T_{ON_4} = \frac{1 - 2D}{2} * T_s$$

<p style="text-align: center;"><b>MODO 1</b></p> <p><math>S_1 \Rightarrow ON \quad S_2 \Rightarrow OFF \quad S_3 \Rightarrow OFF \quad S_4 \Rightarrow OFF</math></p> $\phi_{AC_1} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{1 - 2D}{2} \right)$ $\phi_{AC_{2,3,4}} = \frac{V_i * D * T_s}{2N} * \left( \frac{2D - 1}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = \phi_{AC_1} + \phi_{AC_{2,3,4}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = 2 * \phi_{AC_{2,3,4}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$	<p style="text-align: center;"><b>MODO 2</b></p> <p><math>S_1 \Rightarrow OFF \quad S_2 \Rightarrow ON \quad S_3 \Rightarrow OFF \quad S_4 \Rightarrow OFF</math></p> $\phi_{AC_2} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{1 - 2D}{2} \right)$ $\phi_{AC_{1,3,4}} = \frac{V_i * D * T_s}{2N} * \left( \frac{2D - 1}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = \phi_{AC_2} + \phi_{AC_{2,3,4}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = \phi_{AC_{M_{1,3,4}}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$
<p style="text-align: center;"><b>MODO 3</b></p> <p><math>S_1 \Rightarrow OFF \quad S_2 \Rightarrow OFF \quad S_3 \Rightarrow ON \quad S_4 \Rightarrow ON</math></p> $\phi_{AC_3} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{1 - 2D}{2} \right)$ $\phi_{AC_{1,2,4}} = \frac{V_i * D * T_s}{2N} * \left( \frac{2D - 1}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = 2 * \phi_{AC_{1,2,4}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = \phi_{AC_3} + \phi_{AC_{1,2,4}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$	<p style="text-align: center;"><b>MODO 4</b></p> <p><math>S_1 \Rightarrow OFF \quad S_2 \Rightarrow OFF \quad S_3 \Rightarrow OFF \quad S_4 \Rightarrow ON</math></p> $\phi_{AC_4} = \frac{V_i * T_s}{N} * \left( \frac{1 - 2D}{2} \right)$ $\phi_{AC_{1,2,3}} = \frac{V_i * D * T_s}{2N} * \left( \frac{2D - 1}{1 - D} \right)$ $\phi_{AC_{M_{1,2}}} = 2 * \phi_{AC_{1,2,3}}$ $\phi_{AC_{M_{3,4}}} = \phi_{AC_4} + \phi_{AC_{M_{1,2,3}}}$ $\phi_{AC_C} = \phi_{AC_{M_{1,2}}} + \phi_{AC_{M_{3,4}}}$

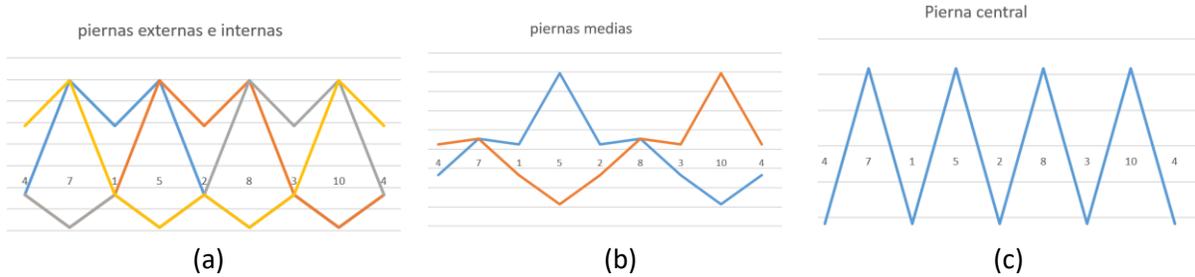
De los resultados anteriores se puede apreciar un desbalance en las piernas exteriores (correspondientes a los embobinados L1 y L4) y las piernas interiores (correspondientes a los embobinados L2 y L3). Esto se debe a la diferencia en magnitud de sus respectivas reluctancias, el cual es un resultado esperado. En la Figura 2-18 se muestran las formas de onda del flujo en AC para las piernas exteriores, interiores y central.

**Figura 2-18:** Formas de onda del flujo magnético en AC para el convertidor Boost DC-DC intercalado de cuatro fases sobre un mismo núcleo con ciclo útil igual a 0.42.



La figura anterior solo presenta el flujo sobre una de las reluctancias asociadas los embobinados; dado que son periódicas y desfasadas su comportamiento será el mismo. En la Figura 2-19 se puede apreciar el comportamiento del flujo generado en cada reluctancia.

**Figura 2-19** Formas de onda del flujo magnético en AC para todas las reluctancias Boost DC-DC intercalado de cuatro fases con ciclo útil igual a 0.42 (a) Reluctancias exteriores e internas. (b) Reluctancias medias. (c) Reluctancia central.



Ahora bien, continuando con el análisis se procede a calcular el flujo magnético máximo en las piernas externas con (21), internas con (22) y central con (23), el cual corresponderá a la suma del flujo magnético en DC y la mitad del flujo magnético en AC para cada reluctancia:

$$\Phi_{omax} = \frac{N * I_{dc}}{R_{mo} + R_{mm} + 2R_{mc} + \beta + \gamma} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_i * T_S * (4D - 1)}{4N} \right] \quad (21)$$

$$\Phi_{imax} = \frac{\alpha * N * I_{dc}}{R_{mo} + R_{mm} + 2R_{mc} + \beta + \gamma} + \frac{1}{2} \left[ \frac{V_i * T_S * (4D - 1)}{4N} \right] \quad (22)$$

$$\Phi_{cmax} = \frac{N * I_{dc}}{R_{mo} + R_{mm} + 2R_{mc} + \beta + \gamma} * (1 + \alpha) + \left[ \left( \frac{V_i * D * T_S * (1 - 4D)}{4N * (1 - D)} \right) + \left( \frac{V_i * T_S * (4D - 1)}{4N} \right) \right] \quad (23)$$

Las constantes  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  se definieron con el objetivo de realizar un análisis comparativo entre las reluctancias:

$$\alpha = \frac{R_{mo}}{R_{mi}} \quad (24)$$

$$\beta = \frac{R_{mo} * R_{mm}}{R_{mi}} \quad (25)$$

$$\gamma = \frac{R_{mo} * R_{mc}}{R_{mi}} \quad (26)$$

Con el objetivo de restringir nuestro diseño para un caso real, se parte de la condición en la cual el flujo máximo generado en el núcleo no deberá exceder el flujo máximo especificado por el fabricante (27):

$$\Phi_{max} \leq \Phi_{sat} \quad (27)$$

Ahora bien, del circuito presentado en la Figura 2-14 se despejan las corrientes de rizado para las piernas externas e internas, reemplazándolas en las ecuaciones de flujo magnético (21) – (23) y utilizando la condición (27) obtienen las siguientes inecuaciones:

Para piernas exteriores,  $N_o$  :

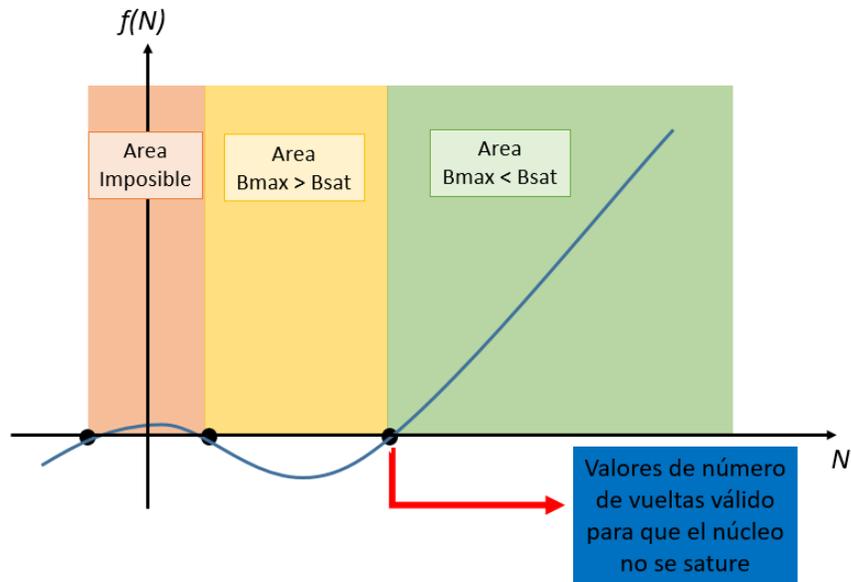
$$\begin{aligned}
& \left[ \frac{8 \cdot \Delta i_{Lph} \cdot B_{\max} \cdot A_0 \cdot (R_{mi} + R_{mo})}{V_{in} \cdot T_s} \cdot \frac{1-D}{4D-1} \right] \cdot z^3 \\
& + \left[ (-2 \cdot R_{mi} \cdot I_{Lph}) - (\Delta i_{Lph} \cdot (R_{mi} + R_{mo}) \cdot (1-D)) \right] \cdot N_o^2 \\
& + \left[ \frac{((2R_{mo} \cdot R_{mi}) + (2R_{mm} \cdot R_{mi}) + (2R_{mo} \cdot R_{mm}))}{-((2(R_{mo} + R_{mi})) \cdot (R_{mo} + 2R_{mm})) \cdot (1-D))} \cdot B_{\max} \cdot A_0 \right] \cdot N_o \\
& + \left[ \frac{((-R_{mo} \cdot R_{mi}) - (R_{mm} \cdot R_{mi}) - (R_{mo} \cdot R_{mm}) + ((R_{mo} + R_{mi}) \cdot (R_{mo} + 2R_{mm})) \cdot (1-D))}{\left( \frac{V_{in} \cdot T_s \cdot (4D-1)}{4} \right)} \right] \geq 0
\end{aligned} \tag{28}$$

Para piernas exteriores,  $N_i$  :

$$\begin{aligned}
& \left[ \frac{8 \cdot \Delta i_{Lph} \cdot B_{\max} \cdot A_i \cdot (R_{mi} + R_{mo})}{V_{in} \cdot T_s} \cdot \frac{1-D}{4D-1} \right] \cdot N_i^3 \\
& + \left[ (-2 \cdot R_{mi} \cdot I_{Lph}) - (\Delta i_{Lph} \cdot (R_{mi} + R_{mo}) \cdot (1-D)) \right] \cdot N_i^2 \\
& + \left[ \frac{((2R_{mo} \cdot R_{mi}) + (2R_{mm} \cdot R_{mi}) + (2R_{mo} \cdot R_{mm}))}{-((2(R_{mo} + R_{mi})) \cdot (R_{mi} + 2R_{mm})) \cdot (1-D))} \cdot B_{\max} \cdot A_i \right] \cdot N_i \\
& + \left[ \frac{((-R_{mo} \cdot R_{mi}) - (R_{mm} \cdot R_{mi}) - (R_{mo} \cdot R_{mm}) + ((R_{mo} + R_{mi}) \cdot (R_{mi} + 2R_{mm})) \cdot (1-D))}{\left( \frac{V_{in} \cdot T_s \cdot (4D-1)}{4} \right)} \right] \geq 0
\end{aligned} \tag{29}$$

De manera análoga al caso de dos fases, en la solución de cada una de las inecuaciones se tendrá una gráfica con tres puntos de corte sobre el eje horizontal, en las cuales, a partir del punto de corte positivo más grande se satisface la condición para que el núcleo no entre en saturación (Figura 2-20).

**Figura 2-20:** Gráfica en función del número de vueltas, obtenida a partir de los parámetros de diseño descritos en las ecuaciones (28) y (29).



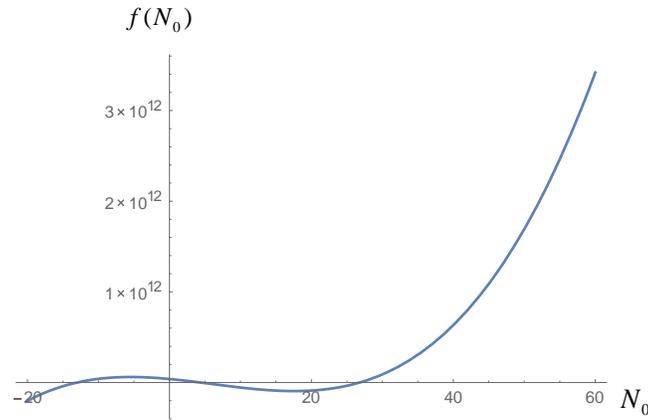
Adicionalmente, para considerar solo una variable de diseño, se dejan las ecuaciones de flujo y la condición anterior en términos de la reluctancia en la pierna central  $R_{mc}$ , para este caso, esta reluctancia queda expresada en (30):

$$R_{mc} = 1 - D \left( \frac{N_i^2 * (R_{mo} + 2R_{mm}) - N_o^2 * (R_{mi} + 2R_{mm})}{N_o^2 - N_i^2} \right) \quad (30)$$

Definido el método de diseño, se procede a diseñar el inductor para la aplicación específica. Se utilizan de nuevo los datos del núcleo de referencia PC40 EC120x101x30 del fabricante TDK (Figura 2-10); algunas de sus características más importantes se presentan en la Tabla 2-2.

Realizando la solución de las inecuaciones para las piernas exteriores  $N_o$  se pueden representar en la Figura 2-21.

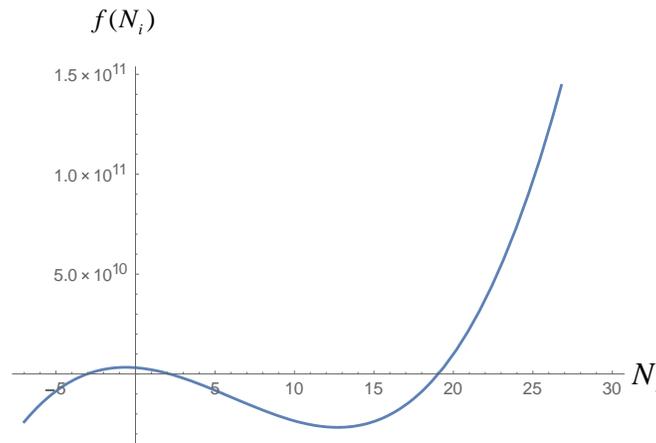
**Figura 2-21:** Gráfica en función del número de vueltas para la solución a la inecuación en las piernas exteriores  $N_o$ .



De la figura 2-21, se pueden encontrar los puntos de corte en el eje horizontal: - 13.02, -4.38 y 26.78. Es a partir del último punto de corte hacia la derecha en la gráfica que se puede tomar cualquier valor sin que el núcleo entre en saturación.

De igual manera se realiza el proceso para la inecuación en función del número de vueltas en las piernas internas  $N_i$ , esto es, la Figura 2-22:

**Figura 2-22:** Gráfica en función del número de vueltas para la solución a la inecuación en las piernas exteriores  $N_i$ .



De la figura 2-22, se pueden encontrar los puntos de corte en el eje horizontal: - 3.03, 2.15 y 19.04. A partir del último punto de corte hacia la derecha en la gráfica que se puede tomar cualquier valor sin que el núcleo entre en saturación.

Ahora bien, adicional a la condición de saturación del núcleo (27), en este nuevo diseño se debe encontrar una relación entre el número de vueltas en las piernas internas y el número de vueltas en las piernas externas que permita la inclusión de un gap en la pierna central. Esto se debe a las ventajas que presenta la inclusión del gap, como la disminución del rizado de corriente y la cancelación de flujo magnético (Kimura, 2014). Esta condición es muy importante, y no se tomará el número natural

siguiente más grande (como se había recomendado en el caso de dos fases), ahora a partir de ese número natural siguiente se hará un proceso de iteración entre los dos valores (para  $N_i$  y  $N_o$ ), buscando cuál pareja de valores permite la inclusión de un gap en el núcleo. De este modo, y realizando una iteración en el código a través del software *Wolfram Mathematica* (en el Anexo A se puede encontrar el código implementado con todas las ecuaciones para efectos de prueba) se encuentra que los valores son:

$$N_o = 57$$

$$N_i = 56$$

Con estos valores. Se logra la inclusión de un gap de:

$$l_g = 0,00158 \text{ m}$$

Finalmente, se puede comprobar que la densidad de flujo magnético sobre cada pierna no excede la condición para que el núcleo entre en saturación (250 mT):

$$B_o = 0.0232 \text{ mT}$$

$$B_i = 0.0237 \text{ mT}$$

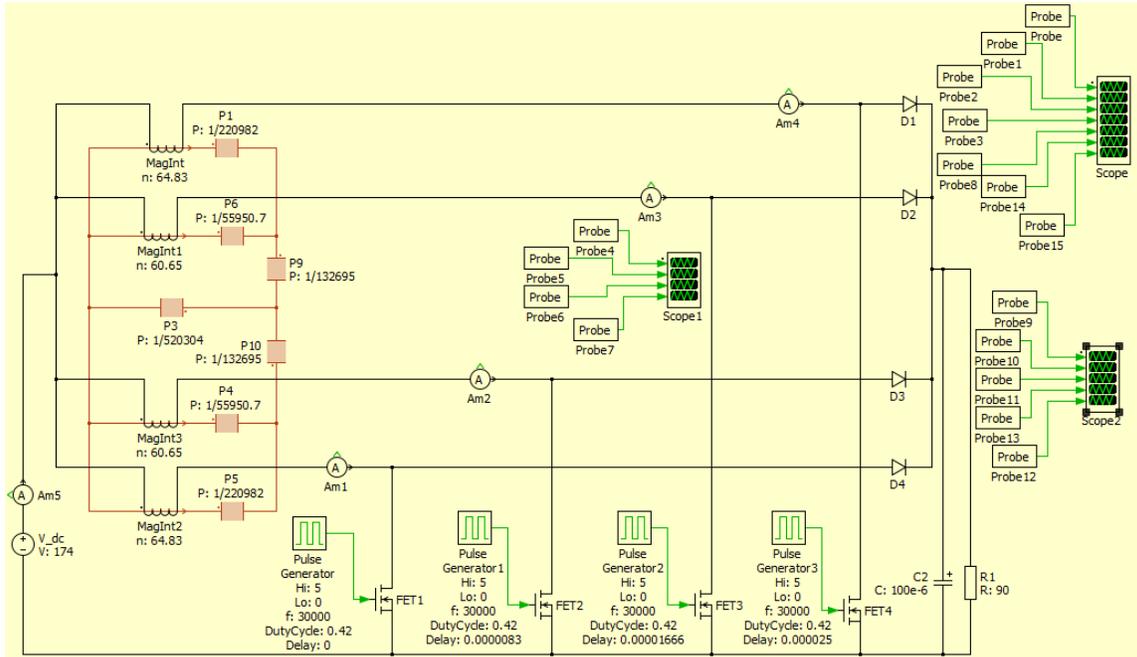
$$B_m = 0.0469 \text{ mT}$$

$$B_c = 0.0939 \text{ mT}$$

Con  $B_o$ ,  $B_i$ ,  $B_m$  y  $B_c$  como las densidades de flujo sobre las piernas externas, internas, medias y central respectivamente.

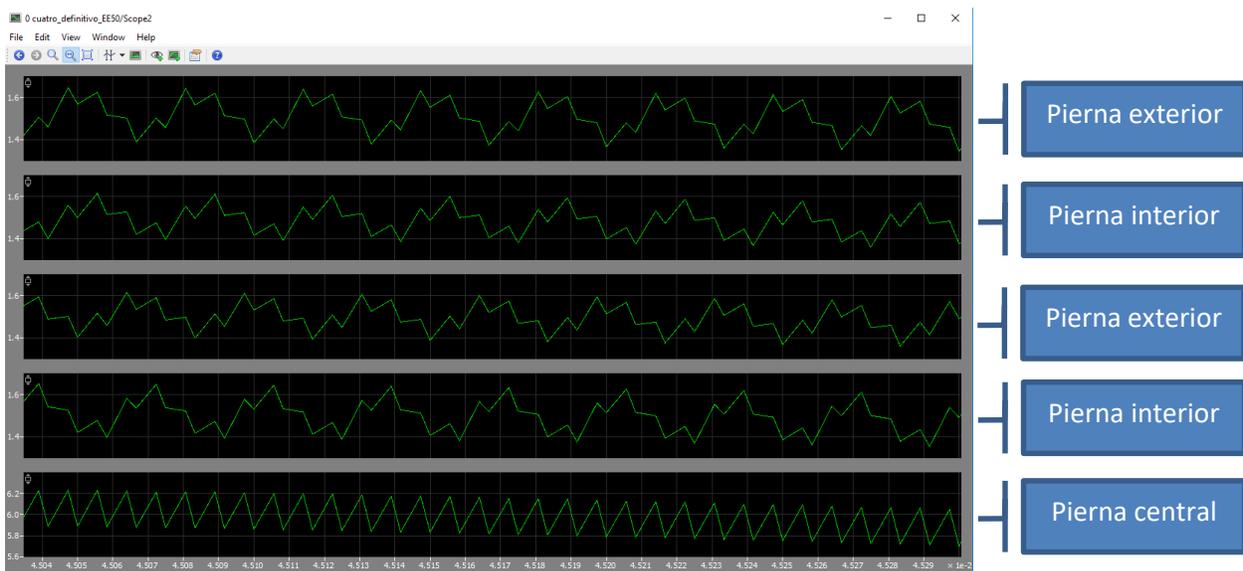
Para validar el diseño se recurrió a una herramienta de simulación de sistemas de electrónica de potencia. El software de la empresa Plexim GmbH denominado PLECS. A través de este software se puede simular el circuito completo, con sus componentes eléctricas y magnéticas, y validar el comportamiento del flujo magnético a través de cada pierna. La Figura 2-23 presenta el esquemático implementado en el software:

**Figura 2-23:** Esquemático del circuito Boost de cuatro fases sobre un mismo núcleo magnético en PLECS.



Usando cada uno de los “scope” se pueden verificar las formas de onda y sus magnitudes. Para nuestro caso específico, en la Figura 2-24 se presentan las formas de onda para las piernas exteriores, interiores y central validando el comportamiento que se predijo por el análisis mostrado en la Figura 2-16.

**Figura 2-24:** Simulación del circuito Boost de cuatro fases sobre un mismo núcleo magnético en PLECS. Formas de onda del flujo magnético en las piernas del núcleo.



### 2.1.2 Diseño del Inductor en módulos conectados en paralelo

Con los diseños planteados de los inductores sobre un mismo núcleo magnético, ahora se procede a ilustrar cómo es su aplicación si se conectan dos y tres módulos en paralelo, específicamente para el caso de módulos de dos fases. Esto se hace con el objetivo de comparar en el siguiente capítulo la eficiencia de cada uno de los inductores y su relación con el volumen.

#### ■ Cuatro fases acopladas por pares (2 módulos)

Para el caso de dos módulos conectados en paralelo se tendrá un circuito de cuatro fases como se ilustra en la Figura 2-25. En este caso, a partir de las ecuaciones (18) y (19) la corriente promedio y pico que circulará por cada fase serán:

$$I_{avg} = 123.86 \text{ A}$$

$$I_{peak} = 140.51 \text{ A}$$

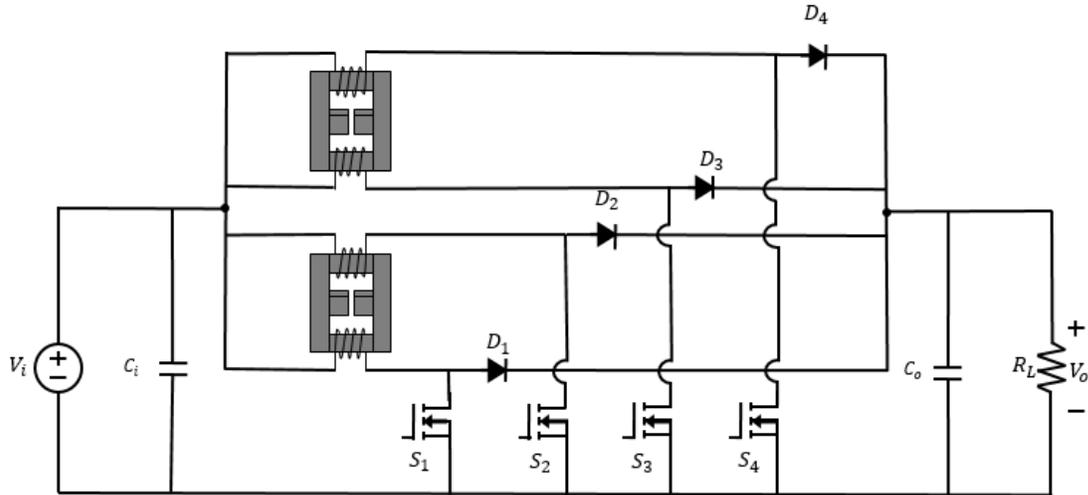
A partir de estas corrientes, y realizando el mismo análisis presentado en la sección 2.1.1, para cada módulo se obtienen los siguientes resultados.

$$N=25.34$$

$$R_{mc} = 4.2728 \times 10^7 \left[ \frac{\text{A}}{\text{Wb}} \right]$$

$$l_g = 0.0379 \text{ m}$$

Con  $N$  como el número de vueltas por cada fase,  $R_{mc}$  como la reluctancia en la pierna central y  $l_g$  como el gap necesario en la pierna central para validar el diseño. Como se puede observar en la tabla 2-2,, el valor del gap es menor al de la pierna central del núcleo, y por lo tanto si sería posible la implementación del diseño en la práctica.

**Figura 2-25:** Boost intercalado de 4 fases, dos módulos en paralelo.

### ■ Seis fases acopladas por pares (3 módulos)

De igual manera que para el caso inmediatamente anterior, se utiliza el diseño de dos fases presentado en la sección 2.1.1 para cada módulo. El circuito a diseñar se presenta en la figura 2-26. A partir de este los resultados obtenidos son los siguientes:

$$I_{avg} = 95.68 \text{ A}$$

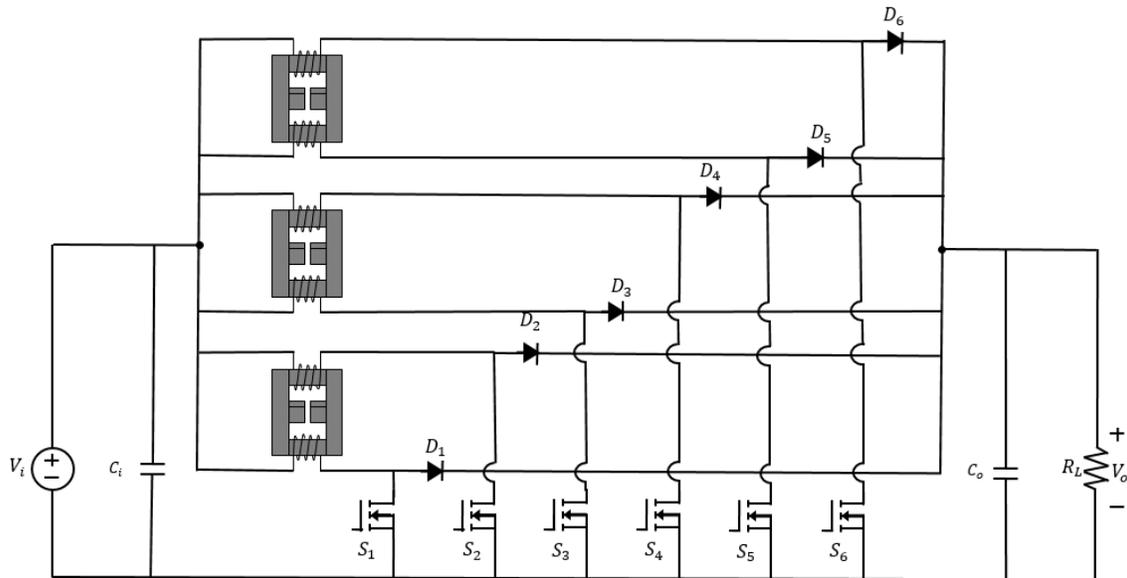
$$I_{peak} = 110.032 \text{ A}$$

$$N=25.42$$

$$R_{mc} = 2.8274 \times 10^7 \left[ \frac{\text{A}}{\text{Wb}} \right]$$

$$l_g = 0.0250 \text{ m}$$

**Figura 2-26:** Boost intercalado de 6 fases, dos módulos en paralelo.



Como se observa en los resultados obtenidos, también se puede implementar el circuito con tres módulos con este valor de gap. En el siguiente capítulo se hará un estudio de pérdidas para cada uno de los cuatro circuitos propuestos, con el fin de evaluar la eficiencia de cada uno y realizar la comparación propuesta.



## 3. Análisis Mejorado de Pérdidas en Convertidores de Potencia

Después de realizado el estudio sobre el inductor, se procedió a seleccionar los otros elementos que hacen parte del convertidor. Dicha selección contempla un detallado análisis de pérdidas, mediante la caracterización de cada elemento, con el objetivo de obtener la mejor eficiencia. La introducción de bobinas acopladas magnéticamente se presentó con el objetivo de tener una mayor densidad de potencia sobre el convertido. En estudios previos se conoce que la densidad de potencia está relacionada inversamente proporcional con la eficiencia del sistema, por lo tanto, se debe encontrar un punto de equilibrio adecuado para la aplicación en específico que se está realizando.

### 3.1 Comparación de los Inductores

Como se estudió en el capítulo anterior, se presentaron cuatro variaciones propuestas a la topología Boost intercalado: dos fases acopladas, cuatro fases acopladas, dos fases acopladas por pares y tres fases acopladas por pares. Entre las cuatro variaciones existen diferencias en la cantidad de elementos que hacen parte del circuito y la magnitud de corriente que circulará por los mismos; por tal motivo se presenta un estudio detallado de pérdidas para cada una de las variaciones, con el objetivo de evaluar y seleccionar la que ofrezca las menores pérdidas.

El estudio de pérdidas en los inductores depende de características particulares del núcleo y de los embobinados, es decir (31).

$$P_L = P_{Lcopper} + P_{Lcore} \quad (31)$$

#### 3.1.1 Pérdidas en los embobinados

Las pérdidas en los embobinados dependen de la longitud del conductor a utilizar, las componentes en DC y AC, Figura 3-1 2-27, y pueden ser expresadas mediante la ecuación (32):

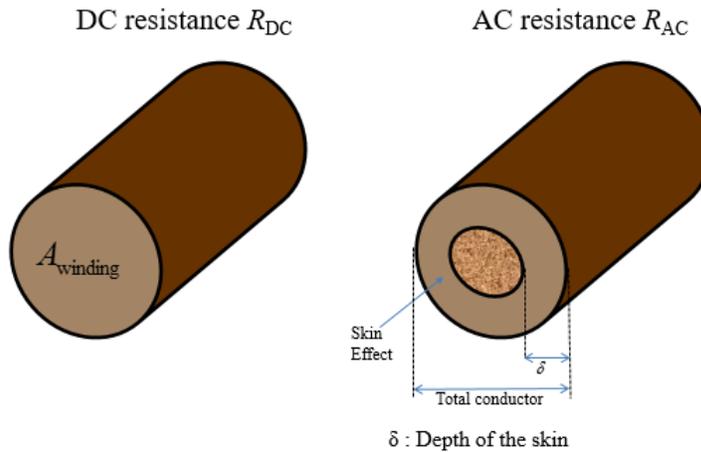
$$P_{Lcopper} = R_{DC}I_{LDC}^2 + R_{AC}\Delta I_L^2 \quad (32)$$

Donde  $R_{DC}$  y  $R_{AC}$  son las resistencias DC y AC respectivamente.  $I_{LDC}$  es la componente DC de la corriente en el inductor; y  $\Delta I_L$  es el valor RMS de la corriente de rizado en inductor. Para el caso de la resistencia en AC, dado que se trabajará a una frecuencia de 30.000 kHz, debe ser considerado el efecto piel (Figura 3-1), el cual se calcula como con (33):

$$R_{AC} = \rho \frac{l}{\pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 - \pi \left(\frac{d}{2} - \delta\right)^2} = \rho \frac{l}{\pi \delta (d - \delta)} \tag{33}$$

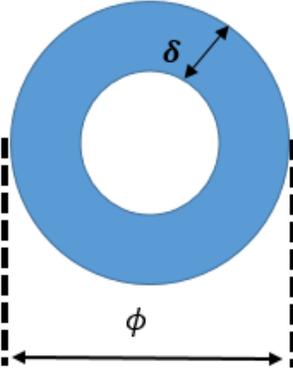
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f_{sw}}} \tag{34}$$

**Figura 3-1:** Pérdidas en los embobinados del inductor, resistencia en DC y resistencia en AC (efecto piel)



Donde  $\rho$  es la resistividad del material del embobinado,  $d$  corresponde al diámetro del embobinado a utilizar,  $l$  corresponde a la longitud del embobinado,  $\delta$  es la profundidad debida al efecto piel y  $\mu_0$  la permeabilidad del espacio vacío. Se puede resumir el cálculo de la resistencia en AC en la Figura 3-2.

**Figura 3-2:** Resistencia en AC (efecto piel) del conductor.



Skin effect:  $\delta = \sqrt[2]{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$

$R = \rho \frac{l}{A}$  Para el cobre AWG18:

$A = \pi r_1^2 - \pi r_2^2 = \pi \left[ \frac{\phi^2}{4} - \left(\frac{\phi}{2} - \delta\right)^2 \right] = \pi(\phi\delta - \delta^2) = \pi\delta(\phi - \delta)$

$\rho$  : Resistividad del material  $\frac{\Omega}{m}$

$\mu = \mu_0 \mu_r$      $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

$\mu_r \approx 0,99$

Diametro = 1,024 mm =  $\phi$

$\rho = 1,68 \times 10^{-8} \frac{\Omega}{m}$

De esta manera, en la Tabla 3-1 se encuentran resumidos los cálculos para las pérdidas en el cobre para cada una de las topologías propuestas en el capítulo 2 y a los requerimientos del convertidor (Tabla 2.1):

**Tabla 3-1:** Resultados del cálculo de pérdidas en el cobre.

	Dos fases	Cuatro fases		Dos Módulos	Tres Módulos
Número de Vueltas	N = 32	Ni = 85	No = 76	N = 32	N = 33
<i>R<sub>dc</sub></i>	0,000601681	0,00509635	0,00455674	0,001918627	0,00314564
<i>l<sub>ac</sub></i>	287,3563218	143,678161	143,678161	143,6781609	74,5467589
<i>Delta skin</i>	0,000378526	0,00037853	0,00037853	0,000378526	0,00037853
<i>R<sub>ac</sub></i>	0,004798498	0,02337568	0,0209006	0,008800254	0,01162921
<i>l<sub>ac</sub></i>	185,1502587	102,197634	102,197634	102,1976339	74,5467589
<b>Pérdidas [W]</b>	2,122680084	11,82373862		4,7001197	6,60850537

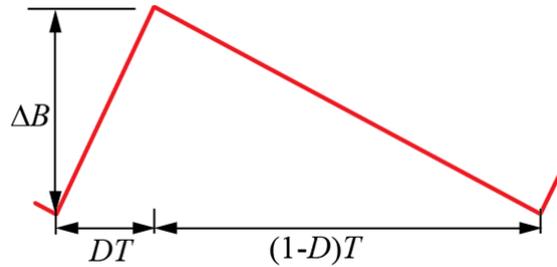
### 3.1.2 Pérdidas en el núcleo

Por otro lado, las pérdidas en el núcleo dependen principalmente por las corrientes de Eddy y el proceso de histéresis. Estas pérdidas se pueden calcular a través de la ecuación de Steinmetz (SE) (Li, 2001), expresada en la ecuación (35), la cual ha sido ampliamente utilizada por diseñadores y fabricantes para el cálculo de pérdidas en el núcleo. Dicha ecuación se utiliza bajo la condición de que el flujo presenta una forma de onda sinusoidal:

$$P_v = k * f^\alpha * B^\beta \quad (35)$$

Ahora bien, dependiendo del circuito a implementar, la forma de onda del flujo magnético es diferente. Para el caso del Boost intercalado la forma de onda del flujo magnético es proporcional a la forma de onda de la corriente por cada fase, como se mostró en la Figura 2-11. De esta manera, la forma de onda del flujo magnético es como se muestra en la Figura 3-3.

**Figura 3-3:** Forma de onda del flujo magnético en cada fase en el inductor para el Boost intercalado.



De la figura 3-3,  $\Delta B$  es la variación en flujo magnético,  $D$  el ciclo útil y  $T$  el periodo. Y como se puede observar la forma de onda no es sinusoidal, por tal motivo se debe aplicar un proceso de cálculo con mayor exactitud que la ecuación de Steinmetz (35). Así entonces, para este trabajo se hace uso de la ecuación de Steinmetz mejorada (Jonas, 2012) iGSE (improve Generalized Steinmetz Equation) la cual se expresa como sigue en (36) y (37):

$$P_{Lcore} = P_v = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (36)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (37)$$

Donde  $dB/dt$  es la pendiente de la densidad de flujo,  $\Delta B$  corresponde al valor pico a pico de la densidad de flujo,  $T_{sw}$  es el periodo de conmutación y  $V_c$  es el volumen del núcleo.  $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  son parámetros de la ecuación de Steinmetz que se encuentran en las tablas o gráficas de las hojas de datos. Para aplicar la fórmula (36) se despeja a partir de la ecuación (37) y la Figura 3-3, la cual corresponde a la forma de onda de la corriente que se obtiene en cada una de las fases del inductor proporcionales al flujo magnético a través del núcleo, obteniendo la siguiente expresión algebraica (38):

$$P_v = k * f * \left[ \left( (D * T) \left( \frac{\Delta B}{D * T} \right)^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} \right) + \left( ((1-D) * T) \left( \frac{\Delta B}{(1-D) * T} \right) (\Delta B)^{\beta-\alpha} \right) \right] \quad (38)$$

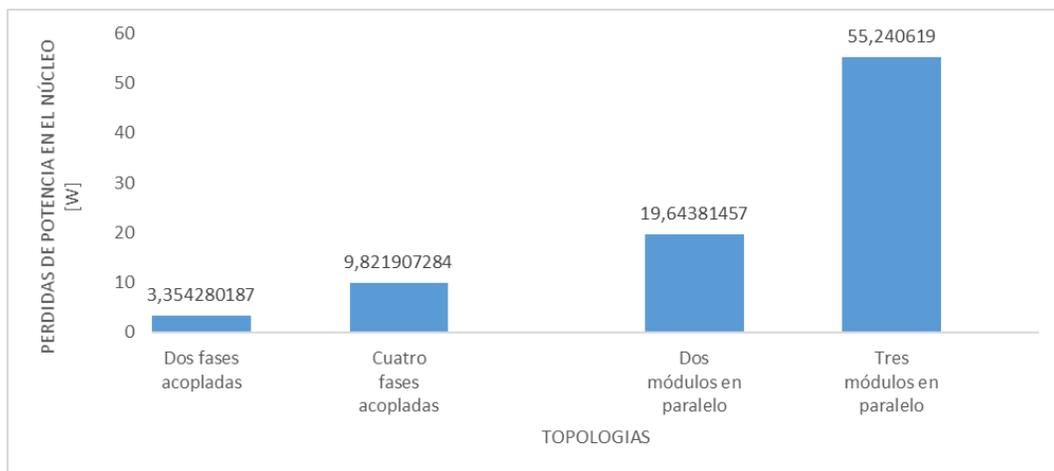
A continuación, se presentan los resultados obtenidos de pérdidas de potencia para cada una de las topologías propuestas.

En la Figura 3-4 se presentan las pérdidas de potencia asociadas a la ecuación de Steinmetz SE (ecuación (35)) y a la ecuación de Steinmetz mejorada iGSE (ecuación (38)), en las cuales se puede apreciar la diferencia en el cálculo de las pérdidas de potencia para las distintas topologías:

**Figura 3-4:** (a) Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías utilizando la ecuación de Steinmetz general. (b) Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías utilizando la ecuación de Steinmetz mejorada.



(a)

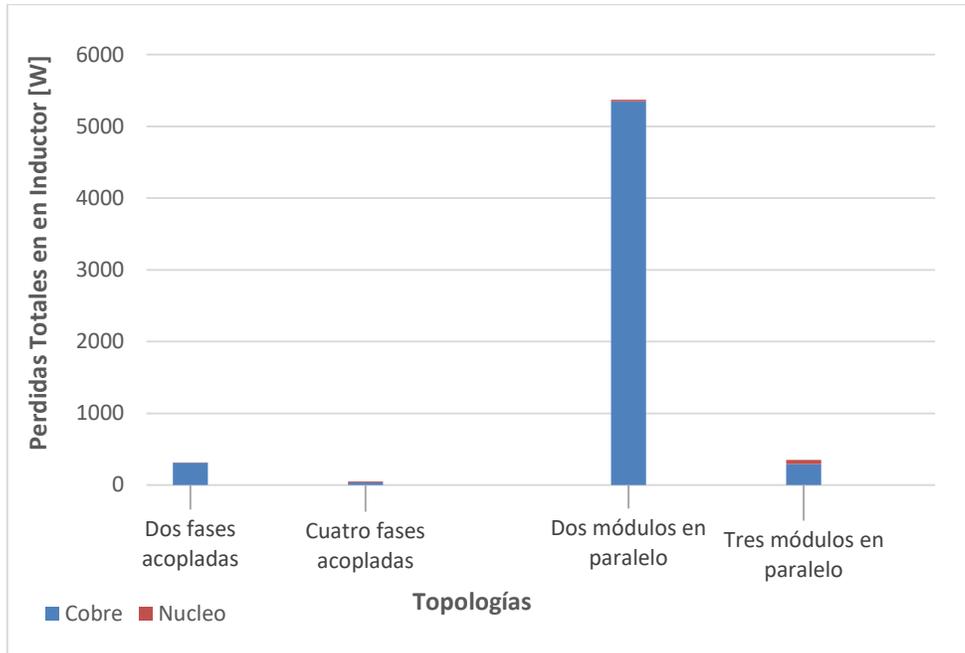


(b)

### 3.1.3 Comparación

En la Figura 3-5 se presentan las pérdidas totales en el inductor, calculadas usando la ecuación iGSE, asociadas a cada topología analizada. Se puede observar que la topología que presenta menores pérdidas es la de dos fases acopladas. Este resultado se podía anticipar debido a que en esta topología se utiliza una menor cantidad de núcleos y menos cobre.

**Figura 3-5:** Comparación de pérdidas de potencia para las distintas topologías en el núcleo y en los embobinados.



## 3.2 Comparación de los dispositivos semiconductores

### 3.2.1 Transistores

Partiendo del estudio realizado en (Martinez, 2015), en donde se evaluaron distintos tipos de tecnologías de transistores con el objetivo de seleccionar la que mejor se ajustara a la aplicación de vehículos eléctricos y bajo parámetros específicos, se procedió a escoger los transistores a utilizar de acuerdo con cada tipo de topología. Se toma en cuenta la corriente por cada fase y la tensión sobre los mismos. De acuerdo con este análisis se determinó que la tecnología que proporciona la mejor eficiencia es la de carburo de silicio SIC a la frecuencia dada (30 kHz). Ahora bien, dado que se manejarán corrientes muy altas y como se observara detalladamente en cada subsección, para algunos niveles de corriente aún no se encuentran disponibles en el mercado transistores de carburo de silicio, por lo tanto, cuando se dé el caso, se hará el cálculo de diseño con dispositivos disponibles en el mercado.

Para cada fase se tienen en la Tabla 3-2 los siguientes valores de corriente, tal y como se calcularon en el capítulo anterior:

**Tabla 3-2:** Valores de corriente por fase para cada topología

	Dos fases	Cuatro fases	Dos Módulos	Tres Módulos
<b>Corriente Promedio</b>	287,35	143,67	143,67	95,78
<b>Corriente Pico</b>	304,02	160,34	160,34	112,45
<b>Corriente RMS</b>	175,52	92,57	92,57	64,92

Para cada caso (2, 4 y 6 fases), se realizó una selección del semiconductor más apropiado para la aplicación específica de acuerdo con la disponibilidad en el mercado.

### ■ Dos fases acopladas

Para el caso de dos fases acopladas, como se calculó en el capítulo anterior se tiene una corriente pico por cada fase de 304 A. Por lo tanto, y buscando detalladamente en bases de datos, se encuentra el transistor APTM50UM09FAG de la compañía Microsemi, con los siguientes parámetros (Tabla 3-3):

**Tabla 3-3:** Parámetros transistor APTM50UM09FAG.

APT50UM09FAG	Valor
Tensión Drain-Source [V]	500
Corriente Drain [A]	497
Resistencia Drain-Source ON [mΩ]	10
Capacitancia Ciss [nF]	63.3
Capacitancia Coss [nF]	12.4
Tiempo de subida [ns]	42
Tiempo de caída [ns]	100

Con estos parámetros se procede a calcular las pérdidas en el transistor de la siguiente manera: Las pérdidas en el transistor se pueden calcular como las pérdidas por conducción (pérdidas fijas) más las pérdidas por conmutación (pérdidas dinámicas):

$$P_v = P_{Tcon} + P_{sw} \quad (39)$$

Las pérdidas por conducción,  $P_{Tcon}$  dependen, para el caso de IGBT (40), de la caída de tensión en la junta colector-emisor  $V_{CE}$  y la corriente RMS que circula por el transistor e  $I_{Trms}$  (Ivanovic et al, 2011). En el caso de transistores MOSFET,  $P_{Tcon}$  depende de la resistencia de encendido entre el terminal de *Drain* y el terminal de *Source*, y la corriente RMS que circula por el transistor (41):

$$P_{Tcon} = V_{CE} * I_{Trms} \quad (40)$$

$$P_{Tcon} = R_{DS(on)} * I_{Trms}^2 \quad (41)$$

$$P_{Tcon} = 487,64 \text{ W}$$

Las pérdidas por conmutación  $P_{sw}$ , dependen de tres parámetros esenciales; las pérdidas en el *gate*  $P_{iss}$ , las pérdidas que ocurren durante el proceso de transición de la conmutación del transistor  $P_{Tsw}$  y las pérdidas durante el proceso de descarga de la capacitancia de salida  $P_{oss}$ .

$$P_{sw} = P_{iss} + P_{Tsw} + P_{oss} \quad (42)$$

Cada una de estas pérdidas se describen de la siguiente manera:

$$P_{iss} = C_{iss} * V_{cg}^2 * f_{sw} \quad (43)$$

$$P_{iss} = 0,047 \text{ W}$$

Donde  $C_{iss}$  es la capacitancia equivalente de entrada,  $V_{cg}$  es la tensión suministrada en el *gate* y  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación (Thomas, 2008).

$$P_{oss} = \frac{C_{oss}}{2} * V_{tr}^2 * f_{sw} \quad (44)$$

$$P_{oss} = 16.74 \text{ W}$$

Con  $C_{oss}$  como la capacitancia equivalente de salida,  $V_{tr}$  es la tensión de salida del elevador (300 V) y  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación.

$$P_{Tsw} = (t_r * I_{Lmax} + t_f * I_{Lmin}) * \frac{V_{out}}{4} * f_{sw} \quad (45)$$

$$P_{Tsw} = 40,84 \text{ W}$$

Finalmente,  $t_r$  es el tiempo de ascenso en la conmutación,  $I_{Lmax}$  es la corriente máxima que circula por la bobina,  $t_f$  es el tiempo de descenso,  $I_{Lmin}$  es la corriente mínima que circula por la bobina,  $V_{out}$  es la tensión de salida del elevador y  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación.

De esta manera, obteniendo los parámetros de la hoja de datos del transistor se pueden calcular las pérdidas totales como sigue:

$$P = 545,267 \text{ W}$$

Por lo tanto, dado que se manejarán dos fases, se tendrán dos transistores. Así entonces, las pérdidas totales en los transistores en esta topología serán:

$$P = 1090,534 \text{ W}$$

## ■ Cuatro fases acopladas

Para el caso de cuatro fases acopladas, como se calculó en el capítulo anterior se tiene una corriente pico por cada fase de 150.85 A. Por lo tanto, y buscando detalladamente en bases de datos, se encuentra el transistor APTM50UM13SAG de la compañía Microsemi, con los siguientes parámetros, Tabla 3-4:

**Tabla 3-4:** Parámetros transistor APTM50UM13SAG.

<b>APT50UM09FAG</b>	<b>Valor</b>
Tensión Drain-Source [V]	500
Corriente Drain [A]	335
Resistencia Drain-Source ON [ $m\Omega$ ]	13
Capacitancia Ciss [nF]	42.2
Capacitancia Coss [nF]	8.24
Tiempo de subida [ns]	42
Tiempo de caída [ns]	100

Realizando el mismo procedimiento que para el caso anterior se tiene que por cada transistor las pérdidas serán de:

$$P = 191.59 \text{ W}$$

Por lo tanto, dado que se manejarán cuatro fases, se tendrán cuatro transistores. Así entonces las pérdidas totales en los transistores en esta topología serán de:

$$P_Q = 766,37 \text{ W}$$

#### ■ Cuatro fases acopladas por pares (2 módulos)

En este caso tenemos la misma corriente por fase que para el caso anterior, por lo tanto, las pérdidas serán las mismas:

$$P_Q = 766,37 \text{ W}$$

#### ■ Seis fases acopladas por pares (tres módulos)

Para el caso de cuatro fases acopladas, como se calculó en el capítulo anterior se tiene una corriente pico por cada fase de 150.85 A. Por lo tanto, y buscando detalladamente en bases de datos, se encuentra el transistor de carburo de silicio: GA100JT17-227 de la compañía GeneSiC, con los siguientes parámetros, Tabla 3-5:

**Tabla 3-5:** Parámetros transistor GA100JT17-227.

<b>GA100JT17-227</b>	<b>Valor</b>
Tensión Drain-Source [V]	1700
Corriente Drain [A]	160
Resistencia Drain-Source ON [ $m\Omega$ ]	10
Capacitancia Ciss [nF]	14.3
Capacitancia Coss [pF]	370
Tiempo de subida [ns]	27
Tiempo de caída [ns]	50

Realizando el mismo procedimiento que para los casos anteriores se tiene que por cada transistor las pérdidas serán de:

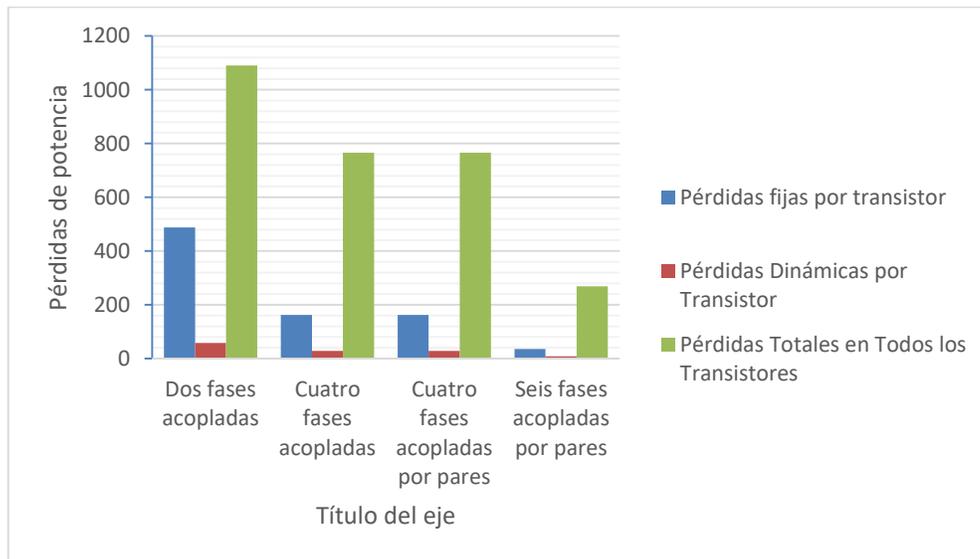
$$P_Q = 89,60 \text{ W}$$

Por lo tanto, dado que se manejarán seis fases, se tendrán seis transistores. Así entonces las pérdidas totales en los transistores en esta topología serán de:

$$P_Q = 537,60 \text{ W}$$

Del anterior análisis se pueden obtener los resultados separados de pérdidas fijas (por conducción) y dinámicas (por conmutación) para cada topología según los transistores seleccionados:

**Figura 3-6:** Pérdidas fijas y dinámicas por topología



### 3.2.2 Diodos

En el caso de los diodos, se decidió utilizar el MUR400 (*Ultra Fast Diode*) de GeneSIC Semiconductor. Este diodo se ajusta a los requerimientos dados para todas las topologías, aun cuando se entiende que la corriente máxima soportada es mucho más grande que la que atravesará por los prototipos de cuatro y seis fases, es el que sea ajusta mejor a los requerimientos porque presenta unas buenas características para la eficiencia del convertidor. De la hoja de datos se toman los siguientes parámetros necesarios para el cálculo de pérdidas en el diodo (Tabla 3-6).

**Tabla 3-6:** Parámetros transistor MURT40040 thr.

MURT40040 thr	Valor
Tensión [V]	400
Corriente [A]	400
Tiempo de recuperación [ns]	180
Carga acumulada en la juntura [uC]	960
Tensión de caída [V]	1,35

### ■ Dos fases acopladas

De la Tabla 3-6 se procede a calcular las pérdidas en el diodo (Ivanovic et al, 2011). Dichas pérdidas también se dividen en pérdidas por conducción y pérdidas por conmutación (pérdidas producidas por recuperación en inverso). Las pérdidas por conducción se calculan de la siguiente manera:

$$P_{con} = I \times V_D \quad (46)$$

Donde  $V_D$  es la tensión de caída del diodo e  $I$  es la corriente promedio que circula por el diodo. Las pérdidas por recuperación en inverso se calculan como sigue:

$$P_{sw} = V \times (I \times t_{rr} \times Q_r) \times f \quad (47)$$

Donde  $V$  es la tensión sobre el diodo,  $I$  es la corriente que circula por el diodo,  $t_{rr}$  es el tiempo de recuperación,  $Q_{rr}$  es la carga acumulada en la juntura pn y  $f$  es la frecuencia de conmutación.

Por lo tanto, las pérdidas en los diodos (un diodo por fase) para esta topología serán (la suma de las pérdidas por conmutación y las pérdidas por recuperación en inverso):

$$P_D = P_{con} + P_{sw} = (387,93 + 119,89) * 2 = 1015,65 W$$

### ■ Cuatro fases acopladas

Para el caso de cuatro fases se tiene una corriente pico por fase de 160,34 A, para este caso las pérdidas de potencia en los diodos serán:

$$P_D = P_{con} + P_{sw} = (287,35 + 3,52) * 4 = 1163,50 W$$

### ■ Cuatro fases acopladas por pares (dos módulos)

En el caso de cuatro fases acopladas por pares, es decir dos módulos de dos fases cada uno, se tiene la misma corriente por fase, razón por la cual las pérdidas de potencia serán exactamente las mismas que para el caso inmediatamente anterior:

$$P_D = P_{con} + P_{sw} = (287,35 + 3,52) * 4 = 1163,50 W$$

### ■ Seis fases acopladas por pares (tres módulos)

Finalmente, en el caso de seis fases, se tiene una corriente pico por fase de 112,45, por lo cual:

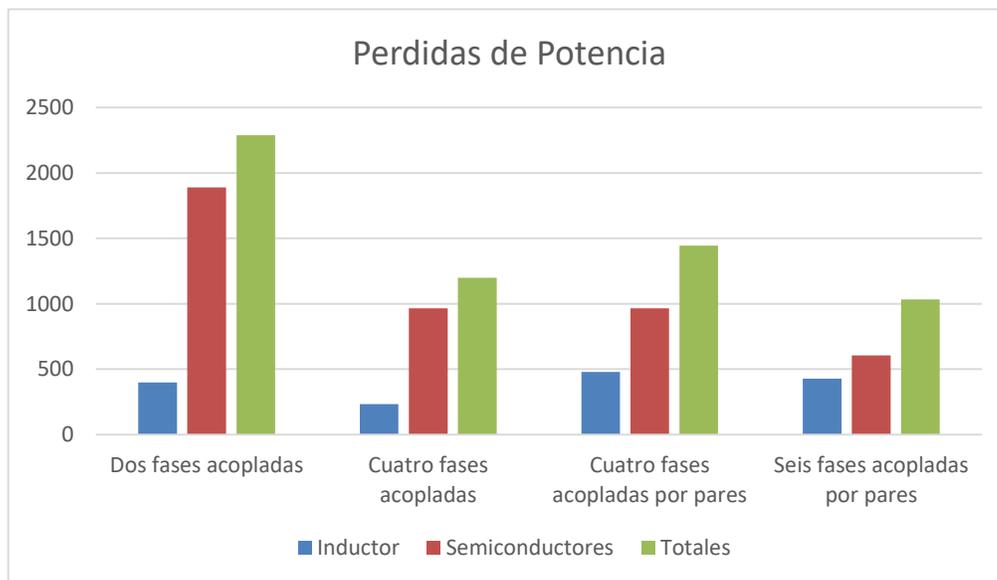
$$P_D = P_{con} + P_{sw} = (191,57 + 65,97) * 6 = 937,78 W$$

A partir de estos resultados se observa que la topología que presenta menores pérdidas en los diodos es la correspondiente a seis fases, sin embargo, en términos de las pérdidas por conmutación se aprecia que para este último caso las pérdidas son muy considerables en relación con el de cuatro fases, y este factor será determinante cuando se calculen las pérdidas totales por cada topología.

## 3.3 Comparación general de pérdidas

En primera instancia se presentan las pérdidas completas tanto del núcleo magnético, los embobinados y los dispositivos semiconductores, para apreciar la influencia que cada uno de estos componentes aporta en las pérdidas de potencia:

**Figura 3-7:** Pérdidas en el inductor y en los semiconductores por topología



De la tabla anterior se observa que, en términos de pérdidas de potencia, la opción más factible a implementar es aquella que utiliza varios módulos, debido a que reduce las pérdidas tanto en los dispositivos semiconductores, como en los embobinados y el núcleo magnético. Sin embargo, el utilizar múltiples módulos tiene la desventaja de necesitar técnicas de control más complejas y de aumentar la densidad de potencia del convertidor, los cuales son factores adicionales por considerar al momento de la implementación según sea el diseño requerido.

## 3.4 Prototipo de 3,7 kW para un Boost intercalado de dos fases con acoplamiento magnético

Se implementó un convertidor Boost intercalado de dos fases con acoplamiento magnético, con el objetivo de validar los diseños expuestos en el capítulo 2. La elección de la potencia anteriormente mencionada se debe a la disponibilidad de equipos de laboratorio para poder hacer las diferentes mediciones..

### 3.4.1 Boost intercalado de dos fases

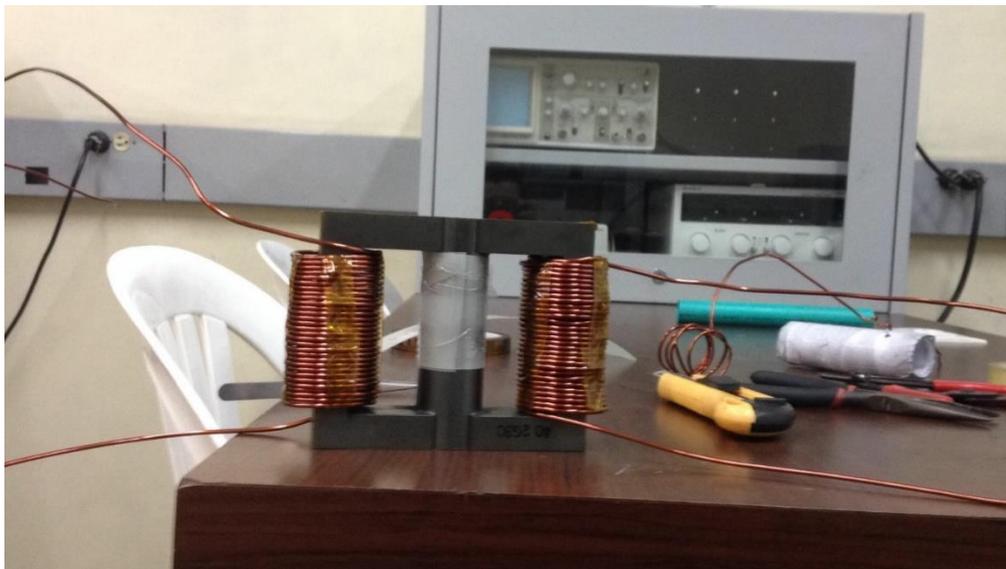
En la primera etapa se consideró el diseño del inductor, partiendo de los parámetros de potencia del prototipo a implementar:

**Tabla 3-7:** Requerimientos del convertidor DC-DC

Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	375-174
Tensión de Salida [V]	300
Factor de elevación	1 – 1,72
Ciclo de trabajo	0 – 0,42
Frecuencia [Hz]	30000
Corriente Pico [A]	15,4
Máxima Potencia [kW]	3,6 kW

De acuerdo con los parámetros definidos para un convertidor de 3,6 kW, al diseño elaborado en el capítulo 2, y el análisis de pérdidas desarrollado en el capítulo 3, se procedió a implementar el siguiente inductor:

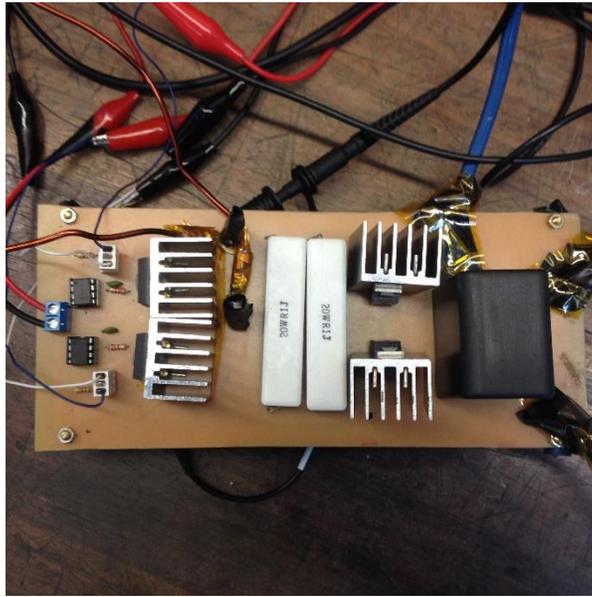
**Figura 3-8:** Núcleo magnético para inductor de dos fases



El cual cumple con los requerimientos de saturación de flujo magnético, con un número de vueltas en cada pierna de 31 y un gap de 5,2 mm

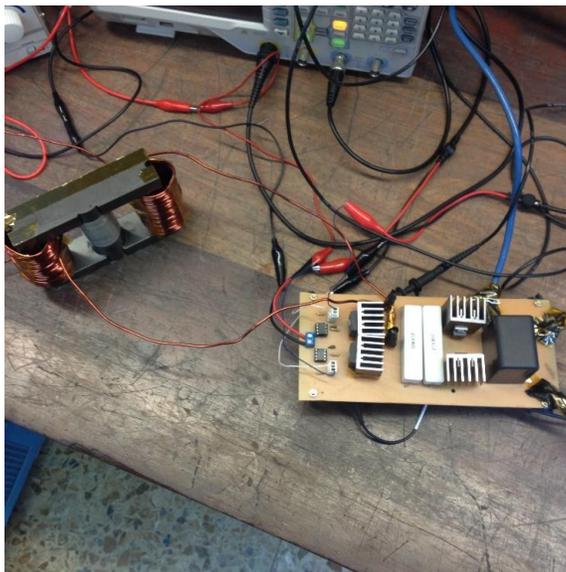
El PCB con los componentes semiconductores, drivers y capacitancia obtenido fue el presentado a continuación:

**Figura 3-9:** PCB del prototipo de 3,6 kW



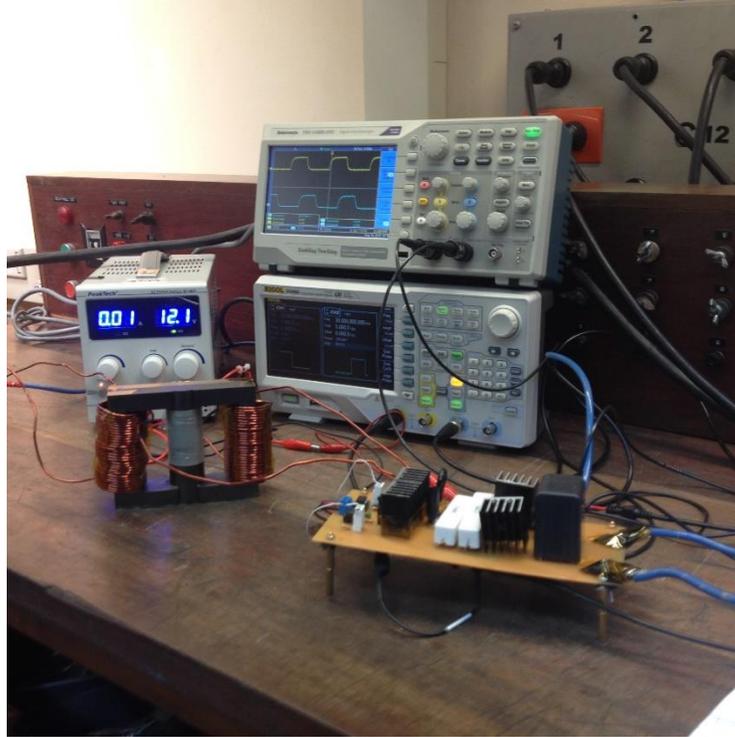
Los cables de conexión de potencia fueron seleccionados para cumplir con el requerimiento de una corriente máxima de 15 A.

**Figura 3-10:** Circuito del prototipo de 3,6 kW. PCB e inductor



En la figura 3-11 se puede apreciar las señales de control y la alimentación a los drivers de control.

**Figura 3-11:** Conexión de circuito y señales de control



Se requería de una impedancia de salida que soportara los niveles de corriente de salida, debido al nivel de potencia usado. Para ello se usaron dos bancos de impedancias del laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad Nacional de Colombia en serie con 5 reóstato. Este arreglo proporcionó una resistencia de salida en el rango de  $475 \Omega$  a  $25 \Omega$  ( $190 \text{ W}$  a  $3,6 \text{ kW}$ ).

**Figura 3-12:** Arreglo de resistencias para la impedancia de salida del convertidor



**Figura 3-13:** Banco de resistencias de alta potencia 1.



Finalmente, el montaje completo con la máxima resistencia de salida se muestra en las figuras 3-14 y 3-15:

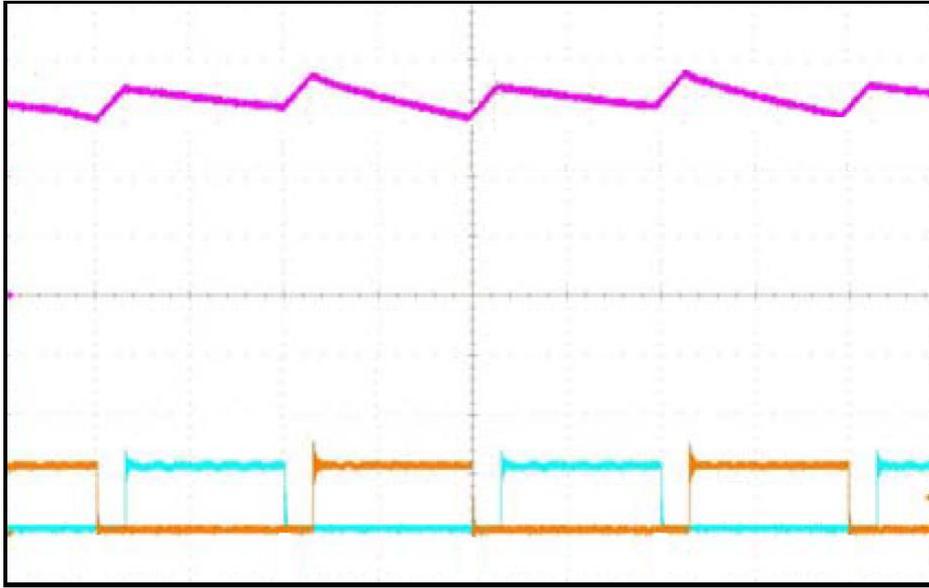
**Figura 3-14:** Conexión del prototipo final con la fuente de alta potencia



**Figura 3-15:** Conexión del prototipo final con la fuente de alta potencia y el arreglo de resistencias

El resultado obtenido es el esperado de acuerdo al análisis teórico. En la figura 3-16 se ilustran las señales de control de cada fase, y la señal de corriente obtenida por una de las fases. Es importante mencionar en este punto que los drivers de los transistores inicialmente usados (HCPL 3180 de la marca Avago Technologies) se quemaban al suministrarle potencia al circuito general, esto debido a la capacidad corriente que permitían. Luego de la identificación de la falla, se decidió cambiarlos por la referencia ACNW3190 de la marca Avago Technologies, con los cuales se obtuvo las señales control mostradas en color azul y amarillo de la Figura 3-16.

**Figura 3-16:** Formas de onda de las señales de control y de corriente.



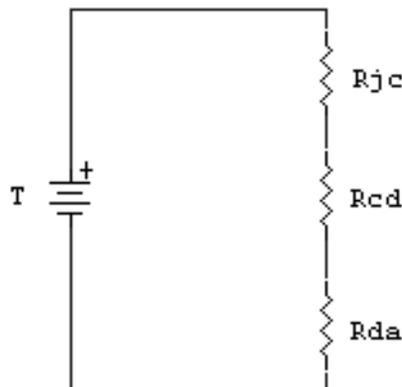
Del anterior resultado se obtuvo un rizado de corriente de 2,5 A y la eficiencia medida del convertidor arrojó en promedio un valor del 94 %, cercano al valor teórico calculado para este tipo de topología de 97.8 %, el cual se obtiene a partir de las pérdidas calculadas en los numerales anteriores.

Se debe aclarar que el convertidor se evaluó en lazo abierto, razón por la cual se hace necesaria la elaboración de un sistema de control que permita operar este tipo de dispositivos en lazo cerrado, balanceando las corrientes por fase.

### 3.4.2 Disipación Térmica en el Prototipo

Basado en los numerales anteriores, el prototipo del convertidor tiene que disipar aproximadamente 95 W (Transistores 40 W y Diodos 40 W). Por esta razón se debe utilizar un disipador en cada elemento semiconductor. Para calcular los disipadores adecuados se tuvieron en cuenta las propiedades de las resistencias térmicas de cada elemento y se realizaron los respectivos circuitos térmicos, como se ilustra en la Figura 3-17.

**Figura 3-17:** Circuito de disipación térmica.



Se puede establecer una correspondencia entre la Ley de Ohm y la propagación térmica mediante la siguiente tabla de equivalencias:

**Tabla 3-8:** Analogía Térmica - Eléctrica

Eléctrica	Térmica
Intensidad de Corriente (I)	Calor (W)
Diferencia de Tensión (V)	Temperatura (T)
Resistencia Eléctrica (R)	Resistencia Térmica (R)
$V = IR$	$T = WR$

Las unidades son W (Watts), T (°C, grados centígrados) y R (°C/W). La asociación de resistencias térmicas es igual que la asociación de resistencias. En serie se suman los valores de cada R, de manera que la resistencia térmica equivalente es mayor que cada una de las resistencias por separado.

$$T = T_j - T_a = W * (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (48)$$

$T_j$ : Temperatura de la unión

$T_a$ : Temperatura ambiente

$R_{jc}$ : Resistencia Térmica unión-cápsula

$R_{cd}$ : Resistencia Térmica cápsula - disipador

$R_{da}$ : Resistencia Térmica disipador - Ambiente

A partir de la ecuación 48, se concluye que en general el disipador debe tener una resistencia térmica menor a 4,7 °C/W. De esta manera se seleccionó un disipador P3436 de la empresa DISIPA, el cual posee una resistencia térmica de 3,5 °C/W. Adicionalmente, por seguridad, y aunque para el caso del prototipo no es necesario, la superficie de contacto entre el semiconductor y el disipador puede tener una silicona para semiconductores, dicho compuesto permite disipar el calor mediante la aplicación de la base de silicona en las superficies de contacto, permitiendo una alta conductividad térmica y evitando una débil variación de la consistencia en las temperaturas de aplicación.



## 4. Diseño del Convertidor de Potencia

De los resultados obtenidos en el capítulo anterior se puede evidenciar la profunda relación que existe entre la cantidad de fases del convertidor y las pérdidas de potencia. En términos del embobinado, dicha conclusión tiene sentido debido a que a medida que se incrementa el número de fases la corriente por cada una de ellas disminuye, lo que a su vez implica la utilización de un grosor de cobre menor y finalmente las pérdidas de potencia van a ser menores.

Sin embargo, en términos de las pérdidas en el núcleo se puede apreciar que para los casos en los cuales el acoplamiento magnético era completo (primeros dos casos) las pérdidas en el núcleo son considerablemente más bajas que para los casos en los cuales se implementan por módulos (últimos dos casos). Este resultado no solo presenta mejoras en términos de eficiencia en el inductor, sino que a su vez mejora la densidad de potencia sobre el mismo.

Ahora bien, el resultado anterior indica que, si se consiguieran acoplar aún mayor número de fases sobre un mismo núcleo, el resultado en términos de las pérdidas de potencia en el inductor sería mucho mejores. Sin embargo, en este punto debe ponerse en consideración el alto costo en el desarrollo matemático para poder conseguir un diseño óptimo de más de cuatro fases, como se presenta en el presente trabajo investigativo.

De acuerdo con las conclusiones obtenidas, se procede a diseñar el convertidor de potencia para el vehículo eléctrico definido inicialmente, basado en un núcleo magnético de circo piernas, de las cuales cuatro tendrán los respectivos embobinados.

De esta manera, se planteará el diseño para el convertidor de la tabla 4-1, de acuerdo con los resultados de análisis y diseño obtenidos en los capítulos 2 y 3.

**Tabla 4-1:** Requerimientos del convertidor DC-DC

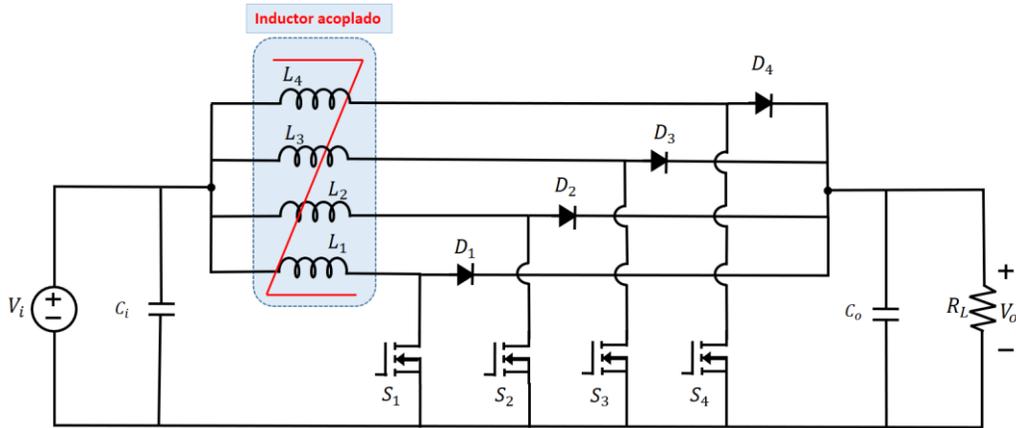
Requerimientos	Valor
Tensión de entrada [V]	375-174
Tensión de Salida [V]	300
Factor de elevación	1 – 1,72
Ciclo de trabajo	0 – 0,42
Frecuencia [Hz]	30000
Corriente Pico [A]	600
Máxima Potencia [kW]	100

## 4.1 Selección de la Topología

Basado en el estudio realizado en el capítulo 3, relacionado con las pérdidas de potencia para cada una de las topologías y cada uno de los inductores, se escoge como alternativa óptima de trabajo el inductor de cuatro fases acoplado magnéticamente, el cual ofrece las menores pérdidas totales de potencia.

Adicional a esto, y gracias a los estudios encontrados en (Martinez 2013), relacionados con la selección adecuada de convertidores de potencia para manejar corrientes grandes, y (Loughlin, 2010), relacionado con la cancelación de armónicos gracias a la incorporación de varias fases, se concluye que de las opciones presentadas la topología de cuatro fases acopladas magnéticamente es la que mayores ventajas presenta, no solo en términos de pérdidas, sino en capacidad de potencia y disminución de rizado.

**Figura 4-1:** Boost intercalado de cuatro fases acopladas magnéticamente

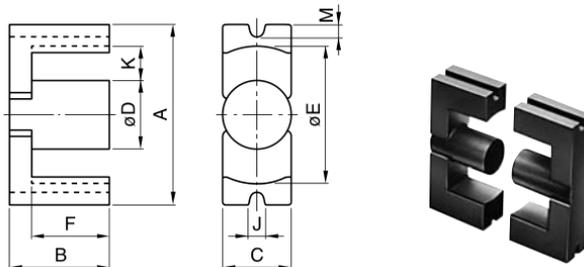


Para este caso, dado que la corriente de entrada es 600 A pico, por cada fase pasarán 160 A pico. Dicha corriente será tenida en cuenta a la hora de seleccionar los dispositivos semiconductores y el conductor para los embobinados.

## 4.2 Selección del núcleo

De acuerdo a la revisión en el estado de la técnica y a los resultados obtenidos en (Velandia 2016), se optó por utilizar el núcleo más grande tipo EC producido por la empresa TDK, PC40 EC120x101x30 TDK (Figura 4-3).

**Figura 4-2:** Núcleo Magnético, (a) Geometría (b) Estructura.



**Tabla 4-2:** Especificaciones del núcleo PC40 EC120x101x30

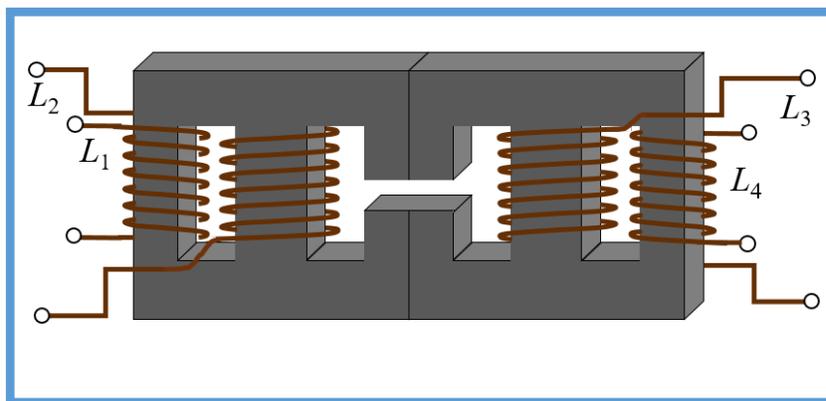
Dimensiones [mm]	A	Bx2	C	$\phi D$	$\phi E$	Fx2	M	J	R	K	$Kx2F$ ( $mm^2$ )
	120	101	30	30	93.3	71	5.5	6	1.5max	32.5	2307
<b>Permeabilidad Inicial</b>	2300										
<b>Saturación de la densidad de flujo magnética [mT]</b>	380										
<b>Área efectiva [<math>mm^2</math>]</b>	773										
<b>Volumen efectivo [<math>mm^3</math>]</b>	196490										

De acuerdo con las características técnicas, y teniendo en cuenta el parámetro de saturación de la densidad del flujo magnético, el valor del gap excede el tamaño de la pierna central, tal y como sucedió para el diseño de dos fases acopladas. Por esta razón, aun cuando matemáticamente es posible realizar el diseño, en términos físicos es imposible. Esto se verifica en (Kimura 2014), en el cual mediante un análisis análogo para una la implementación de un Boost intercalado de dos fases se determina la máxima potencia que se puede aprovechar por cada núcleo magnético. Por lo tanto, basado en el análisis del capítulo 2, y lo expuesto en (Kimura 2014), la máxima potencia que se puede conseguir con dicho núcleo para el diseño realizado, y las condiciones de los parámetros especificados en la tabla 4-1, es de 10,9 kW. Esto implica una mejora en términos de lo expuesto en (Kimura 2014), en el cual el valor máximo de potencia para el mismo núcleo implementado en un Boost intercalado de dos fases es 4,6 kW.

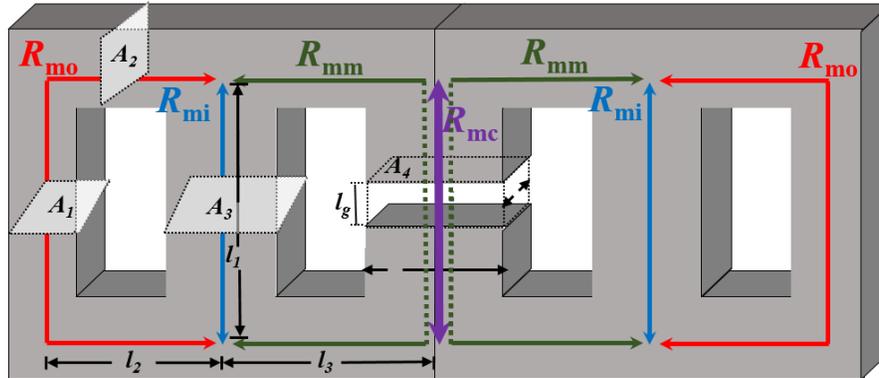
Del anterior resultado se determina que para alcanzar el valor de 100 kW utilizando el núcleo propuesto, se necesitan 9,16 inductores de cuatro fases. Para efectos prácticos se trabajará con 10 núcleos, lo que disminuye la corriente previamente calculada por cada fase a 16,4 A.

Si se considera este nuevo parámetro de corriente, el diseño del inductor quedará determinado por el análisis de sus reluctancias y la parametrización expuesta en el capítulo dos, en términos del flujo magnético máximo antes que el núcleo magnético se sature.

**Figura 4-3:** Estructura y embobinados para un núcleo magnético de 4 fases.

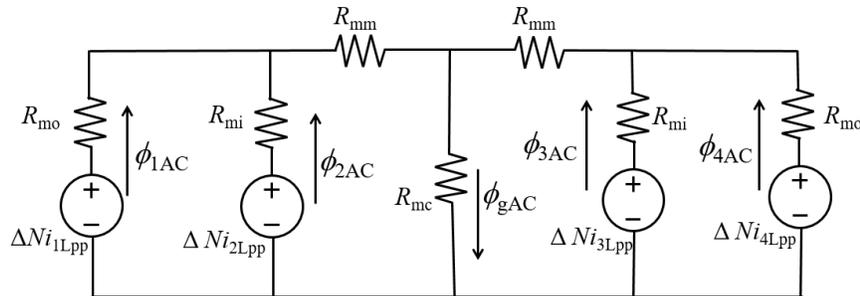


**Figura 4-4:** Estructura y reluctancias magnéticas para un núcleo magnético de 4 fases.



Como se discutió en la Figura 2-13, aunque las reluctancias en el núcleo propuesto son 7, por la simetría del mismo se pueden reducir a 4. Además, en la reluctancia central se considera un gap, con el cual se busca incrementar el coeficiente del acople magnético. El circuito magnético para la componente en AC del núcleo se vuelve a presentar en la Figura 4-5.

**Figura 4-5:** Modelo del componente AC para un núcleo magnético de 4 fases.



De acuerdo con la nueva parametrización, nuevamente se debe encontrar una relación entre el número de vueltas en las piernas internas y el número de vueltas en las piernas externas que permita la inclusión de un gap en la pierna central, como se mencionó en el capítulo dos. Esto se debe a las ventajas que presenta la inclusión del gap, como la disminución del rizado de corriente y la cancelación de flujo magnético (Kimura, 2014). Usando nuevamente el código implementado en el software *Wolfram Mathematica* (mostrado en el Anexo A) se encuentra que los valores son:

$$N_o = 28$$

$$N_i = 37$$

Con estos valores. Se logra la inclusión de un gap de:

$$l_g = 0,0046 \text{ m}$$

Finalmente, se puede comprobar que la densidad de flujo magnético sobre cada pierna no excede la condición para que el núcleo entre en saturación (250 mT):

$$B_o = 0,0235 \text{ m}$$

$$B_i = 0,0244 \text{ m}$$

$$B_m = 0,0370 \text{ m}$$

$$B_c = 0,0523 \text{ m}$$

Con  $B_o$ ,  $B_i$ ,  $B_m$  y  $B_c$  como las densidades de flujo sobre las piernas externas, internas, medias y central respectivamente.

Para el caso de las pérdidas en el núcleo, a partir de la ecuación de Steimentz mejorada, se obtiene una potencia de 1,4 W por cada núcleo, lo que genera un total de 14 W por lo 10 núcleos a implementar.

### 4.3 Embobinados

De acuerdo con la corriente por cada fase, se escogió el conductor de cobre AWG19, el cual soporta una corriente máxima de 19 A. Para dicho conductor, de acuerdo al número de vueltas, y considerando el efecto piel estudiado en el capítulo 3, se calculan las pérdidas de potencia y se reportan en la Tabla 4-3. En ella se encuentran resumidos los cálculos para las pérdidas en el cobre para la topología analizada y a los requerimientos del convertidor (Tabla 2.1):

**Tabla 4-3:** Resultados del cálculo de pérdidas en el cobre.

Cuatro fases		
Número de Vueltas	Ni = 28	No = 37
<i>Rdc</i>	0,03720065	0,049158
<i>lac</i>	16	16
<i>Delta skin</i>	0,00015659	0,00015659
<i>Rac</i>	0,07906736	0,10448186
<i>lac</i>	9	9
<b>Pérdidas [W]</b>	36,97530244	

Por lo tanto, para los 10 núcleos se tiene un total de 369,75 W.

## 4.4 Selección de los elementos semiconductores

### 4.4.1 Transistor

Para el caso de los transistores, de acuerdo a los estudios previos y a los resultados obtenidos en el capítulo 3, se seleccionó el transistor GeneSiC GA100JT17-227, el cual soporta una corriente máxima de 160 A. Aunque su corriente máxima supera en exceso el valor que habrá por cada fase, se seleccionó este dispositivo gracias a sus características en términos de pérdidas fijas y dinámicas.

**Tabla 4-4:** Parámetros transistor GA100JT17-227.

GA100JT17-227	Valor
Tensión Drain-Source [V]	1700
Corriente Drain [A]	160
Resistencia Drain-Source ON [ $m\Omega$ ]	10
Capacitancia Ciss [nF]	14.3
Capacitancia Coss [pF]	370
Tiempo de subida [ns]	27
Tiempo de caída [ns]	50

Las pérdidas en cada transistor corresponden a 13,2 W. Dado que se tienen cuatro fases, y un total de 10 módulos, las pérdidas totales por todos los transistores corresponden a 528 W.

### 4.4.2 Diodos

En el caso de los diodos, se seleccionó el MURT400 (*Ultra Fast Diode, GeneSiC*), sobre el cual se hizo el respectivo estudio de pérdidas de potencia, para cada topología en el capítulo 3. Este diodo se ajusta a los requerimientos dados para el presente diseño, aun cuando se entiende que la corriente máxima soportada es mucho más grande que la que atravesará por cada una de las fases, como se expuso anteriormente, es el que sea ajusta mejor a los requerimientos porque presenta unas buenas características para la eficiencia del convertidor. De la hoja de datos se toman los siguientes datos necesarios para el cálculo de pérdidas en el diodo (Tabla 3-6).

**Tabla 4-5:** Parámetros transistor MURT40040 thr.

MURT40040 thr	Valor
Tensión [V]	400
Corriente [A]	400
Tiempo de recuperación [ns]	180
Carga acumulada en la juntura [ $\mu\text{C}$ ]	960
Tensión de caída [V]	1,35

Las pérdidas en cada diodo transistor corresponden a 9,5 W. Dado que se tienen cuatro fases, y un total de 10 módulos, las pérdidas totales por todos los diodos corresponden a 380 W.

## 4.5 Condensador de salida

Como se presentó en los antecedentes de este trabajo investigativo, en (Martinez 2013) ya se había realizado un estudio previo de los condensadores necesarios para la implementación del proyecto. A partir de este estudio, para determinar el valor de la capacitancia del condensador de salida se utilizó la expresión:

$$C = \frac{I_c * D}{f_{sw} * \Delta V_{out}} \quad (49)$$

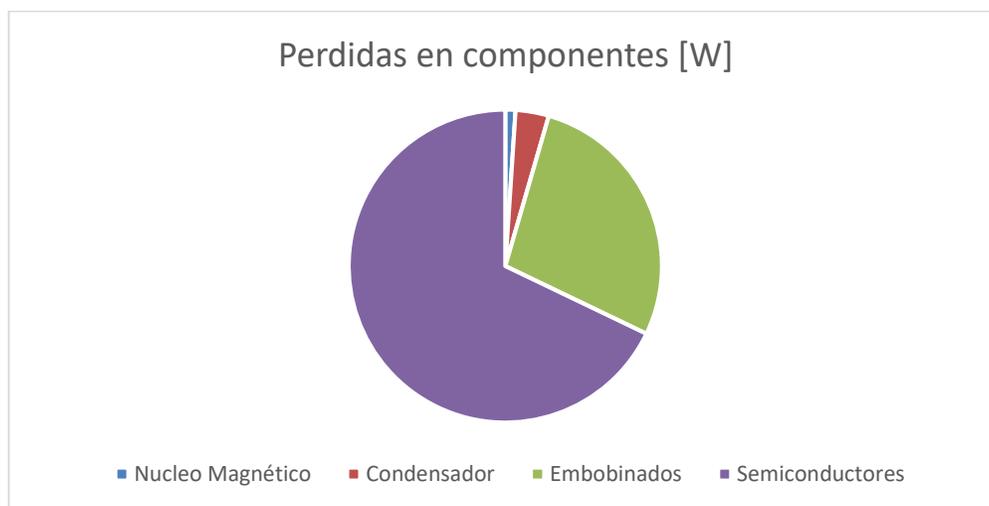
Donde  $C$  es el valor de la capacitancia,  $I_c$  es la corriente sobre el condensador,  $D$  es el ciclo útil de la señal de control,  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación y  $\Delta V_{out}$  es la variación de tensión sobre el condensador (Sartori et al, 2009). Como se aprecia en la ecuación, uno de los parámetros que influyen en el cálculo de la capacitancia es el ciclo útil. Del trabajo realizado en (Martinez, 2013) se concluye que para este prototipo la capacitancia necesaria para el condensador de salida es de  $242 \mu F$ . Por lo cual se determina que los 3 condensadores de polipropileno MKP1848S del fabricante Vishay de  $100 \mu F$  a  $500 V$ , los cuales cuentan con una resistencia interna de  $2,2 m\Omega$ , son adecuados para ser utilizados en el nuevo prototipo.

Sin embargo, para el caso de las pérdidas de potencia, el valor disminuye debido a que se tiene un número mayor de fases. En este caso, las pérdidas de potencia en el condensador de salida corresponden a  $46 W$ .

## 4.6 Eficiencia

Finamente, se puede determinar la eficiencia del convertidor diseñado basado en las pérdidas que experimenta cada elemento de circuito (Figura 4-6):

**Figura 4-6:** Resumen de pérdidas de potencia por componente



De esta manera, se tiene un total de pérdidas equivalentes a  $1337,75 W$ . Por lo tanto, se tiene una eficiencia teórica en el convertidor de  $98,6 \%$  de cuatro fases acopladas magnéticamente.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{98662,5 \text{ W}}{100000 \text{ W}} = 98,6 \% \quad (50)$$

## 4.7 Comparación de Masa y Volumen para cada Topología

Con el objetivo de determinar la densidad de potencia de cada una de las topologías estudiadas, la Tabla 4-6 presenta los valores de masa para cada uno de los dispositivos estudiados previamente en el convertidor:

**Tabla 4-6:** Masa para cada conjunto de elementos en cada topología

	Dos fases	Cuatro fases	Dos Módulos	Tres Módulos
<b>Transistores</b>	(ATPM50UM09FAG)x2 600	(ATPM50UM13FAG)x4 1200	(ATPM50UM13FAG)x4 1200	(GA100JT17-227)x6 1200
<b>Diodos</b>	(MUR400)x2 180	(MUR400)x4 360	(MUR400)x4 360	(MUR400)x6 540
<b>Cobre</b>	61.08	246.74	98.69	133.59
<b>Núcleo</b>	(PC90 EC120x101x30) X27 27189	(PC90 EC120x101x30) X10 10070	(PC90 EC120x101x30) X17 17119	(PC90 EC120x101x30) X12 12084
<b>Masa (kg)</b>	28,03	11,87	18,77	13,95
<b>Densidad de Potencia</b>	3,56 kW/kg	8,42 kW/kg	5,32 kW/kg	7,16 kW/kg

Dado que las cuatro topologías se diseñan para la misma potencia (100 kW), se procede a calcular la densidad de potencia de cada una. De esta manera se concluye que el convertidor con la mayor densidad de potencia es el correspondiente al de cuatro fases, que presenta una densidad de potencia de 8,42 kW/kg, el cual, comparado con el diseño de dos fases (3,56 kW/kg) evidencia una mejora en términos de miniaturización en la implementación del convertidor.

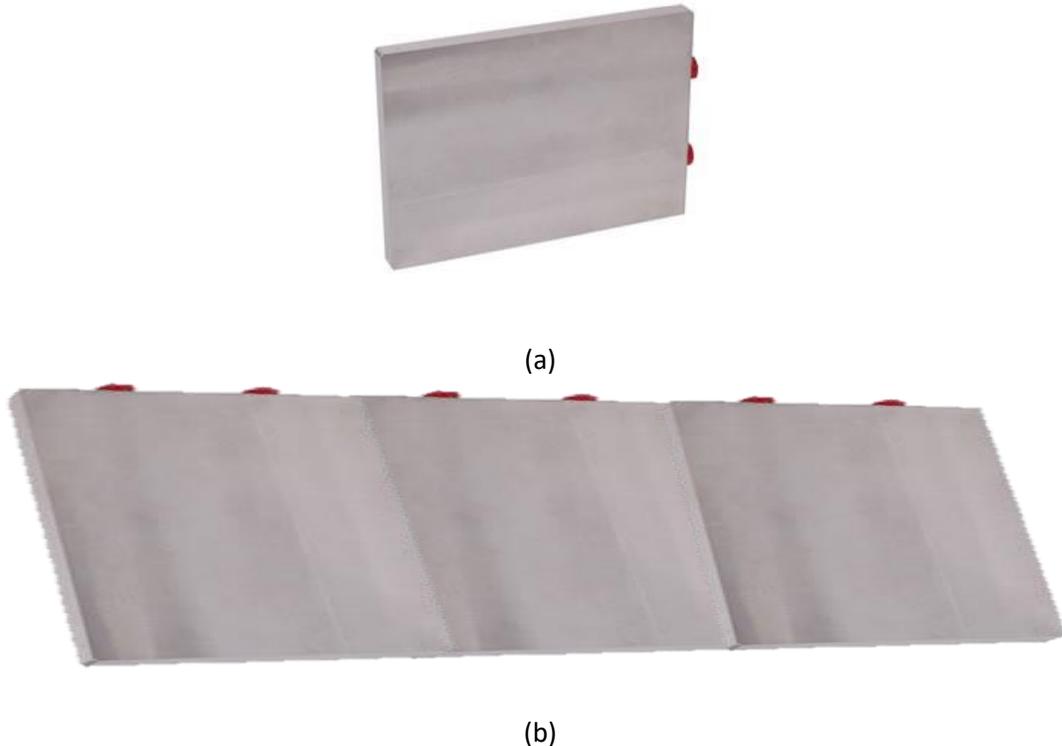
## 4.8 Análisis de Disipación Térmica

Como se analizó en apartados anteriores, el convertidor tendrá que disipar 1337,75 W. En este caso, la potencia es bastante mayor a la disipación en el prototipo, razón por la cual se deben implementar otras técnicas de disipación más eficientes. De manera análoga al estudio de disipación en el prototipo, se tienen en cuenta las propiedades de las resistencias térmicas de cada elemento y se realizan los respectivos circuitos térmicos.

De acuerdo con la ecuación (48), para el caso del convertidor de 100 kW, el disipador debe tener una resistencia térmica menor a 0,4 °C/W. Para este caso, el tipo de disipación que se seleccionó fue

mediante enfriamiento líquido. De la amplia variedad que se encuentra en el mercado, el “CP30G01 Vacuum Brazed Cold Plate” del fabricante Lytron se ajusta a los requerimientos ya que presenta un desempeño de  $0,005 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ . Este disipador permite colocarse en múltiples componentes y en ambas caras del mismo, lo que lo hace ideal para el convertidor. El disipador está compuesto por 2 ramas de paso de líquido hechas de cobre soportadas en un plato de aluminio como se ilustra en la Figura 4-7.

**Figura 4-7:** (a) Disipador seleccionado. (b) Disposición de tres disipadores



Dada la flexibilidad que permite el disipador, de utilizar ambas caras del mismo, y de acuerdo a las dimensiones proporcionadas por el fabricante (198.1 mm X 279.4 mm), son necesarios tres disipadores para satisfacer el diseño del convertidor anteriormente descrito (Figura 4-7 b), sobre cada cara se disponen 5 módulos, para el total de 10 calculados previamente (sección 4,2). Debido a que cada módulo posee un total de 8 elementos semiconductores (4 transistores y 4 diodos) cada cara del disipador tendrá 40 elementos semiconductores. De igual manera, teniendo en cuenta la necesidad de tener un convertidor compacto, la longitud total al ubicar los tres disipadores (Figura 4-7 b) corresponde aproximadamente a 60 cm, dicha longitud excede la longitud que ocupan los núcleos del inductor (los cuales son los que ocupan el mayor volumen en todo el convertidor), por lo cual se considera la longitud total del convertidor incluidos todos sus elementos.



# 5. Conclusiones y Trabajos Futuros

## 5.1 Conclusiones

El presente trabajo aborda el diseño de distintas topologías de acoplamiento magnético en aplicaciones de alta potencia, con el objetivo de conseguir una alta eficiencia. La aplicación está orientada a implementarse en un vehículo eléctrico que permita recorrer un cuarto de milla en 9,91 segundos.

Fue posible implementar topologías modernas actualmente utilizadas en vehículos eléctricos comerciales, con el objetivo de poder compararlas y obtener no solo resultados de cada una en términos de eficiencia sino en términos de la densidad de potencia, evaluando la estrecha relación que existe entre estos dos términos de manera tal que se lograra un punto óptimo en la obtención de una alta eficiencia sin el sacrificio en términos de la densidad de potencia.

Gracias al estudio comparativo, fue posible diseñar una nueva topología de núcleo magnético que actualmente no existe en el mercado, que no solo incrementará la eficiencia general en convertidor de potencia, sino que permitirá disminuir el rizado de corriente y disminuirá la densidad de potencia en todo el convertidor.

Aun cuando comercialmente no se cuenta con un núcleo magnético que proporcione los parámetros necesarios para ser utilizado en un convertidor de alta potencia, se logró aprovechar los dispositivos existentes comercialmente, para elaborar un diseño novedoso de una nueva disposición de núcleo magnético.

Con base en los análisis de pérdidas de potencia mejorados, se logró obtener un acercamiento más real a las pérdidas obtenidas en una topología de convertidores avanzada, en las cuales el modelamiento del núcleo magnético es más complejo. Se determinó que las mayores pérdidas en el desempeño general del convertidor deben a las aportadas por los semiconductores, siendo aún más grande el aporte en los diodos que en los transistores. Soportado en el trabajo realizado en (Martinez 2013), se determinó una frecuencia de conmutación de 30000 Hz y se obtuvo bajo ciertos parámetros predefinidos un convertidor DC-DC que alcanzó una eficiencia teórica del 98,6 %.

Se diseñó y fabricó un prototipo de convertidor Boost intercalado de dos fases con acoplamiento magnético con una potencia de 3,7 kW. Se concluyó que el acoplamiento magnético en el intercalamiento de fases ofrece mejoras considerables en el diseño de este tipo de dispositivos. Aun cuando no se contó con un núcleo real de cinco piernas (para el inductor de cuatro fases), gracias a los resultados obtenidos durante el desarrollo del proyecto, basado en el diseño del prototipo de dos fases y soportado en la simulación e implementación del mismo, se puede concluir que en la implementación sobre un núcleo de 4 fases, los resultados serán acordes con las simulaciones presentadas y el valor de eficiencia esperado, tal y como sucedió con el prototipo de dos fases.

## 5.2 Trabajos futuros

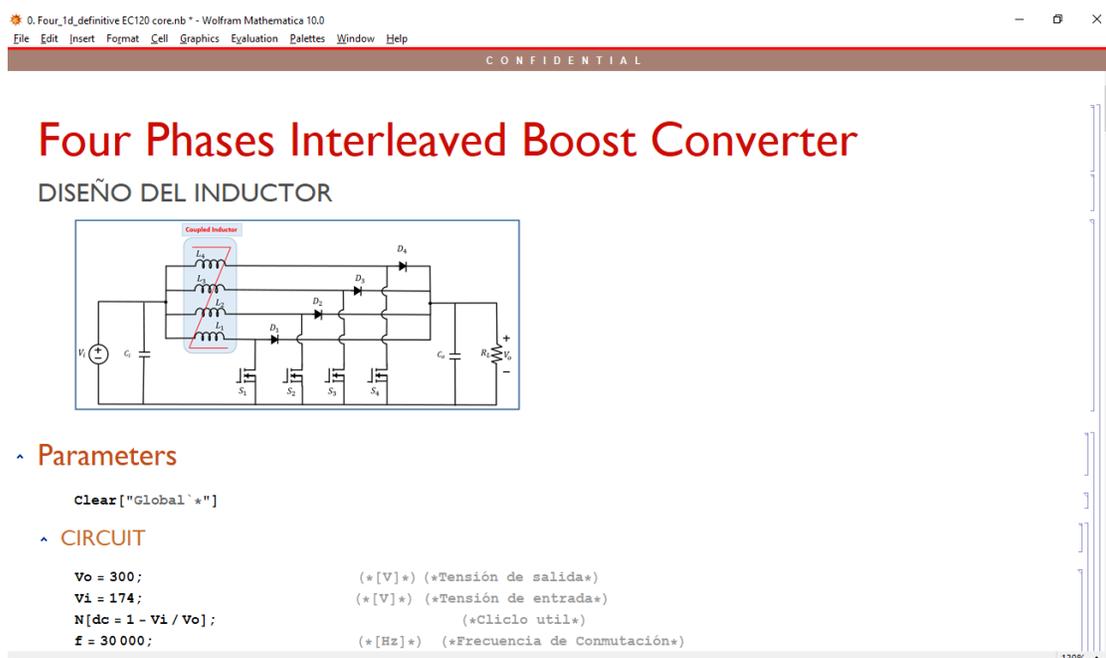
Como trabajos futuros, se plantea la necesidad de la implementación de un sistema de control que no solo permita operar las distintas fases en cada núcleo magnético, sino que permita integrar un control en paralelo para los distintos módulos que integrarán el sistema completo. Siendo de especial cuidado el desbalance en corriente que ocurre en cada fase.

De igual manera se propone un estudio sobre el convertidor que permita establecer el componente de ruido que aparece debido a las corrientes por cada fase, debido a que en casos en los cuales las corrientes son muy altas, puede generar perturbaciones sobre las señales de control e incluso falsos encendidos sobre los dispositivos de conmutación.

# A. Anexo: Código desarrollado para el diseño de un convertidor de cuatro fases acoplado magnéticamente

A continuación, se presentará el código implementado en Wolfram, de acuerdo al diseño desarrollado para el convertidor en mención. Como se mencionó anteriormente, el código se presenta debido al complejo desarrollo matemáticos y en el cual se especifican los parámetros de diseño, para que pueda ser replicado.

Figura A-1: Código de diseño



The screenshot shows a Mathematica notebook window titled "0.Four\_1d\_definitive EC120 core.nb" with a "CONFIDENTIAL" watermark. The main content is a circuit diagram titled "Four Phases Interleaved Boost Converter" and "DISEÑO DEL INDUCTOR". The diagram shows a four-phase interleaved boost converter with an input voltage  $V_i$ , input capacitor  $C_i$ , four inductors  $L_1, L_2, L_3, L_4$  in a coupled inductor configuration, four diodes  $D_1, D_2, D_3, D_4$ , four switches  $S_1, S_2, S_3, S_4$ , an output capacitor  $C_o$ , and an output load  $R_o$  with output voltage  $V_o$ . Below the diagram, there are sections for "Parameters" and "CIRCUIT" with the following code:

```
Clear["Global`*"]

(* Parameters *)
Vo = 300; (*[V]* (*Tensión de salida*)
Vi = 174; (*[V]* (*Tensión de entrada*)
N[dc = 1 - Vi / Vo]; (*Ciclo util*)
f = 30 000; (*[Hz]* (*Frecuencia de Conmutación*)
```

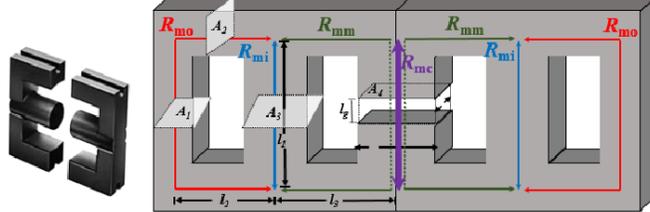
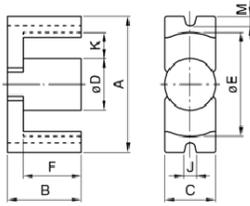
CONFIDENTIAL

```

f = 30000; (*[Hz]*) (*Frecuencia de Conmutación*)
N[T = 1 / f]; (*[s]*) (*Periodo*)
Po = 1000; (*[W]*) (*Potencia*)
N[Ii = Po / Vi]; (*[A]*) (*Corriente de Entrada*)
IL = Ii / 4; (*[A]*) (*Corriente Promedio por cada fase*)
RpI = 0.3; (*Porcentaje de Rizado de corriente*)
N[iLpp = RpI * IL]; (*[A]*) (*Rizado de corrientes*)

```

#### ^ CORE (PC40 EC120)



```

mu0 = 4 * pi * 10^-7; (*Permeabilidad Magnética en el vacío*)
mu_r = 2300; (*Permeabilidad Relativa*)
mu = mu0 * mu_r; (*Permeabilidad Magnética*)

```

CONFIDENTIAL

```

(*Parámetros del nucleo EC120 Nucleo*)
aa = 120 * 10^-3; (*[m]*)
bb = 101 * 10^-3; (*[m]*)
cc = 30 * 10^-3; (*[m]*)
dd = 30 * 10^-3; (*[m]*)
ee = 93.3 * 10^-3; (*[m]*)
ff = 71 * 10^-3; (*[m]*)
mm = 5.5 * 10^-3; (*[m]*)
jj = 6 * 10^-3; (*[m]*)
kk = 32.5 * 10^-3; (*[m]*)

l1 = (bb / 2) + (ff / 2)
xx = (aa - (2 * mm) - ee) / 2 (*[m]*) (***)
l2 = (aa / 2) - mm - (xx / 2) (*[m]*)
l0 = l1 + l2 (*[m]*)
l3 = (aa / 2) (*[m]*)
(*lg=0;*)
A1 = (((aa - ee) / 2) * (cc)) - (((pi * ((jj / 2) ^ 2)) / 2) + (jj * (mm - (jj / 2)))) (*[m^2]*)
A2 = ((bb / 2) - (ff / 2)) * cc (*[m^2]*)
A3 = pi * ((dd / 2) ^ 2) (*[m^2]*)
A4 = 2 * A1 (*[m^2]*)

N[Ro = (l1 / (mu * A1) + (2 * (l2 / (mu * A2))))] (*[A/Wb]*) (*Reluctancia pierna externa*)

```

CONFIDENTIAL

```

N[Ri =  $\frac{11}{\mu * A3}$ ] (*[A/Wb]*) (*Reluctancia pierna interna*)
N[Rm =  $2 * \left(\frac{13}{\mu * A2}\right)$ ] (*[A/Wb]*) (*Reluctancia pierna media*)
(*N[Rc =  $\frac{11}{\mu * A4} + \frac{19}{\mu 0 * A4}$ ] *) (*[A/Wb]*) (*Reluctancia pierna central*)
Bm = 0.25; (*[T]*) (*Densidad de flujo magnético máxima*)
Amin = A1;
Øm = Bm * Amin; (*[Wb]*) (*Flujo magnético máximo*)

43
500
0.00785
0.050575
0.136575
3
50
0.000371363
9
20000
9π
40000
0.000742726
157.895.
    
```

130%

---

CONFIDENTIAL

```

42094.8
92263.7
    
```

- ✓ VALORES REALES DEL INDUCTOR (MEDIDOS)

---

- ✓ DISEÑO DEL INDUCTOR (Para ciclo util  $0 < d \leq 0.25$ )

---

- ✓ DISEÑO DEL INDUCTOR (Para ciclo util  $0.25 < d \leq 0.5$ )

  - ✓ Cálculo del número de vueltas N para piernas externas
 

```

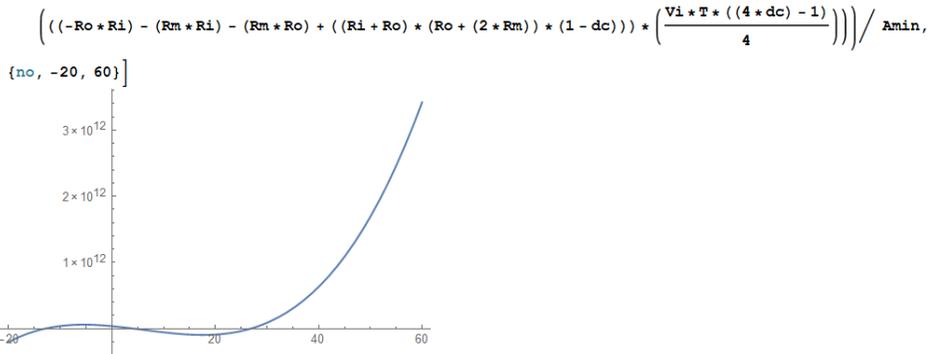
(*Condicion: Øop ≤ Øomax*)
NSolve[((( $\frac{8 * Øm * iLpp * (Ri + Ro)}{Vi * T} * \frac{1 - dc}{(4 * dc) - 1}$ ) * no^3) + (((-2 * Ri * IL) - ((Ri + Ro) * (iLpp) * (1 - dc))) * no^2) +
(((2 * Ro * Ri) + (2 * Rm * Ri) + (2 * Rm * Ro) - (2 * (Ri + Ro) * (Ro + (2 * Rm)) * (1 - dc))) * Øm) * no) +
((( -Ro * Ri) - (Rm * Ri) - (Rm * Ro) + ((Ri + Ro) * (Ro + (2 * Rm)) * (1 - dc))) * ( $\frac{Vi * T * ((4 * dc) - 1)}{4}$ )))] == 0, {no}]

{{no -> -13.02}, {no -> 4.38997}, {no -> 26.7874}}

Plot[
((( $\frac{8 * Øm * iLpp * (Ri + Ro)}{Vi * T} * \frac{1 - dc}{(4 * dc) - 1}$ ) * no^3) + (((-2 * Ri * IL) - ((Ri + Ro) * (iLpp) * (1 - dc))) * no^2) +
    
```

130%

CONFIDENTIAL



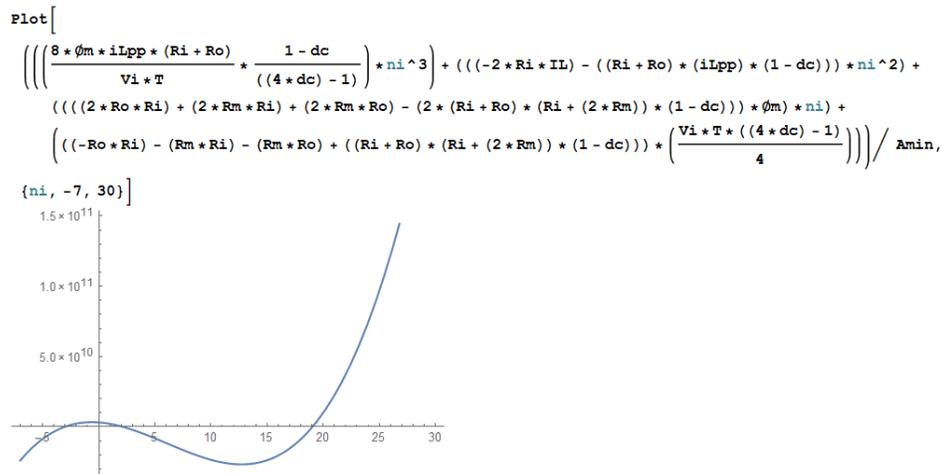
#### ▸ Cálculo del número de vueltas N para piernas internas

(\*Condicion:  $\phi_{op} \leq \phi_{omax}$ \*)

```
NSolve[(((8 *  $\phi_m$  * iLpp * (Ri + Ro) * (1 - dc) * ni^3) / (Vi * T * ((4 * dc) - 1))) + (((-2 * Ri * IL) - ((Ri + Ro) * (iLpp) * (1 - dc))) * ni^2) + (((2 * Ro * Ri) + (2 * Rm * Ri) + (2 * Rm * Ro) - (2 * (Ri + Ro) * (Ri + (2 * Rm)) * (1 - dc))) *  $\phi_m$  * ni) + (((-Ro * Ri) - (Rm * Ri) - (Rm * Ro) + ((Ri + Ro) * (Ri + (2 * Rm)) * (1 - dc))) * (Vi * T * ((4 * dc) - 1) / 4)) == 0, {ni}]
```

{ni → -3.03837}, {ni → 2.15084}, {ni → 19.045}

CONFIDENTIAL



#### ▸ Reluctancia de la pierna central Rmc

(\*Desde la pierna externa)

```
In[50]= no = 57
        ni = 56
```

130%

CONFIDENTIAL

$$R_{co} = \left( \frac{(n_i^2 * (R_o + (2 * R_m))) - (n_o^2 * (R_i + (2 * R_m)))}{n_o^2 - n_i^2} \right) * (1 - dc) \quad (* [A/Wb] *)$$

$$lg = \frac{(\mu_0 * \mu_r * A^4 * R_{co}) - (11)}{\mu_r - 1}$$

Out[50]= 57  
 Out[51]= 56  
 Out[52]= 1.73251 × 10<sup>6</sup>  
 Out[53]= 0.00158031

show all digits scientific form digits root approximant more...

46  
 39  
 -54 469.  
 -0.0000882676

^ Verificación de Condicion de Flujo  
 (\*Validación de la Condicion: Ø ≤ Ømax\*)

(\*Piernas externas\*)

$$N[\text{FlujoO}] = \left( \frac{(R_i * n_o * IL) / ((R_o * R_i) + (R_m * R_i) + (2 * R_i * R_{co}) * (R_m * R_o) * (2 * R_{co} * R_o)) + \left( \frac{V_i * T * ((4 * dc) - 1)}{8 * n_o} \right)}{V_i * T * ((4 * dc) - 1)} \right) / A_{min}$$

8.64912 × 10<sup>-6</sup>  
 0.0232902

(\*Piernas internas\*)

$$N[\text{FlujoI}] = \left( \frac{(R_o * n_i * IL) / ((R_o * R_i) + (R_m * R_i) + (2 * R_i * R_{co}) * (R_m * R_o) * (2 * R_{co} * R_o)) + \left( \frac{V_i * T * ((4 * dc) - 1)}{8 * n_i} \right)}{V_i * T * ((4 * dc) - 1)} \right) / A_{min}$$

8.80357 × 10<sup>-6</sup>  
 0.0237061  
 0.0000174527  
 0.0469963

(\*Piernas medias\*)

$$N[\text{FlujoM}] = \text{FlujoO} + \text{FlujoI}$$

$$N[\text{DFlujoM}] = \text{DFlujoO} + \text{DFlujoI}$$

8.80357 × 10<sup>-6</sup>  
 0.0237061  
 0.0000174527  
 0.0469963

(\*Piernas central\*)

$$N[\text{FlujoC}] = (2 * \text{FlujoO}) + (2 * \text{FlujoI})$$

$$N[\text{DFlujoC}] = (2 * \text{DFlujoO}) + (2 * \text{DFlujoI})$$

0.0000349054  
 0.0939927

^ Inductancia propia L2, Inductancia Mutua M2, Inductancia de Fuga Llk, Coeficiente de acoplamiento k

130%

CONFIDENTIAL

0.0469963

(\*Fiernas central\*)

 $N[\text{FlujoC} = (2 * \text{FlujoO}) + (2 * \text{FlujoI})]$  $N[\text{DFlujoC} = (2 * \text{DFlujoO}) + (2 * \text{DFlujoI})]$ 

0.0000349054

0.0939927

- ▾ Inductancia propia L2, Inductancia Mutua M2, Inductancia de Fuga Llk, Coeficiente de acoplamiento k

---

- ▾ DISEÑO DEL INDUCTOR (Para ciclo util  $0.5 < d \leq 0.75$ )

---

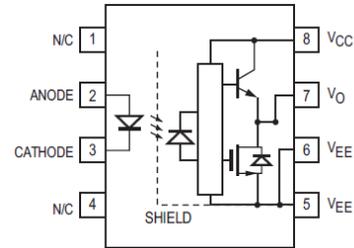
- ▾ DISEÑO DEL INDUCTOR (Para ciclo util  $d > 0.75$ )

## B. Anexo: Selección de drivers y diseño del convertidor

### 1. Selección de los drivers

Teniendo en cuenta que se requieren circuitos que permitan encender adecuadamente los transistores de potencia seleccionados (APT50UM09FAG) se optó por utilizar el driver optoacoplador para la compuerta ACNW3190, el cual presenta las siguientes características:

Driver	ACNW3190
Corriente de salida	5.0 A
Tensión de Operación	15 a 30 V



Dicho circuito permite una corriente constante máxima de 5 Amperes, lo que permite una mayor estabilidad y evita el daño de drivers con menor corriente de salida:

### 2. Diseño del inductor

El diseño del inductor se determina a partir de las ecuaciones de número de vueltas en cada pierna y el grado libertad proporcionado por el gap en la pierna central:

Para piernas exteriores,  $N_o$ :

$$\begin{aligned}
 & \left[ \frac{8 \cdot \Delta i_{Lph} \cdot B_{max} \cdot A_0 \cdot (R_{mi} + R_{mo})}{V_{in} \cdot T_s} \cdot \frac{1-D}{4D-1} \right] \cdot z^3 \\
 & + \left[ (-2 \cdot R_{mi} \cdot I_{Lph}) - (\Delta i_{Lph} \cdot (R_{mi} + R_{mo}) \cdot (1-D)) \right] \cdot N_o^2 \\
 & + \left[ \frac{((2R_{mo} \cdot R_{mi}) + (2R_{mm} \cdot R_{mi}) + (2R_{mo} \cdot R_{mm})}{-((2(R_{mo} + R_{mi})) \cdot (R_{mo} + 2R_{mm}) \cdot (1-D)))} \cdot B_{max} \cdot A_0 \right] \cdot N_o \\
 & + \left[ \frac{((-R_{mo} \cdot R_{mi}) - (R_{mm} \cdot R_{mi}) - (R_{mo} \cdot R_{mm}) + ((R_{mo} + R_{mi}) \cdot (R_{mo} + 2R_{mm}) \cdot (1-D)))}{\left( \frac{V_{in} \cdot T_s \cdot (4D-1)}{4} \right)} \right] \geq 0
 \end{aligned}$$

Para piernas exteriores,  $N_i$  :

$$\begin{aligned} & \left[ \frac{8 \cdot \Delta i_{Lph} \cdot B_{\max} \cdot A_i \cdot (R_{mi} + R_{mo}) \cdot (1-D)}{V_{in} \cdot T_s \cdot 4D-1} \right] \cdot N_i^3 \\ & + \left[ (-2 \cdot R_{mi} \cdot I_{Lph}) - (\Delta i_{Lph} \cdot (R_{mi} + R_{mo}) \cdot (1-D)) \right] \cdot N_i^2 \\ & + \left[ \frac{((2R_{mo} \cdot R_{mi}) + (2R_{mm} \cdot R_{mi}) + (2R_{mo} \cdot R_{mm}))}{-((2(R_{mo} + R_{mi})) \cdot (R_{mi} + 2R_{mm})) \cdot (1-D))} \cdot B_{\max} \cdot A_i \right] \cdot N_i \\ & + \left[ \frac{((-R_{mo} \cdot R_{mi}) - (R_{mm} \cdot R_{mi}) - (R_{mo} \cdot R_{mm}) + ((R_{mo} + R_{mi}) \cdot (R_{mi} + 2R_{mm}) \cdot (1-D)))}{\left( \frac{V_{in} \cdot T_s \cdot (4D-1)}{4} \right)} \right] \geq 0 \end{aligned}$$

Y para el gap de la reluctancia central:

$$R_{mc} = 1 - D \left( \frac{N_i^2 \cdot (R_{mo} + 2R_{mm}) - N_o^2 \cdot (R_{mi} + 2R_{mm})}{N_o^2 - N_i^2} \right)$$

De este modo, y realizando una iteración en el código a través del software Wolfram Mathematica (en el Anexo A se puede encontrar el código implementado con todas las ecuaciones para efectos de prueba) se encuentra que los valores son:

$$N_o = 57$$

$$N_i = 56$$

Con estos valores se procede a calcular el valor de inductancia total de:

$$N^2 = L * \mathcal{R}$$

$$L = 280 \mu H$$

Con estos valores. Se logra la inclusión de un gap de:

$$l_g = 0,00158 \text{ m}$$

El cual nos permite tener controlado el flujo total a través del nucleo.

### 3. Diseño del capacitor de entrada

El capacitor de entrada trabaja como filtro para estabilizar el rizado presente en los supercondensadores. Para el cálculo de este se utiliza la siguiente expresión

$$F = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}}$$

Por lo tanto, el valor de capacitancia requerida es de 28  $\mu\text{F}$ , por lo tanto, se seleccionó un condensador de polipropileno de 30  $\mu\text{F}$  a 500 V del fabricante Vishay y de referencia MKP1848S. Este condensador presenta una resistencia interna de 2,5  $\text{m}\Omega$ , generando así hasta 870 W de pérdidas en el punto mínimo de descarga.

#### 4. Diseño del capacitor de salida

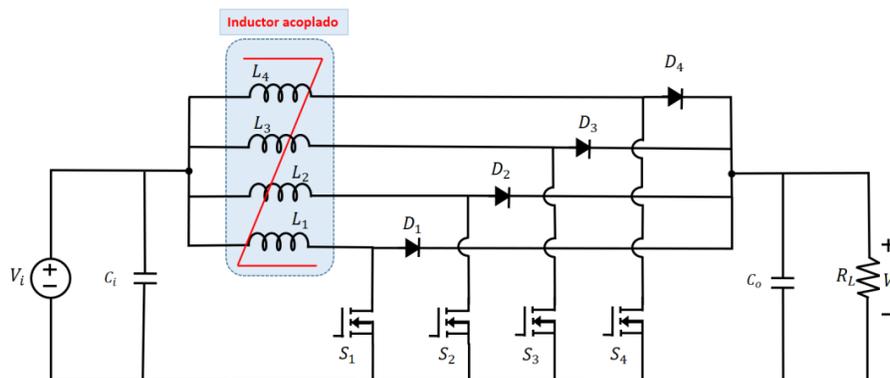
Para determinar el condensador de entrada, se utiliza la expresión:

$$C = \frac{I_C \times D}{f_{sw} \times \Delta V_{out}}$$

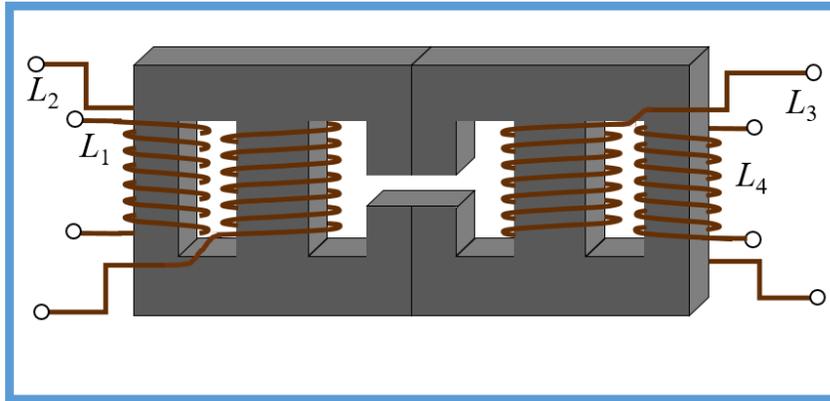
Donde  $C$  es el valor de la capacitancia,  $I_C$  es la corriente sobre el condensador,  $D$  es el ciclo útil de la señal de control,  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación y  $\Delta V_{out}$  es la variación de tensión sobre el condensador (Martinez, 2012).

#### 5. Circuito Esquemático

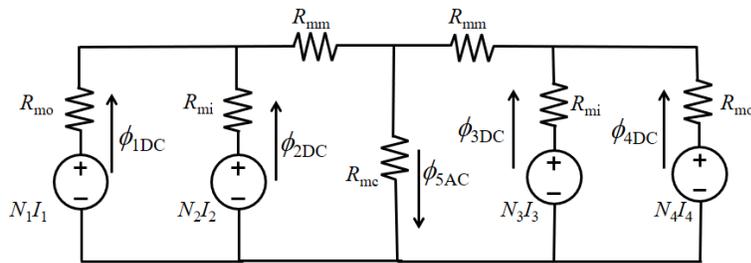
El circuito esquemático se presenta a continuación:



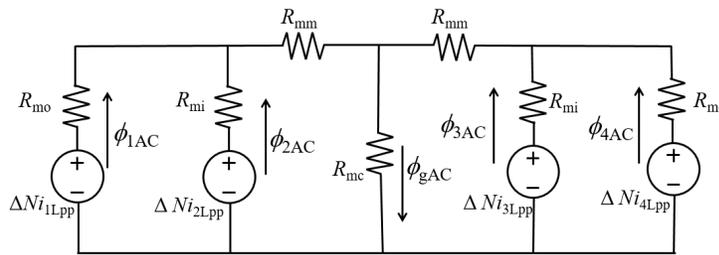
Del circuito se proceden a hacer los análisis separados en DC y AC a partir de la configuración del núcleo magnético, para nuestro caso:



Topología del inductor.



Circuito para análisis en AC

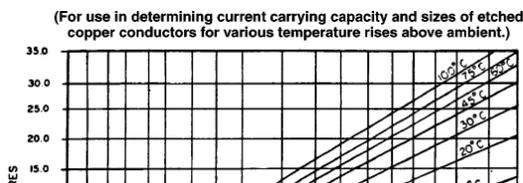


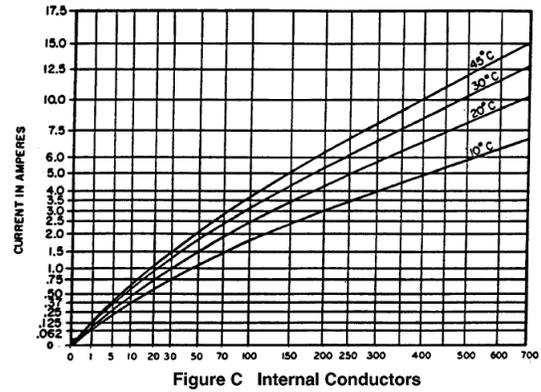
Circuito para análisis en DC.

Dichos análisis tanto en A como en DC, permiten obtener finalmente el valor de la inductancia necesaria para cumplir con los requerimientos de diseño:

## 6. PCB

Para el diseño del circuito impreso se tuvieron en cuenta las gráficas proporcionadas por los estándar IPC 2222 e IPC2221, a partir de los cuales se pueden obtener las medidas adecuadas en términos de grosor de las pistas de acuerdo a los parámetros de diseño:

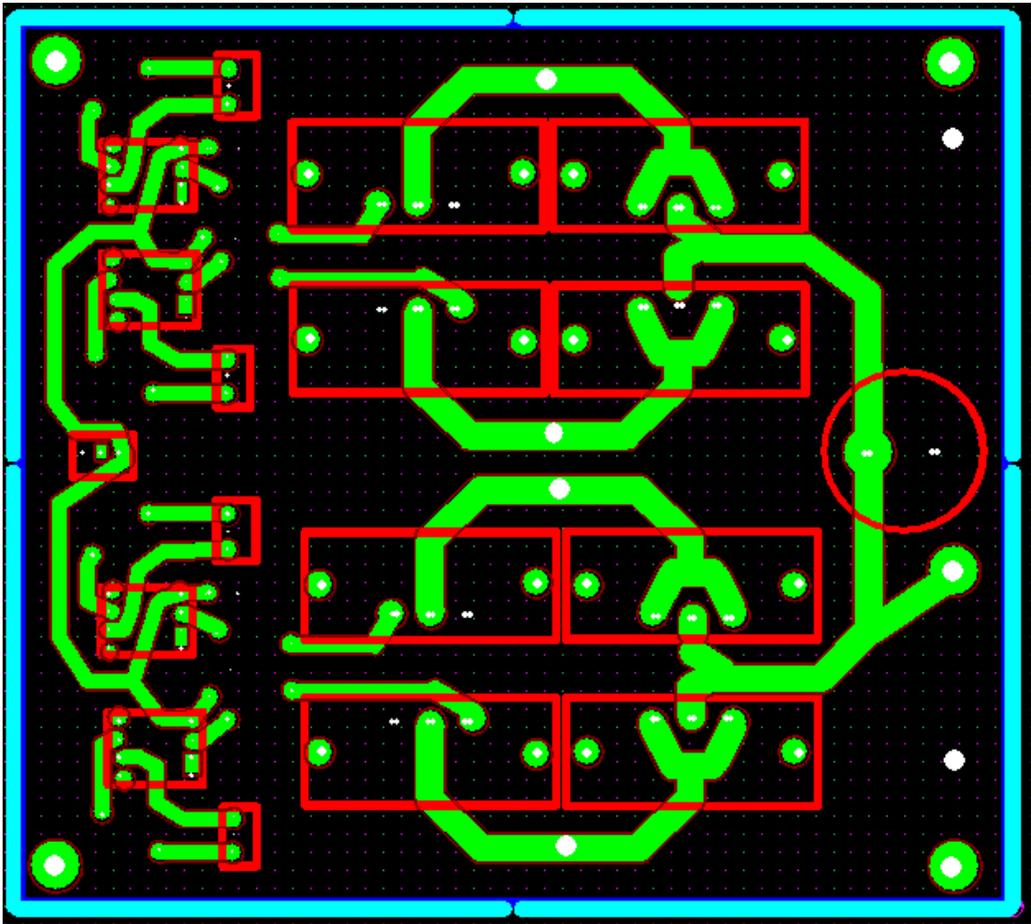




A partir de las tablas de cálculo se pueden determinar los anchos de pista como se muestra en la siguiente tabla:

Cuatro fases		
Número de Vueltas	Ni = 28	No = 37
<i>R<sub>dc</sub></i>	37,2 mΩ	49,1 mΩ
<i>I<sub>ac</sub></i>	16 A	16 A
<i>Delta skin</i>	0,15 mm	0,15 mm
<i>R<sub>ac</sub></i>	0,08	0,11
<i>Pérdidas [W]</i>	36,9	

De esta manera el circuito esquemático quedara como se presenta a continuación:



# Bibliografía

Aguilar, J. (2005). Electrónica de Potencia. *Manual Electrónico – Universidad de Jaen*. pp. 13-17.

Aharon, I. and Kuperman, A. (2011). Topological Overview of Powertrains for Battery-Powered Vehicles with Range Extenders. *IEEE transactions on power electronics, Vol 26, no. 3*. pp. 867 -870.

Ahmad, P. and Moschopoulos, G. (2012). A comparative study of a new ZCS dc–dc full-bridge boost converter with a ZVC active-clamp converter. *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3*. pp 1347 – 1350.

Aparicio, F. (2011). Vehículo Eléctrico: Tipos, Barreras, Instituto Universitario de Investigación del Automóvil. *Instituto Univesitario de Investigación del Automóvil*. pp. 18 - 19.

Aroudi, A. (2001). Quasi-Periodic Route to Chaos in PWM Voltage-Controlled DC-DC Boost Converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I Fundamental Theory and Applications, Vol. 48, No. 8*. pp 1347 – 50.

Attaianese, C.; Nardi, V.; Parillo, F. and Tomasso, G. (2007). High Performances Supercapacitor Recovery System Including Power Factor Correction (PFC) For Elevators. European Conference on Power Electronics and Applications 2007. pp. 1 - 10.

Bonfiglio, C. and Roessler, W. (2009). A Cost Optimized Battery Management System with Active Cell Balancing for Lithium Ion Battery Stacks. *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '09*. pp. 304-309.

Burke, A. (2007). Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE, Vol 95*. pp. 808-819.

Chan, C. and Wong, S. (2004). Electric Vehicles Charge Forward. *IEEE Power and Energy Magazine 6 (2)*, pp. 27-32.

Chapman, S. (2004). Instructor's Manual to accompany Electric Machinery Fundamentals, Fourth Edition. *McGraw-Hill, Inc*. pp. 1-225.

Cornell - CDE Cornell Dubilier. (2013). Long Life, Aluminum Electrolytic, Type SEK 105 °C Radial Leaded Aluminum Electrolytic Capacitors. pp. 1-4.

CWS ByteMark. (2002). Type 77 Ferrite Material. *FERRITE 'E' CORES*. pp. 1-2.

Davis, S. (2011). Schottky Diodes: the old ones are good, the new ones are better. *DESIGN feature - Power Electronics Technology*. pp. 36-38.

Dixon, J.; Nakashima, I.; Arcos, E. and Artuzar, M. (2010). Electric vehicle using a combination of ultracapacitors and zebra battery. *IEEE transactions on industrial electronics, Vol 57*. pp. 943-947.

Dixon, J. (2010). Energy Storage for Electric Vehicles. *IEEE International Conference on industrial Technology - ICIT, Vol 57*. pp. 20-26.

DG ENV – European Commission. (2011). Comparative Life-Cycle Assessment of nickel-cadmium (NiCd) batteries used in Cordless Power Tools (CPTs) vs. their alternatives nickel-metal hydride (NiMH) and lithium-ion (Li-ion) batteries. *Final Report – bio intelligent service*. pp. 1-149.

Dodge, J. and Hess, J. (2002). IGBT Tutorial, Advanced Power Technology. *Application Note APT0201 Rev. B*. pp. 1-15.

Ganta, M.; Nirupa, P.; Akshitha, T. and Seyezhai, R. (2012). Simple And Efficient Implementation Of Two-Phase Interleaved Boost Converter For Renewable Energy Source. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. Vol 2 (4). pp. 676-681.

Gillespie, T. (1992). Fundamentals of vehicle dynamics, 1<sup>st</sup> Ed., *SAE International*, pp. 1-130.

Hart, D. (2001). Electrónica de Potencia. *Pearson Educación S.A. Madrid*. pp. 1-215.

Hashernnia, N. y Asaei, B. (2008). Comparative Study of Using Different Electric Motors in the Electric Vehicles. *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*. pp. 1-3.

Hirakawa, M.; Nagano, M.; Watanabe, Y.; Andoh, K.; Nakatomi, S. and Hashino, S. (2009). High Power Density DC/DC Converter using the Close-Coupled Inductors. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, USA*, pp. 1760-1767.

Huang, A. (2010). Development and comparison of high-power semiconductor switches. *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference*. pp. 70-78.

Husain, I. (2003). Electric and Hybrid Vehicles-Design Fundamentals. *CRC Press, Taylor & Francis e-Library*. pp. 1-41.

IARC – International Agency for Research on Cancer. (2012). DIESEL ENGINE EXHAUST CARCINOGENIC. *World Health Organization*. pp. 1-4.

IEA - International Energy Agency. (2011). Technology Roadmap Electric and plug-in hybrid electric vehicles (EV/PHEV). pp. 1-14.

Imaoka, J.; Ishikura, Y.; Kawashima, T. and Yamamoto, M. (2011). Optimal Design Method for Interleaved Single-phase PFC Converter with Coupled Inductor. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. pp. 1807-1812.

Imbett, J. (2011). Diseño conceptual del tren de potencia de un vehículo eléctrico de alto desempeño y baja autonomía. *Tesis de Pregrado, Departamento de Ingeniería Mecánica, Universidad de los Andes*. pp. 1-47.

Ivanovic, Z.; Blanusa, B. and Knezic, M. (2011). Power Loss Model for Efficiency Improvement of Boost Converter. *XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), Vol 1*. pp. 1-6.

Jaganathan, S. and Gao, W. (2009). Battery Charging Power Electronics Converter and Control for Plug-in Hybrid Electric Vehicle. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*. pp. 440 - 447.

Katsura, K. and Yamamoto, M. (2012). Optimal Stability Control Method for Transformer-Linked Three-Phase Boost Chopper Circuit. *IEEE - Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1082-1087.

Karami, H.; Masoomi, B. and Asadi R. (2009). Recovery of discarded sulfated lead-acid batteries by inverse charge. *Energy Conversion and Management, Vol 50 (4)*. pp. 893-898.

Khaligh, A. and Li, Z. (2010). Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 59(6), pp. 2806-14.

Lai, J. and Peng, F. (2006). Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol 32 (3). pp. 509-517.

Loughlin, M. (2010). An Interleaving PFC Pre-Regulator for High-Power Converters. *Texas Instrument Literature*. pp. 1-16.

Magnetics – Division of Spang & Company. (2009). Magnetic Cores for Switching Power Supplies. pp. 1-8.

Martinez, W.; Cortes, C. and Munoz, L. (2012). Sizing of Supercondensadors and Batteries for a High Performance Electric Vehicle. *IEEE International Electric Vehicle Conference – IEVC*, pp. 1-6.

Martinez, W. and Cortes, C. (2012). Design a DC-DC converter for a High Performance Electric Vehicle. *IEEE International Conference on Connected Vehicles and Expo – ICCVE*, pp. 335-340.

MinMinas – Ministerio de Minas y Energía – Republica de Colombia. (2009). RETIE – Reglamento Técnico de Instalaciones Eléctricas. *Actualización 2009*. pp. 212.

MinTransporte - Ministerio de Transporte – Republica de Colombia. (2010). Diagnóstico del Transporte. *Oficina asesora de Planeación -Grupo de planificación sectorial*. pp. 42-43.

Mishima, T.; Miyake, S. and Nakaoka, M. (2010). Practical evaluations of ZCS-PWM boost DC-DC converter with active edge-resonant cell using Si-IGBT/SiC-SBD hybrid power devices. *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*. pp. 1-6.

Miyara, F. (2006). Electrónica III, DISIPACIÓN DE POTENCIA. *Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura*. pp. 22.

Miyara, F. (2002). Electrónica III, RECTIFICACIÓN. *Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura*. pp. 28.

Mohan, N.; Undeland, T. and Robbins, W. (2003). Power Electronics Converters, Applications and Design 3rd Ed. *John Wiley & Sons, inc.* pp. 792.

Ngai-Man Ho, C.; Breuninger, H.; Pettersson, S.; Escobar, G.; Serpa, L. and Coccia, A. (2012). Practical Design and Implementation Procedure of an Interleaved Boost Converter Using SiC Diodes for PV Applications. *IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 6, june 2012*. pp. 2835 – 2845.

Nesscap, Co., Ltd. (2011). USER MANUAL Nesscap 125V 62F Module - Part Number: EMHSR-0062C0-125R0S. pp. 1-12.

Oswal, M.; Paul, J. and Zhao, R. (2010). A comparative study of Lithium-Ion Batteries. *University of Southern California*. pp. 1-23.

Panda, S.; Mishra, A. and Srinivas, B. (2009). Control of Voltage Source Inverters using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications. *Department of Electrical Engineering National Institute of Technology Rourkela, Rourkela – 769008*. pp. 43.

Park, N. and Hyun, D. (2009). IBC Using a Single Resonant Inductor for High-Power Applications. *IEEE Trans. Ind. Electronics*. Vol. 56 (5). pp. 1522–1530.

Patil, A.; Patil, V.; Wook, D.; Choi, J.; Paik, D.; and Yoon, S. (2008). Issue and challenges facing rechargeable thin film lithium batteries. *Mater Res Bull: 43(8-9)*, pp. 1913-42.

Perez, G. (2002). Desarrollo y medio ambiente: una mirada a Colombia. *Fundación Universidad Autónoma de Colombia*. pp. 84-85.

Quian, W.; Fang, Z.; Peng, M. and Tolbert. L. (2009). 3X DC-DC Multiplier/Divider for HEV Systems. *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. pp. 1109 – 1114.

Rashid, M. (2001). Power Electronics Handbook. Ed. Academic Press. Canada. pp 1 – 217.

Riascos, J. (2011). Two hundred years of Colombian economic growth: The role of TFP. *Latin American Journal of Economics*. Vol 48 # 2. pp. 181 -198.

Roh, Y.; Moon, Y.; Gong, J. and Yoo, C. (2011). Active Power Factor Correction (PFC) Circuit With Resistor-Free Zero-Current Detection. *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 26 (2)*. pp. 630 – 637.

- Rosolem, F.; Pessenti, G.; Junior, L.; dos Santos, G.; Frare, P.; Beck, R.; Arioli, V. and Lopes, H. (2010). Stationary lead-acid batteries maintenance management system. *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 32nd International*. pp. 1-8.
- Rylko, M.; Hartnett, K.; Hayes, J. and Egan, M. (2009). Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters. *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009*. pp. 2043 – 2049.
- Saavedra, A. and Garcia, Alejandro. (2009). Caracterización y montaje de un supercondensador para el almacenamiento de energía del campo eléctrico. *Tesis de Pregrado – Universidad Nacional de Colombia*. pp. 1-52.
- Sartori, H.; Hey, H. and Pinheiro, J. (2009). An optimum design of PFC Boost Converters. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. Vol. 1*. pp. 1-10.
- Sernia, P. and Walker, G. (2001). Multi-converter topology evaluation for connection of low voltage DC sources. *Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC'01, Perth*. pp. 495-500.
- Shumei, C.; Chen, L. and Liwei, V. (2008). Study on efficiency calculation model of induction motors for electric vehicle. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '08*. pp. 1-5.
- Thomas, W. (2008). Mosfet current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for MHz switching frequency dc-dc converters. *Queen's University Kingston, Ontario, Canada*. p. 211.
- UNFCCC –United Nations Framework Convention on Climate Change. (2010). NATIONAL GREENHOUSE GAS INVENTORIES. *UNFCCC RESOURCE GUIDE*. p. 31.
- UQM. (2011) . UQM380 Brushless PM Motor/Generator. *HiTor® for electric, hybrid electric, and fuel cell powered vehicle*. pp. 1-5.
- Van den Bossche, A, and Valchev, C. (2006). Modeling Ferrite Core Losses in Power Electronics. *International Review of Electrical Engineering, Vol 1*. pp. 16-23.
- U.S. Environmental Protection Agency. (2014). Inventory of U.S. Greenhouse Gas Emissions and Sinks: 1990-2014. EPA 430-R-16-002. Pp. 24 – 26
- Van de Sype, D.; De Gussemé, K.; Ryckaert, W.; Van de Bossche, A. and Melkebeek, J. (2005). A single switch buck-boost converter with a high conversion ratio. *European Conference on Power Electronics and Applications*. pp. 1 -10. 2005.
- Wang, C. (2009). Investigation on Interleaved Boost Converters and Applications. Virginia Polytechnic Institute and State University. pp. 202.
- Weinert, J.; Burke, A.F. and Wei, X. (2007). Lead-acid and lithium-ion batteries for the Chinese electric bike market and implications on future technology advancement, *Journal of Power Sources* 172, pp. 938–945.

Wright, R.; Jamison, D. and Belt, J. (2002). Performance Testing of Selected Commercial Ultracapacitors. *12th International Seminar on Double Layer and Similar Energy Storage Devices. Vol 1*, pp. 512-524.

Zhender, G. (2011). Integrate Flat Wire Inductors in High Frequency, High Current Designs. Bourns Magnetics Products. p. 1.