

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ESTUDIO DE CORRIENTE CIRCULANTE Y DE CONMUTACIÓN SUAVE EN EL CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE

**DISEÑAR Y SIMULAR UNA ESTRATEGIA PARA REDUCIR LA
CORRIENTE CIRCULANTE EN UN CONVERTIDOR DUAL ACTIVE
BRIDGE.**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN**

MIGUEL ALEJANDRO LÓPEZ CAÑAR

miguel.lopez01@epn.edu.ec

DIRECTOR: PH.D. LEONARDO DAVID ORTEGA CAMINO

leonardo.ortega@epn.edu.ec

DMQ, 4 de septiembre de 2024

CERTIFICACIONES

Yo, MIGUEL ALEJANDRO LÓPEZ CAÑAR declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

MIGUEL LÓPEZ

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por NOMBRE_ESTUDIANTE, bajo mi supervisión.

PHD. LEONARDO ORTEGA Msc.
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

MIGUEL LÓPEZ

PHD. LEONARDO ORTEGA Msc.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a toda mi familia que han sido un pilar fundamental a lo largo de mi vida, por su apoyo incondicional, sus consejos y por brindarme la fuerza necesaria para culminar mi carrera.

El mayor regalo de la vida es tener grandes amigos y yo los he tenido. Leo, tu apoyo, comprensión, dedicación y tiempo han permitido que pueda desarrollar este trabajo, eres el artífice de mi regreso y egreso de nuestra querida Poli. Mi más sincero agradecimiento contigo.

AGRADECIMIENTO

A Dios por nunca abandonarme y ser mi guía en la travesía de mi vida.

La fuerza y el amor que he puesto en este trabajo ha sido gracias a ti, mi hijo Aarón (Ratoncito). Gracias por tu amor incondicional; eres mi inspiración para mejorar. Querido hijo, independientemente de tu edad, recuerda que siempre serás muy importante en mi vida; has iluminado mi vida, Te amo.

A mi esposa Mayri, te agradezco por todo lo que has hecho por nuestra familia, desde los pequeños detalles hasta las decisiones más importantes; hemos vivido juntos momentos que siempre estarán en mi memoria; tu apoyo incondicional me da la fuerza para superar cualquier obstáculo. Te amo más de lo que las palabras pueden expresar; eres una persona excepcional.

A mis padres Norma y Medardo por el apoyo, el esfuerzo, por las palabras de aliento y su amor incondicional, nada de lo que haga será suficiente para agradecerles lo suficiente por todo lo que han hecho por mí en mi vida.

A mis hermanos Katy y Wilo, aunque siempre pueden existir desacuerdos, tengo la seguridad que siempre podré contar con ellos de forma incondicional.

A mis abuelitos, los héroes de mi infancia, por la influencia positiva que han tenido en mi vida, por la sabiduría, por cada risa compartida, por cada historia vivida junto a ustedes, por la paciencia y amor infinito que ha sido un regalo invaluable. Abuelito Angel, Abuelita Maruja, Papi Guillo y no menos importante Mami Carmela, aunque no los tenga cerca los recuerdo con mucho cariño y siempre los llevaré en mi corazón

A mi tía Irma, que siempre me ha brindado su amor y cariño incondicional.

A mi tía Pili que desde el cielo me acompaña, te extraño mucho.

A mis hermanos de la vida, Edgar (Jr.), Faby, Leo con quienes comparto una amistad sincera y duradera desde el colegio.

A mi gran amigo Richard que siempre fue un apoyo incondicional y ejemplo en mi paso por la Poli.

A Kleber que desde el primer día en esta carrera me brindó su amistad y ayuda sincera.

Serendipia.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO	IV
RESUMEN	IX
ABSTRACT	X
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Objetivo general	2
1.2 Objetivos específicos	2
1.3 Alcance	2
1.4 Marco teórico	3
1.4.1 Convertidores bidireccionales.....	3
1.4.2 Convertidor Dual Active Bridge (DAB).	4
1.4.3 Software de simulación.....	12
2 METODOLOGÍA	18
2.1 Diseño de un convertidor DAB para una aplicación de alta potencia.	18
2.1.1 Descripción de la Aplicación escogida.	18
2.1.2 Dimensionamiento de los elementos de potencia	21
2.1.3 MOSFET	22
2.1.4 Dimensionamiento del Convertidor DAB.....	24
2.2 Simulación del convertidor DAB.....	26
2.2.1 Implementación mediante simulación del convertidor	26
2.3 Simulación de las estrategias de modulación	37
2.3.1 Validación Modulación Single Phase Shift (SPS).....	37
2.3.2 Validación Modulación Optimal Phase Shift (OPS)	38
2.3.3 Validación Modulación Triple Phase Shift (TPS).....	39
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	39
3.1 Resultados	39
3.1.1 Funcionamiento del DAB con Modulación SPS, OPS y TPS REAL	39
3.1.2 Comparación del efecto térmico	41
3.2 Conclusiones.....	43
3.3 Recomendaciones.....	43

4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	44
5	ANEXOS	47

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 Configuración general de un convertidor DC-DC bidireccional.....	3
Figura 2. Flujo de potencia directo.....	5
Figura 3 Flujo de potencia inverso.....	5
Figura 4. Arquitectura del DAB resaltando los 3 desfases posibles.....	6
Figura 5 Corriente recirculada SPS.....	7
Figura 6 Límites de ZVS en el convertidor DAB con la modulación SPS.....	7
Figura 7 Formas de Onda Modulación SPS.....	8
Figura 8 Formas de onda de cada puente activo.....	8
Figura 9 Formas de onda modulación OPS.....	9
Figura 10 Formas de onda modulación TPS.....	10
Figura 11 Caso I y Caso II: Límites de conmutación.....	11
Figura 12 Potencia de salida para el Caso I y Caso II.....	12
Figura 13 Escogimiento del módulo térmico para el elemento MOSFET.....	13
Figura 14 Base de datos de elementos reales (MOSFET).....	14
Figura 15 Inicio de PcdEditor.....	14
Figura 16 Ingresar nuevo MOSFET.....	15
Figura 17 Ingresar de valores según Hoja de Datos Técnicos.....	15
Figura 18 . Curva de referencia.....	16
Figura 19 Delimitación del gráfico y dibujo de la curva respectiva a la Temperatura de juntura.....	16
Figura 20 Curva ingresada.....	17
Figura 21 Venta de coches eléctricos, 2016-2023.....	19
Figura 22 Conectores de recarga de vehículo eléctrico. (a) Schuko. (b) SAE J1772. (c) Mennekes. (d) Scame. (e) CHAdeMO. (f) COMBO.....	21
Figura 23 Corrientes Irms y Voltajes en los MOSFET de los puentes primario y secundario.	22
Figura 24 Detalle de Corrientes Irms y Voltajes en los MOSFET de los puentes primario y secundario.....	23
Figura 25 Características máximas del MOSFET IMW120R007M1H.....	23
Figura 26 Curvas de diseño del convertidor.....	25
Figura 27 Potencia máxima del convertidor.....	26
Figura 28 Datos del MOSFET IMW120R007M1H ingresado en la base de datos de PSIM	27
Figura 29 Curva típica de corriente de drenaje en función del voltaje de drenaje inverso	28
Figura 30 Curva del MOSFET IMW120R007M1H de la Figura 29 ingresada en PSIM ($V_{GS} = 18V$).....	28
Figura 31 Esquema Puente Dual Activo.....	29
Figura 32 Circuito Modulador.....	29
Figura 33 Circuito de sincronización.....	30
Figura 34 Subcircuito disparos puente primario.....	30
Figura 35 Tiempo muerto entre señales del mismo ramal.....	31
Figura 36 Formas de onda modulador.....	31
Figura 37 Formas de onda de la modulación SPS para un desfase 0.25.....	32
Figura 38 Modulador Optimal Phase Shift con desfase $D1=0.25$, $D2=1$ y $\phi=0.25$	32
Figura 39 Formas de onda de la modulación TPS para un desfase $D1=0.5$, $D2=0.1$ y $\phi=0.6$	33

Figura 40 Parámetros de control óptimos $D1_{opt}$, $D2_{opt}$ y ϕ_{opt} que minimizan la corriente eficaz del inductor.	33
Figura 41 Trayectoria para obtener la mínima corriente RMS.	34
Figura 42 Referencia para la trayectoria de mínima corriente RMS y potencia máxima ..	34
Figura 43 Circuito térmico equivalente.....	36
Figura 44 Circuitos térmicos puente primario y secundario.....	37
Figura 45 Validación DAB con Modulación SPS	38
Figura 46 Validación DAB con Modulación OPS.....	38
Figura 47 Validación DAB con Modulación TPS	39
Figura 48 Corriente I_{rms} vs Potencia de salida Datos Reales	40
Figura 49 Camino de la mínima corriente RMS para transmitir la máxima potencia.....	40
Figura 50 Corriente I_{rms} vs Potencia de salida Datos Reales	41
Figura 51 Temperatura vs Potencia de salida en el puente primario.....	41
Figura 52 Temperatura vs Potencia de salida en el puente secundario	42

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Comparación de simuladores.....	12
Tabla 2 Niveles de carga según la potencia	20
Tabla 3 Especificaciones para diseño del convertidor.....	22
Tabla 4 Corriente RMS en la bobina dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja.....	35
Tabla 5 Corriente de salida dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja.....	35
Tabla 6 Potencia de salida dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja	35
Tabla 7 Datos para el análisis térmico.	36

RESUMEN

El creciente aumento de vehículos eléctricos demanda que existan cargadores con alta demanda de potencia para una carga rápida y eficaz.

Para conseguir esto, el convertidor Dual Active Bridge es una de las topologías referentes en este campo de aplicación, debido a que posee una alta eficiencia, bajas pérdidas por conducción aplicando distintos tipos de modulación.

Durante el desarrollo de este trabajo se estudia el convertidor aplicando tres tipos de modulación Single Phase Shift, Optimal Phase Shift y Triple Phase Shift. Se trata de un estudio mediante el software de simulación PSIM, considerando el efecto que produce las técnicas de modulación mencionadas sobre la corriente circulante y el efecto en la temperatura de los semiconductores del convertidor. Se parte de las especificaciones de un cargador para vehículos eléctricos de tipo comercial, realizando simulaciones para distintos puntos de operación de potencia para cada una de las modulaciones escogidas para concluir cuál de estas reducen la corriente circulante, obtiene las menores pérdidas en un rango de funcionamiento desde una mínima potencia hasta alcanzar la máxima potencia.

PALABRAS CLAVE: Dual active Bridge, ZVS, Corriente circulante, Simple Phase Shift, Optimal Phase Shift, Triple Phase Shift.

ABSTRACT

The increasing number of electric vehicles requires chargers with high power demand for fast and efficient charging.

To achieve this, the Dual Active Bridge converter is one of the reference topologies in this field of application, because it has a high efficiency, low conduction losses applying different types of modulation.

During the development of this work, the converter is studied by applying three types of modulation: Single Phase Shift, Optimal Phase Shift and Triple Phase Shift. It is a study using PSIM simulation software, considering the effect of the mentioned modulation techniques on the circulating current and the effect of temperature on the converter. It starts from the specifications of a commercial electric vehicle charger, performing simulations for different power operating points for each of the chosen modulations to conclude which of these reduce the circulating current, obtains the lowest losses in a range of operation from minimum power to reach the maximum power.

KEY WORDS: Dual active Bridge, ZVS, Circulating current, Simple Phase Shift, Optimal Phase Shift, Triple Phase Shift.

1 INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo se realiza el diseño y simulación de una estrategia para reducir la corriente circulante en un convertidor dual active bridge, el trabajo se ha organizado de la siguiente manera:

En el Capítulo 1 se presentan los objetivos de este trabajo antes de iniciar con una introducción de las clases de convertidores bidireccionales, posteriormente el análisis se centra en el convertidor Dual Active Bridge, se presenta una corta descripción de las aplicaciones en las que se utiliza este tipo de convertidores y sus características. A partir de este análisis se revisan tres técnicas de modulación con sus respectivas formas de onda y ecuaciones características: SIMPLE PHASE SHIFT, OPTIMAL PHASE SHIFT y TRIPLE PHASE SHIFT. Para validar el análisis anterior se realizó la búsqueda de programas de simulación que contengan módulos térmicos y permitan simular semiconductores con datos reales para que los resultados permitan cumplir con los objetivos propuestos, el software escogido es PSIM. En este capítulo se describe la metodología para realizar simulaciones térmicas en este software.

En el Capítulo 2 se describe la aplicación de alta potencia escogida, en este caso un cargador de vehículos eléctricos. Se describen los tipos de Vehículos eléctricos de acuerdo con sus características, niveles de carga, modos de carga y los conectores asociados para recargar este tipo de vehículos. Posteriormente se centra en el dimensionamiento de los componentes del convertidor Dual Active Bridge para continuar con su simulación aplicando las estrategias de modulación escogidas y sus respectivas validaciones.

En el Capítulo 3 se indican los resultados obtenidos del funcionamiento del convertidor Dual Active Bridge para las modulaciones SIMPLE PHASE SHIFT, OPTIMAL PHASE SHIFT y TRIPLE PHASE SHIFT, realizando una comparativa de la corriente RMS producida con las técnicas de modulación aplicadas, definiendo un camino para acceder a la máxima potencia entregada por el convertidor con la mínima corriente RMS y el efecto térmico que estas producen. Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo ejecutado y los posibles trabajos futuros.

1.1 Objetivo general

El objetivo general de este proyecto es:

- Diseñar y simular una estrategia para reducir la corriente circulante en un convertidor Dual Active Bridge (DAB).

1.2 Objetivos específicos

Los objetivos específicos de este proyecto son:

- Realizar una revisión bibliográfica acerca del convertidor Dual Active Bridge (DAB), para entender su funcionamiento considerando su corriente circulante.
- Realizar una búsqueda de simuladores que incluyan módulos térmicos y justificar el uso de uno de ellos.
- Realizar el dimensionamiento de un convertidor Dual Active Bridge (DAB) para una aplicación de alta potencia.
- Realizar la simulación del convertidor Dual Active Bridge (DAB) y aplicar al menos una estrategia para reducir la corriente circulante.
- Realizar pruebas de funcionamiento para cuantificar el efecto de la reducción de la corriente circulante en el rendimiento del convertidor Dual Active Bridge (DAB) usando un módulo de simulación térmica.

1.3 Alcance

Se realizará una recolección bibliográfica de documentos técnicos sobre el convertidor Dual Active Bridge (DAB), para entender su funcionamiento considerando su corriente circulante.

Se efectuará una búsqueda de simuladores que incluyan módulos térmicos que proporcionen un cálculo del impacto de las pérdidas tanto de conmutación como de conducción y justificar el uso de uno de ellos.

Se escogió como aplicación de potencia una estación de carga de vehículos eléctricos para realizar el dimensionamiento y simulación del convertidor DAB y aplicar al menos una estrategia para reducir la corriente circulante.

Se finalizará con las pruebas de funcionamiento para cuantificar el efecto de la reducción de la corriente circulante en el rendimiento del convertidor DAB de la aplicación escogida usando un módulo de simulación térmica.

1.4 Marco teórico

En este capítulo se revisó información sobre convertidores bidireccionales sus topologías, características y algunas aplicaciones, para posteriormente centrarnos en el convertidor Dual Active Bridge (DAB). Luego se analizaron paquetes de simulación que contengan módulos térmicos para compararlos y definir el uso de uno de ellos.

1.4.1 Convertidores bidireccionales

Este tipo de convertidor tiene la característica de transferir energía en 2 direcciones, cambiando el sentido de la corriente y manteniendo en algunos casos la polaridad del voltaje de entrada y salida.

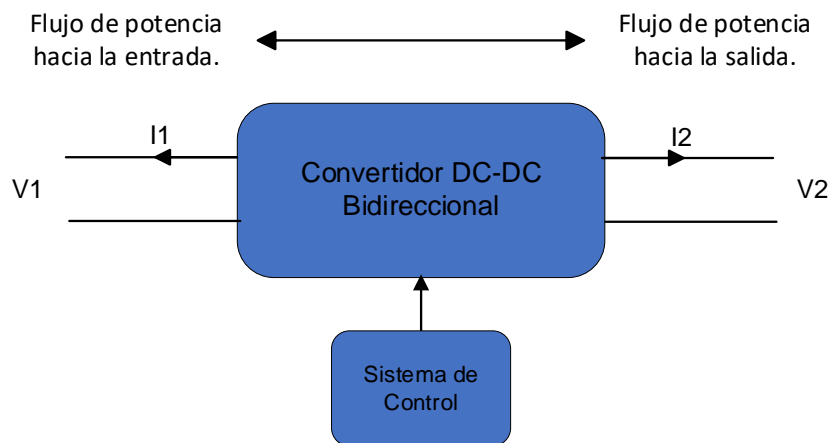


Figura 1 Configuración general de un convertidor DC-DC bidireccional.

Existen 2 tipos de topologías para convertidores DC-DC bidireccionales, no aisladas y aisladas.

1.4.1.1 Topologías no aisladas

Las topologías no aisladas al no hacer uso de un transformador, no poseen la ventaja de ganancia de voltaje elevada y la potencia transferida se la realiza sin aislamiento galvánico. Como ventaja tienen que las configuraciones son más sencillas y no poseen el elevado peso que conlleva el uso de un transformador.

A continuación, se listan algunos convertidores DC-DC pertenecientes a este tipo de topologías:

- Buck
- Boost
- Buck-Boost
- SEPIC/ZETA
- Cascada
- Cuk
- Multinivel

- Intercalado
- Condensador conmutado

1.4.1.2 Topologías aisladas

Por medio de un transformador se evita problemas con la referencia del convertidor aislando sus etapas y se logra aumentar la ganancia de voltaje.

Los cargadores de baterías de los vehículos eléctricos (VE) utilizan convertidores DC-DC con aislamiento. El convertidor Dual Active Bridge, por ejemplo, puede alcanzar un amplio rango de ganancias, alta densidad de potencia y son eficientes. Como resultado, tiene una gran oportunidad de ser utilizado para sistemas de carga bidireccional de vehículos eléctricos. [2]

1.4.2 Convertidor Dual Active Bridge (DAB).

En la actualidad el convertidor Dual Active Bridge (DAB) es utilizado en una variedad de aplicaciones electrónicas, incluidos cargadores de batería [2] [3], balanceadores activos para bancos de baterías [4], pequeñas redes de CC, almacenamiento de energía, carga de vehículos eléctricos, uso de múltiples fuentes, etc.[5] [6][7]

Este convertidor DC-DC puente dual activo ha sido ampliamente estudiado debido a que posee muchas prestaciones, la capacidad de manejo de alta densidad de potencia, la bidireccionalidad, rendimiento, robustez y los diferentes tipos de modulación que se le pueden aplicar para su control lo hace atractivo para diversas aplicaciones. [5][6]

La arquitectura del convertidor incluye dos puentes activos tipo H, una inductancia pasiva y un transformador de alta frecuencia como aislamiento galvánico.[1]

El reducir la corriente eficaz y trabajar en el área de conmutación suave mejora el rendimiento del puente dual activo. Los voltajes generados a la salida de cada uno de los puentes son AC y pueden ser desfasados según el tipo de modulación escogido.

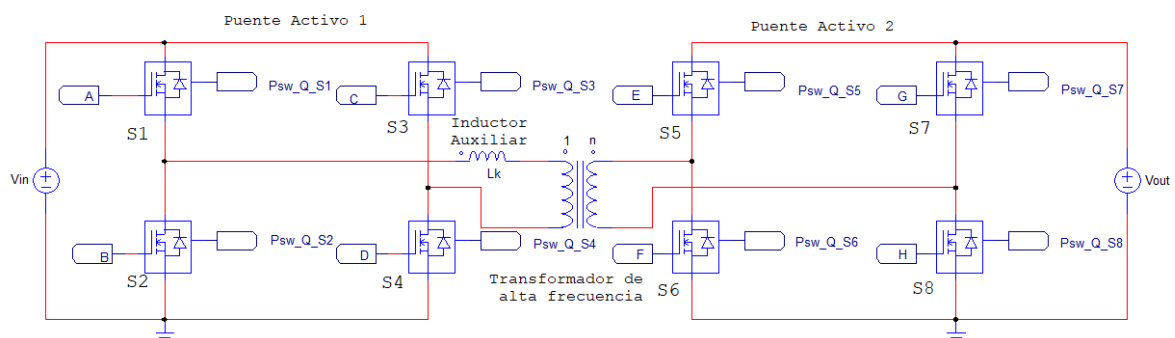


Figura 2. Dual Active Bridge.

1.4.2.1 Control de dirección de flujo de potencia en el Dual Active Bridge (DAB).

Debido a que el convertidor Dual Active Bridge es bidireccional, VDC1 y VDC2 pueden ser consideradas fuente o carga, esto dependerá si la dirección de flujo de potencia es directo o inverso.

Para el flujo de potencia directo tenemos que la onda de voltaje del puente primario se adelanta al del secundario un ángulo ϕ teniendo como referencia de fase al primer puente, la potencia se suministrará del puente 1 al puente 2 ($P > 0$).[6]

En el flujo de potencia inverso será opuesto al flujo de potencia directo, la onda de voltaje del puente primario se atrasa con respecto al secundario un ángulo ϕ , en este caso la potencia fluye del secundario al primario.

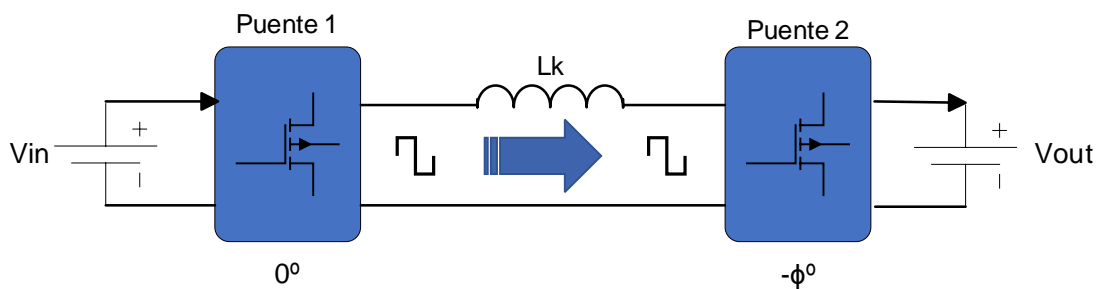


Figura 2. Flujo de potencia directo

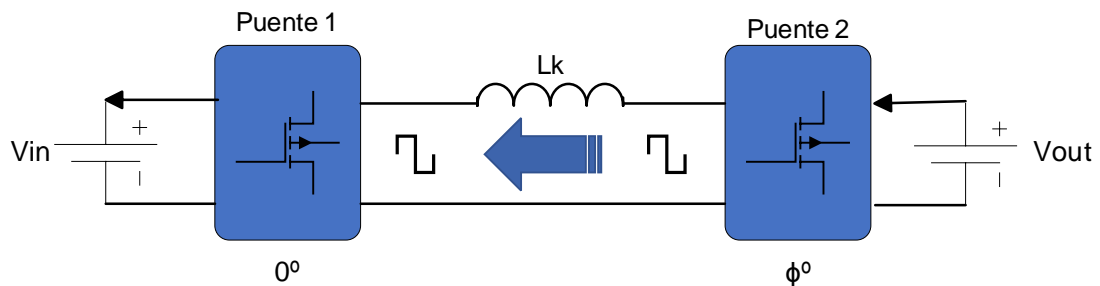


Figura 3 Flujo de potencia inverso.

1.4.2.2 Técnicas de Modulación

Existen distintas técnicas de modulación para ser aplicadas en el DAB con una frecuencia de conmutación constante, el objetivo principal de estas es ajustar los voltajes aplicados entre los terminales de la bobina. Esto se logra ajustando los ángulos de desfase de cada puente interno y el desfase equivalente entre puentes (desfase externo).

El desfase Single Phase Shift (SPS), el Optimal Phase Shift (OPS) y el Triple Phase Shift (TPS) son solo algunas de las numerosas estrategias de modulación que se han desarrollado y que se aplicarán en el presente trabajo.

A continuación, se examinan estas tres técnicas de modulación y se usará la Figura 4 para explicar el comportamiento de los semiconductores y los 3 desfases posibles.

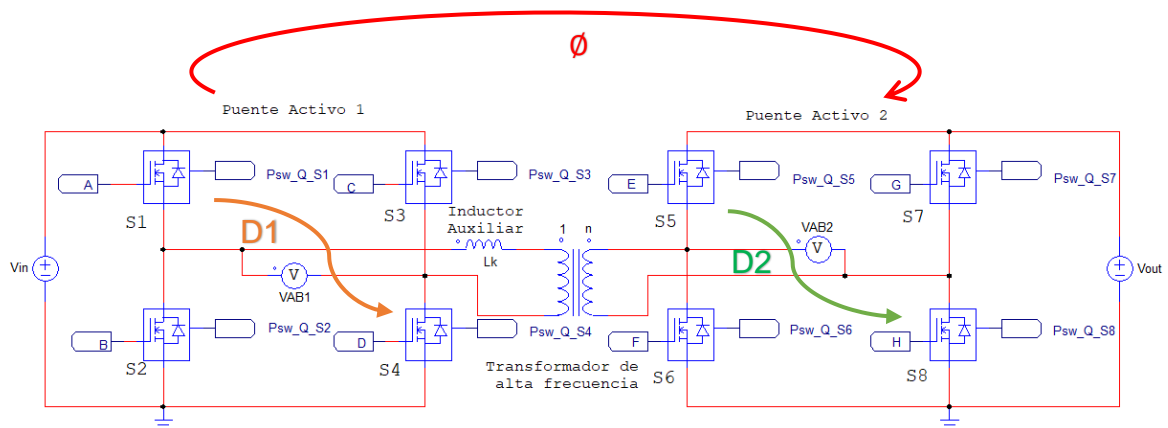


Figura 4. Arquitectura del DAB resaltando los 3 desfases posibles.

1.4.2.3 Single phase shift (SPS).

Es la técnica más simple y usada de las distintas modulaciones, consiste en activar los MOSFET's S1-S4 y S2-S3 del puente primario para obtener una señal alterna V_{AB1} y del puente secundario activar los MOSFET's S5-S8 y S6-S7 para obtener una señal alterna V_{AB2} , estos voltajes serán aplicados en los extremos del transformador de alta frecuencia y tienen un ciclo de trabajo del 50%.

La ventaja del SPS es que solo se requiere variar el ángulo de desfase externo \emptyset , manteniendo constantes los ángulos de desfase internos de cada puente. En este caso $D1=D2=1$, donde D1 y D2 corresponden a los tiempos en alto de los voltajes de salida V_{AB1} y V_{AB2} respectivamente y el valor de 1 corresponde a 180° , tal como se muestra en la Figura 5.

Con el manejo de \emptyset se puede controlar el valor de la potencia en amplitud y dirección, además es con la única modulación con la que se puede transferir la mayor capacidad de potencia en comparación con otras modulaciones. [6] [8] [9]

Como desventajas se pueden citar, el aumento de la corriente circulante, la cual es considerada como una corriente reactiva.

En la Figura 5 se puede observar que en la primera zona donde existe corriente circulante, tenemos un voltaje instantáneo sobre la bobina ($v_{AB1}-v_{AB2}$) positivo y al tener una corriente negativa el resultado será una potencia instantánea negativa. De manera porcentual se puede apreciar en la Figura 6, el aumento de la potencia reactiva (Q_R) en función del ángulo de desfase externo \emptyset (en [10][10] se ha normalizado y se ha denominado como ϕ/π). Además, en la Figura 6 se muestran las limitaciones para obtener ZVS (conmutación suave). [10]

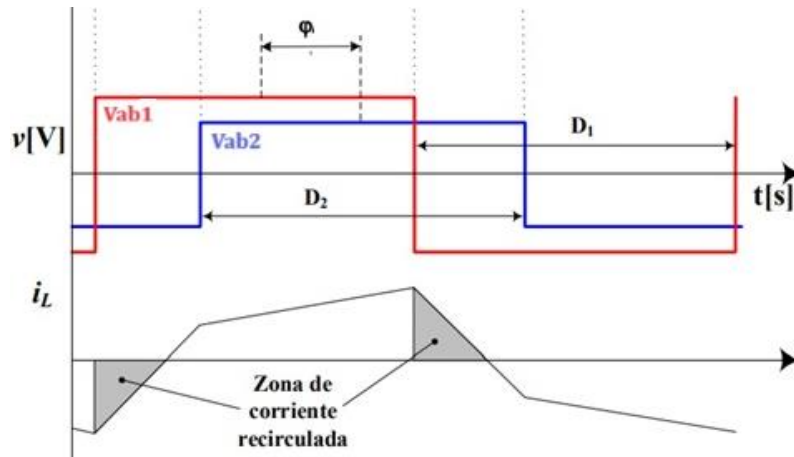


Figura 5 Corriente recirculada SPS¹

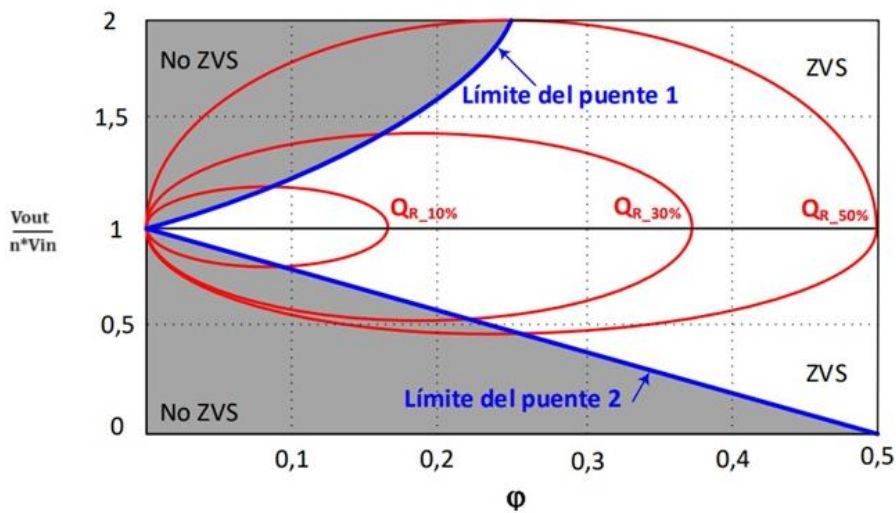


Figura 6 Límites de ZVS en el convertidor DAB con la modulación SPS²

La expresión de potencia para este tipo de modulación se presenta a continuación [11]:

$$P_{in} = \frac{V_{in} V_{out} T}{n L_k} d(1 - d) \quad (1)$$

Donde:

$d = \frac{\phi}{\pi}$, es el ángulo de desfase normalizado, es decir que para $d=1$ se tendrá un desfase de 180° .

T , es la mitad del periodo de conmutación T_{sw}

n , es la relación de transformación del transformador

Las formas de onda características para este tipo de modulación se aprecian en la Figura 7, donde se presentan las señales de disparo de los 8 MOSFETs, los voltajes de salida de cada uno de los puentes y la corriente sobre el inductor.

¹ Referencia tomada de [10]

² Referencia tomada de [10]

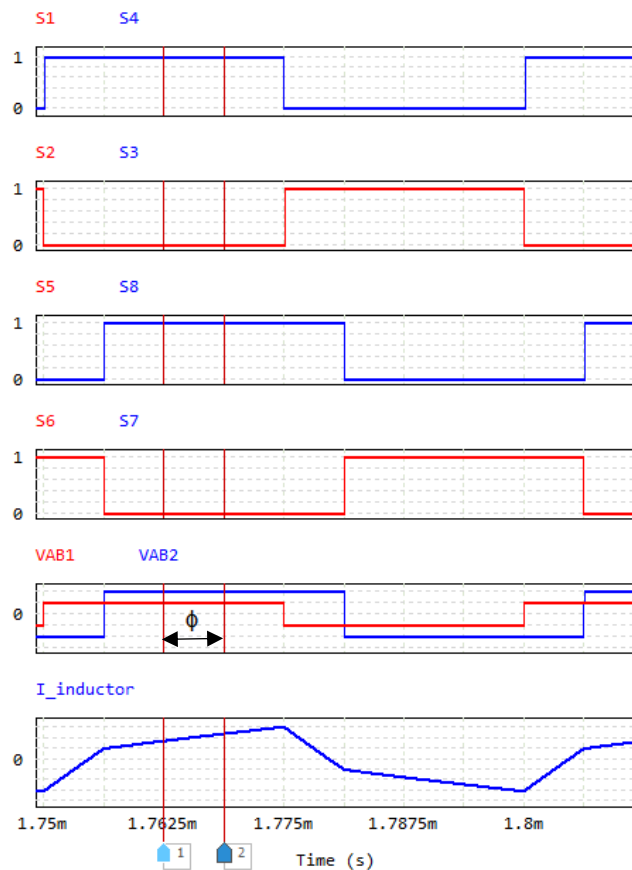


Figura 7 Formas de Onda Modulación SPS³

1.4.2.4 Optimal Phase Shift (OPS).

A diferencia del SPS, el principio básico de este tipo de modulación se centra en añadir un grado de libertad adicional, al ajustar el ángulo de desfase interno del puente primario y el ángulo de desfase externo ϕ , mientras que el desfase interno del puente secundario se mantiene constante, obteniéndose una señal cuadrada.[1]

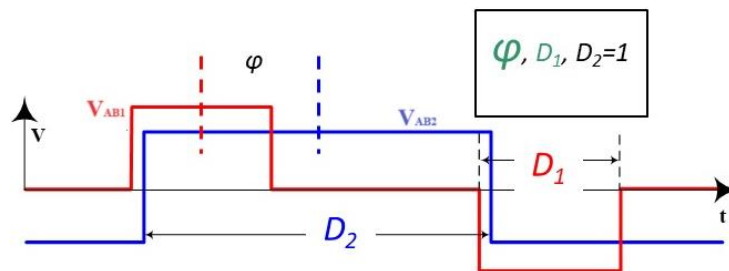


Figura 8 Formas de onda de cada puente activo⁴

La expresión para calcular la potencia de entrada cuando se aplica esta técnica de modulación se presenta en [12] y [13]:

³ Referencia tomada de [25]

⁴ Referencia tomada de [24]

$$P_{in} = \frac{V_{in}V_{out}T}{nL_k} \left[\varphi \cdot (1 - \varphi) - \frac{(1 - D_1)^2}{4} \right] \quad (2)$$

Donde:

φ , es el desfase entre puentes normalizado.

D_1 , es el tiempo en alto normalizado del voltaje de salida del puente primario.

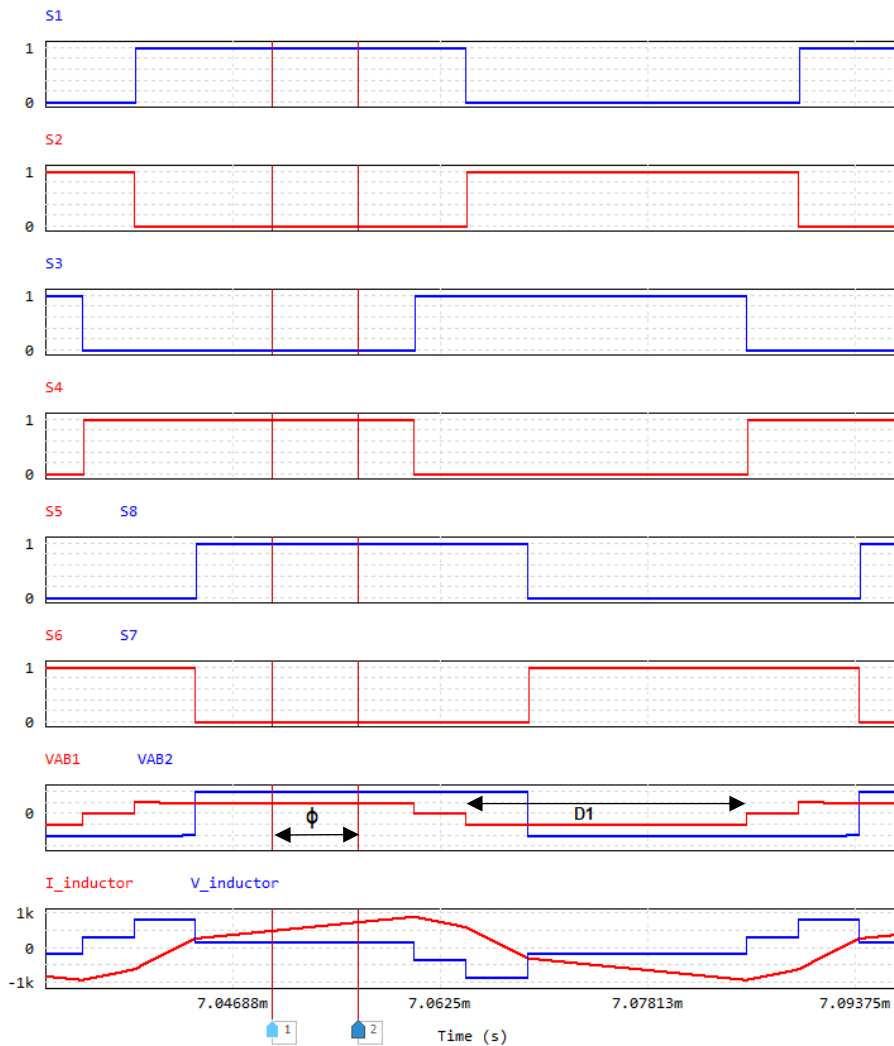


Figura 9 Formas de onda modulación OPS ⁵

1.4.2.5 Triple phase shift (TPS).

Este tipo de modulación consiste en desfasar las señales de disparo de cada puente interno y adicionalmente las señales entre puentes, mejorando el rendimiento del convertidor y reduciendo la corriente eficaz que atraviesa la bobina.

⁵ Referencia tomada de [26]

La complejidad que presenta este tipo de modulación es el número de parámetros que se manejan.

Las formas de onda características de la modulación TPS se muestra en la Figura 10 Formas de onda modulación TPS, donde D1 corresponde al desfase interno del primer puente, D2 es el desfase interno del segundo puente y ϕ es el desfase externo entre puentes.

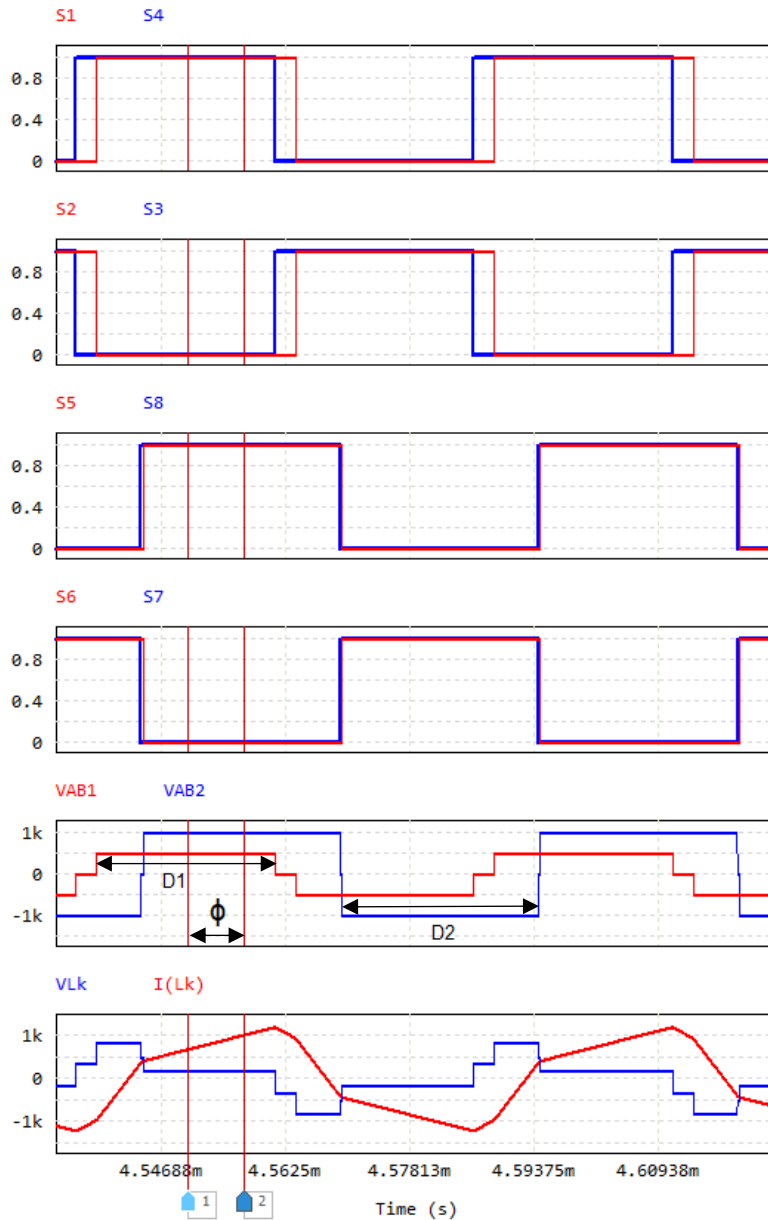


Figura 10 Formas de onda modulación TPS⁶

Mediante el perfil de corriente que depende de los parámetros del convertidor y de los parámetros de control (desfases internos y externo) se pueden definir los siguientes modos de conmutación: [10]

⁶ Referencia tomada de [25]

Caso I: $V_{ab1} \geq V_{ab2}$ y $D_1 > D_2$

Caso II: $V_{ab1} \geq V_{ab2}$ y $D_1 \leq D_2$

Caso III: $V_{ab1} < V_{ab2}$ y $D_1 > D_2$

Caso IV: $V_{ab1} < V_{ab2}$ y $D_1 \leq D_2$

En [14] el autor llega a la conclusión que existe una equivalencia para desfases positivos y negativos de acuerdo con el análisis realizado, eso quiere decir que existiría un total de ocho casos de estudio. De forma adicional se encontró equivalencias entre los Casos I y IV, así como entre los Casos II y III, estas equivalencias se demuestran reemplazando V_{ab1} por V_{ab2} y D_1 por D_2 respectivamente, permitiendo simplificar los casos de estudio en el Caso I y II para desfases positivos.

Se debe tomar en cuenta los límites entre los modos de conmutación:

Modo de conmutación	Caso I	Caso II
SM_1	$0 < \varphi \leq \left(\frac{D_1 - D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$0 < \varphi \leq \left(\frac{D_2 - D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_2	$\left(\frac{D_1 - D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(\frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$\left(\frac{D_2 - D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(\frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_2^*	$\left(\frac{D_1 - D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$\left(\frac{D_2 - D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_3	$\left(\frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$\left(\frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_3^*	$\left(1 - \frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(\frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$\left(1 - \frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(\frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_4	$\left(1 - \frac{D_1 + D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_1 - D_2}{2}\right) \cdot \pi$	$\left(1 - \frac{D_2 + D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi \leq \left(1 - \frac{D_2 - D_1}{2}\right) \cdot \pi$
SM_5	$\left(1 - \frac{D_1 - D_2}{2}\right) \cdot \pi < \varphi < \pi$	$\left(1 - \frac{D_2 - D_1}{2}\right) \cdot \pi < \varphi < \pi$

Figura 11 Caso I y Caso II: Límites de conmutación ⁷

La potencia media de salida del convertidor para el Caso I y Caso II tenemos la siguiente tabla:

⁷ Referencia tomada de [10]

SM_i	<i>Caso I</i>	<i>Caso II</i>
SM_1	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_2 \cdot (\varphi/\pi)}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_1 \cdot (\varphi/\pi)}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$
SM_2 SM_2^*	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[\frac{\varphi}{\pi} \cdot (D_1 + D_2 - \frac{\varphi}{\pi}) - \frac{(D_1 - D_2)^2}{4} \right]$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[\frac{\varphi}{\pi} \cdot (D_1 + D_2 - \frac{\varphi}{\pi}) - \frac{(D_1 - D_2)^2}{4} \right]$
SM_3	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_1 \cdot D_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_1 \cdot D_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$
SM_3^*	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[\frac{\varphi}{\pi} \cdot (1 - \frac{\varphi}{\pi}) - \frac{(D_1 - 1)^2 + (D_2 - 1)^2}{4} \right]$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[\frac{\varphi}{\pi} \cdot (1 - \frac{\varphi}{\pi}) - \frac{(D_1 - 1)^2 + (D_2 - 1)^2}{4} \right]$
SM_4	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[(1 - \frac{\varphi}{\pi}) \cdot (D_1 + D_2 + \frac{\varphi}{\pi} - 1) - \frac{(D_1 - D_2)^2}{4} \right]$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{4 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \left[(1 - \frac{\varphi}{\pi}) \cdot (D_1 + D_2 + \frac{\varphi}{\pi} - 1) - \frac{(D_1 - D_2)^2}{4} \right]$
SM_5	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_2 \cdot (1 - \varphi/\pi)}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$	$P = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot D_1 \cdot (1 - \varphi/\pi)}{2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n}$

Figura 12 Potencia de salida para el Caso I y Caso II ⁸

1.4.3 Software de simulación

Hoy en día es fundamental contar con una herramienta de simulación que permita el estudio de los circuitos, parte importante dentro del proceso de diseño de un sistema electrónico.

Existe una gran variedad de simuladores disponibles, con distintos paquetes de diseño y módulos que es importante considerar para realizar una comparativa y para escoger al programa con las mejores prestaciones para nuestra aplicación.

El objetivo se centra en comparar dos simuladores y para eso se han tomado las siguientes consideraciones:

Tabla 1 Comparación de simuladores

PARÁMETRO	SIMULINK - MATLAB	PSIM
Construcción del modelo	Complejo	Simple
Demostración Gráfica	Requiere una interfaz adicional, pero con grandes características	Directo, con menos características
Funcionalidad	Multifuncional	Menos funcional
Flujo y extracción de Datos	Difícil	Fácil
Tiempo de simulación	Largo tiempo	Menos tiempo
Potencial de investigación	Gran potencial	Menor potencial

Debido a que PSIM posee un módulo térmico que permite ingresar datos de semiconductores reales se optó por escoger este último.

⁸ Referencia tomada de [10]

Este software es desarrollado por PowerSim, utilizado para realizar el modelamiento y simulación de circuitos electrónicos con el cual se pueden explorar soluciones específicas en distintas áreas como:

- Accionamientos de motor.
- Fuentes de alimentación.
- Convertidores multinivel.
- Dispositivos no ideales.
- Almacenamiento y generación.

PSIM posee módulos complementarios que aumentan las herramientas en el entorno de simulación, herramientas de diseño, implementación y simulación

1.4.3.1 Uso del software PSIM para estudios térmicos

Dentro de las herramientas de simulación se encuentra el Módulo Térmico que permite calcular pérdidas de conmutación y conducción en semiconductores, así como pérdidas del núcleo y devanado de los inductores manteniendo la velocidad de simulación.

Se puede utilizar el módulo térmico para analizar diferentes condiciones de funcionamiento y comparar dispositivos de diferentes fabricantes. Además, el Editor de base de datos de dispositivos (PcdEditor) proporciona una forma fácil de agregar nuevos dispositivos y administrarlos. [1].

1.4.3.2 Detalle del uso de módulo térmico

Para escoger el componente del módulo térmico de un MOSFET nos ubicamos en la barra de opciones (Elements→Power→Thermal Module→MOSFET).

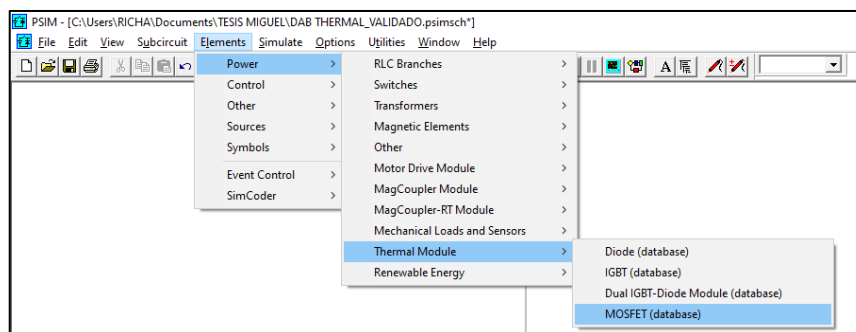


Figura 13 Escogimiento del módulo térmico para el elemento MOSFET

Al dar doble clic en el elemento aparece la ventana MOSFET(database) y al seleccionar el Device aparece la ventana Search for Device en la cual podremos escoger diferentes tipos de MOSFET desde una base de datos.

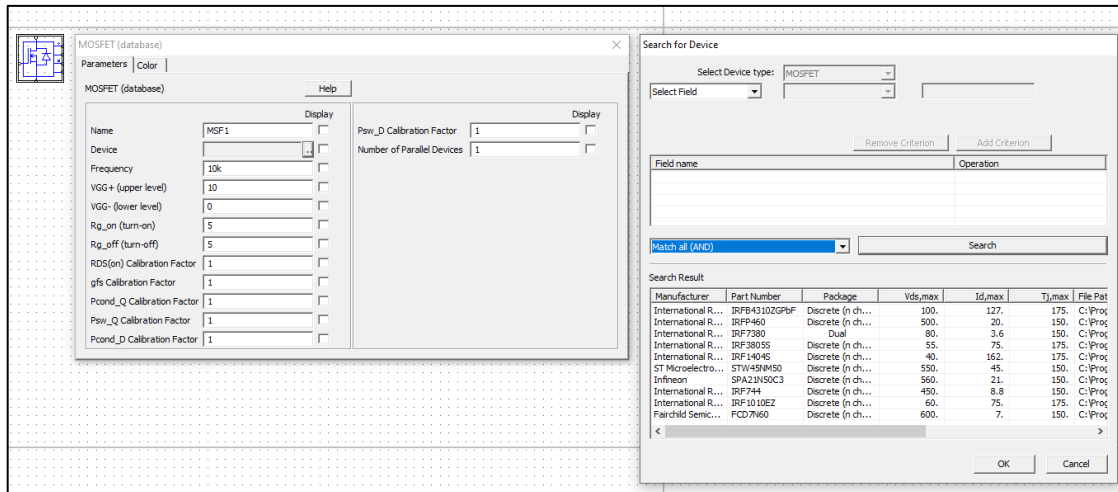


Figura 14 Base de datos de elementos reales (MOSFET)

Si no se encuentra el elemento requerido es posible añadir nuevos dispositivos en la barra de opciones (Utilities→Device Database Editor), hasta ingresar a la ventana PcdEditor.

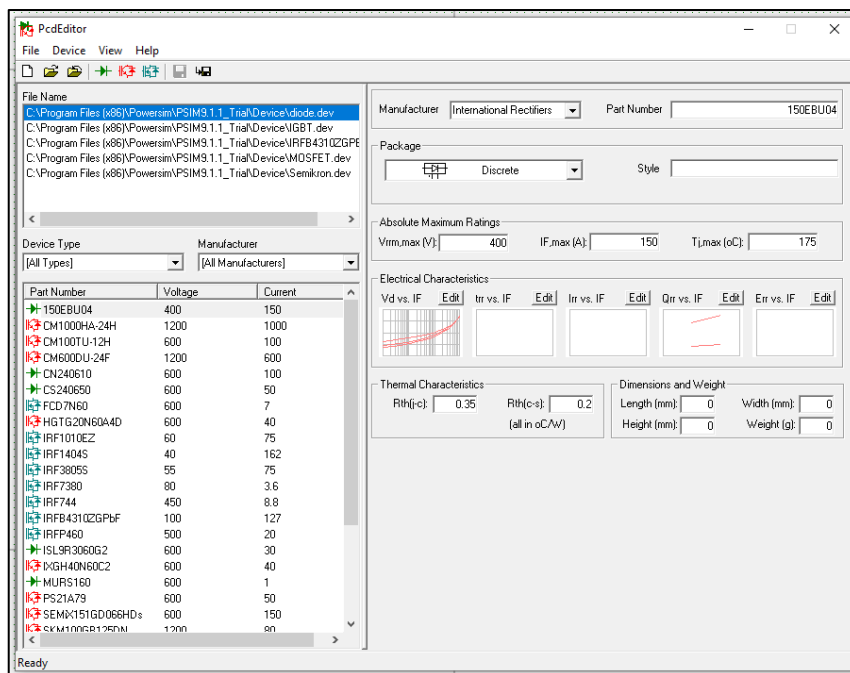


Figura 15 Inicio de PcdEditor

Los pasos para ingresar un nuevo elemento real MOSFET son los siguientes:

Dentro del cuadro FILE NAME seleccionamos "MOSFET.dev". Seleccionamos DEVICE y ubicamos NEW MOSFET

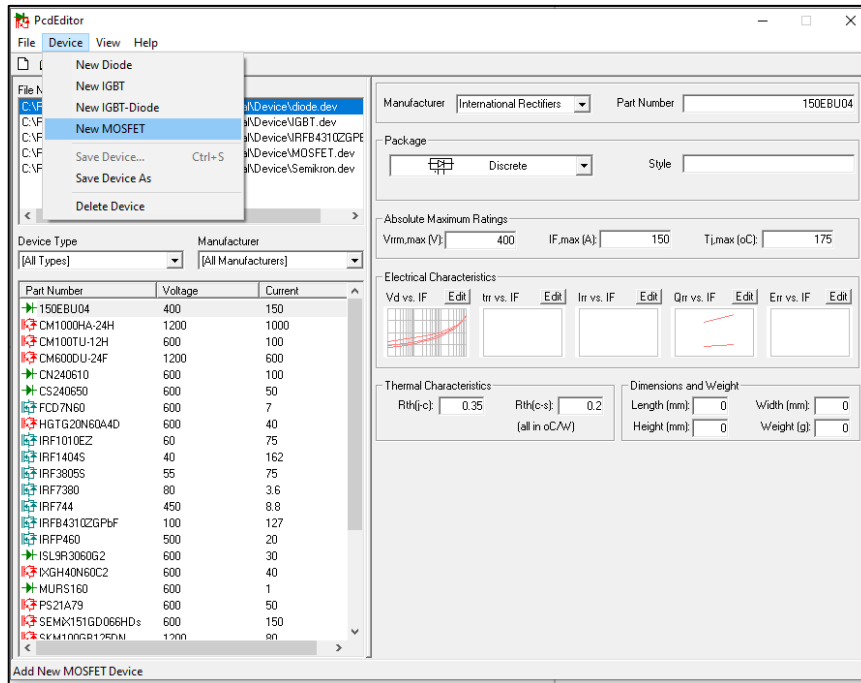


Figura 16 Ingresar nuevo MOSFET

Ingresamos la información solicitada desde la hoja de datos técnicos del dispositivo, como ejemplo utilizamos la información del IRFB4310ZGPbF

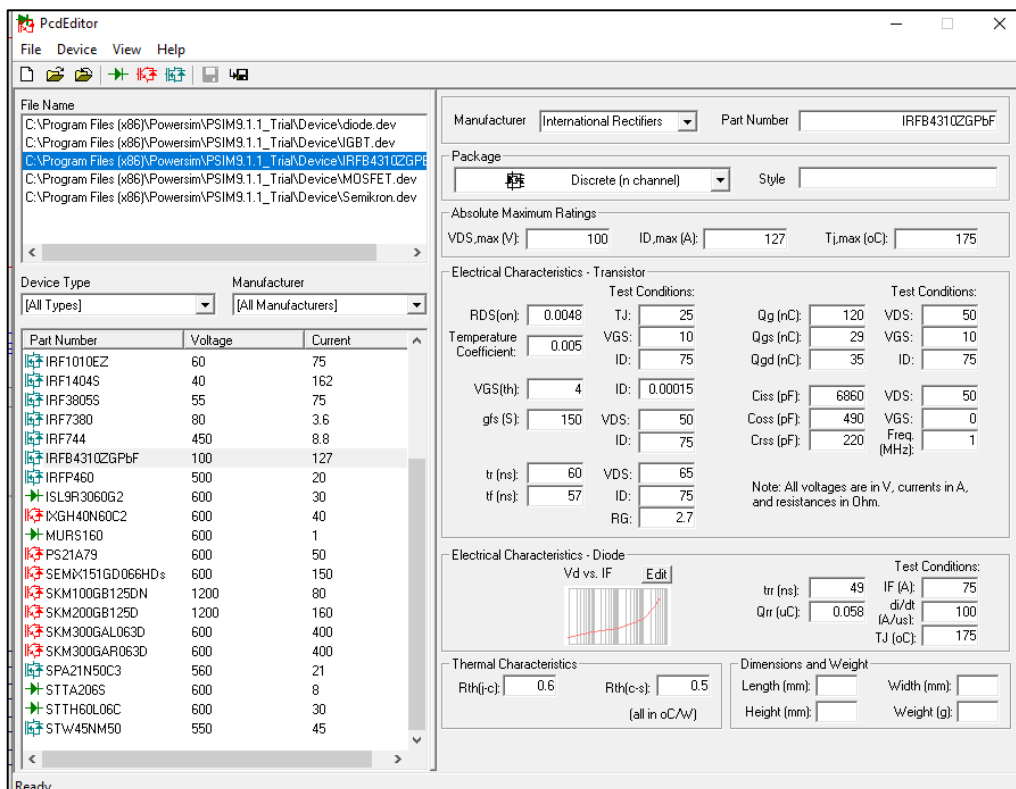


Figura 17 Ingresar de valores según Hoja de Datos Técnicos

Para ingresar de la curva de las características eléctricas del diodo ingresamos en EDITAR, ADD CURVE.

De la hoja de datos copiamos la curva correspondiente y damos click en siguiente paso (flecha celeste con dirección a la derecha), el gráfico se pegará automáticamente.

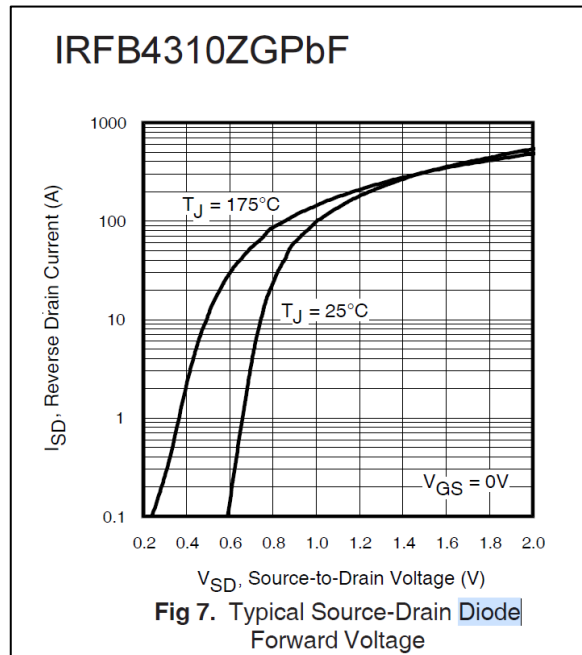


Figura 18 . Curva de referencia.

Seguimos las instrucciones para delimitar el gráfico en los ejes, colocar los puntos que se requieran para dibujar la curva correspondiente a la temperatura de juntura escogida.

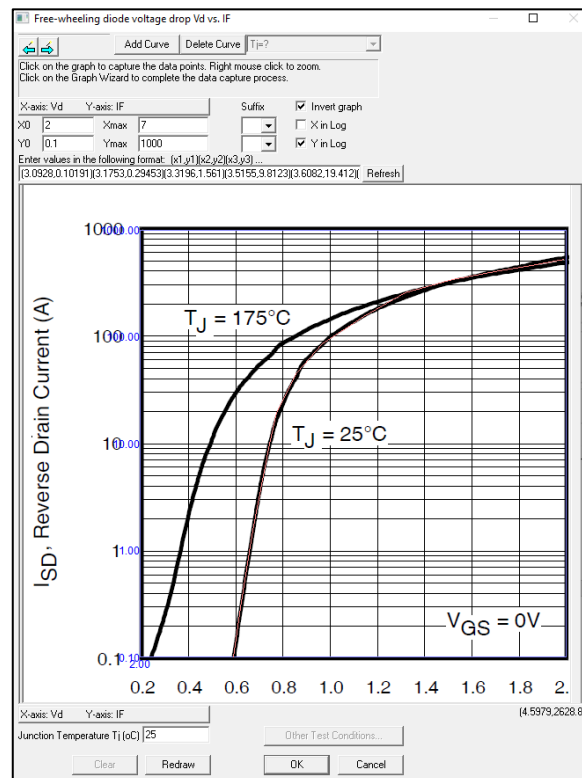


Figura 19 Delimitación del gráfico y dibujo de la curva respectiva a la Temperatura de juntura

Se escogerá la opción REDIBUJAR y presionamos en OK.

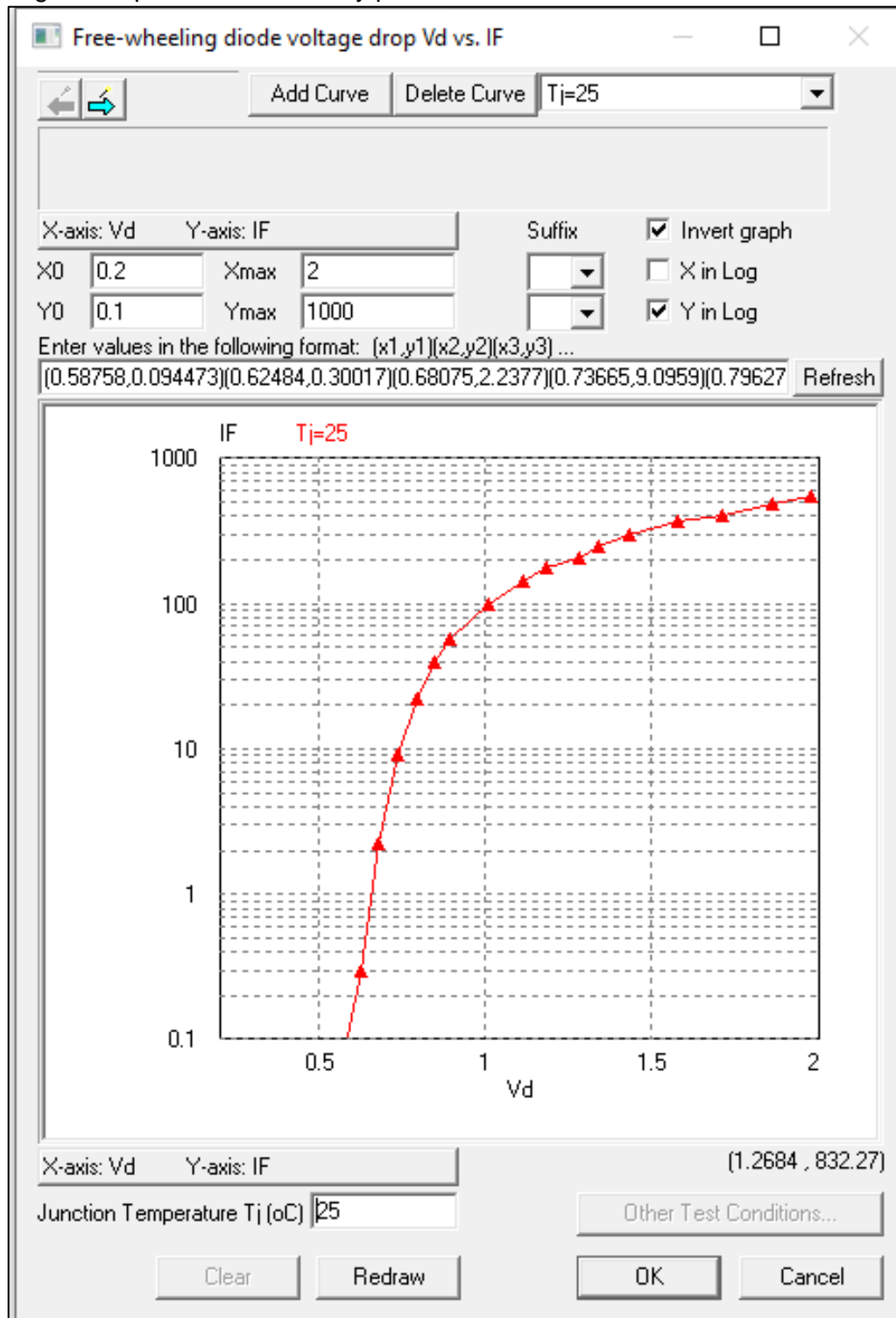


Figura 20 Curva ingresada.

Como último paso guardaremos los datos en SAVE.

2 METODOLOGÍA

En este apartado se describirá los métodos a seguir para realizar el dimensionamiento y simulación de un DAB, aplicar al menos una técnica para reducir la corriente circulante en el convertidor y realizar la simulación del sistema.

Con los resultados obtenidos se realizará un análisis comparativo tomando en cuenta el antes y después de aplicada la técnica de control.

La metodología aplicada será cuantitativa, con la cual podremos obtener datos medibles y comparables.

En el trabajo realizado se utilizó como instrumentos de recolección de información varios documentos técnicos detallados en la bibliografía.

2.1 Diseño de un convertidor DAB para una aplicación de alta potencia.

2.1.1 Descripción de la Aplicación escogida.

La aplicación escogida será un cargador de Nivel 3 (carga rápida) que coincide con un cargador externo (off-board) que será explicado en la sección 2.1.1.3

2.1.1.1 Vehículos eléctricos (VE)

Las fuentes de energía no renovables están disminuyendo rápidamente y los investigadores buscan diversas fuentes de energía renovables y estrategias constructivas de control para sustituirlas.[15]

La descarbonización del transporte por carretera, que abarca más del 15% de las emisiones de energía globales, depende de la tecnología de los vehículos eléctricos. La venta de VE, junto con una mayor autonomía, una mayor disponibilidad de modelos y un mejor rendimiento, ha generado un aumento significativo en la actualidad. Los automóviles eléctricos de pasajeros están ganando popularidad: estimamos que en 2023 serán el 18% de los automóviles nuevos vendidos.

Si se mantiene el incremento desarrollado en los últimos dos años, las emisiones de CO₂ de los automóviles podrán encaminarse para 2030 por una senda alineada con el Escenario de Emisiones Netas Cero para 2050 (NZE). Sin embargo, los vehículos eléctricos aún no son un fenómeno global. Las ventas en las economías en desarrollo y emergentes han sido lentas debido al precio de compra relativamente alto de un vehículo eléctrico y a las pocas infraestructuras disponibles de carga.[16]

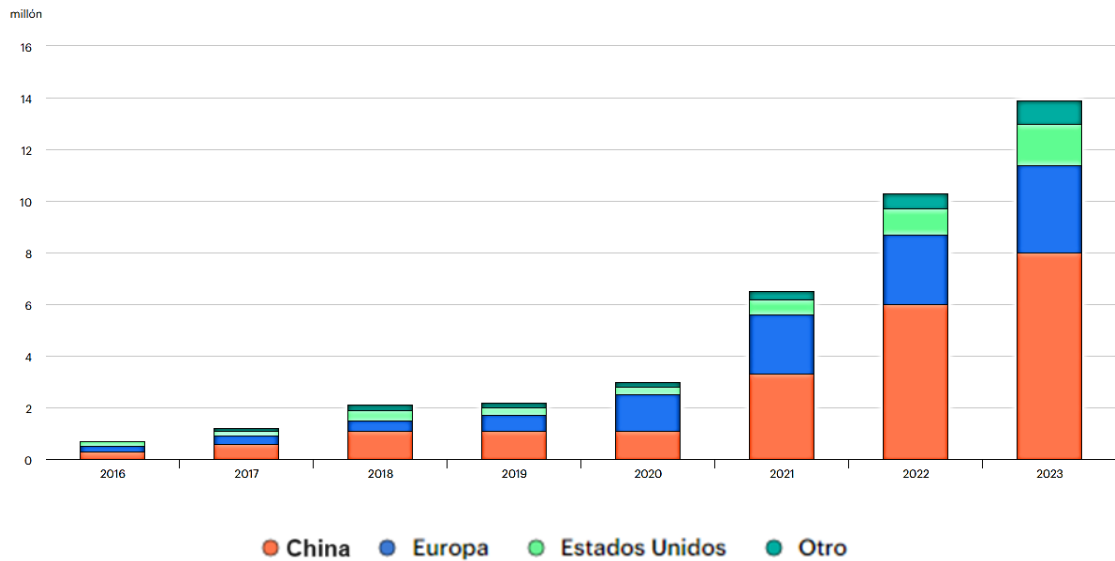


Figura 21 Venta de coches eléctricos, 2016-2023⁹

Para que los VE puedan estar a la par de sus homólogos de combustión interna se siguen estudiando diversas topologías de conexión y diseños de cargadores que han sido creados desde sus inicios en el siglo XIX, enfocándose en la eficiencia, potencia, autonomía, seguridad y tiempo de carga.

2.1.1.2 Tipos de VE.

Los vehículos eléctricos se dividen en tres categorías principales: eléctricos a batería (BEV), eléctricos híbridos enchufables (PHEV) y eléctricos con celdas de combustible de hidrógeno (FCEV).

2.1.1.2.1 A baterías.

Tiene gran presencia en el transporte público, no produce emisiones debido a que no posee tubo de escape y no necesita gasolina.

2.1.1.2.2 Híbrido enchufable.

Combinan el uso de un motor de combustión interna y un motor eléctrico y, mediante una fuente de alimentación externa se puede recargar las baterías.

2.1.1.2.3 Con celdas de combustible de hidrógeno

Posee poca presencia en el mercado, las baterías se recargan con gas de hidrógeno almacenado en tanques.

2.1.1.3 Cargadores a bordo (OBC) y externos.

De acuerdo al fabricante se elige el diseño de una u otra topología en función de la velocidad de carga, la autonomía, el peso del vehículo e incluso la compatibilidad hardware, no solo por la ubicación de la etapa de potencia.

En general, los cargadores externos son más convenientes para vehículos que requieren una carga rápida y eficiente en áreas con infraestructura de carga adecuada, mientras que

⁹ Referencia tomada de [27]

los cargadores a bordo son más convenientes para vehículos que requieren mayor flexibilidad y comodidad. Es importante señalar que ambas tecnologías tienen diferentes niveles de voltaje y potencia, por lo general, los cargadores externos pueden funcionar con niveles de voltaje y potencia más altos debido a que brindan mayores garantías de seguridad que los cargadores a bordo.

2.1.1.4 Modos de carga.

La regulación de los niveles de carga, así como las condiciones de conexión y servicio de las estaciones, depende de estándares propios de los sistemas eléctricos y energéticos siendo la norma IEC 61851 [17] “Sistemas de carga para vehículos eléctricos” el estándar que establece los principales requisitos de diseño de estas infraestructuras en términos de la seguridad, la interoperabilidad, la eficiencia y el rendimiento junto con la norma IEC 62196-2 [18], que deriva de la primera y que proporciona una descripción general del proceso de carga y de los requisitos mecánicos y eléctricos del sistema de conexión. En líneas generales, estos estándares definen los tipos de conectores y protocolos de comunicación que deben emplearse para una carga fiable y segura de un vehículo eléctrico.[19]

El Nivel de carga depende la potencia que posee la red y la capacidad inicial y final de la energía almacenada por la batería. El tiempo de recarga menorará dependiendo de la potencia disponible de la red.

Los niveles de recarga en función de la potencia demandada de la red eléctrica son: [6]

Nivel de carga 1 (carga lenta), se lo puede realizar en los hogares de manera particular mediante de un conector convencional y como fuente un sistema en corriente alterna monofásico 120/230V según el país, manejando corrientes de 12A a 16A.

Nivel de Carga 2 (carga semi-rápida) permite conexiones monofásicas y trifásicas, durante la carga se puede operar con corrientes de 12A a 80A.

Nivel de carga 3 (carga rápida) es la de mayor eficiencia, utiliza corriente continua y requiere una mayor potencia de la red.

En la Tabla 2 se presenta un resumen de los niveles de carga mencionados que incluye características adicionales como potencia típica de manejo, tiempos aproximados de carga y clases de conectores asociados a cada nivel.

Tabla 2 Niveles de carga según la potencia ¹⁰.

Nivel de Carga	Ubicación del cargador	Uso Típico	Potencia Típica	Tiempo de Carga	Tipo de Conector
Nivel 1	A bordo	Hogar	2 kW	4-11 horas	SAE J1772
Nivel 2	A bordo	Público	20kW	1-4 horas	SAE J1772
Nivel 3	A bordo	DC rápido	100kW	Menor a 30 minutos	CHAdeMO / CCS COMBO 2

2.1.1.4.1 Tipos de conectores para la recarga

Existe un estándar para los conectores utilizados para la infraestructura de recarga.

¹⁰ Referencia tomada de [28]

- EEC 7/4 tipo F (Schuko), usado en Europa, modalidad de carga lenta, apropiado para recargar bicicletas o motocicletas eléctricas, para conexión monofásica (fase, neutro y tierra), maneja corrientes menores a 16 amperios.
- SAE J1772 fabricado por Yazaki, conector tipo 1 incluido en la normativa IEC 62196-2 [18], equivalente al anterior (fase, neutro y tierra), de origen estadounidense, con la característica de poseer comunicación para detectar la conectividad entre el cargador y el vehículo eléctrico, permitiendo realizar cargas de nivel 1 y 2.
- VDE-AR-E 2623-2-2 (Mennekes), conector de origen alemán, según a la IEC 62196-2 [18] se lo designa como conector tipo 2, De acuerdo al estándar IEC 61851 [17] este conector permite realizar cargas en el modo 2 y 3, usado en Europa con un modelo similar al SEA J1772 con la diferencia que este permite la recarga trifásica y la recarga lenta.
- SCAME, en un conector en descontinuado y reemplazado por el conector tipo 2 pero aún incluido en el estándar IEC 62196-2 [18] como conector 3.
- CHAdeMO, conector tipo 4 de acuerdo a la normativa IEC 62196-2 [18], diseñado por TEPCO (Tokio Electric Power Company), específico para la recarga en corriente continua, modo 4 (carga ultra rápida) y nivel 3.
- COMBO (CCS), es una adaptación del SAE J1772 y del Mennekes que incluyen dos hilos en corriente continua para habilitar los modos de recarga de 2 a 4.



Figura 22 Conectores de recarga de vehículo eléctrico. (a) Schuko. (b) SAE J1772. (c) Mennekes. (d) Scame. (e) CHAdeMO. (f) COMBO ¹¹

2.1.2 Dimensionamiento de los elementos de potencia

De acuerdo la información desarrollada en el apartado 2.1.1 y basándonos en los datos del fabricante de estaciones de carga de la empresa HWISEL, con el modelo de cargador

¹¹ Referencia tomada de [29]

rápido DC HWISEL EV (VEHÍCULO ELÉCTRICO), NIVEL 3, 80kW [20], se ha decidido tomar en cuenta los siguientes parámetros para el diseño de nuestro convertidor.

Tabla 3 Especificaciones para diseño del convertidor

Especificaciones para el diseño	Valor
V_{in}	500 V
$V_{in max}$	625 V
$V_{in mín}$	357.14 V
V_o	1000 V
λ_T	50 %
Potencia	100 kW
f_{sw}	20 kHz
Rango de delta	$0 \leq d \leq 0.5$

2.1.3 MOSFET

La selección del MOSFET se realizará tomando la peor condición cuando el convertidor transfiera la máxima potencia, tomando en cuenta [9], esta condición se da en la modulación SPS con un desfase de 0.5.

En la Figura 23 se muestran la corriente rms que atraviesan por los MOSFET, S1 del puente primario 80.52 A y S2 del puente secundario 39.74 A, así como el voltaje que soporta el MOSFET S1 del puente primario 500 V y S2 del puente secundario 1000 V como se aprecia en el detalle de la Figura 24.

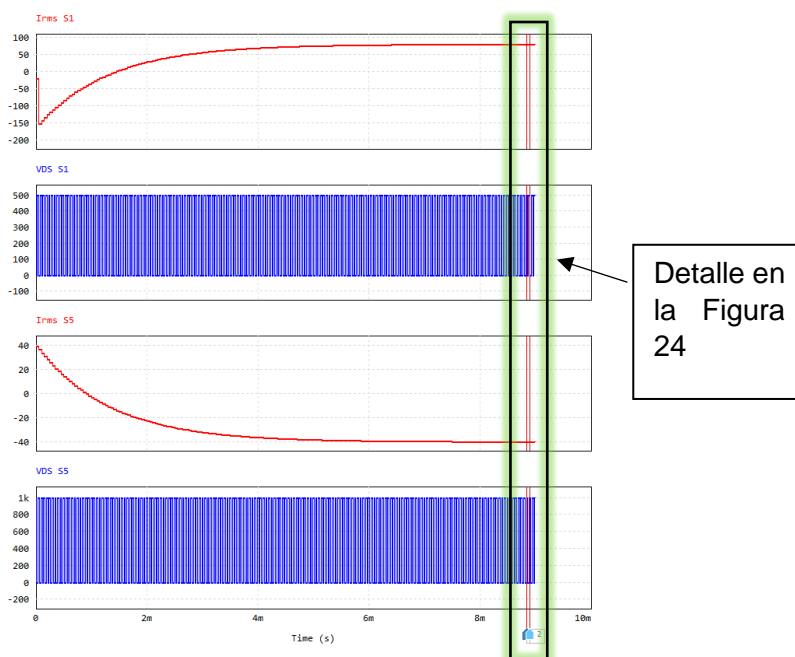


Figura 23 Corrientes Irms y Voltajes en los MOSFET de los puentes primario y secundario.

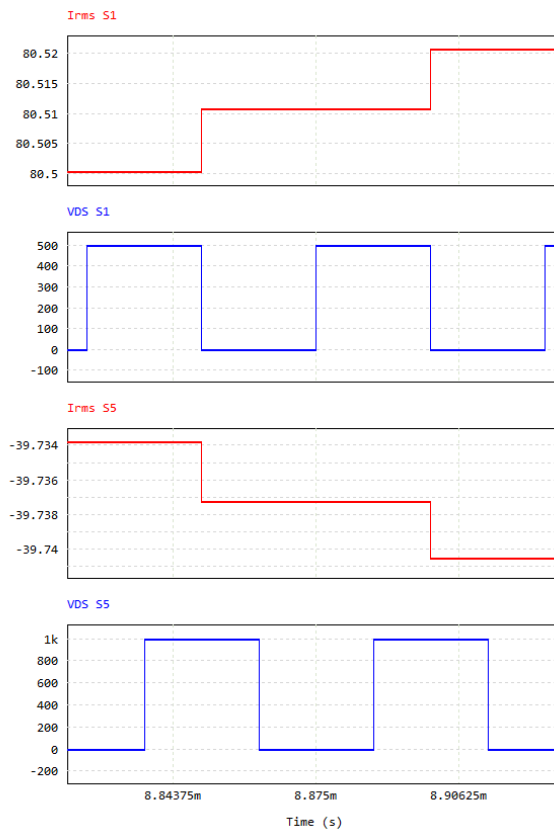


Figura 24 Detalle de Corrientes I_{rms} y Voltajes en los MOSFET de los puentes primario y secundario.

El dispositivo que se escogerá, tomando en cuenta los parámetros para el diseño, los valores de la simulación ideal y un rango de seguridad, es el MOSFET IMW120R007M1H de Infineon [21]. El MOSFET escogido tiene dentro de su campo de aplicación carga de vehículos eléctricos y sus características principales se muestran en la Figura 25.

2 MOSFET

Table 2 Maximum rated values

Parameter	Symbol	Note or test condition	Values	Unit	
Drain-source voltage	V_{DS}	$T_{vj} \geq 25^\circ\text{C}$	1200	V	
Continuous DC drain current for $R_{\theta(j-c,max)}$, limited by $T_{vj(max)}$	$I_{D(C)}$	$V_{GS} = 18\text{ V}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	225	A
			$T_c = 100^\circ\text{C}$	168	
Peak drain current, t_p limited by $T_{vj(max)}$	I_{DM}	$V_{GS} = 18\text{ V}$	504	A	
Gate-source voltage, max. transient voltage ¹⁾	V_{GS}	$t_p \leq 0.5\ \mu\text{s}$, $D < 0.001$	-10/23	V	
Gate-source voltage, max. static voltage	V_{GS}		-7/20	V	
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D = 35\text{ A}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$, $L = 1\text{ mH}$	638	mJ	
Avalanche energy, repetitive	E_{AR}	$I_D = 35\text{ A}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$, $L = 5.2\ \mu\text{H}$	3.2	mJ	
MOSFET dv/dt robustness	dv/dt	$V_{DS} = 0 \dots 800\text{ V}$	150	V/ns	
Power dissipation, limited by $T_{vj(max)}$	P_{tot}		$T_c = 25^\circ\text{C}$	750	W
			$T_c = 100^\circ\text{C}$	375	

Figura 25 Características máximas del MOSFET IMW120R007M1H¹²

¹² Referencia tomada de [21]

2.1.4 Dimensionamiento del Convertidor DAB

2.1.4.1 Determinación de Relación de transformación del convertidor

La elección de un transformador con una relación de transformación que obtenga $M=1$ en condiciones nominales es una condición de diseño adecuada, lo que permite obtener ZVS idealmente en todo el rango de funcionamiento, esto se explicará con más detalle en la sección 2.1.4.2, es por esto que, al contar con valores de voltaje de entrada y salida, la relación de transformación ideal será determinada de acuerdo a (3) para asegurar condición ZVS en todo el rango [22]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in} N_{ps}} \approx M \quad (3)$$

$$N_{ps} \approx 2 \quad (4)$$

Como se puede observar la condición antes mencionada contempla un voltaje de salida constante, sin embargo, en la mayoría de aplicaciones esto no siempre ocurre, con lo cual para hacer un análisis más general, en el presente trabajo se escogerá una relación de transformación $N_{ps} = 3$

2.1.4.2 Selección del rango de operación

Las restricciones que delimitan las condiciones para ZVS se detallan para los puentes de entrada y salida, se ha seguido la metodología planteada en [8] y de acuerdo a esta metodología se tiene (5):

Tomando en cuenta los valores máximos y mínimos voltaje de entrada podemos calcular los valores de $M_{mínimo}$ y $M_{máximo}$

$$M_{mín,máx} = \frac{V_{out}}{V_{in,out} N_{ps}} \quad (5)$$

$$M_{mín} = 0.8 \quad (6)$$

$$M_{máx} = 1.4 \quad (7)$$

Se planea manejar un valor de porcentaje de corriente reactiva (λ_T) menor al 50%, el cruce de esta curva con los valores de $M_{mín}$ y $M_{máx}$ fija los límites del desfase entre los puentes que pueden llegar a tener, el valor máximo de este desfase se lo obtiene con el valor de $M_{máx}$ y es de:

$$d_{m\acute{a}x} P_{m\acute{a}x} = 0.4696 \quad (8)$$

Para proceder a calcular el valor de k , tomamos la fórmula

$$M = d(1 - d)k = \frac{d(1 - d)TR}{n^2 L_k} \quad (9)$$

$$k = 5.6208 \quad (10)$$

Para hallar el valor de $d_{m\acute{i}n} P_{m\acute{a}x}$ utilizamos el valor de $M_{m\acute{i}n}$ y k .

$$d_{m\acute{i}n} P_{m\acute{a}x} = 0.1719 \quad (11)$$

El ciclo de trabajo estará delimitado $0.1719 \leq d \leq 0.4696$

En la Figura 26 (magenta), cuando M es igual a 1, el convertidor posee ZVS en todo el rango de d , considerado para condiciones nominales o ideales. Para valores de $M \neq 1$ (morado) ZVS se pierde para potencias bajas tanto en el puente secundario como en el puente primario, estas zonas están delimitadas con las curvas en verde. En la Figura 26 (rojo), representa la corriente reactiva en la entrada y salida como se muestra en la ecuación (12) [8]:

$$\begin{aligned} \lambda_t &= \lambda_{out} + \lambda_{in} \quad (12) \\ &= \frac{(2d - 1 + M)^2}{8d(1 - d)(1 + M)} + \frac{[(2d - 1)M + 1]^2}{8d(1 - d)(1 + M)M} \end{aligned}$$

En la Figura 26 (celeste) se incluyó la curva de k que se origina de la ecuación (9), misma que posee todos los parámetros de diseño.

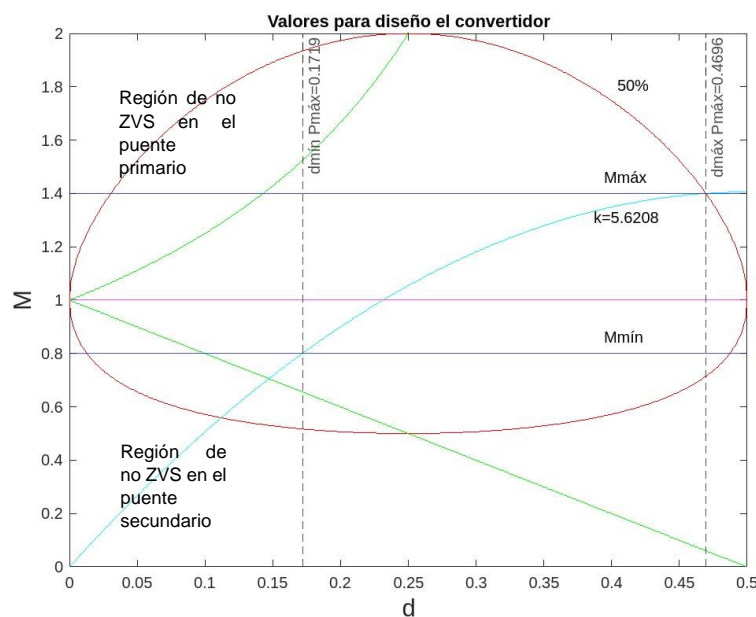


Figura 26 Curvas de diseño del convertidor

El convertidor debe tener la capacidad de entregar una potencia de $P = 80\text{kW}$, siguiendo la metodología propuesta en [11], utilizamos (14). El punto de potencia máxima se da en valor de $d_{max} = 0.5$ y se debe tomar en cuenta (13), el periodo del convertidor es igual a la mitad del periodo de switcheo [11]:

$$T = \frac{T_{sw}}{2} \quad (13)$$

$$L_k = \frac{V_{in}V_{out}T}{nP_{m\acute{a}x}} d_{max}(1 - d_{max}) \quad (14)$$

$$L_k = 13.021 \mu\text{H} \quad (15)$$

La representación de la curva de potencia en función de d se aprecia la Figura 27, donde se puede observar que para una misma potencia se puede tener 2 valores de d , uno menor a 0.5 y el segundo mayor a 0.5, la potencia máxima se alcanza con un d igual a 0.5, se trabajará con un rango de valores de $0 \leq d \leq 0.5$.

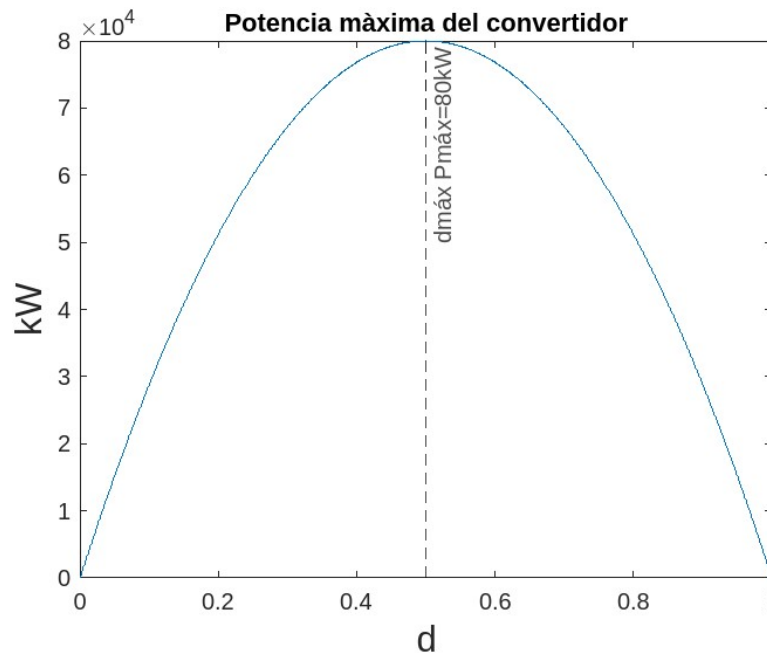


Figura 27 Potencia máxima del convertidor

2.2 Simulación del convertidor DAB

En este capítulo se desarrollarán las simulaciones obtenidas a través del software PSIM para 3 tipos de modulaciones Single Phase Shift (SPS), Optimal Phase Shift (OPS) y Triple Phase Shift (TPS), buscando como resultados el reducir la corriente circulante y realizar el análisis térmico de los MOSFET.

2.2.1 Implementación mediante simulación del convertidor

El propósito de este apartado es simular cada uno de los componentes del circuito tomando en cuenta la mayor cantidad de parámetros posibles, para que los resultados obtenidos sean fiables y lo más apegados a la realidad.

2.2.1.1 Descripción de la implementación de potencia

Para la implementación de esta etapa, se usaron los dispositivos que posee el software PSIM en sus librerías.

Para los MOSFET debemos tomar en cuenta que se debe realizar un análisis térmico por lo que el tipo dispositivo escogido se encuentra en la sección Módulos Térmicos dentro de la sección de Potencia.

Debido a que este MOSFET no se encuentra dentro de la base de datos de PSIM, se realizó en ingreso de las características del mismo de acuerdo a su hoja de datos técnicos [21] para posibilitar su simulación como se explica en el apartado 1.4.3.2., en la Figura 28 podemos apreciar los datos característicos del MOSFET escogido como valores máximos absolutos por ejemplo: $V_{DS,max} = 1200V$, $I_{D,max} = 225 A$, $T_{j,max} = 175^{\circ}C$.

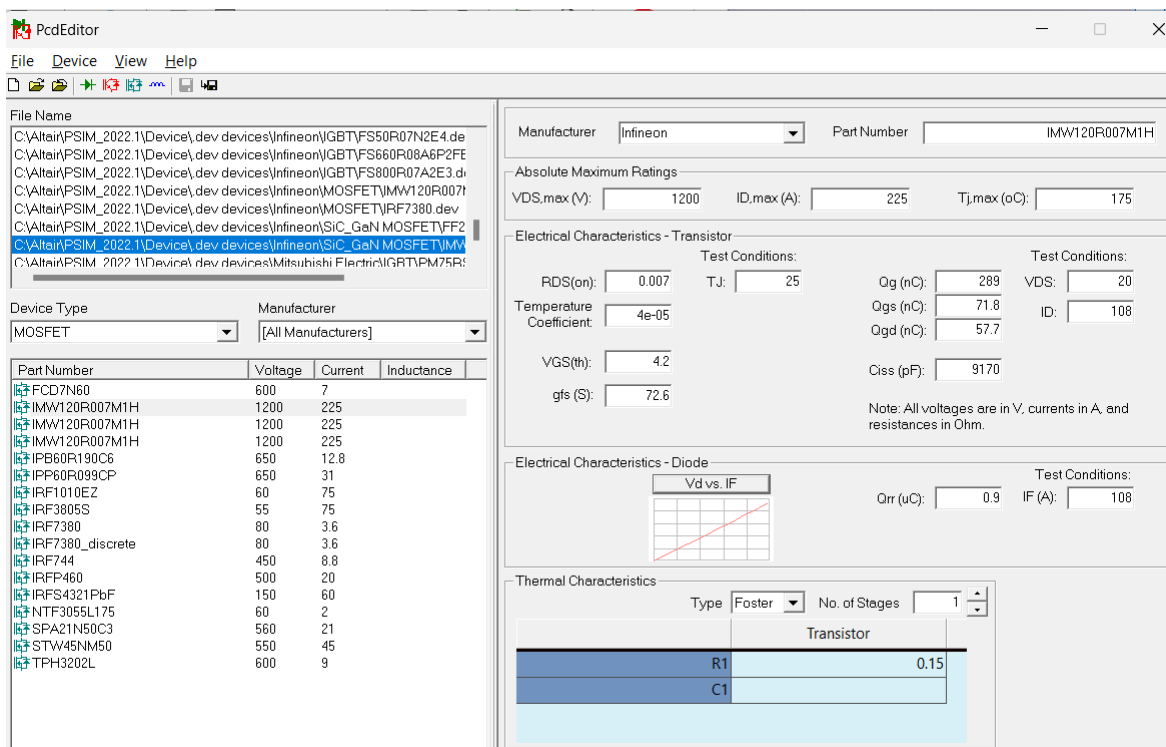


Figura 28 Datos del MOSFET IMW120R007M1H ingresado en la base de datos de PSIM

Dentro del apartado Características eléctricas del transistor ingresamos los datos de las condiciones de ensayo dadas por el fabricante. Para las características del diodo hacemos uso de la Figura 29 y los datos de prueba del fabricante.

Se escogió la modelación Foster para las características térmicas, el valor de R1 se refiere a la resistencia térmica $R_{th(jc)}$ dada en el datasheet.

Typical reverse drain current as function of reverse drain voltage, V_{GS} as parameter

$I_{SD} = f(V_{SD})$

$T_{vj} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $t_p = 20\text{ }\mu\text{s}$

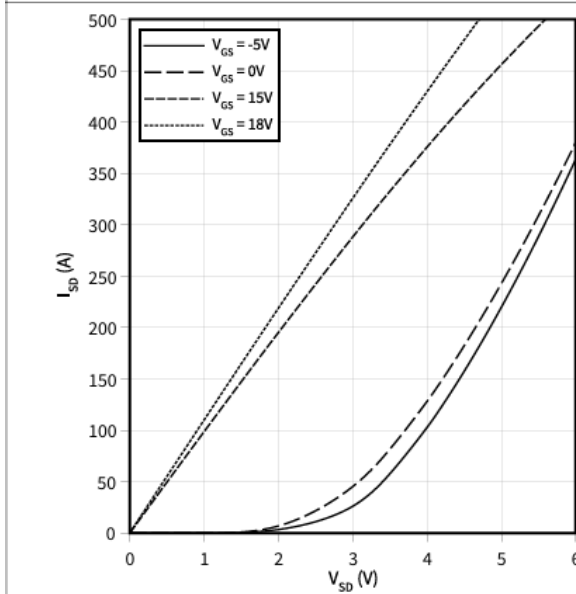


Figura 29 Curva típica de corriente de drenaje en función del voltaje de drenaje inverso ¹³

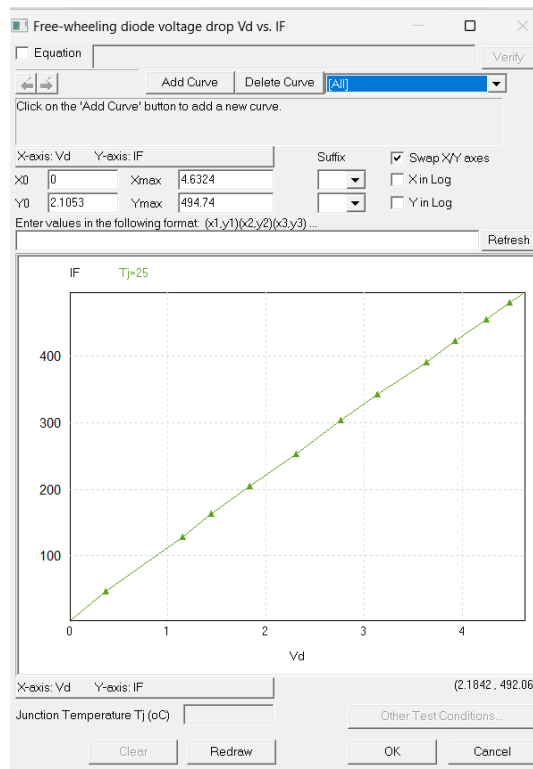


Figura 30 Curva del MOSFET IMW120R007M1H de la Figura 29 ingresada en PSIM ($V_{GS} = 18V$)

¹³ Referencia tomada de [21]

En la Figura 31 se puede observar la topología del convertidor a ser usada, la disposición de los Mosfet tanto en el puente primario como en el puente secundario y sus respectivas señales de disparo asignadas con los valores calculados en la modelación del apartado 0

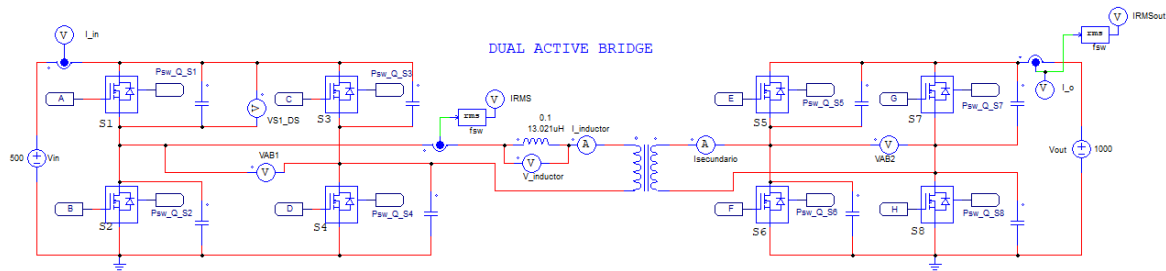


Figura 31 Esquema Puente Dual Activo

2.2.1.2 Descripción de la simulación del modulador

El modulador simulado se presenta a continuación:

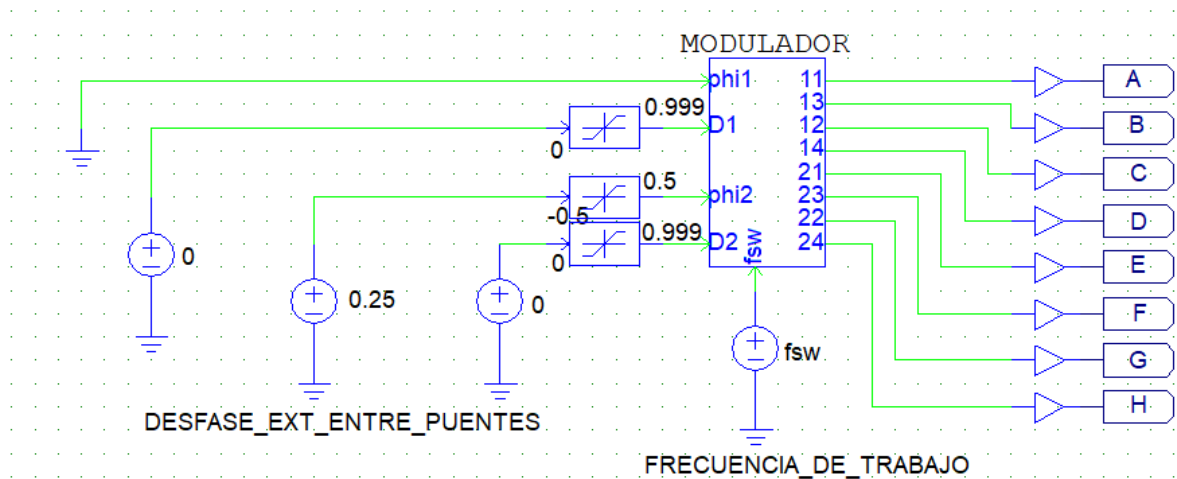


Figura 32 Circuito Modulador

Donde:

- Phi1, representa el desfase del voltaje del puente del primario, se tomará como cero dado que será la referencia.
- Phi2, representa el desfase del voltaje del puente del secundario. El rango de operación será de -0.5 a 0.5 representando una variación de -90 a 90°.
- D1 es el tiempo en alto del voltaje de salida del puente del primario. El rango de variación será de 0 a 0.999 representando una variación de 0 a aproximadamente 180°
- D2 es el tiempo en alto del voltaje de salida del puente del secundario. El rango de variación será de 0 a 0.999 representando una variación de 0 a aproximadamente 180°

El bloque simulado del modulador se describe a continuación:

- Sincronización: esta etapa permite la sincronización de las señales de ambos puentes, se simula con el esquema de la siguiente figura:

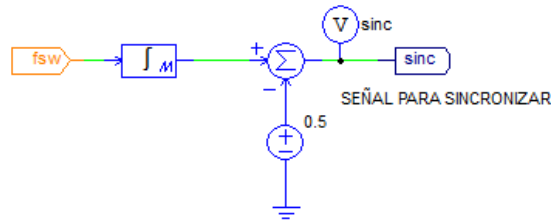


Figura 33 Circuito de sincronización

El integrador permite obtener una señal tipo diente de sierra con una frecuencia igual a la mitad de la frecuencia de conmutación, se incluye un restador para que la señal tenga un rango de -0.5 a 0.5.

En la siguiente figura se muestra el subcircuito para los disparos del puente del primario:

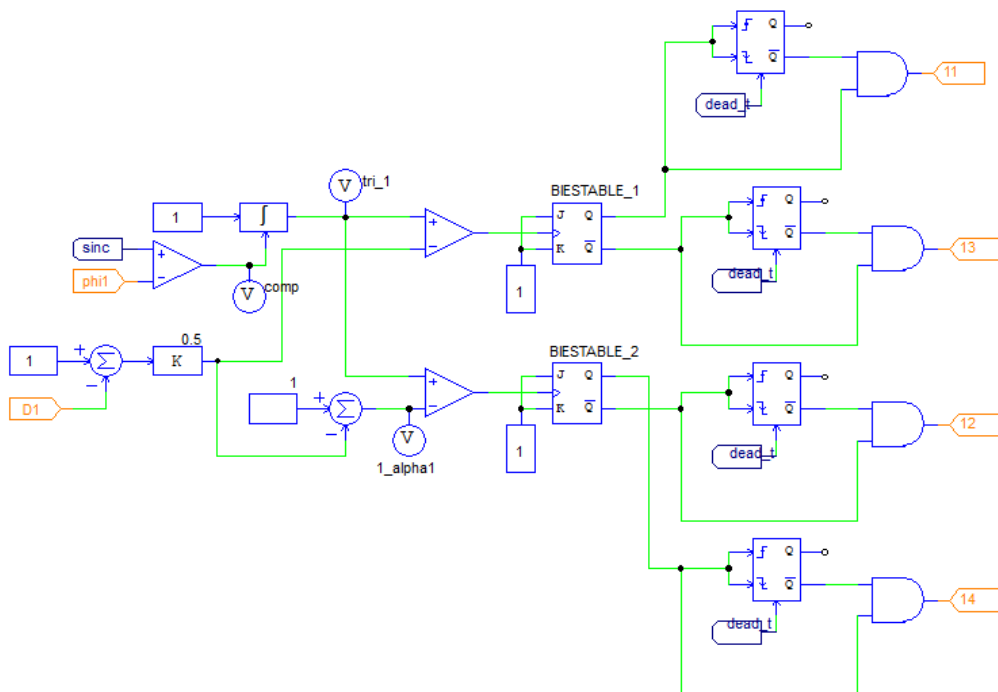


Figura 34 Subcircuito disparos puente primario

Se utilizan comparadores para obtener señales cuadradas desfasadas, las cuales activaran biestables tipo JK.

Se han añadido a las señales de disparo los tiempos muertos mediante biestables. El resultado son las señales que permitirán el control de los semiconductores S1 (A), S2 (B) y S3 (C) y S4 (D). En la siguiente figura se muestran las principales señales del modulador del puente del primario:

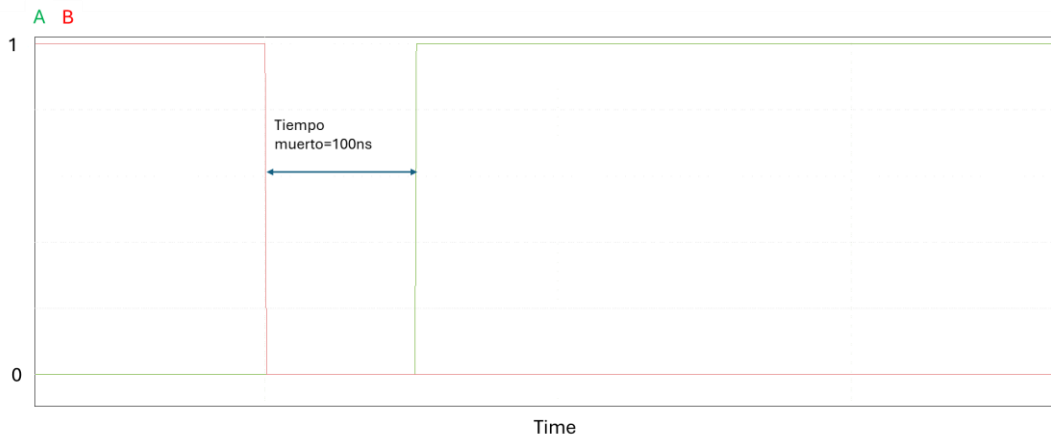


Figura 35 Tiempo muerto entre señales del mismo ramal

En la Figura 36 se pueden observar las señales de disparo A y C así como las formas de ondas de los voltajes de salida VAB1 y VAB2. También se muestra las variables D1, D2 y phi2 (ϕ).

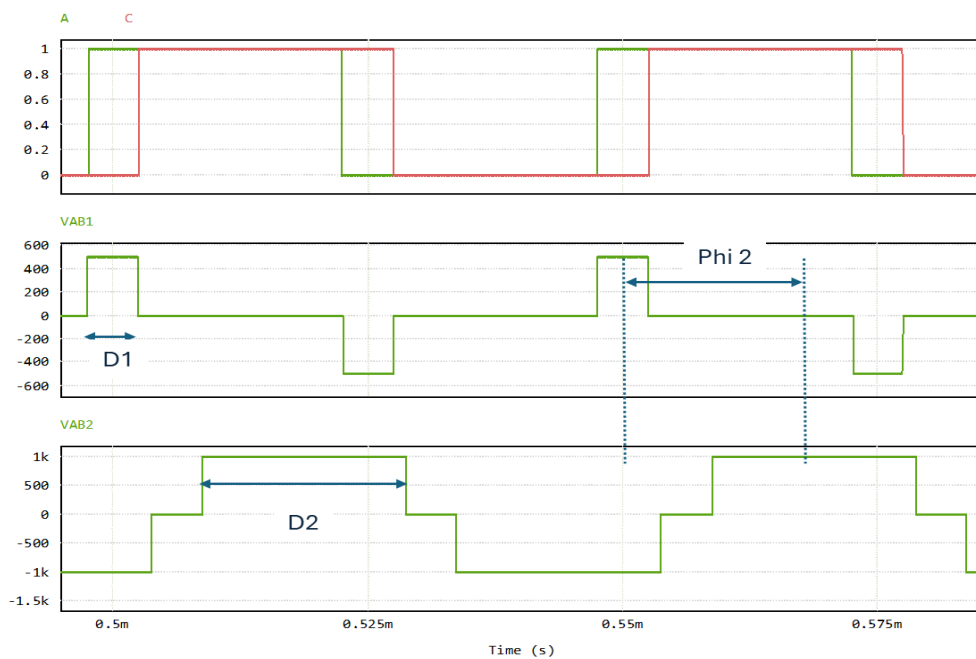


Figura 36 Formas de onda modulador

2.2.1.2.1 Descripción Modulación Single Phase Shift (SPS)

Para la implementación de la modulación SPS, se utilizan ondas cuadradas con ciclo de trabajo del 50%, en este tipo de modulación únicamente controlamos el ángulo de desfase entre las señales de voltaje de V_{AB1} y V_{AB2} correspondiente a ϕ , a través de este desfase podemos modificar el voltaje aplicado al inductor. A continuación, se presentan las formas de onda obtenidas

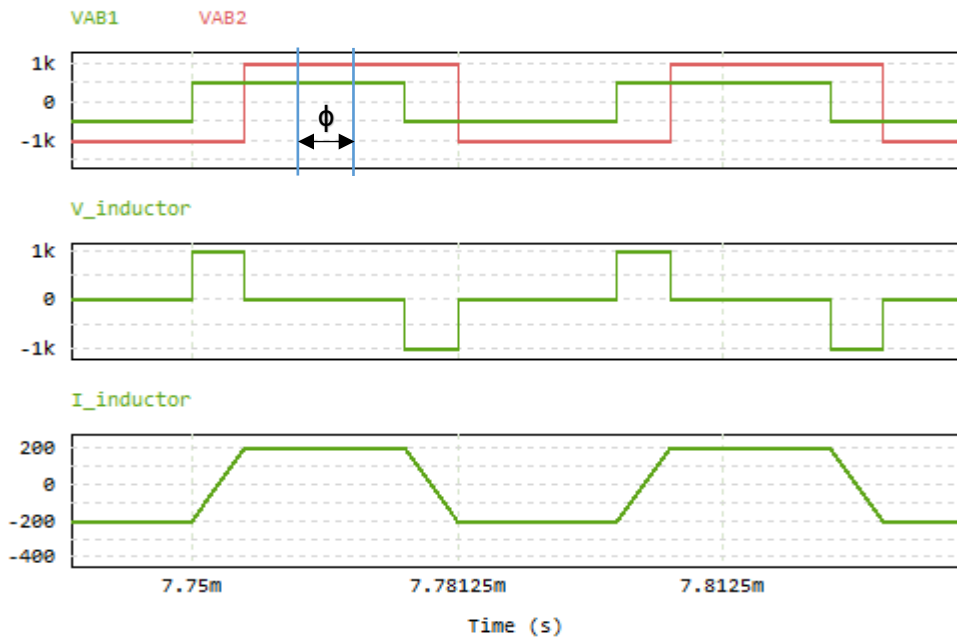


Figura 37 Formas de onda de la modulación SPS para un desfase 0.25

2.2.1.2.2 Descripción Modulación Optimal Phase Shift (OPS)

En este caso de modulación se tiene dos grados de libertad, la amplitud del voltaje del puente del primario (D_1) y un desfase entre puentes (ϕ), finalmente se mantiene la amplitud del voltaje del puente del secundario de $D_2 = 1$, manteniéndose una relación de trabajo del 50% en las ondas cuadradas.

La Figura 38 presenta las formas de onda aplicando la Modulación Optimal Phase Shift, con el desfase entre V_{AB1} y V_{AB2} , así como el voltaje presentado en el inductor y su corriente.

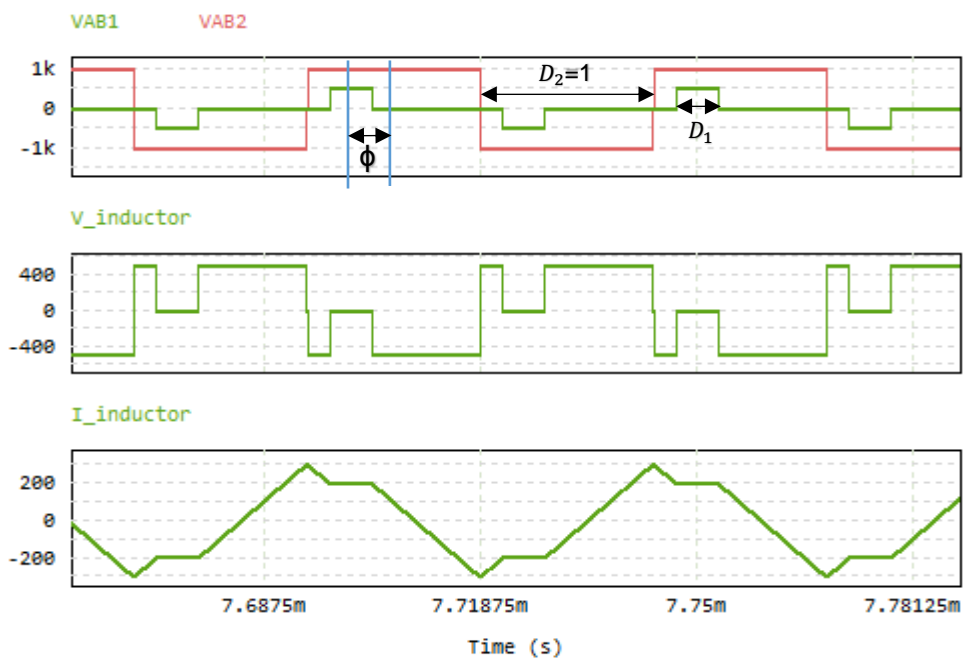


Figura 38 Modulador Optimal Phase Shift con desfase $D_1=0.25$, $D_2=1$ y $\phi=0.25$

2.2.1.2.3 Descripción Modulación Triple Phase Shift (TPS)

Manteniendo la relación del 50% en las ondas cuadradas y utilizando el mismo modulador, podemos variar tanto las amplitudes de los voltajes de cada puente, así como el ángulo de desfase entre ellos ϕ . En la Figura 39 se observan las formas de onda características para este tipo de modulación.

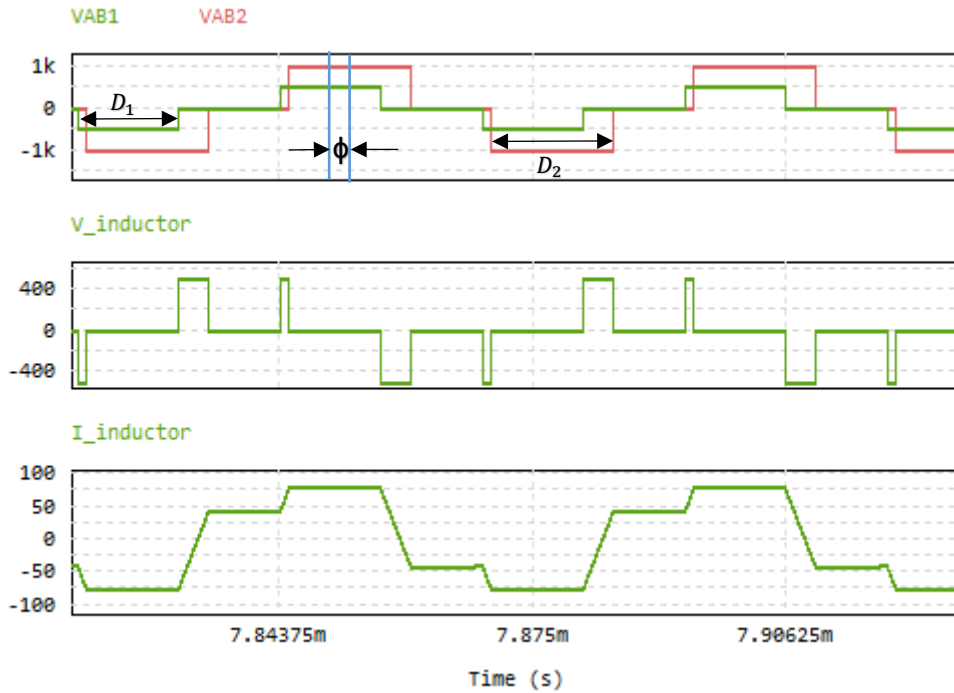


Figura 39 Formas de onda de la modulación TPS para un desfase $D_1=0.5$, $D_2=0.1$ y $\phi=0.6$

2.2.1.3 Descripción de la estrategia de control

En la revisión bibliográfica ([9] y [23]) se presenta el estudio para obtener la trayectoria que implique la mínima corriente RMS en todo el rango de operación del DAB considerando las variables D_2 , D_1 y ϕ , el resultado se muestra en la siguiente figura:

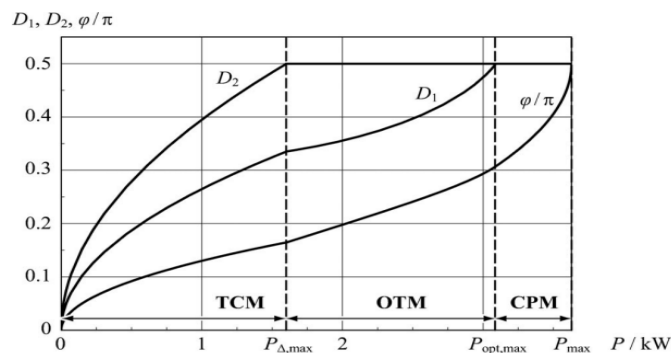


Figura 40 Parámetros de control óptimos $D_{1,opt}$, $D_{2,opt}$ y ϕ_{opt} que minimizan la corriente eficaz del inductor. ¹⁴

¹⁴ Referencia tomada de [9]

De acuerdo, a la Figura 40 en principio se aplicará la modulación TPS aplicando los parámetros óptimos de $D_{1,opt}$, $D_{2,opt}$, y ϕ_{opt} , se continuará con la modulación OPS, sus parámetros óptimos $D_{1,opt}$ y ϕ_{opt} , $D_2 = 1$ y para obtener la máxima potencia con la mínima corriente RMS que se alcanza únicamente con la modulación SPS utilizamos ϕ_{opt} .

La trayectoria de mínima corriente está compuesta por tres tramos AB, BC Y CD como se indica en la Figura 41.

En el tramo AB se aplica la modulación TPS y se analiza para bajas potencias, el tramo BC se modula mediante OPS y el nivel analizado de potencia es de nivel medio, por último, el tramo CD para análisis de altas potencias es modulado mediante SPS, de esta forma se logra analizar todo el rango de potencia de salida del convertidor DAB. [10]

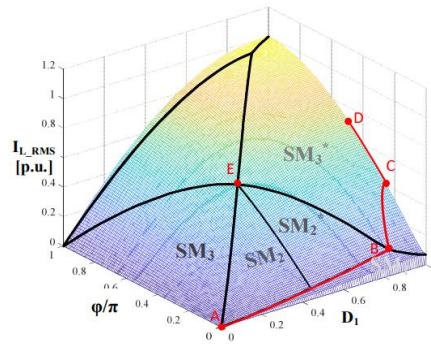


Figura 41 Trayectoria para obtener la mínima corriente RMS. ¹⁵

En la Figura 42 se puede destacar el valor del desfase ϕ , el ancho de V_{AB1} determinado por D_1 , así como la Potencia y la corriente IRMS en cada uno de los puntos de la trayectoria A, B, C y D.

Punto	ϕ/π	D_1	P_2	$I_{L,RMS}$
A	0	0	0	0
B	$\frac{1-d}{2}$	d	$\frac{V_1^2 \cdot d^2 \cdot (1-d)}{4 \cdot L \cdot f_{sw}}$	$\left(\frac{V_1^2 \cdot d^2 \cdot (1-d)^2}{12 \cdot L^2 \cdot f_{sw}^2}\right)^{\frac{1}{2}}$
C	$\frac{d-1+\sqrt{1-d^2}}{2 \cdot d}$	1	$\frac{V_1^2 \cdot \sqrt{1-d^2} \cdot (1-\sqrt{1-d^2})}{4 \cdot L \cdot d \cdot f_{sw} \cdot n}$	$\left(\frac{V_1^2}{48 \cdot L^2 \cdot d^2 \cdot f_{sw}^2} \cdot (4 \cdot \sqrt{1-d^2} \cdot (d^2-1) - 5 \cdot d^2 + d^4 + 4)\right)^{\frac{1}{2}}$
D	0,5	1	$\frac{V_1^2 \cdot d}{8 \cdot L \cdot f_{sw}}$	$\left(\frac{V_1^2 \cdot (d^2+1)}{48 \cdot L^2 \cdot f_{sw}^2}\right)^{\frac{1}{2}}$
E	0,5	$\frac{d}{d+1}$	$\frac{V_1^2 \cdot d^2 \cdot (d+2)}{8 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot (d+1)^2}$	$\left(\frac{V_1^2 \cdot d^2 \cdot (d+2) \cdot (d^2+d+2)}{48 \cdot L^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot (d+1)^2}\right)^{\frac{1}{2}}$

$D_2 = \frac{D_1}{d}$

Figura 42 Referencia para la trayectoria de mínima corriente RMS y potencia máxima ¹⁶

¹⁵ Referencia tomada de [10]

¹⁶ Referencia tomada de [10]

Usando la metodología en [10], [23] y [24] para para calcular el valor eficaz obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$M = \frac{V_{out}}{nV_{in}} \quad (16)$$

En la Tabla 4, Tabla 5 y Tabla 6 se describen las expresiones para obtener la corriente RMS, corriente de salida y potencia de salida respectivamente para cada una de las modulaciones TPS, OPS y SPS de acuerdo al rango de ϕ .

Tabla 4 Corriente RMS en la bobina dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja

Rango de ϕ	$I_{lk,rms}$	Modulación que opera
$0 < \phi_B < \frac{1}{2} \cdot (1 - M)$	$\frac{V_{in}}{L_k \cdot f_{sw}} \cdot d \cdot \phi \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{\phi}{1 - M} \right)}$	TPS
$\frac{1}{2} \cdot (1 - M) < \phi_c$ $\frac{d - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \dots$	$\frac{V_{in}}{4L_k f_{sw}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} [-2D_1^3 + D_1^2(-6M\phi + 3M + 3) + D_1(12M\phi - 6M) - 8M\phi^3 + 12M\phi^2 - 6M\phi + M^2 + M]}$ $D_1 = \frac{2\phi}{M} + \left(1 - \frac{1}{M}\right) + 2 \cdot \sqrt{\phi^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{M^2}\right) - \phi \left(1 - \frac{1}{M} + \frac{1}{M^2}\right) + \left(\frac{2M^2 - 2M + 1}{4M^2}\right)}$	OPS
$\frac{d - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \phi_c < 0,5$	$\frac{V_{in}}{4 \cdot L_k \cdot f_{sw}} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} (-8M\phi^3 + 12M\phi^2 + M^2 - 2M + 1)}$	SPS

Tabla 5 Corriente de salida dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja

Rango de ϕ	I_{out}	Modulación que opera
$0 < \phi_B < \frac{1}{2} \cdot (1 - M)$	$\frac{V_{in}}{L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \frac{\phi^2}{M - 1}$	TPS
$\frac{1}{2} \cdot (1 - M) < \phi_c$ $\frac{M - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \dots$	$\frac{V_{in}}{4 \cdot L_k \cdot f_{sw} \cdot n \cdot M^2} \cdot \left(2D_1M^2 + \sqrt{D_1^3 \cdot (D_1 + D_1M^2 - 2M^2) - D_1^2 - D_1^2M^2}\right)$ $D_1 = \frac{2\phi}{M} + \left(1 - \frac{1}{M}\right) + 2 \cdot \sqrt{\phi^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{M^2}\right) - \phi \left(1 - \frac{1}{M} + \frac{1}{M^2}\right) + \left(\frac{2M^2 - 2M + 1}{4M^2}\right)}$	OPS
$\frac{M - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \phi_c < 0,5$	$\frac{V_{in}}{2 \cdot L_k \cdot f_{sw} \cdot n} [\phi_c \cdot (1 - \phi_c)]$	SPS

Tabla 6 Potencia de salida dependiente del rango de operación y el tipo de modulación que trabaja

Rango de ϕ	P_{out}	Modulación que opera
$0 < \phi_B < \frac{1}{2} \cdot (1 - M)$	$\frac{V_{in}V_{out}}{L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot \frac{\phi^2}{M - 1}$	TPS
$\frac{1}{2} \cdot (1 - M) < \phi_c$ $\frac{M - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \dots$	$\frac{V_{in}V_{out}}{4 \cdot L_k \cdot f_{sw} \cdot n \cdot M^2} \cdot \left(2D_1M^2 + \sqrt{D_1^3 \cdot (D_1 + D_1M^2 - 2M^2) - D_1^2 - D_1^2M^2}\right)$ $D_1 = \frac{2\phi}{M} + \left(1 - \frac{1}{M}\right) + 2 \cdot \sqrt{\phi^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{M^2}\right) - \phi \left(1 - \frac{1}{M} + \frac{1}{M^2}\right) + \left(\frac{2M^2 - 2M + 1}{4M^2}\right)}$	OPS
$\frac{M - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M} < \phi_c < 0,5$	$\frac{V_{in}V_{out}}{2 \cdot L_k \cdot f_{sw} \cdot n} [\phi_c \cdot (1 - \phi_c)]$	SPS

2.2.1.4 Descripción de la implementación para análisis térmico

A partir de la bibliografía [9] se tiene que la máxima potencia transmitida será para la modulación SPS operando a un desfase de 0.5. Es así que el cálculo del disipador se realizará para la disipación de potencia alcanzada por los MOSFET's a esta potencia. Para la simulación se ha considerado además una resistencia de 0.1 Ω , en serie a la inductancia, esta resistencia representa las pérdidas tanto en el inductor como en el transformador, el resultado se refleja en la Tabla 7.

Tabla 7 Datos para el análisis térmico.

phi	Pin (kW)	Pout (kW)	Perdidas(kW)	Ptotales_S1(W)	Ptotales_S5(W)
0,5	88,441	75,655	12,78	635.09	54,36

Se realizarán dos diseños de disipadores uno para los MOSFET's del puente del primario y otro para los disipadores del puente del secundario

El valor de Rth_jc (resistencia junta-encapsulado) es dada por el fabricante en la hoja de datos técnicos y es igual a 0.15 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. La potencia máxima que puede disipar cada MOSFET es de 750W y la temperatura de la junta máxima es de 175 $^{\circ}\text{C}$.

El circuito térmico equivalente por cada uno de los MOSFET's es el siguiente:

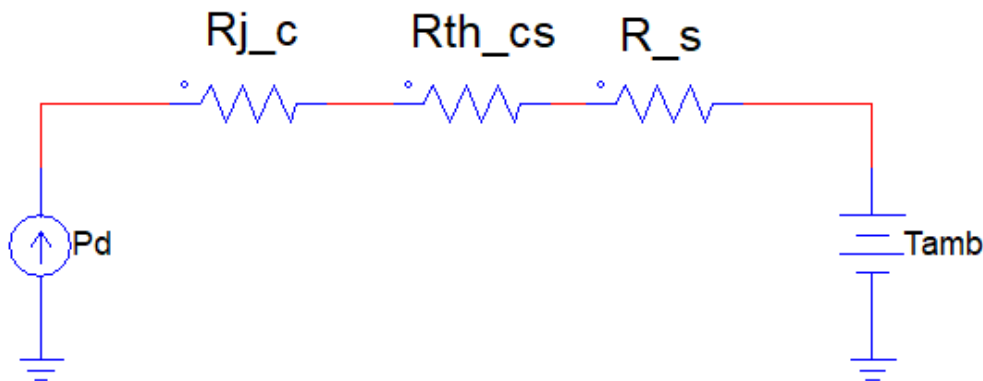


Figura 43 Circuito térmico equivalente

Donde Rth_cs y R_s corresponden a la resistencia encapsulado-disipador y a la resistencia del disipador respectivamente, a este circuito térmico equivalente se conecta una fuente de voltaje para simular la temperatura ambiente. En el caso de la Rth_cs se considera una resistencia de 0.06 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Se calcula la resistencia del disipador para los MOSFET del puente del lado del primario de acuerdo a:

$$R_{th(j-a)} \leq \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_{max}} \quad (17)$$

De donde:

$$R_{th(s)} \leq R_{th(j-a)} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}) \quad (18)$$

La resistencia junta-ambiente resulta ser: $R_{th(j-a)} = \frac{175-25}{635.9} = 0.2361$ y la resistencia del disipador tiene que ser menor a

$$R_{th(s)} \leq 0.2361 - (0.15 + 0.06) = 0.0261$$

Se va a trabajar con el disipador comercial Hi-CONTACT 6-PASS COLD PLATE que posee una resistencia térmica de 0.017°C/W (ANEXO 1).

En el caso del secundario, se tiene unas pérdidas de 54.36W con lo cual en el diseño se considera una resistencia R_{th_cs} habitual de 0.5°C/W y considerando la misma metodología se obtiene que la resistencia térmica debe ser menor que 2.1°C/W . Se trabajará con el disipador SPIRLED-8580 que posee una resistencia térmica de 1.8°C/W (ANEXO 2).

A continuación en la Figura 44 se presentan los circuitos térmicos diseñados para cada puente.

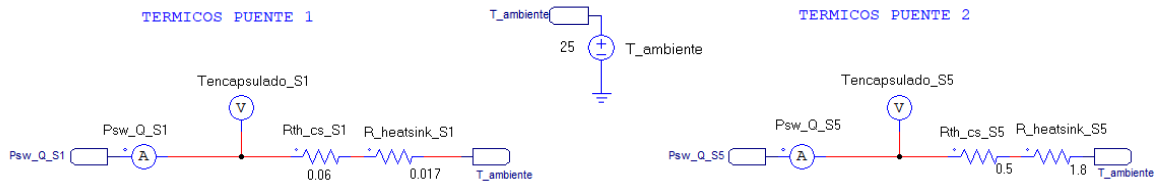


Figura 44 Circuitos térmicos puente primario y secundario.

2.3 Simulación de las estrategias de modulación

Para comprobar el funcionamiento del convertidor aplicando las técnicas de modulación SPS, OPS y TPS se ha seguido los siguientes pasos:

- Se ha utilizado las expresiones teóricas mostradas en las Tablas 4, 5 y 6 considerando 8 valores diferentes de desfase \emptyset . Los resultados se encuentran en el anexo III
- Posteriormente se realiza una simulación considerando MOSFETs ideales y una resistencia serie de 0.01 ohms, esta resistencia se incluye únicamente por requerimiento del simulador, los resultados obtenidos se muestran en el anexo IV.
- Finalmente se realiza una simulación considerando MOSFETs reales y una resistencia en serie de 0.1 ohms, los resultados se presentan en el anexo V.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para cada una de las estrategias de modulación comparando los resultados teóricos, y las simulaciones ideales y reales.

2.3.1 Validación Modulación Single Phase Shift (SPS)

La Figura 45 muestra las respuestas de corriente RMS obtenidas para modulación SPS en todo el rango de operación ($P_{max}=80\text{kW}$), se puede observar que las curvas teóricas e ideales se superponen, validando de esta manera la simulación. La curva para simulación real presenta diferencias debido a las pérdidas y a las características reales de los MOSFET simulados.

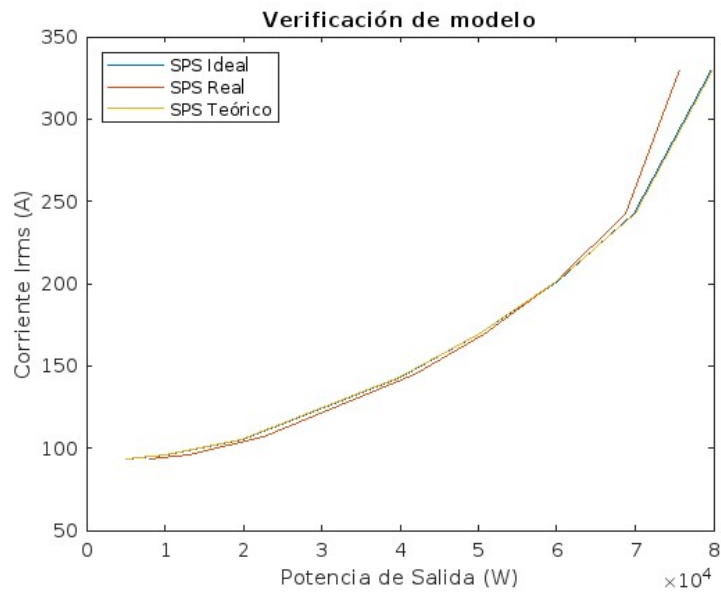


Figura 45 Validación DAB con Modulación SPS

2.3.2 Validación Modulación Optimal Phase Shift (OPS)

De acuerdo con lo presentado en la sección 2.2.1.3 [10], se tiene en la Figura 46 la trayectoria para obtener la mínima corriente RMS y en la Tabla 6 se presenta el rango donde se trabajaría con modulación OPS, el mismo que se corresponde a la expresión

$\frac{1}{2} \cdot (1 - M) < \varphi_c < \frac{M - \sqrt{2 - 2\sqrt{(1 - M^2)} - M^2}}{2M}$, en nuestro caso $M=0.67$ se tiene un rango de $0.165 < \varphi_c < 0.307$. En estas condiciones el rango de potencia es de 34,848 kW a 68,075 kW, y es en este rango donde se realiza la validación de la modulación.

Los resultados obtenidos se presentan en los anexos III IV y V, y en la Figura 46 se presentan las curvas simuladas y teórica.

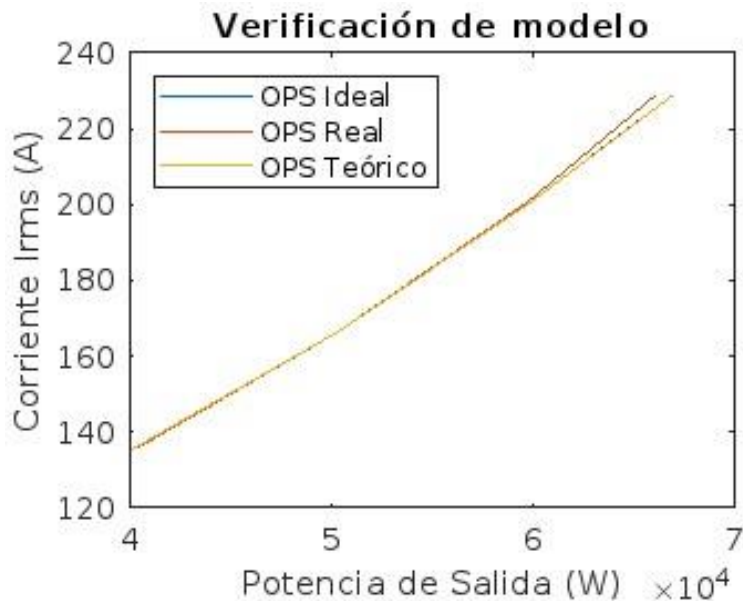


Figura 46 Validación DAB con Modulación OPS

2.3.3 Validación Modulación Triple Phase Shift (TPS)

De acuerdo con lo presentado en la sección 2.2.1.3 [10], se tiene en la Figura 47 la trayectoria para obtener la mínima corriente RMS y en la Tabla 6 se presenta el rango donde se trabajaría con modulación TPS, el mismo que se corresponde a la expresión $0 < \varphi_B < \frac{1}{2} \cdot (1 - M)$, en nuestro caso $M=0.67$ se tiene un rango de $0 < \varphi_B < 0.165$. En estas condiciones el rango de potencia es de 0 a 34,848 kW, y es en este rango donde se realiza la validación de la modulación.

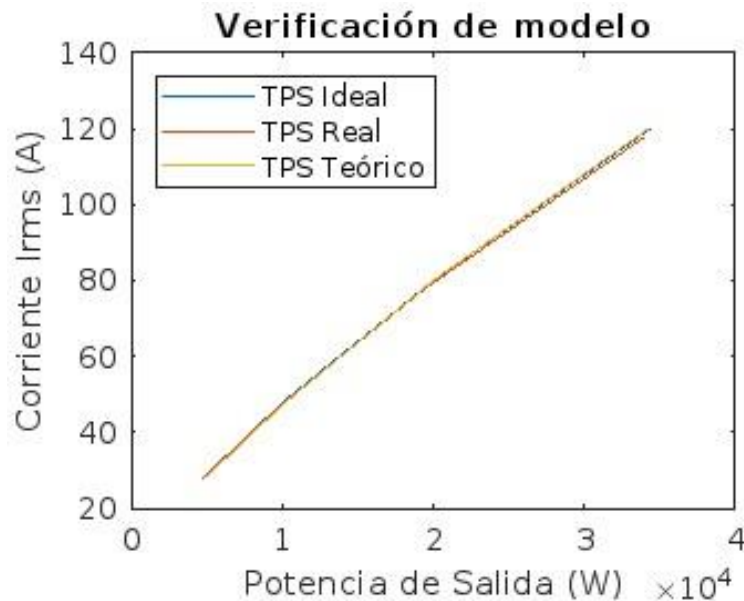


Figura 47 Validación DAB con Modulación TPS

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 Resultados

Los resultados basados en el diseño y simulación de un convertidor DAB de 80kW se presentan continuación:

3.1.1 Funcionamiento del DAB con Modulación SPS, OPS y TPS REAL

La Figura 48 representa gráficamente el comportamiento de la corriente RMS que atraviesa la bobina, se observa que la modulación TPS es la mejor opción para trabajar a potencias bajas (hasta 34,848 kW), a potencias medias la modulación OPS permite reducir la corriente RMS a diferencia de las otras modulaciones (desde 34,848 kW hasta 68,075 kW) y finalmente para transmitir potencias altas se usa la modulación SPS (desde 68,075 kW hasta la máxima potencia de 80kW).

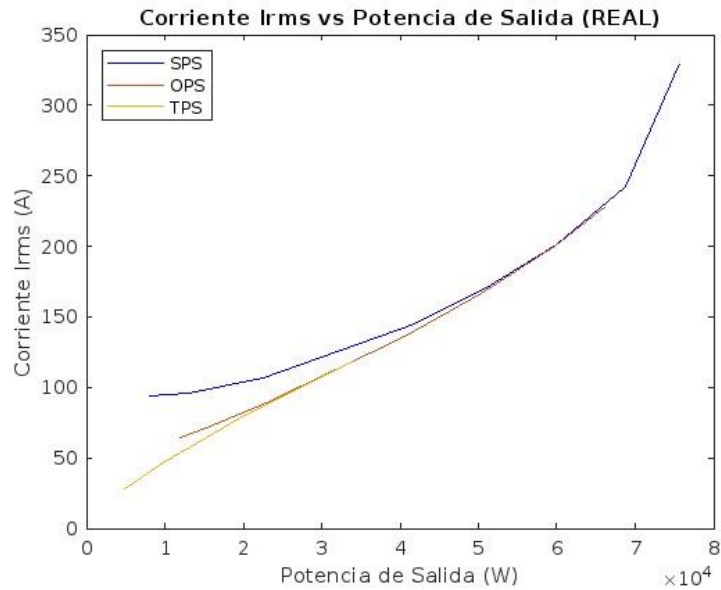


Figura 48 Corriente Irms vs Potencia de salida Datos Reales

Con estos resultados se puede definir un camino para transmitir potencia en todo el rango de operación con la mínima corriente RMS, esto se muestra en la Figura 49.

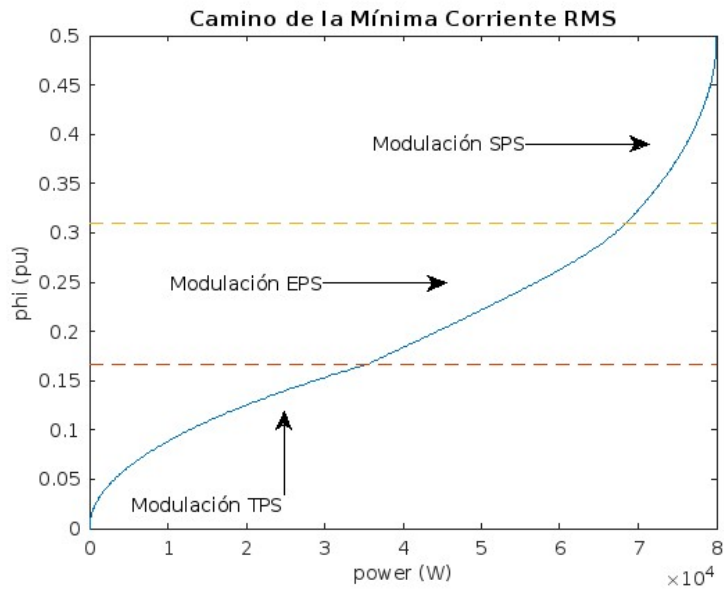


Figura 49 Camino de la mínima corriente RMS para transmitir la máxima potencia

Un parámetro importante a ser considerado para comparación entre las tres modulaciones es la eficiencia del convertidor. A potencias bajas la modulación TPS brinda la mejor eficiencia, a potencias medias la modulación OPS mantiene una mejor eficiencia y a altas potencias solo se puede trabajar con modulación SPS.

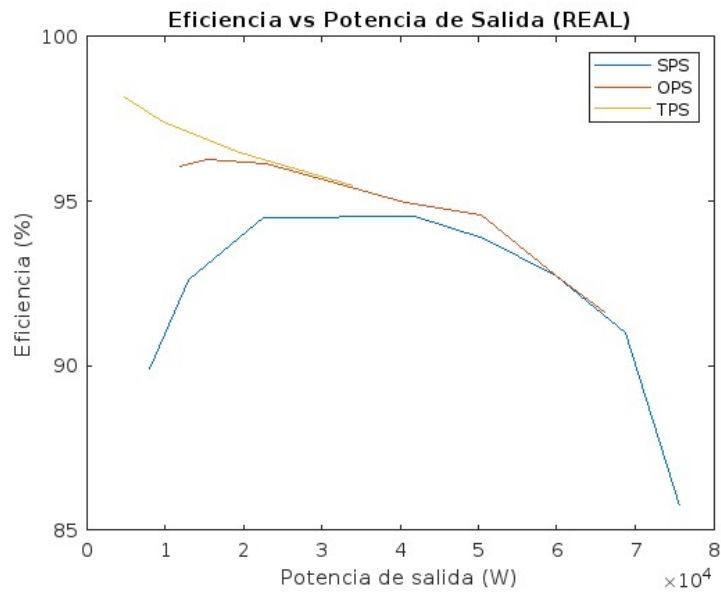


Figura 50 Corriente Irms vs Potencia de salida Datos Reales

3.1.2 Comparación del efecto térmico

3.1.2.1 Temperatura de los puentes con respecto a la potencia de salida

Tomando en cuenta el camino de transferencia de máxima potencia con la mínima corriente RMS de la Figura 49, podemos determinar que las temperaturas máximas en el puente primario y secundario no superan la máxima temperatura de junta de 175°C que soporta el MOSFET permitiendo la operación adecuada del convertidor, las temperaturas de los puentes primario y secundario para cada tipo de modulación se detalla en el anexo V.

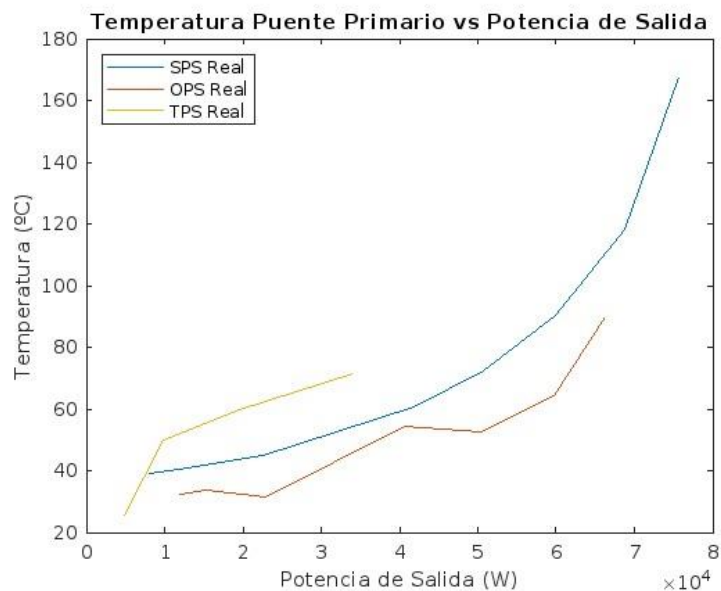


Figura 51 Temperatura vs Potencia de salida en el puente primario

Para el caso de las temperaturas en el secundario se puede observar dos picos de temperatura correspondientes a casos donde no existe ZVS, hay que considerar que las curvas de rendimiento mostradas anteriormente se ven afectadas significativamente por las pérdidas en la resistencia que representa las pérdidas en los magnéticos debido a que la corriente RMS determinara estas pérdidas.

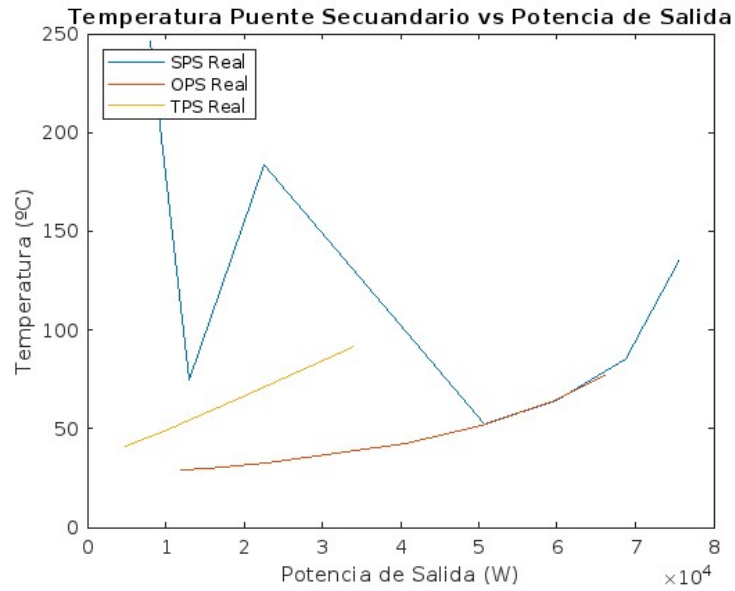


Figura 52 Temperatura vs Potencia de salida en el puente secundario

3.2 Conclusiones

- En el presente trabajo se cumplieron los objetivos planteados, se realizó la revisión bibliográfica del convertidor DAB mediante la cual se comprendió su funcionamiento, las respuestas del convertidor usando tres técnicas de modulación (SPS, OPS, TPS), las formas de onda de cada modulación y la corriente circulante que pueden producir cuando se realiza la transferencia de potencia del primario al secundario.
- Se encontró un simulador adecuado que posee un módulo térmico que con la ayuda de un circuito característico permite realizar simulaciones y determinar temperaturas, el software que se utilizó es PSIM, escogido por la facilidad que presenta para incluir las características reales de dispositivos de conmutación.
- Se realizó el dimensionamiento de cada uno de los elementos del convertidor DAB, es decir, los MOSFET de potencia, la bobina, la relación de transformación, los moduladores para una aplicación de cargador de autos eléctricos de alta potencia, se realizó la correspondiente validación del convertidor, mediante los resultados teóricos, la simulación ideal y la simulación real demostrando que los datos son coincidentes para cada una de las modulaciones escogidas, garantizando la fidelidad de los datos obtenidos.
- Se simuló el convertidor y se realizó un análisis para conseguir la mínima corriente RMS que atraviesa por la bobina aplicando tres técnicas de modulación, SPS, OPS y TPS, con lo que se concluyó que la corriente RMS se logra reducir con la modulación TPS a bajas potencias, OPS a potencias medias y mediante la modulación SPS se alcanzan las máximas potencias permitiendo reducir las pérdidas por conducción y mejorando el rendimiento del convertidor.
- Se diseñó el disipador para cada uno de los MOSFET's tanto del puente primario, así como del secundario, utilizando como peor condición la modulación SPS, debido a que es la única con la que se permite alcanzar la máxima transferencia de potencia, esto permitió que realizando la transferencia de potencias bajas con modulación TPS, utilizando la modulación OPS para potencias medias y finalmente aplicar para altas potencias la modulación SPS, la temperatura de juntura no sobrepase el máximo valor definido por el fabricante, permitiendo que el convertidor trabaje de manera óptima y eficiente.

3.3 Recomendaciones

- Realizar un nuevo análisis cuando se realiza la transferencia de potencia de secundario a primario.
- Implementar ZVS para todo el rango de potencia, permitiendo minimizar las pérdidas por conmutación.
- Realizar el cambio de MOSFET's por IGBT's y realizar una comparación con los datos recolectados en el presente trabajo.
- Realizar un estudio económico que sea viable para la implementación del convertidor presentado aplicando los moduladores SPS, OPS, TPS y validar resultados de la simulación mostrados en el presente trabajo.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Revert Ferrero, “Estudio del efecto de las técnicas de modulación sobre las pérdidas de un convertidor DC-DC aislado en puente dual activo (DAB) para cargadores embarcados en vehículos eléctricos,” Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2022.
- [2] Yu Fang, Songyin Cao, Yong Xie, and Pat Wheeler, “Study on Bidirectional-Charger for Electric Vehicle Applied to Power Dispatching in Smart Grid,” Heifei: IEEE. doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512726.
- [3] M. Evzelman, M. M. Ur Rehman, K. Hathaway, R. Zane, D. Costinett, and D. Maksimovic, “Active Balancing System for Electric Vehicles With Incorporated Low-Voltage Bus,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 11, pp. 7887–7895, Nov. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2513432.
- [4] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and D. Diaz, “Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle with Charging Current Containing Low Frequency Ripple,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 12, pp. 7299–7307, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2413815.
- [5] S. Shi, J. Du, B. Xia, D. Xia, H. Guan, and F. Wang, “Research on optimum extended phase-shift control with minimum peak-to-peak current of DAB converter applied to small DC power grid,” *Front Energy Res*, vol. 10, Jan. 2023, doi: 10.3389/fenrg.2022.1115146.
- [6] Guacaneme and Antonio Javier, “Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia,” Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, 2015.
- [7] Ortega Leonardo D., Zumel Pablo, Fernandez Cristina, Rodriguez Ruben, and Barrado Andres, “Discrete Model of Dual Active Bridge Series Resonant Converter,” in *Taller sobre Control y Modelado para Electrónica de Potencia (COMPEL)*, 2019. doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769702.
- [8] Rodriguez Alberto, Lamar Diego, Vazquez Aitor, Sebastian Javier, and Hernando Marta, “An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion,” Atlanta: IEEE. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.
- [9] F. Krismer and J. W. Kolar, “Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 1, pp. 174–188, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2157976.
- [10] C. Alberto, C. Benavente, and A. Barrado Bautista, “ANÁLISIS Y OPTIMIZACIÓN DEL CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE CON TRIPLE FASE DESPLAZADA, CONMUTACIÓN SUAVE EN TODO EL RANGO DE FUNCIONAMIENTO, Y MÍNIMA CORRIENTE EFICAZ.,” Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, 2023. Accessed: Jun. 19, 2024. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/10016/43881>
- [11] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastián, “Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 30, no. 2, pp. 790–804, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853.


- [12] Y. Fu, Z. Jing, and H. P. Ren, "Model predictive control for DAB under extended-phase-shift considering components uncertainty," *IET Power Electronics*, vol. 16, no. 12, pp. 1984–1995, Sep. 2023, doi: 10.1049/pel2.12519.
- [13] H. Shi *et al.*, "Minimum-Backflow-Power Scheme of DAB-Based Solid-State Transformer with Extended-Phase-Shift Control," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 54, no. 4, pp. 3483–3496, Jul. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2819120.
- [14] X. Liu *et al.*, "Novel Dual-Phase-Shift Control With Bidirectional Inner Phase Shifts for a Dual-Active-Bridge Converter Having Low Surge Current and Stable Power Control," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 5, pp. 4095–4106, May 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2593939.
- [15] S. A. A. Rizvi, A. Xin, A. Masood, S. Iqbal, M. U. Jan, and H. Rehman, "Electric Vehicles and their Impacts on Integration into Power Grid: A Review," in *2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, EI2 2018 - Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Dec. 2018. doi: 10.1109/EI2.2018.8582069.
- [16] Elizabeth Connelly, "Vehículos eléctricos- International Energy Agency." Accessed: May 26, 2024. [Online]. Available: <https://www.iea.org/energy-system/transport/electric-vehicles>
- [17] International Electrotechnical Commission. and Commission electrotechnique internationale., *INTERNATIONAL STANDARD IEC 61851-1*. International Electrotechnical Commission, 2017.
- [18] International Electrotechnical Commission, International Electrotechnical Commission. Technical Committee 23, and International Electrotechnical Commission. Subcommittee 23H, *INTERNATIONAL STANDARD IEC 62196-2*, 3.0. 2010.
- [19] Medina Pérez Blanca, "Estudio de sistemas de cargadores a bordo para vehículos eléctricos y modelado a través de Simulink del OBC del Chevrolet Volt de segunda generación," Escuela Técnica Superior de Ingeniería Universidad de Sevilla, Sevilla, 2023.
- [20] HWISEL, "CARGADOR RÁPIDO DC HWISEL EV (VEHÍCULO ELÉCTRICO), NIVEL 3, 100KW." Accessed: Jun. 04, 2024. [Online]. Available: <https://hwisel.com/es/products/fast-dc-charger-100kw>
- [21] "MOSFET IMW120R007M1H." Accessed: Jun. 04, 2024. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/silicon-carbide/discretes/imw120r007m1h/>
- [22] A. Rodríguez Alonso, "ANÁLISIS DE ARQUITECTURAS MULTIPUERTO PARA LA ALIMENTACIÓN DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS CON MÚLTIPLES FLUJOS DE ENERGÍA TESIS DOCTORAL POR," Jul. 2013.
- [23] Calderon C., Barrado A., Rodriguez A., Lazaro A., Fernandez C., and Zumel P., "Dual Active Bridge with Triple Phase Shift by obtaining Soft switching in all operating Range," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*., 2017. doi: 10.1109/ecce.2017.8096004.

- [24] C. Calderon *et al.*, “General analysis of switching modes in a dual active bridge with triple phase shift modulation,” *Energies (Basel)*, vol. 11, no. 9, Sep. 2018, doi: 10.3390/en11092419.
- [25] C. Troncoso and Y. Marion, “UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA Peumo Repositorio Digital USM <https://repositorio.usm.cl> MODELACIÓN Y CONTROL DE CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE PARA APLICACIONES DE TRANSICIÓN,” Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, 2021. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/11673/50622>
- [26] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, “Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [27] Análisis de la IEA basado en volúmenes de vehículos eléctricos., “IEA (2023), Ventas de coches eléctricos, 2016-2023.” Accessed: May 27, 2024. [Online]. Available: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/electric-car-sales-2016-2023>
- [28] M. Brenna, F. Foiadelli, C. Leone, and M. Longo, “Electric Vehicles Charging Technology Review and Optimal Size Estimation,” *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 2539–2552, Nov. 2020, doi: 10.1007/s42835-020-00547-x.
- [29] A. A. Vargas, J. María, M. Ortega, and F. Núñez Hernández, “Propuestas para el fomento de la movilidad eléctrica: Barreras identificadas y medidas que se deberían adoptar Observatorio ‘Energía e Innovación,’” 2018.

5 ANEXOS

ANEXO I

Hoja de datos de Disipador Hi-CONTACT 6-PASS COLD PLATE

Atributo del producto	Valor de atributo	Seleccionar atributo
Fabricante:	Aavid	<input type="checkbox"/>
Categoría de producto:	Placas frías líquidas, refrigeración líquida y tubos térmicos	
RoHS:	 Detalles	
Producto:	Liquid Cold Plates	<input type="checkbox"/>
Tipo:	Tubed, 6-Pass	<input type="checkbox"/>
Material de sumidero térmico:	Aluminum Base, Copper Tube	<input type="checkbox"/>
Resistencia térmica:	0.017 C/W	<input checked="" type="checkbox"/>
Longitud:	152 mm	<input type="checkbox"/>
Ancho:	177.8 mm	<input type="checkbox"/>
Altura:	15.24 mm	<input type="checkbox"/>
Diseñado para:	Power Modules	<input type="checkbox"/>
Marca:	Aavid	
Estilo de montaje:	Panel	
Tipo de producto:	Heat Sinks	
Serie:	Cold Plates	
Cantidad de empaque de fábrica:	10	
Subcategoría:	Heat Sinks	
Nombre comercial:	Hi-Contact	
Alias de las piezas n.º:	029939	
Peso de la unidad:	5.62 kg	

ANEXO II

Hoja de datos de Disipador SPIRLED-8580

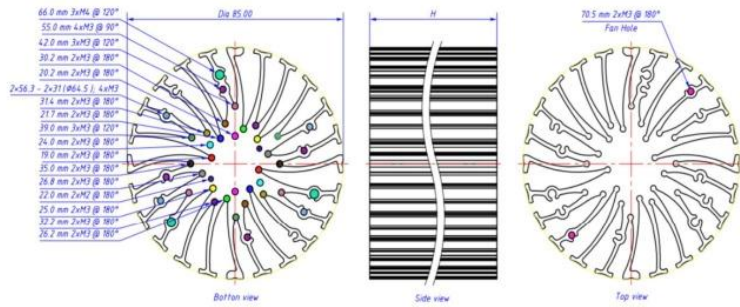
SPIRLED Heat Sink

85mm Diameter

WKV Part Number	Description	Height (mm)	Diameter (mm)	Max. Lumen (lm)	Dissipated Power (W)	Thermal Resistance (°C/W)	Weight (g)
SPIRLED-8550	SPIR LED Heat Sink 85MM DIA 50H	50	85	4700	34	2.2	286
SPIRLED-8580	SPIR LED Heat Sink 85MM DIA 80H	80	85	5300	38	1.8	458

*Note: All Bases Have no Holes

No.	Finish	Mounting Hole
A1	●	19.0 mm 2xM3 @ 180°
A2	●	20.2 mm 2xM3 @ 180°
A3	●	21.7 mm 2xM3 @ 180°
A4	●	22.0 mm 2xM2 @ 180°
A5	●	24.0 mm 2xM3 @ 180°
A6	●	25.0 mm 2xM3 @ 180°
A7	●	26.2 mm 2xM3 @ 180°
A8	●	26.8 mm 2xM3 @ 180°
A9	●	30.2 mm 2xM3 @ 180°
A10	●	31.4 mm 2xM3 @ 180°
A11	●	32.2 mm 2xM3 @ 180°
A12	●	35.0 mm 2xM3 @ 180°
A13	●	39.0 mm 3xM3 @ 120°
A14	●	42.0 mm 3xM3 @ 120°
A15	●	55.0 mm 4xM3 @ 90°
A16	●	2*56.3 - 2*31 (Ø64.5) ; 4xM3
A17	●	66.0 mm 3xM4 @ 120°
A18	●	70.5 mm 2xM3 @ 180° (Fan Hole)



ANEXO III (Datos Cálculos Teóricos)

SIMPLE PHASE SHIFT					
Desfase externo (ϕ_2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	Io (A)	Pout (W)
0,0158	0	0	93,19	4,97	4976
0,03229	0	0	95,7	9,99	9999
0,066	0	0	105,31	19,72	19726
0,1464	0	0	142,88	39,98	39989
0,1938	0	0	169,19	49,99	49997
0,25	0	0	201,32	59,99	59999
0,3232	0	0	242,65	69,99	69999
0,4947	0	0	330,6	79,99	79999
OPTIMAL PHASE SHIFT					
Desfase externo (ϕ_2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	Io (A)	Pout (W)
0,184	0,686	0,99	135,63	40,16	40165
0,223	0,7482	0,99	166,68	50,37	50374
0,263	0,8442	0,99	200,82	60,08	60082
0,3	0,9657	0,99	229,29	67,1	67105
TRIPLE PHASE SHIFT					
Desfase externo (ϕ_2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	Io (A)	Pout (W)
0,063	0,252	0,378	28,624	5,08	5080
0,089	0,356	0,534	48,06	10,13	10139
0,125	0,5	0,75	79,99	19,99	20000
0,164	0,656	0,984	120,22	34,42	34426

ANEXO IV (Datos Simulación Ideal)

SIMPLE PHASE SHIFT									
Desfase externo (ϕ_2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)
0,0158	0	0	93,19	0,01	0	5235	5147	98,32%	88
0,03229	0	0	95,7	0,01	0	10260	10166	99,08%	94
0,066	0	0	105,31	0,01	0	19998	19883	99,42%	115
0,1464	0	0	142,88	0,01	0	40307	40098	99,48%	209
0,1938	0	0	169,19	0,01	0	50355	50063	99,42%	292
0,25	0	0	201,32	0,01	0	60420	60007	99,32%	413
0,3232	0	0	242,65	0,01	0	70507	69909	99,15%	598
0,4947	0	0	330,6	0,01	0	80760	79652	98,63%	1108
OPTIMAL PHASE SHIFT									
Desfase externo (ϕ_2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)
0,055	0,616	0,99	64,43	0,01	0	10951	10906	99,59%	45
0,073	0,618	0,99	71,11	0,01	0	14555	14498	99,61%	57
0,11	0,6283	0,99	88,6	0,01	0	22247	22169	99,65%	78
0,184	0,686	0,99	135,61	0,01	0	40374	40187	99,54%	187
0,223	0,7482	0,99	166,67	0,01	0	50664	50384	99,45%	280
0,263	0,8442	0,99	200,82	0,01	0	60471	60066	99,33%	405
0,3	0,86	0,99	223,32	0,01	0	66077	65570	99,23%	507
TRIPLE PHASE SHIFT									
Desfase externo (ϕ_2)	Desfase interno (D1)	Desfase interno (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)
0,063	0,252	0,378	28,87	0,01	0	5092	5080,2	99,77%	11,78
0,089	0,356	0,534	48,19	0,01	0	10169	10141	99,72%	28
0,125	0,5	0,75	80,067	0,01	0	20082	20011	99,65%	71
0,164	0,656	0,984	120,25	0,01	0	34610	34457	99,56%	153

ANEXO V (Datos Simulación Real)

SIMPLE PHASE SHIFT												
Desfase externo (phi2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)	Temperatura puente primario (°C)	Temperatura puente secundario (°C)	Comentarios
0,0158	0	0	93,42	0,1	100ns	9138,13	8125,9	88,92%	1012,23	39,26	246,15	No ZVS temperatura máxima de la juntura>175 °C.
0,03229	0	0	96,31	0,1	100ns	14120	13077	92,61%	1043	40,82	78,84	
0,066	0	0	106,52	0,1	100ns	23848	22533	94,49%	1315	45,07	183,34	No ZVS temperatura máxima de la juntura>175 °C.
0,1464	0	0	144,7	0,1	100ns	44369	41941	94,53%	2428	60,74	93,68	
0,1938	0	0	169,36	0,1	100ns	54073	50748	93,85%	3325	72,53	52,42	
0,25	0	0	201,09	0,1	100ns	64577	59891	92,74%	4686	90,23	64,4	
0,3232	0	0	242,21	0,1	100ns	75533	68736	91,00%	6797	118,35	85,01	
0,4947	0	0	329,85	0,1	100ns	88339	75745	85,74%	12594	167,66	136,03	
OPTIMAL PHASE SHIFT												
Desfase externo (phi2)	Relación de trabajo(D1)	Relación de trabajo (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)	Temperatura puente primario (°C)	Temperatura puente secundario (°C)	Comentarios
0,055	0,616	0,99	64,83	0,1	100ns	12352	11864	96,05%	488	32,16	29,01	
0,073	0,618	0,99	71,59	0,1	100ns	15987	15393	96,28%	594	33,81	29,89	
0,11	0,6283	0,99	89,19	0,1	100ns	23868	22949	96,15%	919	31,33	32,59	
0,184	0,686	0,99	135,97	0,1	100ns	42686	40545	94,98%	2141	54,45	42,63	
0,223	0,7482	0,99	166,6	0,1	100ns	53258	50372	94,58%	2886	52,5	51,7	
0,263	0,8442	0,99	200,56	0,1	100ns	64332	59679	92,77%	4653	64,48	64,58	
0,3	0,9657	0,99	228,9	0,1	100ns	72274	66210	91,61%	6064			

TRIPLE PHASE SHIFT												
Desfase externo (phi2)	Desfase interno (D1)	Desfase interno (D2)	IRMS_inductor (A)	RL (ohm)	Tiempo muerto	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)	Temperatura puente primario (°C)	Temperatura puente secundario (°C)	Comentarios
0,063	0,252	0,378	27,61	0,1	100ns	4921,8	4831,6	98,17%	90,2	25,66	40,98	
0,089	0,356	0,534	46,76	0,1	100ns	10066	9806	97,42%	260	50,06	49,14	
0,125	0,5	0,75	78,4	0,1	100ns	20309	19595	96,48%	714	59,66	65,91	
0,164	0,656	0,984	118,29	0,1	100ns	35665	34043	95,45%	1622	71,68	91,63	