

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 ASEGURAR CONMUTACIÓN SUAVE EN UN CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE.

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

EDISON JAVIER GUAMBA TUALOMBO

edison.guamba@epn.edu.ec

DIRECTOR: PH.D. LEONARDO DAVID ORTEGA CAMINO

leonardo.ortega@epn.edu.ec

DMQ, Julio 2024

CERTIFICACIONES

Yo, EDISON JAVIER GUAMBA TUALOMBO 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.

NOMBRE_ESTUDIANTE

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

Ing. LEONARDO DAVID ORTEGA CAMINO, PhD

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.

Edison Javier Guamba Tualombo

Ing. Leonardo David Ortega Camino, PhD

DEDICATORIA

Todo el esfuerzo realizado en este trabajo va dedicado por completo a mi amada familia

A mi amada hermana menor Adriana quien siempre ha sido mi motor, el pilar de nuestro hogar, a quien voy a cuidar toda mi vida, este logro es también suyo.

A mi amado hermano Oscar y mi mejor amigo, con quien siempre he compartido y seguiré compartiendo lo mejor de cada circunstancia, mi fortaleza.

A mi amado Padre Ángel Guamba a quien dedico cada esfuerzo y logro, se merece y merecerá siempre lo mejor que pueda darle.

A mi amor Evelin conocerla me hizo crecer y es una constante inspiración en mi vida.

A mis amadas hermanas Katherine, Emily y mi hermosa ahijada Mayte, mis amados compadres/ tíos Oswaldo Guamba y Bertha Yumbay quienes siempre han estado para mí, se convirtieron en la luz que ilumino mi vida cuando creía que no podía seguir adelante.

Y sobre todo quiero dedicar este trabajo y todos los logros que llegue a tener en mi vida a mi amada madre, María Teresa Tualombo Elijama, a quien no ha habido un día que no extrañe profundamente desde el día que partió de este mundo, la amare para siempre, trato de mejorar todos los días y convertirme en la mejor versión de mí mismo en honor a su memoria, me dio todo mientras estuvo a mi lado y hoy no le debo menos que todo mi esfuerzo.

AGRADECIMIENTO

Sobre todo, le agradezco a mi amada mamita Teresa, quien toda su vida se esforzó por darnos lo mejor incluso sacrificando su propio bienestar, jamás dejó de luchar por nosotros, hoy y siempre le agradezco por convertirme en la persona que soy y seré porque sus enseñanzas y amor han vencido toda barrera y siguen ayudándome a mejorar como profesional y persona, todos mis logros serán siempre gracias ella.

Le agradezco profundamente a mi amado padre Ángel Guamba por todo su esfuerzo durante mi carrera y en la vida, por apoyarme siempre, cuidarme, aconsejarme, luchar siempre por mí y brindarme siempre el mejor ejemplo que un padre le puede brindar a sus hijos, gracias por todo papito la vida no me va a alcanzar para pagarle todo su esfuerzo.

A mi hermanita Adriana, a quien admiro tanto, quien sin duda es el fiel reflejo del buen trabajo hizo que mi madre criándonos, me ha apoyado en todos los aspectos hasta poder alcanzar esta meta, sin ella no podría llegar a este punto.

A mi hermano Oscar, mi hermano es mi mejor amigo, el que me apoya en todas las decisiones, el que me escucha y me ayuda a reflexionar. no puedo recordar un día en mi vida que no haya estado junto a él, nacimos para crecer juntos.

A mi hermana Katherine quien en el momento más difícil de mi vida estuvo conmigo y me ayudo a salir adelante, luchó y sigue luchando con toda mi familia, es una de las personas más importantes en mi vida, a mis amados compadres Oswaldo y Bertha con quienes siento que estoy en mi hogar, siempre me han brindado mucho amor y apoyo, y a mis hermanitas pequeñas Emily y Mayte sin duda alguna son una de las principales motivaciones que me guiaron al término de este trabajo, quiero siempre brindarles un ejemplo a seguir.

A mi amor Evelin, quien ha estado a mi lado en todo momento, quien se convirtió en un motivo muy importante para poder alcanzar mis metas, es mi inspiración, mi presente y futuro.

Al estimado PH.D. Leonardo Ortega Camino le brindo el más sincero de mis agradecimientos por todo el tiempo, esfuerzo, apoyo y enseñanzas que me ha brindado como director de este proyecto, su gran dedicación como maestro y profesional siempre será un modelo a seguir para mí.

Al Ing. Marco Diaz y la Ing. Azucena Yaguache por brindarme un ejemplo de trabajo y esfuerzo, pero sobre todo son un ejemplo de personas gracias por todo su apoyo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
RESUMEN	X
ABSTRACT	XI
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 CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)	3
1.4.2 TÉCNICAS DE MODULACIÓN.....	3
1.4.3 CONMUTACIÓN SUAVE	6
1.4.4 SOFTWARE DE SIMULACIÓN	9
1.4.5 MODELO TÉRMICO	11
2 METODOLOGÍA.....	17
2.1 APLICACIÓN PROPUESTA PARA EL CONVERTIDOR DAB.....	17
2.1.1 ESTACIONES DE CARGA PARA VEHICULOS ELECTRICOS.....	17
2.1.2 PARAMETROS DE LA APLICACIÓN	19
2.2 DISEÑO DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE	21
2.2.1 SEÑALES DEL PUENTE PRIMARIO	21
2.2.2 SEÑALES DEL PUENTE SECUNDARIO	24
2.2.3 ANÁLISIS DE OPERACIÓN DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE	25
2.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRINDGE28	
2.4 IMPLEMENTACION DEL MOSFET	29
2.4.1 IMPLEMENTACION DEL MODELO TERMICO.....	30
2.4.2 CONEXIÓN DEL MOSFET CON EL MODULADOR SPS	34
2.5 ANÁLISIS DE ZVS EN DAB.....	35
2.6 DIMENSIONAMIENTO DE PARAMETROS DE ZVS.....	39
2.6.1 CALCULO DE TIEMPO MUERTO	39
2.6.2 RANGOS DE OPERACIÓN DE ZVS	42
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	44

3.1	PRUEBAS Y RESULTADOS	44
3.1.1	PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL DAB.....	44
3.1.2	RANGOS DE OPERACIÓN DE ZVS PARA CONMUTACION SUAVE.....	45
3.1.3	PERDIDAS Y EFICIENCIA	50
3.1.4	ANALISIS DE TEMPERATURA	56
3.2	CONCLUSIONES.....	59
3.3	RECOMENDACIONES	61
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	62
5	ANEXOS.....	63

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Conversor Dual Active Bridge (DAB).....	3
Figura 1.2. Señales de activación y desactivación en los MOSFET del DAB.	4
Figura 1.3. Señales de voltajes en el primario, secundario, en el inductor y corriente en el inductor.....	5
Figura 1.4. Circuito equivalente de un MOSFET	6
Figura 1.5. Proceso de activación y desactivación de MOSFET (a) Topología de una rama de DAB (b) MOSFET S2 activado (c) Desactivación de MOSFET S2 (d) Conducción previa a la activación del MOSFET S1.....	7
Figura 1.6. Topología de circuito activo de sujeción.	8
Figura 1.7. Topología para resonancia en serie.	9
Figura 1.8. Librería Simscape	10
Figura 1.9. MOSFET ideal. (a) Bloque del MOSFET ideal. (b) Parámetros de configuración.	10
Figura 1.10. MOSFET de canal N. (a) Bloque del MOSFET ideal. (b) Parámetros de configuración.	11
Figura 1.11. parametros de configuración para el terminal de temperatura.....	12
Figura 1.12. Modelo equivalente al modelo para dispositivos semiconductores.....	13
Figura 1.13. Parametros de configuración del puerto térmico.	14
Figura 1.14. Modelos térmico de Cauer	14
Figura 1.15. Parametros de configuración del modelo térmico de Cauer	15
Figura 1.16. Parametros de configuración para el modelo térmico de Cauer con coeficientes de Foster.....	16
Figura 1.17. Modelo térmico externo.....	17
Figura 2.1. Descripción general de la estructura de una estación de carga de vehículos eléctricos conectada a CC. [7]	19
Figura 2.2. Topología del modulador SPS.....	21
Figura 2.3. Señal resultante de las operaciones realizadas en el modulador para el puente primario.....	22
Figura 2.4. Comparación de señales dientes de sierra luego de las operaciones realizadas en el modulador	23
Figura 2.5 formas de onda del modulador.....	23
Figura 2.6. Señal resultante de las operaciones realizadas en el modulador para el puente secundario	24
Figura 2.7. Modulador completo para disparos de los semiconductores	25
Figura 2.8. (a) Ondas desfasadas. (b) Medidas de tiempo y frecuencia.....	25
Figura 2.9. Circuito equivalente de un DAB.....	26
Figura 2.10. Señal de corriente en el inductor.....	26
Figura 2.11. Comportamiento de la Potencia en función del ángulo de desfase.....	28
Figura 2.12. (a). Bloque del MOSFET de canal N -real. (b) parámetros configurados del MOSFET.....	30
Figura 2.13. Estructura del modelo térmico para un semiconductor.	30
Figura 2.14. Sección de la hoja de datos del MOSFET correspondiente a la resistencia térmica.....	31
Figura 2.15. Configuración de parámetros para el puerto térmico. (a) Activación del puerto térmico. (b) Elección del modelo térmico.	32
Figura 2.16. Modelo térmico implementado.	33
Figura 2.17. Gate Driver para los MOSFET	34

Figura 2.18. Circuito equivalente en el proceso de transición en un DAB.....	35
Figura 2.19. Señal de corriente del inductor.....	36
Figura 2.20. Diagrama de zonas que muestra las regiones con y sin conmutación a voltaje cero (ZVS).....	38
Figura 2.21. Carga y descarga de los capacitores de los MOSFET S1 y S2, VDS1 y VDS2 respectivamente.....	39
Figura 2.22. Señal de corriente del inductor en régimen permanente.....	40
Figura 2.23. (a) Bloque on delay con valor del tiempo muerto. (b) Parámetros de configuración del Bloque.....	40
Figura 2.24. Modulador SPS completo con tiempos muertos implementados.....	41
Figura 2.25. (a) Señales del modulador con tiempo muerto. (b) Carga y descarga de capacitores dentro del tiempo muerto implementado.....	41
Figura 2.26. Diagrama que muestra las regiones con y sin ZVS con valores calculados.....	42
Figura 3.1. Curvas de potencia teórica y de salida.....	45
Figura 3.2. Señales de voltaje en el puente primario, secundario y en el inductor y corriente en inductor en estado estable.....	45
Figura 3.3. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 200V.....	46
Figura 3.4. Señales que demuestran que no existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 200V.....	47
Figura 3.5. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.25$ y una salida de 200V.....	47
Figura 3.6. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.25$ y una salida de 200V.....	48
Figura 3.7. Señales que demuestran que no existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 600V.....	48
Figura 3.8. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 600V.....	48
Figura 3.9. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.21$ y una salida de 600V.....	49
Figura 3.10. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.21$ y una salida de 600V.....	49
Figura 3.11. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 400V.....	50
Figura 3.12. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 400V.....	50
Figura 3.13. Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 200 V.....	51
Figura 3.14. Eficiencia para un voltaje de salida de 200V a medida que se aumenta d	51
Figura 3.15. Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 400 V.....	52
Figura 3.16. Eficiencia para un voltaje de salida de 400V a medida que se aumenta d	52
Figura 3.17. Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 600 V.....	53
Figura 3.18. Eficiencia para un voltaje de salida de 600V a medida que se aumenta d	53

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Tipos de vehículos y voltajes de batería.	19
Tabla 2.2. Parámetros de la aplicación.....	20
Tabla 2.3. Datos del MOSFET.....	20
Tabla 2.4. Parámetros adicionales de la aplicación.	21
Tabla 3.1. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 200V$	54
Tabla 3.2. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 400V$	55
Tabla 3.3. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 600V$	55
Tabla 3.4. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 200V$	56
Tabla 3.5. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 400V$	57
Tabla 3.6. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 600V$	58

RESUMEN

En el presente trabajo de integración curricular se realiza el diseño, y simulación de un convertidor Dual Active Bridge (DAB) aplicando una estrategia para obtener conmutación suave, en este caso conmutación a voltaje cero (ZVS). Se considera la aplicación de estación de carga de vehículos eléctricos con el fin de diseñar el convertidor y analizar su comportamiento en rangos de trabajo mínimos, máximos y en condiciones ideales de potencia, así como su eficiencia.

Se aplica un modulador por desplazamiento de fase (Simple Phase Shift, SPS), el cual permite la conmutación de los elementos semiconductores y genera un ángulo de desfase entre los puentes del DAB, el cual es proporcional a la potencia entregada por el convertidor DAB.

Se estudia la técnica de conmutación ZVS y su relación con las capacitancias parásitas de los semiconductores y los tiempos muertos que deben implementarse en el modulador SPS. Se explora las zonas de trabajo donde existe ZVS para diferentes casos de funcionamiento.

Finalmente, se obtienen resultados de eficiencia del convertidor DAB tanto cuando trabaja en ZVS como cuando no trabaja en esta condición, además se obtienen resultados del comportamiento térmico de los semiconductores.

PALABRAS CLAVE: Dual Active Bridge, Modulador SPS, conmutación suave, ZVS.

ABSTRACT

In this curricular integration work, the design and simulation of a Dual Active Bridge (DAB) converter is carried out applying a strategy to obtain soft switching, in this case zero voltage switching (ZVS). The application of an electric vehicle charging station is considered in order to design the converter and analyze its behavior in minimum and maximum working ranges and under ideal power conditions, as well as its efficiency.

A Simple Phase Shift (SPS) modulator is applied, which allows the switching of the semiconductor elements and generates a phase shift angle between the bridges of the OBD, which is proportional to the power delivered by the OBD converter.

The ZVS switching technique and its relation to the parasitic capacitances of the semiconductors and the dead times to be implemented in the SPS modulator are studied. The working areas where ZVS exists for different operating cases are explored.

Finally, efficiency results of the DAB converter are obtained both when it works in ZVS and when it does not work in this condition, in addition, results of the thermal behavior of the semiconductors are obtained.

KEY WORDS: Dual Active Bridge, SPS modulator, soft switching, ZVS.

1 INTRODUCCIÓN

La topología del convertidor Dual Active Bridge (DAB), utiliza dos puentes completos conectados en serie con un transformador de alta frecuencia y permite un control de la potencia mediante el ángulo de desfase entre las señales de control de los dos puentes. Adicionalmente, minimiza las pérdidas de energía durante la conmutación si se implementan técnicas de conmutación suave.

Una de las ventajas clave del DAB es su capacidad para trabajar a altas frecuencias y potencias, características que lo hacen ideal para varias aplicaciones actuales. Los convertidores DAB se utilizan ampliamente en sectores como las energías renovables, donde ayudan a optimizar la distribución de energía, mejorando la eficiencia global de los sistemas fotovoltaicos y eólicos.

En los últimos años, se ha dado un aumento significativo en el uso de los vehículos eléctricos, esto se debe en gran medida a una creciente conciencia social sobre los impactos ambientales de los vehículos de combustión que emiten gases de efecto invernadero contribuyendo al cambio climático y a la contaminación del aire.

Además de los beneficios ambientales, los vehículos eléctricos también presentan ventajas económicas y de rendimiento. Aunque inicialmente pueden tener un costo de adquisición más alto, los propietarios pueden ahorrar a largo plazo en combustible y mantenimiento.

Sin embargo, la adopción generalizada de vehículos eléctricos enfrenta varios desafíos, uno de los más significativos es la infraestructura de carga insuficiente, lo que limita la aceptación de los vehículos eléctricos entre los consumidores. Los tiempos de carga prolongados también pueden ser una barrera para los usuarios que están acostumbrados a recargar combustible en pocos minutos.

Específicamente en el contexto de las estaciones de carga para vehículos eléctricos, la aplicación del DAB para la carga rápida de baterías representa un avance significativo debido a su eficiencia y a la disminución de tiempos de espera.

Por lo tanto, se puede afirmar que el Dual Active Bridge sugiere una solución versátil y eficiente para mejorar la infraestructura de carga de vehículos eléctricos y para optimizar sistemas de potencia en diversas aplicaciones industriales y comerciales. Su capacidad para operar a altas frecuencias y potencias, junto con su facilidad de control lo posiciona como una opción clave en la transición hacia un futuro energético más sostenible y eficiente.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar y simular una estrategia para obtener conmutación suave en un convertidor Dual Active Bridge.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Conocer el funcionamiento y aplicaciones del convertidor Dual Active Bridge (DAB) mediante una correcta búsqueda bibliográfica.
2. Conocer el funcionamiento de diferentes simuladores que permitan la simulación de un Dual Active Bridge (DAB) de la manera más real posible y justificar su uso.
3. Realizar la simulación de un convertidor Dual Active Bridge (DAB) usando parámetros reales e implementar al menos una técnica de conmutación suave y observar su funcionamiento.
4. Reducir los efectos que se generen debido a la conmutación de los semiconductores implementando técnicas de conmutación suave y observar los efectos del uso de estas técnicas.
5. Redactar el trabajo escrito.

1.3 ALCANCE

- Revisión bibliográfica acerca del convertidor Dual Active Bridge (DAB), para entender su funcionamiento.
- Realizar el dimensionamiento de un convertidor DAB para una aplicación de alta frecuencia.
- Pruebas de funcionamiento para cuantificar el efecto de la aplicación de técnicas de conmutación suave en el rendimiento del convertidor Dual Active Bridge (DAB) usando un módulo de simulación térmica.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

El convertor Dual Active Bridge (DAB) es un convertidor DC/DC que permite la transferencia bidireccional de potencia, está formado por dos puentes completos y un transformador de alta frecuencia. La inductancia de dispersión del transformador actúa como el componente fundamental para determinar la transferencia de potencia [1], sin embargo, se puede incluir un inductor adicional en serie con el transformador para ajustar la inductancia equivalente. A pesar de la cantidad de semiconductores involucrados (Del S1 al S4 en el puente primario y del S5 al S8 en el puente secundario), el convertidor DAB es valorado por su alta densidad de potencia, tamaño compacto y bajo peso sin comprometer significativamente el costo.[2]

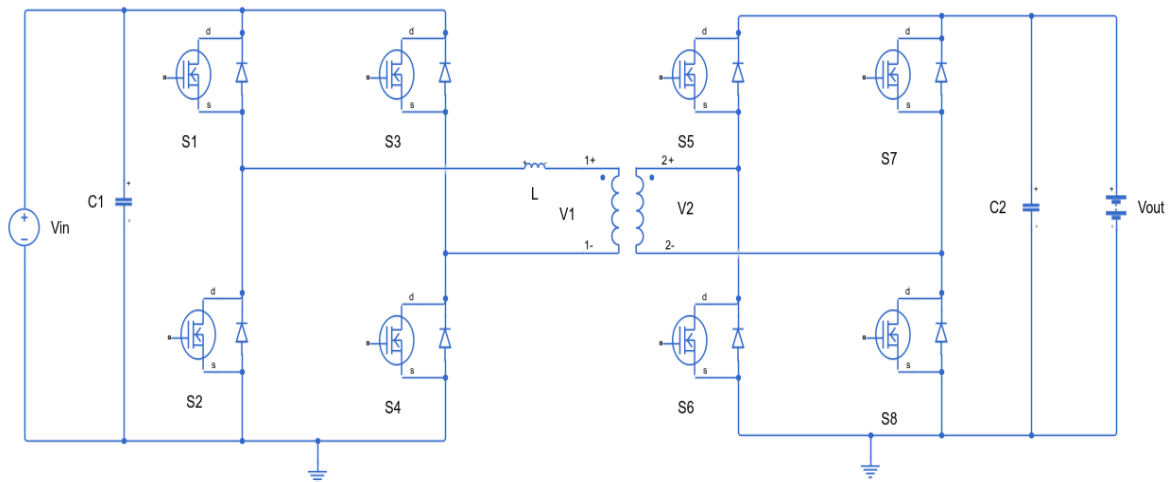


Figura 1.1 Convertor Dual Active Bridge (DAB)

1.4.2 TÉCNICAS DE MODULACIÓN

La estrategia de modulación es crucial en el funcionamiento del DAB, cada estrategia tiene sus ventajas y desventajas, la elección del método adecuado puede depender de factores como la eficiencia, la complejidad del diseño y los requisitos específicos de la aplicación.

Las principales técnicas de modulación reportadas en la bibliografía son:

- Modulación por desplazamiento de fase simple SPS (Simple Phase Shift)

- Modulación por desplazamiento de Fase Extendido EPS (Extended Phase Shift)
- Modulación por desplazamiento de fase dual, DPS (Dual phase shift)
- Modulación por desplazamiento de fase triple TPS (Triple phase shift)

Desde el punto de vista de la implementación, el control SPS requiere una sola variable de control, mientras que EPS y DPS requieren dos variables de control, y se necesitan tres variables de control para el control de TPS [3]. Por lo tanto, el control de TPS es el más complejo de implementar.

El tipo de modulación que se estudiará en el presente trabajo es Modulación por desplazamiento de fase simple SPS (Simple Phase Shift) y es el que se describe a continuación.

1.4.2.1 Modulación por desplazamiento de fase simple SPS (Simple Phase Shift)

La modulación por desplazamiento de fase simple es el método de control más utilizado en el convertidor DAB debido a la facilidad de implementación, excelente respuesta dinámica y la capacidad de lograr una conmutación suave. En esta modulación se mantiene una frecuencia de conmutación constante y el ciclo de trabajo de cada señal de control es del 50% como se observa en la Figura 1.2, los semiconductores trabajan de manera cruzada S1 con S4 y S2 con S3 en el primario (S5 con S8 y S6 con S7 en el secundario). La señal de control únicamente es el desfase entre el voltaje de salida del puente primario y secundario (d) como se observa en la Figura 1.2, el cual que se ajusta para controlar la transferencia de potencia.

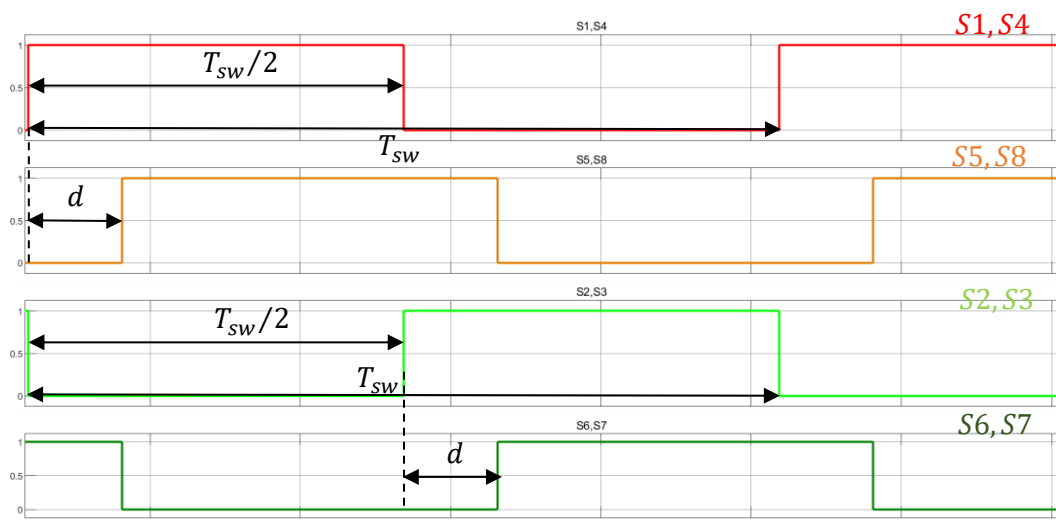


Figura 1.2. Señales de activación y desactivación en los MOSFET del DAB.

Los voltajes del primario y secundario se pueden observar en la Figura 1.3 el voltaje del primario alcanza 800 V mientras que el voltaje del secundario 400V además que existe un desfase entre el primario y secundario (d) responsable de la transferencia de potencia, de la misma manera se tiene la relación del voltaje y corriente del inductor con respecto a los voltajes del primario y secundario esta relación se explica a profundidad en la sección 0

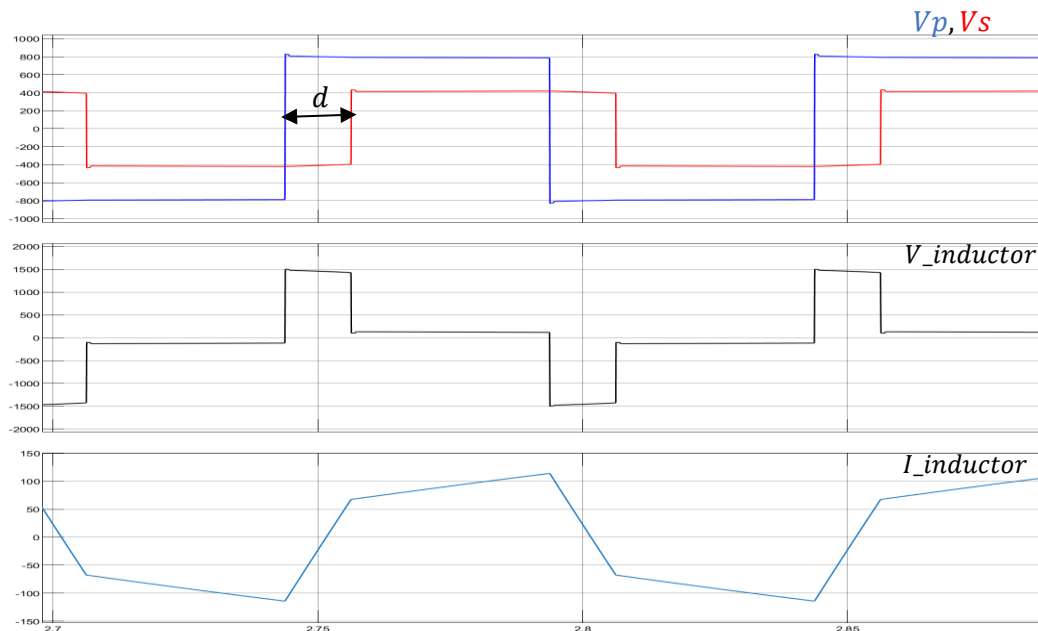


Figura 1.3. Señales de voltajes en el primario, secundario, en el inductor y corriente en el inductor.

Al ajustar el ángulo de desfase existente entre la señal del primario y la del secundario del transformador se modifica el voltaje en el inductor de dispersión del transformador, lo que permite controlar la dirección y la magnitud del flujo de potencia. La potencia vendrá dada por:

$$P = \frac{T * V_i * V_o * d * (1 - d)}{L_k * n} \quad (1.1)$$

Donde,

T, es la mitad del periodo de conmutación Tsw

Lk, es la inductancia de dispersión

n, es la relación de transformación del transformador

En la sección 2.2 se realiza una descripción más detallada al implementar mediante simulación este tipo de modulación.

1.4.3 CONMUTACIÓN SUAVE

Las pérdidas de energía por conmutación se producen cada vez que los dispositivos de conmutación se activan o desactivan. La conmutación suave se centra en reducir estas pérdidas al asegurar que los períodos de conmutación ocurran solo cuando el voltaje o la corriente a través del semiconductor sean nulos [4].

A continuación, se presentan algunas técnicas de conmutación suave reportadas en la bibliografía:

1.4.3.1 Capacitancia en paralelo

Para lograr una conmutación suave a voltaje cero (ZVS), es esencial tener en cuenta la capacitancia parásita de salida de los MOSFETs (Figura 1.4). Esta capacitancia parásita permite determinar el tiempo requerido para que la corriente sobre la inductancia de dispersión descargue la capacitancia. Cuando la capacitancia es mayor se necesita más corriente para lograr el ZVS, entonces, se requiere una corriente mínima para lograr esta transición suave. Esto puede limitar el rango de operación, ya que con cargas ligeras puede ser difícil alcanzar el valor mínimo de corriente necesario para la conmutación ZVS. [3]

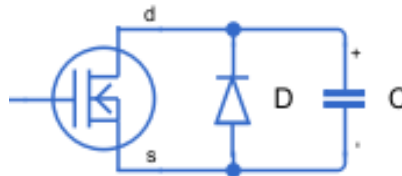


Figura 1.4. Circuito equivalente de un MOSFET

Usando el circuito equivalente de la Figura 1.4 se analiza una rama del DAB y se identifica que si conduce S2 la corriente i será negativa, mientras que si conduce S1 la corriente será positiva (Figura 1.5 (a)). Para el encendido de S1 se identifican las siguientes etapas:

- Figura 1.5 (b): Conduce S2 y S1 está apagado como se observa la capacitancia C1 se carga con el valor del voltaje de entrada V_{in} .
- Figura 1.5 (c): Se apaga S2 y S1 continúa apagado, la capacitancia C2 se carga hasta alcanzar el voltaje V_{in} y C1 se descarga, el tiempo muerto necesario se calcula midiendo el tiempo en el que tarda en descargarse por completo C1.
- Figura 1.5 (d): Si la corriente sigue siendo negativa cuando C1 se ha descargado completamente, entonces el diodo D1 de S1 conducirá y, en este momento podemos enviar la señal de encendido de S1, asegurando ZVS.

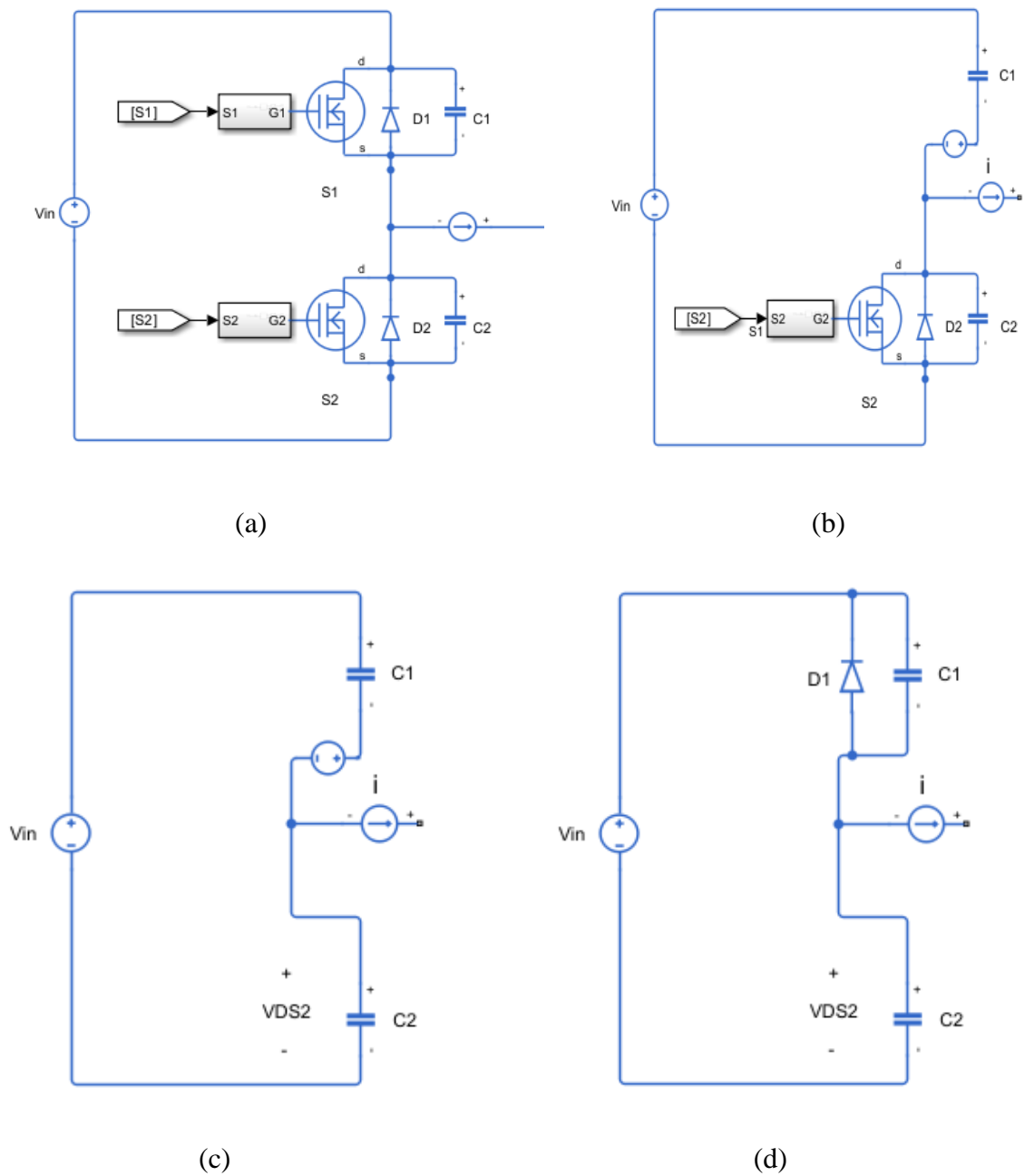


Figura 1.5.Proceso de activación y desactivación de MOSFET (a) Topología de una rama de DAB (b) MOSFET S2 activado (c) Desactivación de MOSFET S2 (d) Conducción previa a la activación del MOSFET S1.

Para lograr ZVS se requiere que V_{DS2} iguale al voltaje de entrada dentro del tiempo muerto (t_{dmin}), durante este tiempo la capacitancia C2 se carga al voltaje de entrada y C1 se descarga con ello se reducen las pérdidas por conmutación.

Debido a sus prestaciones la técnica descrita en este apartado será utilizada en este trabajo.

1.4.3.2 Circuitos activos

Consiste en un inductor DC (L) conectado en serie con la fuente de voltaje y, adicionalmente, con un capacitor (C). Esto genera una forma de onda oscilatoria en el enlace DC (V_{res}). El puente completo se opera de modo que tanto el encendido como el apagado ocurran en los cruces por cero de este voltaje resonante, asegurando así el ZVS. [4]

Aunque esta técnica no es tan frecuente como la capacitancia en paralelo debido a la necesidad de componentes resonantes adicionales y un dispositivo de conmutación activo, lo cual aumenta tanto el costo como la complejidad del control, ha sido implementada exitosamente en vehículos eléctricos y sistemas de celdas de combustible. A continuación, se presenta el circuito equivalente de esta técnica en la Figura 1.6. [4]

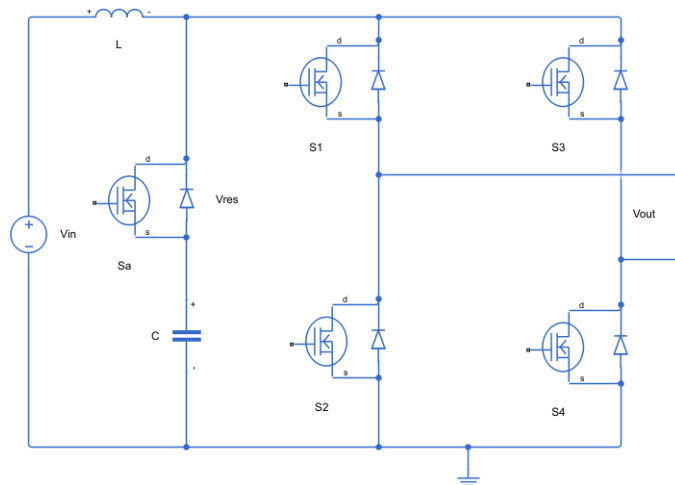


Figura 1.6. Topología de circuito activo de sujeción.

1.4.3.3 Resonancia en serie

Esta técnica utiliza un capacitor AC (C) en serie con la inductancia de fuga (L). Durante el proceso de conmutación del puente, se excita esta resonancia, lo que resulta en una forma de onda oscilatoria de salida (V_{out}). Se logra la conmutación suave ZVS al asegurar que las transiciones de conmutación en el puente ocurran en el cruce por cero de la forma de onda resonante. El principal desafío con esta técnica radica en que el capacitor C debe manejar tanto el voltaje como la corriente del convertidor, y a medida que estos aumentan, el tamaño y el costo del capacitor también aumentan considerablemente [4]

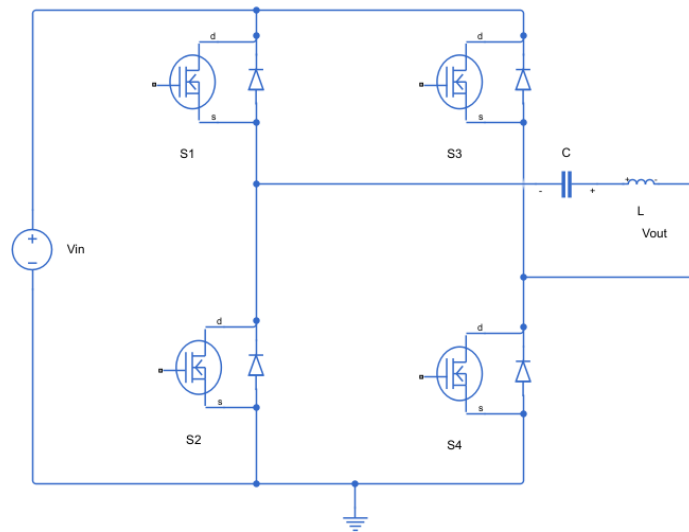


Figura 1.7. Topología para resonancia en serie.

1.4.4 SOFTWARE DE SIMULACIÓN

Simulink de Matlab ofrece una gran cantidad de librerías con elementos electrónicos y de control que permiten al usuario simular el comportamiento de semiconductores incluyendo su comportamiento térmico, por estas prestaciones en este trabajo se usará este software para realizar la simulación de un Dual Active Bridge tomando en cuenta que las librerías que se utilizarán serán simulink y simscape.

1.4.4.1 Simulink

Esta herramienta brinda una gran variedad de elementos necesarios para la simulación del DAB, en las librerías es posible tener bloques de operaciones matemáticas y dispositivos necesarios para el disparo de los semiconductores, además de poder observar las respuestas de las diferentes variables del sistema.

1.4.4.2 Simscape

Esta librería proporciona una gran variedad de elementos electrónicos que pueden ser configurados de tal manera que la simulación se acerque lo más posible a los valores esperados en un sistema implementado.

Esta librería permite también crear modelos térmicos de los semiconductores de potencia lo cual es indispensable en el presente proyecto.

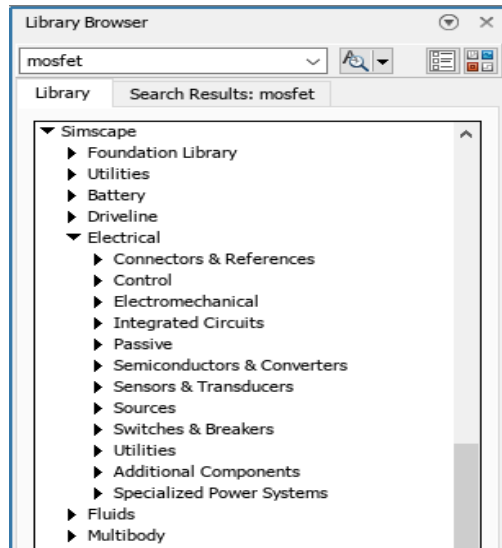


Figura 1.8. Librería Simscape¹

1.4.4.3 Elementos de potencia utilizados en la simulación dual active bridge

Simulink posee una gran variedad de semiconductores de potencia que se pueden utilizar para la simulación del DAB. Se tiene el modelo ideal de MOSFET, que sirve para poder observar el funcionamiento teórico de un convertidor (Figura 1.9).

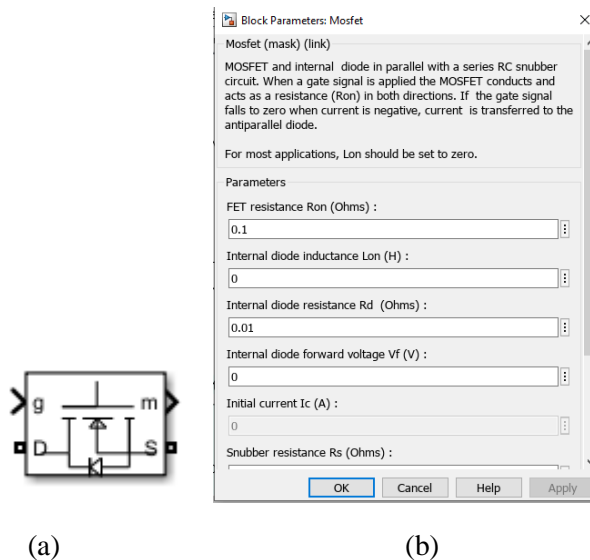


Figura 1.9. MOSFET ideal. (a) Bloque del MOSFET ideal. (b) Parámetros de configuración².

¹ Referencia tomada de la librería de simscape

² Referencia tomada del bloque MOSFET ideal de simulink

Para considerar otros parámetros más cercanos a la realidad, se tiene un MOSFET de canal N el cual permite simular tanto el calor producido por eventos de conmutación como por conducción y medir la temperatura en el semiconductor, este semiconductor se puede hallar en la librería de Simscape-Electrical-Semiconductor and Converters-N Channel MOSFET. El semiconductor y los parámetros de configuración se pueden observar en la Figura 1.10.

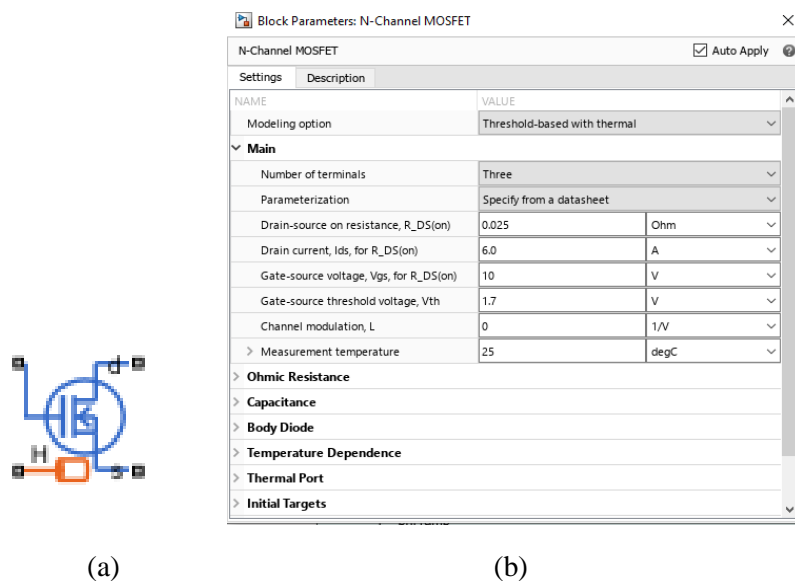


Figura 1.10. MOSFET de canal N. (a) Bloque del MOSFET ideal. (b) Parámetros de configuración³.

1.4.5 MODELO TÉRMICO

El modelado térmico, a través del uso de puertos térmicos, ofrece información valiosa para estimar los requerimientos de refrigeración de un semiconductor. Dentro de la biblioteca de semiconductores y convertidores Simscape-Electrical, algunos bloques cuentan con variantes térmicas que permiten calcular las temperaturas de los dispositivos mediante la simulación de la generación de calor.

El bloque del MOSFET de canal N (N-Channel-MOSFET) se debe configurar de manera tal que se genere un terminal para poder medir la temperatura para ello se debe configurar en los parámetros del bloque dando doble clic sobre el bloque, en Modeling Option se debe escoger la opción Threshold based with thermal

³ Tomada del bloque N-Channel MOSFET de simulink

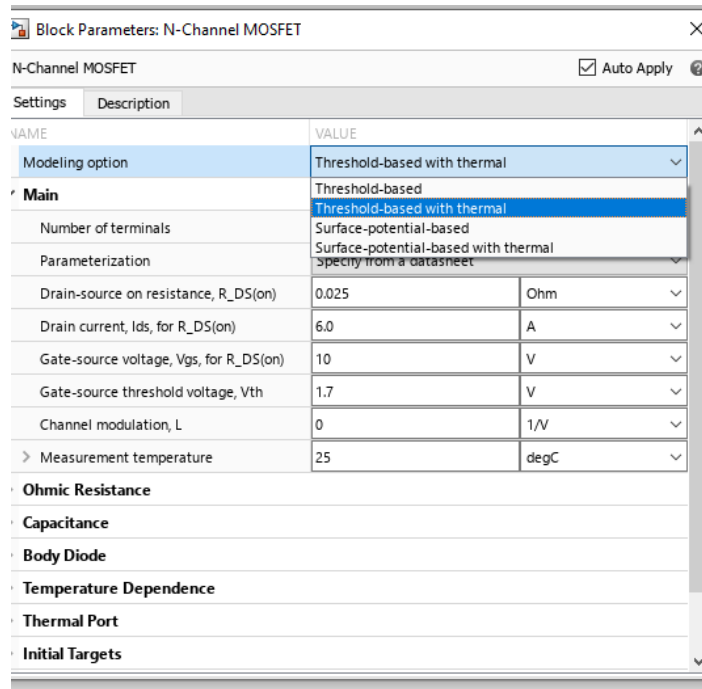


Figura 1.11. parámetros de configuración para el terminal de temperatura⁴.

Este procedimiento permite que en el bloque se genere un nuevo terminal para medir la temperatura del semiconductor.

Cuando se accede al puerto térmico, la ventana "Block Parameters" para ese componente muestra una configuración adicional llamada "Thermal port". Los parámetros visibles en esta sección dependen de la configuración que se haya establecido para el parámetro "Thermal Network" estos parámetros son:

- Especificar parámetros de unión y caja térmica
- Modelo Cauer
- Modelo de Cauer parametrizado con coeficientes de Foster
- Modelo externo.[5], [6]

1.4.5.1 Parámetros del modelo

La Figura 1.12 presenta un modelo equivalente al modelo para dispositivos semiconductores.[5], [6]

⁴ Tomada de los parámetros de configuración del Bloque N-Channel MOSFET de simulink

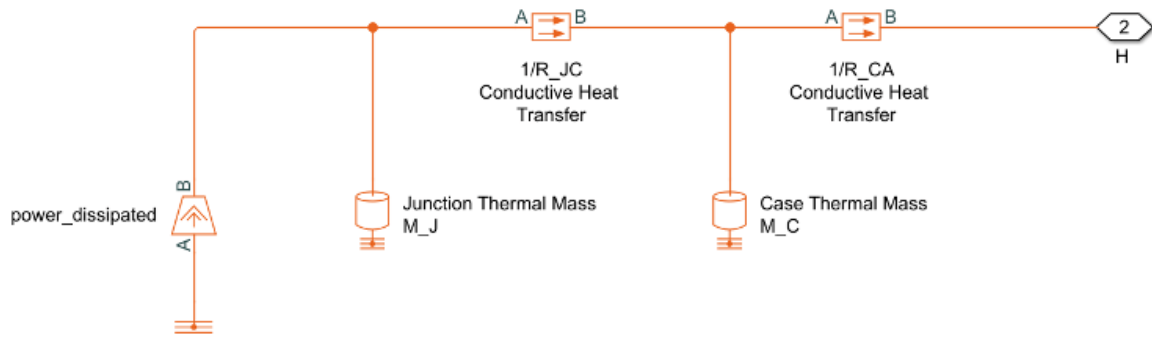


Figura 1.12. Modelo equivalente al modelo para dispositivos semiconductores.⁵

El puerto H representa el puerto térmico H del bloque. Los bloques de masa térmica representan la masa térmica de la carcasa del dispositivo y la masa térmica de la junta del semiconductor, respectivamente. El bloque de fuente de flujo de calor (power_dissipated en el diagrama) representa el calor generado por el dispositivo.

Dos bloques de transferencia de calor conductivo modelan las conductancias térmicas. La resistencia R_{JC} (la conductancia inversa $1/R_{JC}$) representa la resistencia térmica entre la junta y la carcasa. Debido a esta resistencia, la junta está normalmente más caliente que la carcasa. La resistencia R_{CA} representa la resistencia térmica entre el puerto H y la carcasa del dispositivo. Si el dispositivo carece de un disipador de calor, entonces el puerto H se debe conectar a un bloque de fuente de temperatura con su temperatura configurada según las condiciones ambientales. Si el dispositivo cuenta con un disipador debe modelarse externamente.

Se habilitan los siguientes parámetros:

- Resistencias térmicas de la junta y de la carcasa (o entre la carcasa y el ambiente/disipador de calor), $[R_{JC} R_{CA}]$: un vector de fila $[R_{JC} R_{CA}]$ que contiene dos valores de resistencia térmica, representados por los dos bloques de transferencia de calor conductivo. El primer valor, R_{JC} , es la resistencia térmica entre la junta y la carcasa. El segundo valor, R_{CA} , es la resistencia térmica entre el puerto H y el ambiente.
- Parametrización de la masa térmica: selecciona si deseas parametrizar las masas térmicas en términos de constantes de tiempo térmicas (By thermal time constants) o especificar directamente los valores de masa térmica (By thermal mass).

⁵ Tomando de la referencia [5], [6]

- Constantes de tiempo térmicas de la junta y de la carcasa, $[t_J \ t_C]$: un vector de fila $[t_J \ t_C]$ que contiene dos valores de constantes de tiempo térmicas. El primer valor, t_J , es la constante de tiempo de la junta. El segundo valor, t_C , es la constante de tiempo de la carcasa. Para habilitar este parámetro se establece la parametrización de masa térmica en By thermal time constants.
- Masas térmicas de la junta y de la carcasa, $[M_J \ M_C]$: un vector de fila $[M_J \ M_C]$ que contiene dos valores de masa térmica. El primer valor, M_J , es la masa térmica de la junta. El segundo valor, M_C , es la masa térmica de la carcasa. Para habilitar este parámetro se establece la parametrización de masa térmica en By thermal mass.
- Temperaturas iniciales de la junta y de la carcasa, $[T_J \ T_C]$: un vector de fila $[T_J \ T_C]$ que contiene dos valores de temperatura inicial. El primer valor, T_J , es la temperatura inicial de la junta. El segundo valor, T_C , es la temperatura inicial de la carcasa.

Thermal Port		
Thermal network	Specify junction and case thermal parameters	
Junction-case and case-ambient (or cas...	[0, 10]	K/W
Thermal mass parameterization	By thermal time constants	
Junction and case thermal time constan...	[0, 10]	s
> Junction and case initial temperatures, [...]	[25, 25]	degC

Figura 1.13. Parametros de configuración del puerto térmico.⁶

1.4.5.2 Modelo Cauer

La Figura 1.14 presenta un modelo equivalente del modelo térmico interno de Cauer para dispositivos semiconductores.[5], [6]

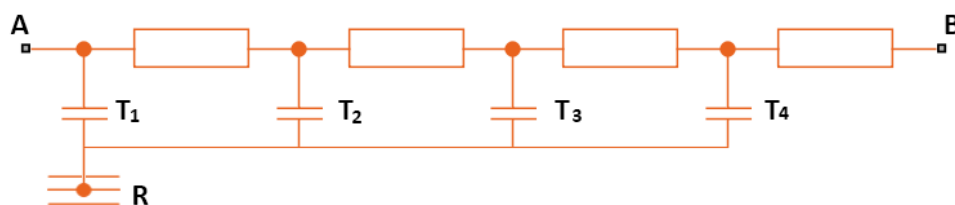


Figura 1.14. Modelos térmico de Cauer⁷

⁶ Tomado de los parámetros del puerto térmico del MOSFET

⁷ Tomado de la referencia [5], [6]

Se pueden modificar los siguientes parámetros:

- Resistencias térmicas, [R1 R2 ... Rn]: un vector de fila que contiene n valores de resistencia térmica, representados por los elementos de Cauer utilizados en la red térmica. Todos estos valores deben ser mayores que cero.
- Parametrización de masa térmica: se puede seleccionar si se desea parametrizar las masas térmicas en términos de constantes de tiempo térmicas (By thermal time constants) o especificar directamente los valores de masa térmica (By thermal mass). El valor predeterminado es By thermal time constants.
- Constantes de tiempo térmicas, [t1 t2 ... tn]: un vector de fila que contiene n valores de constantes de tiempo térmicas, donde n es el número de elementos Cauer utilizados en la red térmica. La longitud de este vector debe coincidir con la longitud de las resistencias térmicas. Todos estos valores deben ser mayores que cero. Con esta parametrización, las masas térmicas se calculan como $M_i = t_i/R_i$, donde M_i es la masa térmica, t_i es el tiempo térmico y R_i es la resistencia térmica para el i-ésimo elemento Cauer.
- Masas térmicas, [M1 M2 ... Mn]: un vector de fila que contiene n valores de masa térmica, donde n es el número de elementos Cauer utilizados en la red térmica. Todos estos valores deben ser mayores que cero.
- Temperaturas iniciales de masas térmicas, [T1 T2 ... Tn]: un vector de fila que contiene valores de temperatura correspondientes a la caída de temperatura en cada capacidad térmica del modelo.

Thermal Port

Thermal network	Cauer model	
> Thermal resistances, [R1 R2 ... Rn]	[1, 3, 10]	K/W
Thermal mass parameterization	By thermal time constants	
> Thermal time constants, [t1 t2 ... tn]	[1, 3, 10]	s
> Thermal masses initial temperatures, [T...]	[25, 25, 25]	degC

Figura 1.15. Parámetros de configuración del modelo térmico de Cauer⁸

⁸ Tomado de la configuración de parámetros del puerto térmico

1.4.5.3 Modelo de Cauer parametrizado con coeficientes de Foster

Las hojas de datos de dispositivos semiconductores comúnmente emplean coeficientes de Foster para describir el modelo térmico. No obstante, los modelos térmicos de Cauer resultan más versátiles, ya que pueden ser extendidos con componentes térmicos adicionales como disipadores de calor, elementos de radiación y convección.

Si se desea modelar la red térmica interna del dispositivo semiconductor utilizando coeficientes de Foster, se debe configurar el parámetro "Red térmica" del bloque en "Cauer model parameterized with Foster coefficients".

La Figura 1.15 presenta el modelo térmico equivalente con una implementación de Cauer es decir para ambas configuraciones se usa el mismo modelo térmico de Cauer con la diferencia de que cada bloque tiene seleccionado el parámetro "Parametrizar el modelo de Cauer utilizando los datos del coeficiente de Foster".[5], [6]

Se pueden configurar los mismos parámetros que el modelo térmico de Cauer como se observa en la Figura 1.16 ,con la única diferencia en el parámetro final que es:

- Temperaturas iniciales de los nodos, [T1 T2 ... Tn]: un vector de fila de valores de temperatura absolutos de cada nodo a partir de la junta.

Thermal Port		
Thermal network	Cauer model parameterized with Foster coefficients ▾	
> Thermal resistances, [R1 R2 ... Rn]	[4, 6]	K/W ▾
Thermal mass parameterization	By thermal time constants ▾	
> Thermal time constants, [t1 t2 ... tn]	[6, 18]	s ▾
> Initial node temperatures, [T1 T2 ... Tn]	[25, 25, 25, 25]	degC ▾

Figura 1.16. Parámetros de configuración para el modelo térmico de Cauer con coeficientes de Foster.⁹

1.4.5.4 Modelo externo

Al modelar la red térmica de un bloque semiconductor externamente al propio bloque, configure el parámetro "Red térmica" en "External". Figura 1.17 a continuación ilustra el modelo equivalente del modelo térmico interno para dispositivos semiconductores.

⁹ Tomado de los parámetros de configuración de puerto térmico

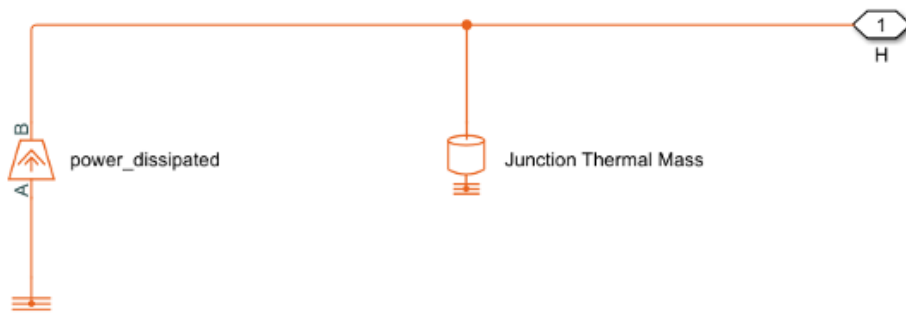


Figura 1.17.Modelo térmico externo¹⁰

El puerto H corresponde al puerto térmico H del bloque. El bloque de fuente de flujo de calor (denominado `power_dissipated` en el diagrama) representa la potencia total disipada en el bloque. Esta potencia disipada se transmite como flujo de calor al nodo H. De manera similar al modelo térmico de Foster, es esencial conectar una fuente o componentes térmicos adicionales al nodo H para permitir que el calor tenga una ruta por la cual disiparse.

Esta es la configuración que se usará en este trabajo de tal manera de poder acceder con elementos de medida de temperatura en cada punto del modelo térmico.

2 METODOLOGÍA

2.1 APLICACIÓN PROPUESTA PARA EL CONVERTIDOR DAB

Según el escenario de desarrollo sostenible proyectado para 2030, se espera reducir en dos tercios las emisiones de gas de efecto invernadero relacionadas con el transporte, principalmente mediante el incremento de vehículos eléctricos en las carreteras.[7]

Uno de los aspectos más importantes en lo que respecta a vehículos eléctricos son las estaciones de carga. En este contexto, este trabajo se centra en la simulación de un convertidor dual active bridge (DAB) aplicado en estaciones de carga eléctrica, lo cual tiene como objetivo aumentar la confiabilidad de dichas estaciones.

2.1.1 ESTACIONES DE CARGA PARA VEHICULOS ELECTRICOS

Los dispositivos de carga para vehículos eléctricos se agrupan según la rapidez con que recargan las baterías. Los tiempos de recarga varían según el nivel de agotamiento de la

¹⁰ Tomado de la referencia [5], [6]

batería, su capacidad de almacenamiento de energía, el tipo de batería, la capacidad del cargador incorporado en el vehículo y las especificaciones del equipo de carga (como el nivel de carga, la potencia de salida del cargador y los detalles del servicio eléctrico).

La velocidad de recarga puede oscilar desde menos de 20 minutos con cargadores rápidos de corriente continua (CC) hasta 20 horas o más con cargadores de nivel 1, según estos y otros factores. Al seleccionar dispositivos para un uso específico, es necesario tener en cuenta múltiples aspectos, como la disponibilidad de redes de carga, las capacidades de pago y los requisitos de operación y mantenimiento.[8]

Los niveles de carga 1 y 2, así como la carga rápida de corriente continua (también conocida como carga de nivel 3), proporcionan distintas velocidades para cargar la batería de un vehículo eléctrico.

2.1.1.1 Carga de nivel 1

La carga de nivel 1 representa la forma más elemental y fácilmente accesible de cargar vehículos eléctricos. Para emplear este método, simplemente se conecta un cable de carga a los enchufes estándar de 120V con conexión a tierra. Debido al voltaje más bajo que utiliza, la carga de nivel 1 es la opción más lenta entre las tres habituales.

2.1.1.2 Carga de nivel 2

La carga de Nivel 2 es considerablemente más veloz que la de Nivel 1. proporciona carga a través de un suministro eléctrico de 240 V, lo cual es común en aplicaciones residenciales, o de 208 V, lo cual es típico en aplicaciones comerciales, la mayoría de los cargadores residenciales de Nivel 2 operan con hasta 30 amperios y proporcionan una potencia de salida que oscila entre 2,9 y 19,2 kW.[8].

2.1.1.3 Carga de nivel 3

Opera entre 400 y 1000V, la carga rápida de corriente continua se distingue de otros métodos de carga de vehículos eléctricos debido a que es más rápida: dependiendo del estado de la batería, su capacidad, la temperatura y otros factores, la carga rápida de corriente continua suele ser capaz de cargar los vehículos eléctricos con baterías actuales del 10% al 80% en un período que va de 20 minutos a una hora, considerando una batería de 60 kWh.[8].

2.1.2 PARAMETROS DE LA APLICACIÓN

Las estaciones de carga conectadas a corriente continua (Figura 2.1) permiten incluir fuentes de energía renovable, además, son compactas, eficientes y requieren menos etapas de conversión que las estaciones conectadas a corriente alterna [7]

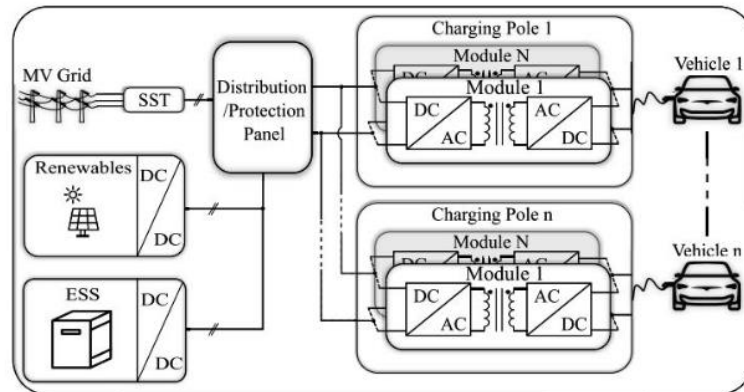


Figura 2.1. Descripción general de la estructura de una estación de carga de vehículos eléctricos conectada a CC. [7]

El punto de carga debe ser capaz de atender a una amplia variedad de tipos de vehículos, como se detalla en la Tabla 2.1. En consecuencia, el módulo de potencia, que constituye el componente principal del punto de carga, debe mantener un alto rendimiento en un rango de voltajes de salida universal (de 200 a 1000 V).

Tabla 2.1. Tipos de vehículos y voltajes de batería.¹¹

Tipo de vehículo	Modelo	Voltaje de la batería
Sedan	Nissan-Leaf	*360
	Tesla-Model S	*450
Bus	Volvo-7900 Electric	*690
Supercar	Porsche-Tycan	*723
Hypercar	Rimac-Nevera	**730
Aircraft	Rolls Royce -Spirit of Innovation	*750

*Voltage Nominal, ** Max Voltage

Los vehículos modernos actuales requieren estaciones de carga que para que sean rápidas deben ser de al menos a 10KW parámetro que se considera para la simulación del DAB.

La aplicación en la que se centra este trabajo presenta las especificaciones que se pueden apreciar en la Tabla 2.2.[7]

¹¹ Tomado de la referencia [7], [8]

Tabla 2.2. Parámetros de la aplicación.¹²

Voltaje de entrada -Vin	800 V
Voltaje de salida-Vout	400 V
Potencia nominal-Pout	10 kW
Corriente de salida	36 A
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Relación de transformación	2
Inductancia de magnetización -Lm	80 μ H
Capacitor DC entrada /salida	300 μ F/300 μ F

Con lo cual se escoge el semiconductor tanto para el puente primario como para el puente secundario es el MOSFET IMZ120R045M1 CoolSiC de Infineon, cuyas principales características se pueden observar en la Tabla 2.3 [9] y varios de los aspectos importantes a considerar son:

- Pérdidas de conmutación muy bajas
- Amplio rango de voltaje de Drain-Source
- Voltaje de umbral, VGS (th) = 4.5V
- Voltaje de apagado de puerta de 0V
- Diodo de cuerpo robusto para conmutación
- Pérdidas de conmutación de apagado independientes de la temperatura
- Alta frecuencia de trabajo
- Alta densidad de potencia [9]

Tabla 2.3.Datos del MOSFET¹³.

Type	V_{DS}	I_D	$R_{DS(on)}$	$T_{j,max}$
IMZ120R045M1	1200 V	52 ^a	45mW	175°C

Dado que el MOSFET IMZ120R045M1 se utiliza para simular el DAB, es importante tener en cuenta los valores de parámetros adicionales que se pueden encontrar en la Tabla 2.4 importante para la implementación del MOSFET simulado

¹² Tomado de la referencia [7]

¹³ Tomados de la hoja de datos del MOSFET IMZ120R045M1

Tabla 2.4. Parámetros adicionales de la aplicación¹⁴.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Drain-source Voltage	V_{DSS}	1200	V
DC drain current	I_D	52	A
Gate- Source Voltage	V_{GSS}	15	V
Power dissipation	P_{tot}	228	W
Thermal resistance, junction-case	$R_{th(j-c)}$	0.66	K/W
Thermal resistance, junction- ambient	$R_{th(j-a)}$	62	K/W
Gate-Source threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	4.5	V
Input capacitance	C_{iss}	1900	pF
Output capacitance	C_{oss}	115	pF
Reverse capacitance	C_{rSS}	13	pF

2.2 DISEÑO DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

En primer lugar, se conoce que el convertidor DAB es un convertidor bidireccional, se considera que el ángulo de desfase va de -180° a 180° este ángulo es normalizado y representado por la variable d cuyo rango es de -1 a 1. Sin embargo, dado que se escoge una aplicación donde la potencia fluye únicamente desde la carga a la fuente se toma en cuenta un ángulo de desfase que varía entre 0° y 180° (0 a 1).

2.2.1 SEÑALES DEL PUENTE PRIMARIO

En la Figura 2.2 se observa el esquema utilizado tanto para generar los disparos del puente primario como para el puente secundario del convertidor DAB.

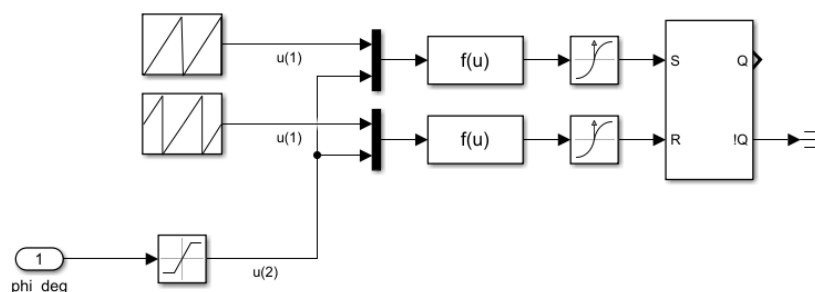


Figura 2.2. Topología del modulador SPS

¹⁴ Tomados de la hoja de datos del MOSFET IMZ120R045M1

El modulador tiene tres entradas:

- El ángulo de desfase entre el primer y segundo puente, además se implementa un bloque saturador para limitar el valor de desfase entre 0 y 1.
- Dos señales dientes de sierra desfasadas 180 grados que varían de -1 a 1 y cuya frecuencia corresponde a la frecuencia de conmutación.

Se establece una función $f(u)$ para implementar la ecuación

$$((u(1) + 1) * 0.5) - \left(0.5 - \frac{u(2)}{4}\right) \quad (2.1)$$

Donde:

$u(1)$ es la entrada del diente de sierra correspondiente.

$u(2)$ es la entrada de desfase deseado.

La ecuación (2.1) se puede explicar en dos partes, en primera instancia la expresión:

$$(u(1) + 1)0.5 \quad (2.2)$$

Permite mover la señal triangular hacia arriba una unidad, al multiplicarlo por 0.5 la señal se limita de cero a uno, el resultado de esta primera operación es visible en la Figura 2.3.

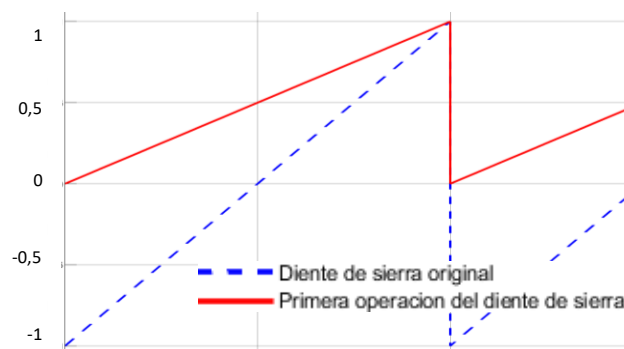


Figura 2.3. Señal resultante de las operaciones realizadas en el modulador para el puente primario

Con este resultado se realiza la operación:

$$- \left(0.5 - \frac{u(2)}{4}\right) \quad (2.3)$$

Esta operación impone un offset negativo a la señal diente de sierra, considerando que la señal $u(2)$ es el ángulo de desfase deseado. Dado que el valor máximo que se podría enviar como ángulo de desfase es 1 (180 grados) entonces con la ecuación (2.2) el valor máximo de offset que se obtiene es 0.25, con lo cual la señal resultante tendrá siempre un cruce por cero. La Figura 2.4 muestra tanto la onda luego de la primera operación como de la operación completa.

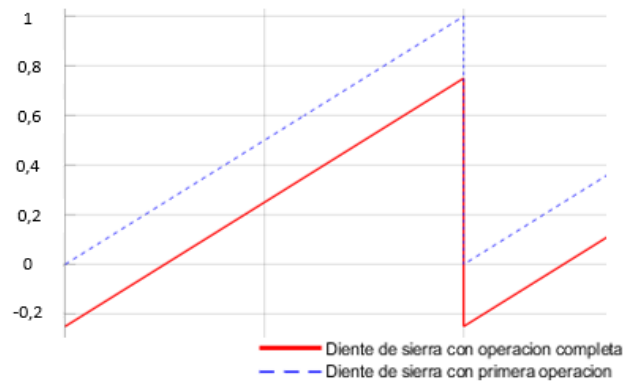


Figura 2.4. Comparación de señales dientes de sierra luego de las operaciones realizadas en el modulador

Una vez que se aplica la función a las dos señales dientes de sierra, obtenemos dos señales triangulares desfasadas 180° y cuyos cruces por cero activarán y desactivarán un flip-flop, generando una señal cuadrada (relación de trabajo del 50%.) como se muestra en la Figura 2.5.

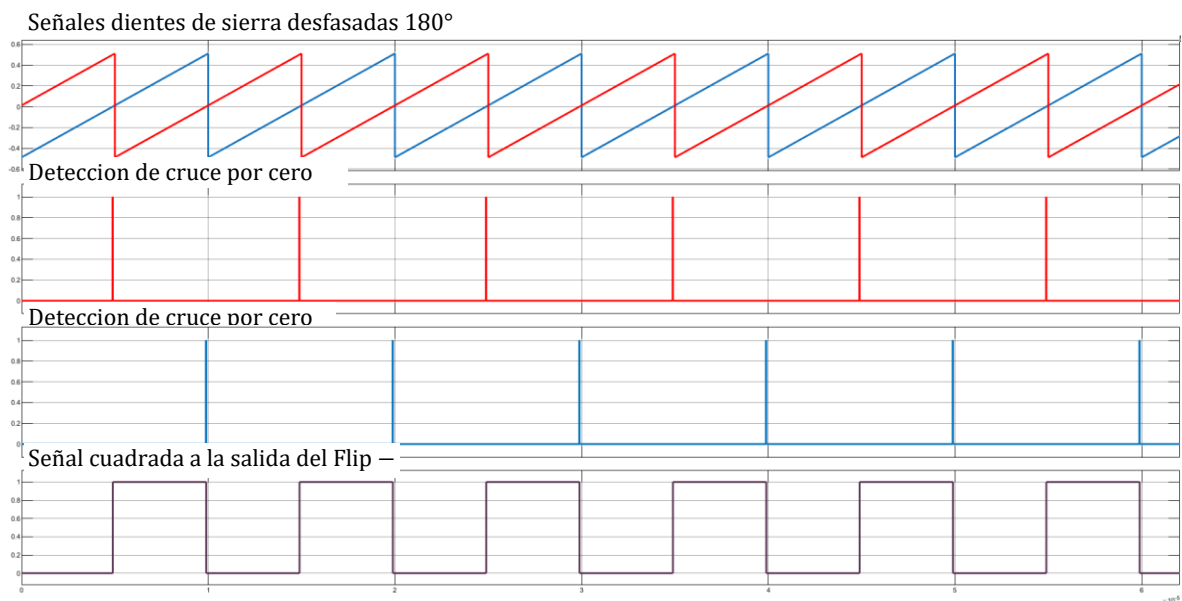


Figura 2.5 formas de onda del modulador

2.2.2 SEÑALES DEL PUENTE SECUNDARIO

Para el puente secundario, el sistema es el mismo que el de la Figura 2.2 , sin embargo, la ecuación del bloque de función utilizada se muestra en (2.4)

$$((u(1) + 1) * 0.5) - (0.5 + \frac{u(2)}{4}) \quad (2.4)$$

Dado que las consideraciones son las mismas la primera parte de la ecuación no varía sin embargo si lo hace la segunda parte como se observa en la ecuación (2.5) en la que en lugar de restar como se hace anteriormente para este caso se suma el valor del ángulo de desfase dividido entre cuatro.

$$0.5 + \frac{u(2)}{4} \quad (2.5)$$

Para este caso el valor máximo del offset es de 0.75. En la Figura 2.6 se muestra tanto la onda luego de la primera operación como de la operación completa.



Figura 2.6. Señal resultante de las operaciones realizadas en el modulador para el puente secundario

El modulador completo tanto para el puente primario como para el puente secundario se puede observar en la Figura 2.7 en el mismo se tienen dos flip flop RS que generan las señales cuadradas deseadas.

Del flip flop superior se obtienen las señales que van al puente primario, a los semiconductores S1, S4 y su complemento a los semiconductores S2, S3.

Del flip flop inferior se obtienen las señales que van al puente secundario, a los semiconductores S5, S8 y su complemento a los semiconductores S6, S7.

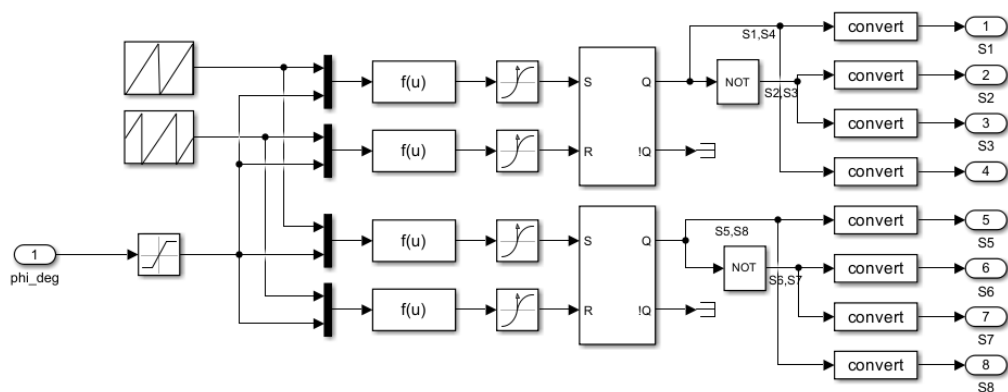


Figura 2.7.Modulador completo para disparos de los semiconductores

En la Figura 2.8 se observa la frecuencia y el desfase entre la onda cuadrada que va a los semiconductores S1, S4 y la onda que va los semiconductores S5, S8 para un ángulo de desfase de 0.25 (45°).

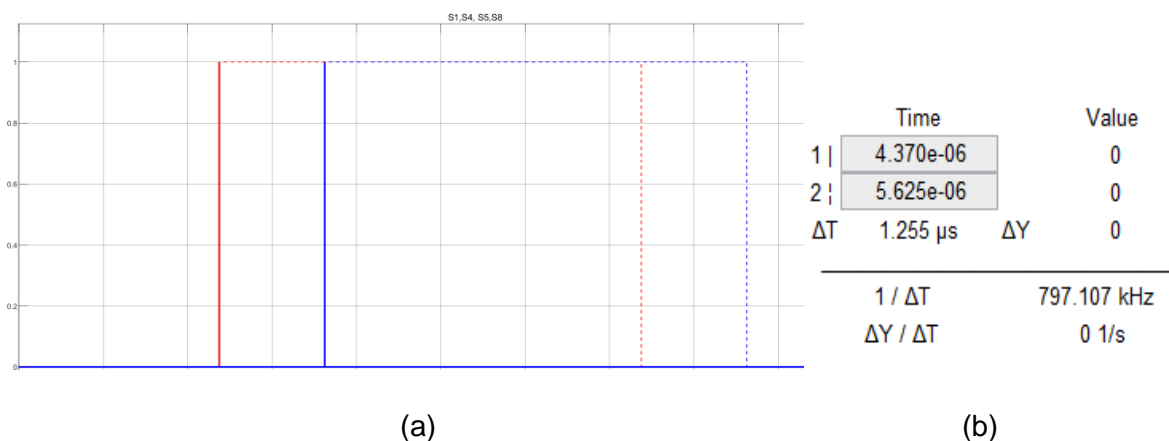


Figura 2.8. (a) Ondas desfasadas. (b) Medidas de tiempo y frecuencia.

2.2.3 ANÁLISIS DE OPERACIÓN DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

Como se ha mencionado el convertidor DAB es bidireccional, el ángulo de desfase puede variar entre -1 a 1 (-180° a 180°), si el ángulo de desfase va de -1 a 0 el flujo de potencia será desde la salida hacia la entrada y si va de 0 a 1 será de entrada a salida.

Para el análisis se considera que el flujo de potencia va de entrada a salida es decir se consideran ángulos de desfase de 0 a 1, adicionalmente se define T como la mitad del periodo de conmutación (T_{sw}).[10]

Considerando que el voltaje en un inductor viene dado por:

$$V_L = L * \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (2.6)$$

Y debido a la modulación por desplazamiento de fase se obtienen a la salida de los dos puentes dos señales cuadradas desfasadas, se obtiene el circuito equivalente de la Figura 2.9.

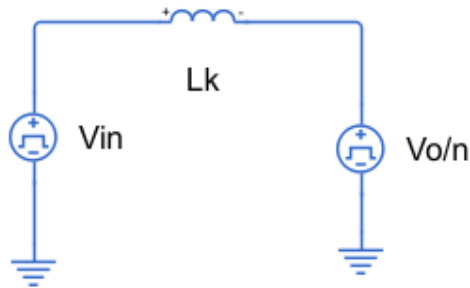


Figura 2.9. Circuito equivalente de un DAB.

En la Figura 1.3 se presentaron las formas de onda a la salida de los puentes y la corriente sobre el inductor, para este análisis se consideran dos intervalos para la corriente sobre el inductor $0 < t < dT$ y $dT < t < T$ (Figura 2.10).

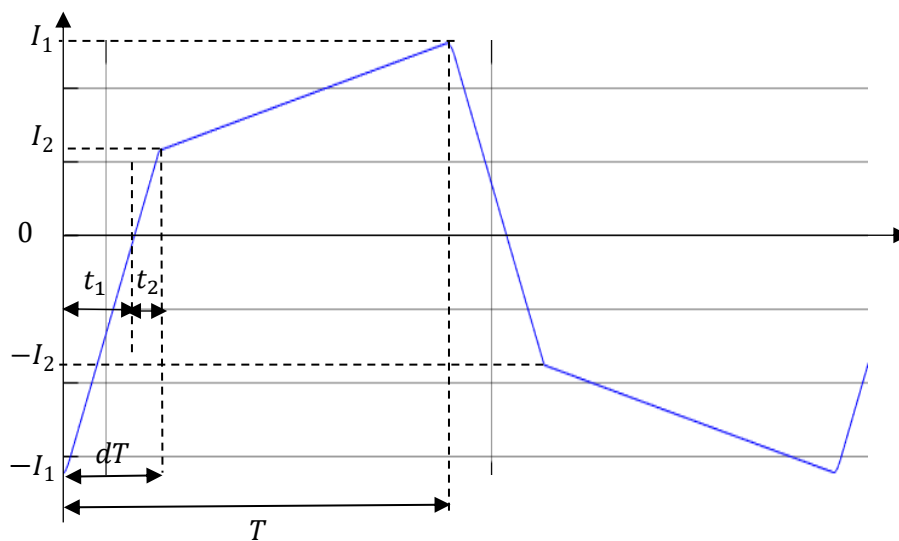


Figura 2.10. Señal de corriente en el inductor.

Se realiza el análisis mediante los intervalos definidos en la Figura 2.10

- para $0 < t < d * T$

$$V_{Lk} = V_i + \frac{V_o}{n} \quad (2.7)$$

$$V_i + \frac{V_o}{n} = L_k * \frac{I_1 + I_2}{d * T} \quad (2.8)$$

- para $d * T < t < T$

$$V_{Lk} = V_i - \frac{V_o}{n} \quad (2.9)$$

$$V_i - \frac{V_o}{n} = L_k * \frac{I_1 - I_2}{T * (1 - d)} \quad (2.10)$$

De las ecuaciones (2.8) y (2.10) se obtiene

$$I_1 = \frac{T}{2 \cdot L_k} \cdot \left(V_{in} - \frac{V_o}{n} \cdot (1 - 2d) \right) \quad (2.11)$$

$$I_1 = \frac{T}{2 \cdot L_k} \cdot \left(\frac{V_o}{n} - V_{in} \cdot (1 - 2d) \right) \quad (2.12)$$

Considerando la Figura 2.10 tenemos: $\frac{I_1}{t_1} = \frac{I_2}{t_2}$ y $t_1 + t_2 = dT$, usando las expresiones antes mencionadas se puede obtener:

$$t_1 = T * \frac{2 \frac{V_o}{n} d + V_i - \frac{V_o}{n}}{2 \left(\frac{V_o}{n} + V_i \right)} \quad (2.13)$$

$$t_2 = T * \frac{2V_i d - V_i + \frac{V_o}{n}}{2 \left(\frac{V_o}{n} + V_i \right)} \quad (2.14)$$

Considerando las corrientes de salida y entrada de los puentes secundario y primario respectivamente y mediante el cálculo de la corriente media como el área bajo la curva de cada una de las figuras y con las ecuaciones (2.11), (2.12), (2.13) y (2.14) se obtiene:

$$i_{in} = \frac{T * V_o * d * (1 - d)}{L_k * n} \quad (2.15)$$

$$i_o = \frac{T * V_i * d * (1 - d)}{L_k * n} \quad (2.16)$$

Por lo tanto, el valor de potencia de entrada y de salida son iguales y está definido por

$$P_{in} = P_o = \frac{T * V_i * V_o * d * (1 - d)}{L_k * n} \quad (2.17)$$

De donde todos los valores permanecen constantes a excepción del ángulo de desfase d haciendo que la potencia dependa únicamente del ángulo de desfase con su máximo valor en $d=0.5$, el comportamiento de la potencia en función del ángulo de desfase cuando va de 0 a 1 se puede observar en la Figura 2.11.

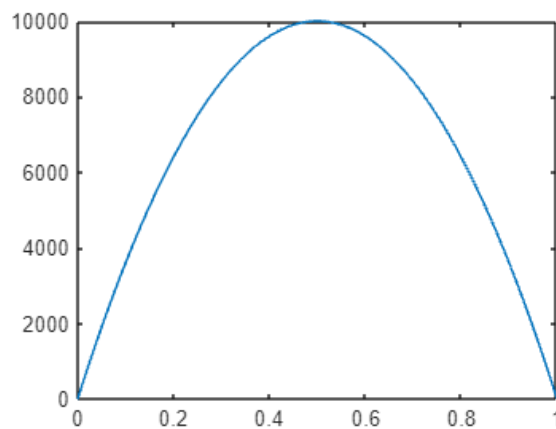


Figura 2.11. Comportamiento de la Potencia en función del ángulo de desfase.

2.3 DIMENSIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DUAL ACTIVE BRIDGE

Considerando los parámetros de la Tabla 2.4 y mediante el uso de la relación de voltajes normalizada expresada en la ecuación (2.18), se pueden dimensionar los valores de relación de transformación para el transformador del DAB (n) así como el valor de la inductancia de fuga L_k . [10]

$$M = \frac{V_o}{V_{in} * n} \quad (2.18)$$

Se considera el voltaje de salida $V_o = 400V$, el voltaje de entrada $V_{in} = 800V$ y la relación de voltajes normalizada para la cual en condiciones nominales se tiene óptimo funcionamiento como $M = 1$ (se complementa la justificación de este valor posteriormente con el análisis ZVS).

Por lo tanto, el valor de la relación de transformación considerando estos valores y sustituyéndolos en la ecuación (2.19) es

$$n = \frac{400}{800 * 1} = \frac{1}{2} \quad (2.19)$$

Adicional a ello se considera que para una estación de carga para vehículos eléctricos el valor de la potencia máxima requerida es $P = 10KW$ y una frecuencia de $f_{sw} = 100KHz$ estos valores junto con la ecuación (2.20) permite calcular el valor de la inductancia de fuga L_k . Se debe tener en cuenta que el valor de T corresponde que la mitad del periodo de switcheo T_{sw} relacionada con la f_{sw} entonces:

$$T_{sw} = \frac{1}{2 * f_{sw}} \quad (2.20)$$

por lo tanto, la ecuación (2.17) se replantea como en la ecuación (2.21).

$$P_{in} = P_o = \frac{V_{in} * V_o * d * (1 - d)}{2 * f_{sw} * L_k * n} \quad (2.21)$$

La potencia máxima se obtiene considerando un valor del ángulo de desfase $d = 0.5$ por lo tanto el valor de la inductancia de fuga queda definido por

$$L_k = \frac{800 * 400 * 0.5 * (1 - 0.5)}{2 * 100k * 0.5 * 10k} \quad (2.22)$$

$$L_k = 80uH \quad (2.23)$$

2.4 IMPLEMENTACION DEL MOSFET

Se considera un N-Channel MOSFET, este es un MOSFET Transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico de canal N. Se localiza en Simscape / Electrical / Semiconductors & Converters, el modelo del bloque N-Channel MOSFET se puede observar en la Figura 2.12 (a), la principal diferencia entre este bloque y el bloque del MOSFET (Ideal Switching) es que el N-Channel MOSFET simula un modelo real de un MOSFET.

La configuración de parámetros es mucho más completa haciendo que el MOSFET simulado sea lo más cercano posible a un MOSFET real, los parámetros reales se observan en la Figura 2.12 (b), dichos parámetros se configuran considerando la Tabla 2.4 en la cual se tienen los parámetros reales del MOSFET que se necesita para la aplicación.

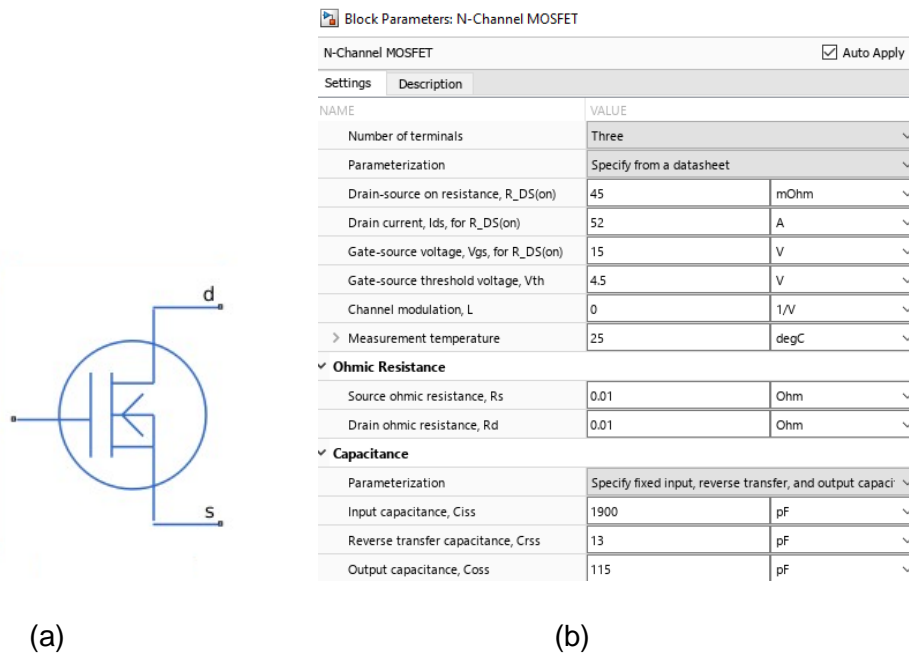


Figura 2.12. (a). Bloque del MOSFET de canal N -real. (b) parámetros configurados del MOSFET.

2.4.1 IMPLEMENTACION DEL MODELO TERMICO

2.4.1.1 Cálculo de parámetros del modelo térmico

Para configurar el puerto térmico del MOSFET se considera la estructura del modelo térmico para un semiconductor que se observa en la Figura 2.13 [11] en donde el parámetro $R_{th}(j-c)$ es la resistencia de junta-encapsulado $R_{th}(c-s)$ es la resistencia encapsulado disipador y $R_{th}(s-a)$ es la resistencia disipador-ambiente.

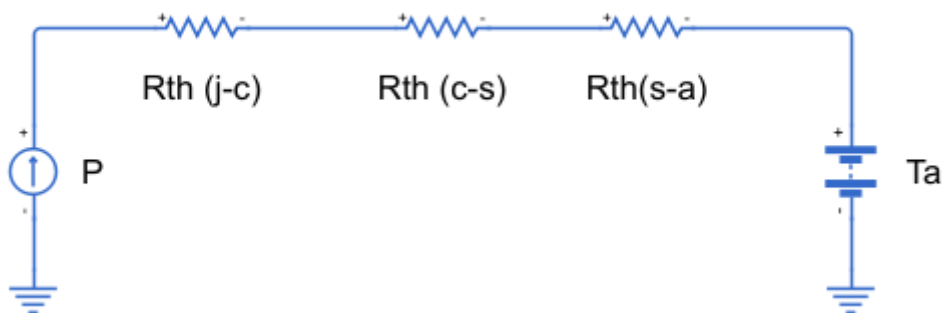


Figura 2.13. Estructura del modelo térmico para un semiconductor.

El parámetro $R_{th}(c-s)$ es un dato proporcionado por el datasheet del MOSFET el cual se puede observar en la Figura 2.14, su valor es de 0.66 K/W

Para el parámetro de $R_{th}(c-s)$ se considera que la unión entre el MOSFET y el disipador es directa por lo tanto se debe escoger un valor entre 0.5 a 1 °C/W y se escoge el valor de 0.5

IMZ120R045M1
CoolSiC™ 1200V SiC Trench MOSFET
Thermal resistances



2 Thermal resistances

Table 3

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
MOSFET/body diode thermal resistance, junction - case	$R_{th(j-c)}$		-	0.51	0.66	K/W

Figura 2.14. Sección de la hoja de datos del MOSFET correspondiente a la resistencia térmica.

Finalmente para el parámetro de $R_{th}(s-a)$ se debe considerar la temperatura máxima a la podría estar expuesta el MOSFET en las peores condiciones, para la aplicación en particular estas condiciones son establecidas para un voltaje de 600 V con un ángulo de desfase en el modulador de 0.5 con lo cual se tiene la potencia máxima, con estas se obtuvo mediante simulación la potencia máxima disipada por cada MOSFET del puente primario (17.09 W) y de los MOSFET del puente secundario (68.4W)

Adicional a ello se debe considerar la temperatura de juntura máxima del MOSFET que se obtiene del datasheet del MOSFET la cual es de 175°C se considera un rango de seguridad prudente de 35°C por lo tanto el valor de juntura maxima que se consider es de 140°C

Considerando la estructura de la Figura 2.13 se calcula el valor de $R_{th}(s-a)$ mediante la ecuación (2.24).

$$R_{th}(s - a) \leq R_{th}(j - a) - (R_{th}(j - c) + R_{th}(c - s)) \quad (2.24)$$

Considerando que

$$R_{th}(j - a) = \frac{T_j - T_a}{P_{maxima}} \quad (2.25)$$

La resistencia del disipador del puente primario es

$$R_{th}(s - a) \leq 6.73 - (0.66 + 0.5) \quad (2.26)$$

$$R_{th}(s - a) \leq 5.57 \quad (2.27)$$

Razón por la cual se escoge un disipador comercial DHS50/DHS100/TUNS50 cuyo datasheet se puede observar en el ANEXO II el mismo tiene una resistencia térmica de 5 °C/W .

La resistencia del disipador del puente secundario es

$$R_{th}(s - a) \leq 1.681 - (0.66 + 0.5) \quad (2.28)$$

$$R_{th}(s - a) \leq 0.52 \quad (2.29)$$

se escoge un disipador comercial maxiFLOW™ Heat Sink for Full Brick DC-DC Converter cuyo datasheet se puede observar en el ANEXO I el mismo tiene una resistencia térmica de 0.5 °C/W.

2.4.1.2 Configuración del puerto térmico

El bloque N-Channel MOSFET posee un puerto térmico que inicialmente se encuentra desactivado, para que dicho puerto sea visible se debe configurar el parámetro del bloque Modeling Option y establecerlo en Thershold-based with termal como se observa en la Figura 2.15 (a), este procedimiento permite exponer el puerto térmico mediante el cual se puede medir la temperatura en el dispositivo.

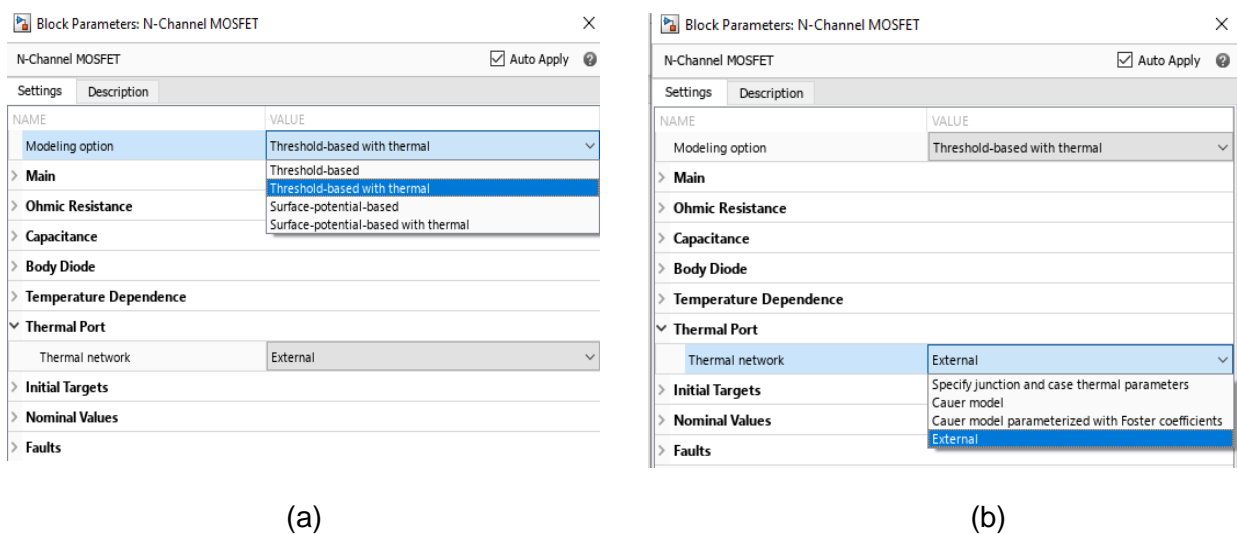


Figura 2.15. Configuración de parámetros para el puerto térmico. (a) Activación del puerto térmico. (b) Elección del modelo térmico.

Una vez activado el puerto térmico se genera una nueva opción en la configuración de los parámetros del MOSFET llamado Thermal Port que permite escoger el modelo térmico del MOSFET entre las opciones mencionadas en el capítulo anterior y visibles en la Figura 2.15 (b). Se configura la opción Thermal network en External debido a que permite modelar y medir la transferencia de calor en relación con las propiedades térmicas del MOSFET.

Para poder medir la temperatura del MOSFET se realiza el modelo mostrado en la Figura 2.16:

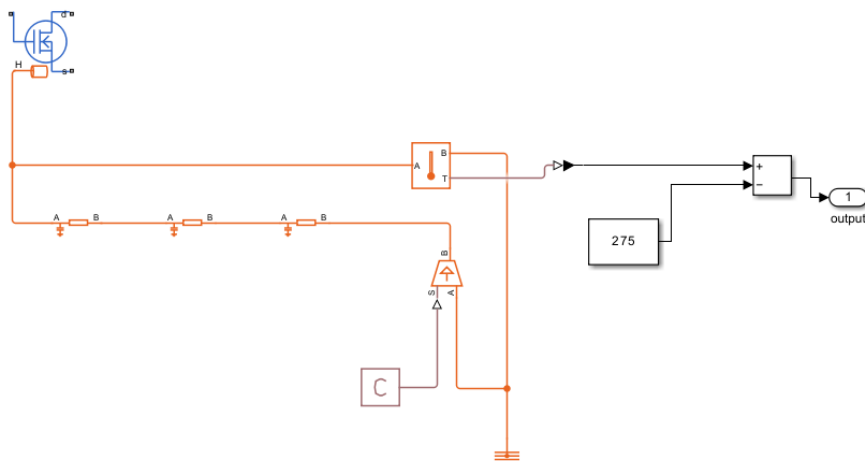


Figura 2.16. Modelo térmica implementado.

A continuación, se describe el modelo:

- Se tiene un bloque cauer thermal model el cual permite representar el flujo de calor existente entre el MOSFET y el ambiente, para ello se debe seleccionar el bloque siguiendo la siguiente secuencia de pasos en la ventana de simulink Simscape / Electrical /Passive /Thermal /Cauer Thermal Model.
- Para representar la temperatura ambiente se usa una fuente de temperatura ideal, para lo cual se hacen uso de tres bloques:
 - El primero es el bloque Controlled Temperature Source que es una fuente térmica ideal, capaz de mantener la diferencia de temperatura especificada sin importar el flujo de calor consumido por el sistema. Las conexiones A y B son puertos de transferencia de calor que actúan como la entrada y salida de la fuente, respectivamente. El puerto S es un puerto de señal física utilizado para aplicar la señal de control que maneja la fuente.

- El bloque Thermal Reference actúa como un punto de referencia térmico, es decir, un punto con una temperatura de cero absoluto, respecto al cual se miden todas las temperaturas del sistema.
- El bloque PS Constant produce una señal física con un valor constante. El parámetro constante se establece en 300 y la unidad en K.
- Para poder medir y mostrar la temperatura del MOSFET se debe agregar un bloque Temperature Sensor el cual representa un sensor de temperatura ideal, capaz de medir la temperatura absoluta en un nodo o la diferencia de temperatura entre dos nodos sin pérdida de calor. Las conexiones A y B son puertos de transferencia térmica que se conectan a los dos puntos donde se está midiendo la temperatura. El puerto T es un puerto de señal física que proporciona el valor de la diferencia de temperatura como salida.
- Finalmente se debe modificar la señal física de salida del sensor de temperatura a una señal de simulink que se va a conectar directamente a un bloque scope se hace una transformación para que esta salida sea en grados celcius.

2.4.2 CONEXIÓN DEL MOSFET CON EL MODULADOR SPS

El MOSFET seleccionado tiene conexiones eléctricas y el modulador diseñado proporciona señales para conexiones físicas por lo cual es importante tener en cuenta que se debe adaptar dichas señales físicas a eléctricas.

Es posible esta conexión gracias al bloque Gate Driver que se ubica en Simscape / Electrical / Semiconductors & Converters, este bloque ofrece una representación de un circuito integrado de control de Gate de un MOSFET.

Previo a la conexión del modulador con el Gate Driver se debe tener en cuenta que si bien la salida de este es eléctrica, su entrada no es física como se desearía sino perteneciente a una entrada tipo Simulink, por lo cual se debe convertir la señal física a una señal tipo simulink y las salidas del bloque conectarlas a Gate y Source de los MOSFET (Figura 2.17).

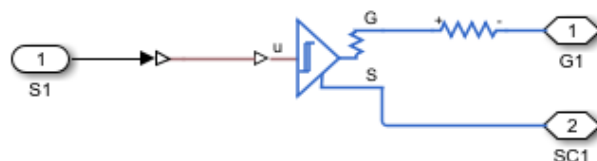


Figura 2.17. Gate Driver para los MOSFET

Cuando la señal de entrada supera el umbral correspondiente al nivel lógico 1 definido en los parámetros del bloque, la salida del circuito pasa de apagado a encendido. Durante esta transición, el voltaje de salida entre los puertos Gate y Source se incrementa desde el nivel de voltaje en estado apagado hasta el nivel de voltaje en estado encendido.

De manera similar, cuando la señal de entrada desciende por debajo del umbral correspondiente al nivel lógico 0 programado en el bloque, la salida del circuito cambia de encendido a apagado después de un retraso.

2.5 ANÁLISIS DE ZVS EN DAB

Con las consideraciones del capítulo anterior. Para lograr ZVS se requiere que V_{DS2} iguale al voltaje de entrada dentro del tiempo muerto (t_{dmin}), el circuito equivalente que resulta del análisis de una rama se deduce de la Figura 1.14 (a) de la cual se obtiene el circuito que se puede apreciar en la Figura 2.18.

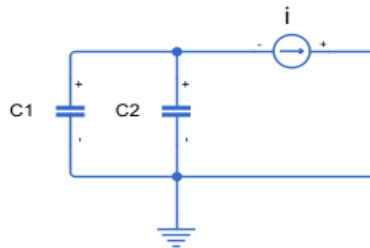


Figura 2.18. Circuito equivalente en el proceso de transición en un DAB.

Se conoce que la ecuación (2.30) representa el voltaje en un capacitor en un periodo de tiempo:

$$\Delta v_{DS2} = \frac{-i}{C} \cdot \Delta t \quad (2.30)$$

Gracias a la obtención del circuito equivalente de la Figura 2.18 se tiene que

$$\Delta v_{DS2} = V_{in} \quad (2.31)$$

$$\Delta t = t_{dmin} \quad (2.32)$$

$$C = C_1 + C_2 \quad (2.33)$$

$$i = -I \quad (2.34)$$

Con esta consideración se puede obtener el tiempo muerto (t_{DT}) que se expresa en la ecuación (2.35).

$$t_{DT} = \frac{C_1 + C_2}{I} \cdot V_{in} \quad (2.35)$$

La Figura 2.19 muestra el comportamiento de la corriente en la inductancia I_{LK} , de la cual se obtienen las condiciones para obtener ZVS:

Para S1, S4: $I_{LK} > 0$ entonces para el encendido $I_1 > 0$

Para S2, S3: $I_{LK} < 0$ entonces para el encendido $-I_1 < 0$

Para S5, S8: $I_{LK} < 0$ entonces para el encendido $-I_2 < 0$

Para S6, S7: $I_{LK} > 0$ entonces para el encendido $I_2 > 0$

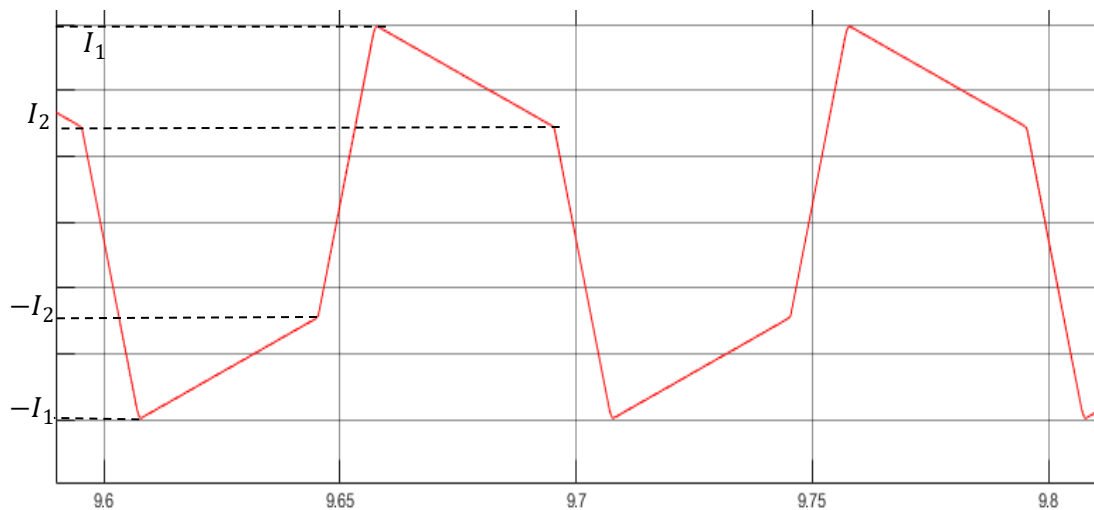


Figura 2.19. Señal de corriente del inductor.

Se considera el encendido de los MOSFETs y se definen las condiciones:

$I_1 > 0$ existe ZVS en el puente primario

$I_2 > 0$ existe ZVS en el puente secundario

Como se expresa anteriormente la condición para conmutación suave es $I_1 > 0$ e $I_2 > 0$, tomando en cuenta las ecuaciones (2.11) y (2.12).

Se considera $I_1 > 0$

$$\frac{T}{2 \cdot L_k} \cdot \left(V_{in} - \frac{V_o}{n} \cdot (1 - 2d) \right) > 0 \quad (2.36)$$

$$V_{in} - \frac{V_o}{n} \cdot (1 - 2d) > 0 \quad (2.37)$$

Se divide para V_{in}

$$1 - \frac{V_o}{V_{in} * n} \cdot (1 - 2d) > 0 \quad (2.38)$$

Considerando que el valor de M

$$M = \frac{V_o}{V_{in} * n} \quad (2.39)$$

$$1 - M(1 - 2d) > 0 \quad (2.40)$$

$$d > \frac{M - 1}{2M} \quad (2.41)$$

A partir de la ecuación (2.41) se obtiene

$$M = \frac{1}{1 - 2d} \quad (2.42)$$

Se sigue el mismo procedimiento para $I_2 > 0$

$$\frac{T}{2 \cdot L_k} \cdot \left(\frac{V_o}{n} - V_{in} \cdot (1 - 2d) \right) > 0 \quad (2.43)$$

$$\frac{V_o}{n} - V_{in} \cdot (1 - 2d) > 0 \quad (2.44)$$

$$\frac{V_o}{V_{in} * n} - (1 - 2d) > 0 \quad (2.45)$$

$$M - (1 - 2d) > 0 \quad (2.46)$$

$$d > \frac{1 - M}{2} \quad (2.47)$$

A partir de la ecuación (2.48) se obtiene

$$M = 1 - 2d \quad (2.48)$$

Las ecuaciones (2.41) y (2.47) definen el rango del ángulo de desfase para que exista ZVS, tanto para el puente primario como para el puente secundario respectivamente, las ecuaciones (2.42) y (2.48) representan estos límites. En la Figura 2.20 se pueden apreciar las zonas donde existe o no ZVS, adicional a ello se observan los valores M_{max} y M_{min} que se obtienen considerando los voltajes de salida máximos y mínimos respectivamente, con los valores M_{max} y M_{min} se pueden hallar los valores de $d_{minZVS1}$ y $d_{minZVS2}$ que serán los valores mínimos de d para que haya ZVS en el puente primario y secundario respectivamente.[12]

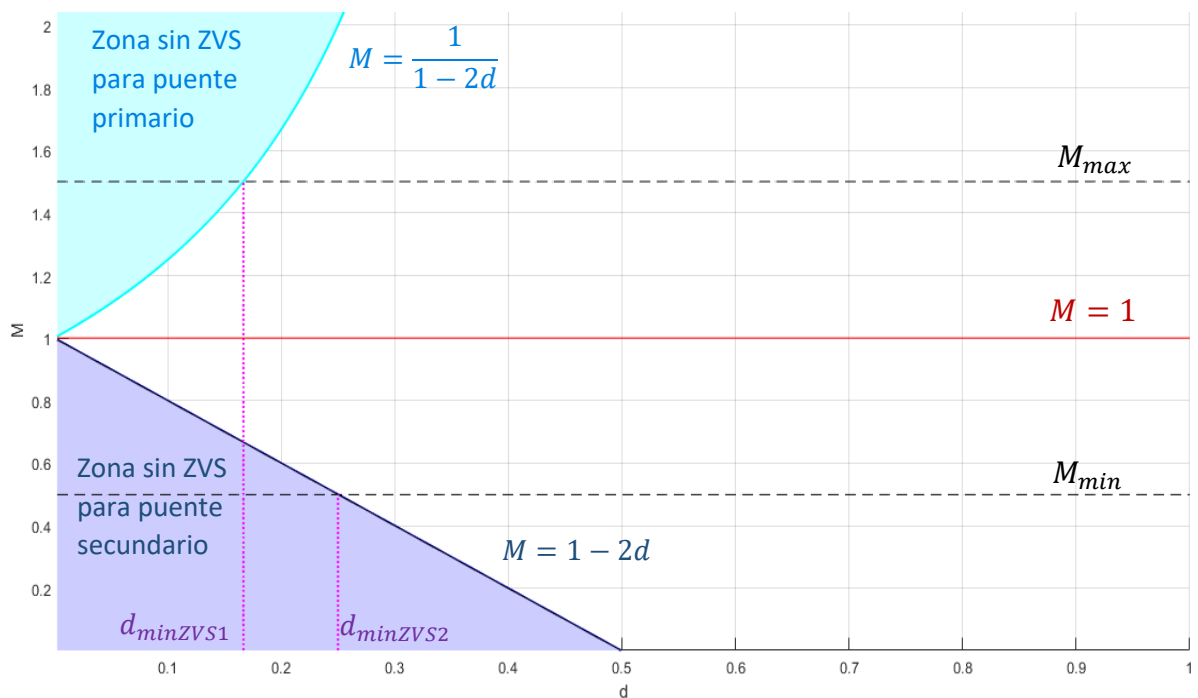


Figura 2.20. Diagrama de zonas que muestra las regiones con y sin conmutación a voltaje cero (ZVS).

Es recomendable considerar para un mejor diseño que el valor de M sea de uno así se tiene ZVS tanto para el puente primario como para el secundario. Mientras que si se considera trabajar con M_{min} se tienen ZVS siempre para el puente secundario y se limita a los valores mayores a $d_{minZVS1}$ para que exista ZVS en el primario, para valores menores a $d_{minZVS1}$ deja de haber ZVS en el puente primario.

Por otro lado, al trabajar con M_{max} se tienen ZVS siempre para el puente primario y se limita a los valores mayores a $d_{minZVS2}$ para que exista ZVS en el secundario, para valores menores a $d_{minZVS2}$ deja de haber ZVS en el puente secundario.

2.6 DIMENSIONAMIENTO DE PARAMETROS DE ZVS

2.6.1 CALCULO DE TIEMPO MUERTO

Para el cálculo del tiempo muerto es necesario considerar las capacitancias parasitas existentes en el MOSFET las mismas se especifican en la Tabla 2.4, la ecuación (2.49) permite calcular esta capacitancia drain-source (C_{DS}) en función de las capacitancias parasitas.

$$C_{DS} = C_{oss} - C_{rss} \quad (2.49)$$

$$C_{DS} = 115 \text{ pF} - 13 \text{ pF} = 102 \text{ pF} \quad (2.50)$$

La capacitancia C_{DS} es la misma que se observa en el circuito equivalente de la Figura 2.18 ($C1$ y $C2$ son C_{DS} para los MOSFET S1 y S2) a partir de la cual se deduce la ecuación que permite el cálculo del tiempo muerto que se observa en la ecuación (2.35).

Por otro lado, se considera que el tiempo muerto, es el tiempo que necesita el proceso de carga y descarga del capacitor C_{DS} que como se ha mencionado es C_{DS1} ($C1$) y C_{DS2} ($C2$) de la Figura 2.18, el resultado se muestra en la Figura 2.21.

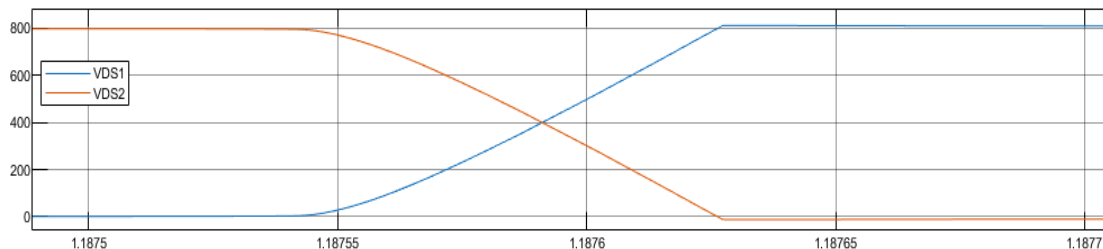


Figura 2.21. Carga y descarga de los capacitores de los MOSFET S1 y S2, VDS1 y VDS2 respectivamente.

Por lo tanto, se debe considerar el instante en que la corriente en la inductancia de fuga sea mínima es decir cuando el ángulo de desfase tenga valores bajos ya que si se lo realiza cuando el valor de corriente es máximo (valor de $d=0.5$) el tiempo muerto se minimiza lo que hace que al trabajar a corrientes pequeñas no sea suficiente para el proceso de carga y descarga de los capacitores que permite la conmutación suave.

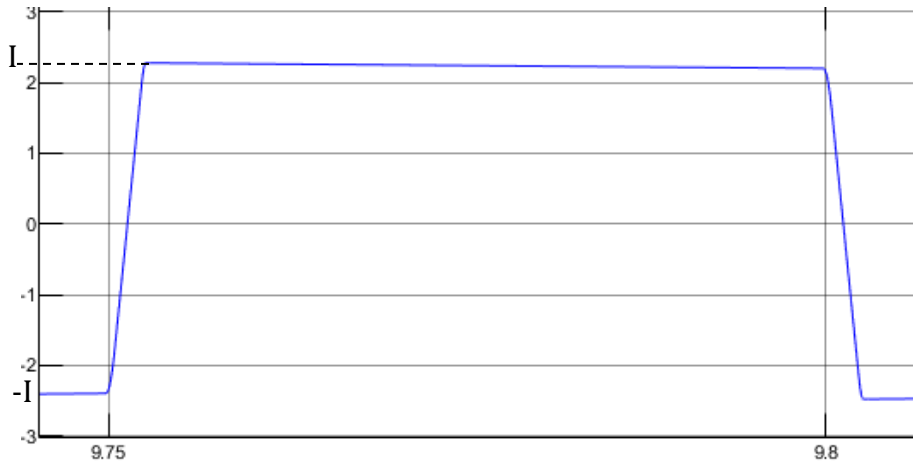


Figura 2.22. Señal de corriente del inductor en régimen permanente.

con esta finalidad se considera un valor de $d = 0.05$ con lo cual el valor de la corriente que se considera para el cálculo del tiempo muerto es $I = 2.2$ como se observa en la Figura 2.22. Por lo tanto, el tiempo muerto se determina como se observa en la ecuación (2.51).

$$t_{DT} = \frac{102 \times 10^{-12} + 102 \times 10^{-12}}{2.2} \cdot 800 = 74.18 \text{ ns} \quad (2.51)$$

2.6.1.1 Implementación del tiempo muerto en el modulador por desplazamiento de fase SPS

Para implementar el tiempo muerto en el modulador se considera retardos en las señales de salida del modulador, el bloque utilizado se encuentra en: Simscape / Electrical / Control / General Control. El bloque y los parámetros de configuración se observan en la Figura 2.23 (a) y la Figura 2.23 (b).

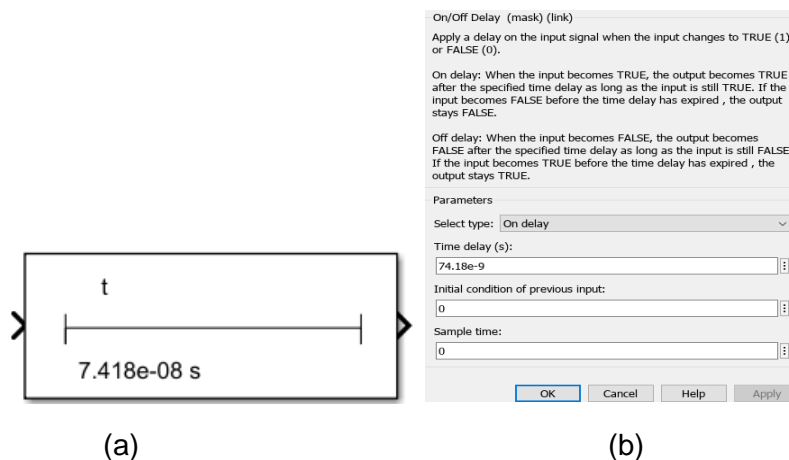


Figura 2.23. (a) Bloque on delay con valor del tiempo muerto. (b) Parámetros de configuración del Bloque.

Se debe configurar el parámetro select type como On delay y el Time delay con el valor calculado de tiempo muerto de 74.18 ns.

El bloque configurado que se observa en la Figura 2.23, se acopla al modulador diseñado, este debe colocar a las salidas de las señales generadas por los flip flop RS y sus complementos como se observa en la Figura 2.24.

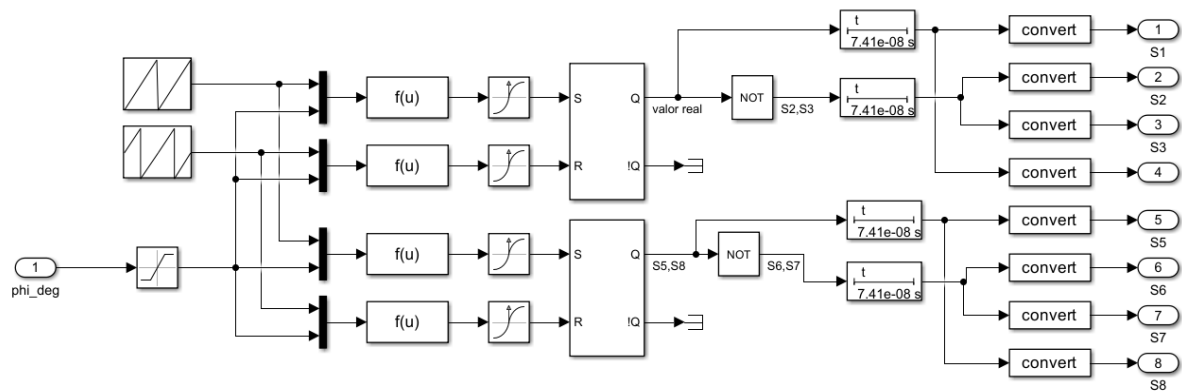


Figura 2.24. Modulador SPS completo con tiempos muertos implementados.

Con ello se completa el modulador aplicando un tiempo muerto durante el cual el modulador no genera una señal para la activación de los MOSFET. En la Figura 2.25 (a) se observa que se desactivan los MOSFET's S1,S4 en azul y se espera un lapso de tiempo para activar los MOSFET's S2,S3 en rojo, durante este lapso de tiempo sucede la carga y descarga de los capacitores C_{DS1} y C_{DS2} cómo se observa en la Figura 2.25 (b).

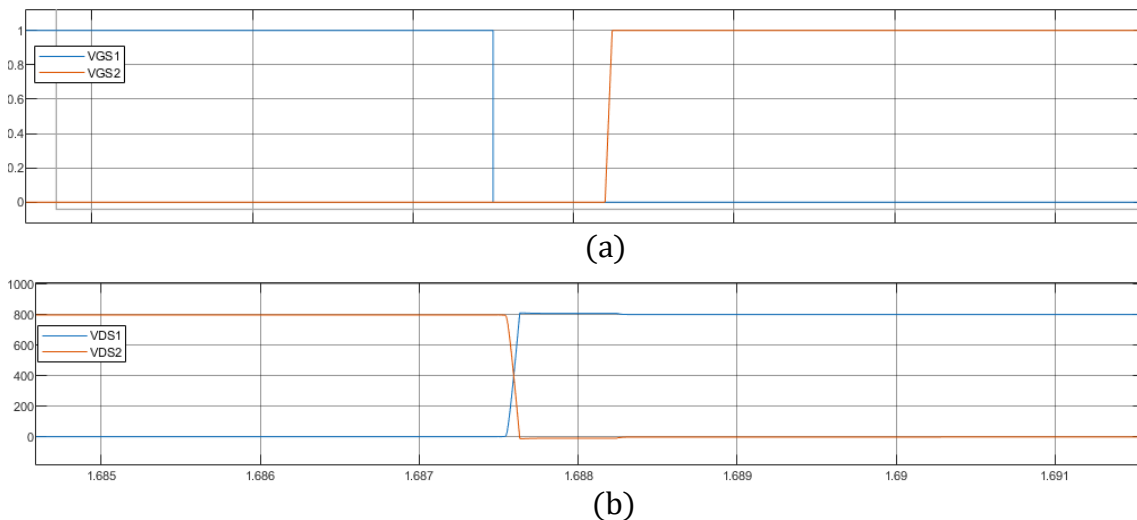


Figura 2.25. (a) Señales del modulador con tiempo muerto. (b) Carga y descarga de capacitores dentro del tiempo muerto implementado.

Por lo tanto, es posible observar la existencia de conmutación a voltaje cero ZVS ya que cada vez que un MOSFET va a conmutar gracias al modulador lo hará cuando el capacitor que está conectado en paralelo al mismo se encuentra con un voltaje igual a cero.

2.6.2 RANGOS DE OPERACIÓN DE ZVS

Para poder considerar en que rango existe o no ZVS se deben tener en cuenta las ecuaciones (2.41) y (2.47), las cuales limitan las regiones de existencia de ZVS en el puente primario y secundario respectivamente por lo tanto se consideran 3 casos particulares que determinan los límites de los valores del ángulo de desfase d en los cuales existe ZVS solo para uno de los puentes o si existe para ambos:

- En el primer caso se considera la situación óptima en donde la relación de voltaje normalizado M es igual a 1 en este caso siempre existirá ZVS como se puede observar en el Figura 2.26.

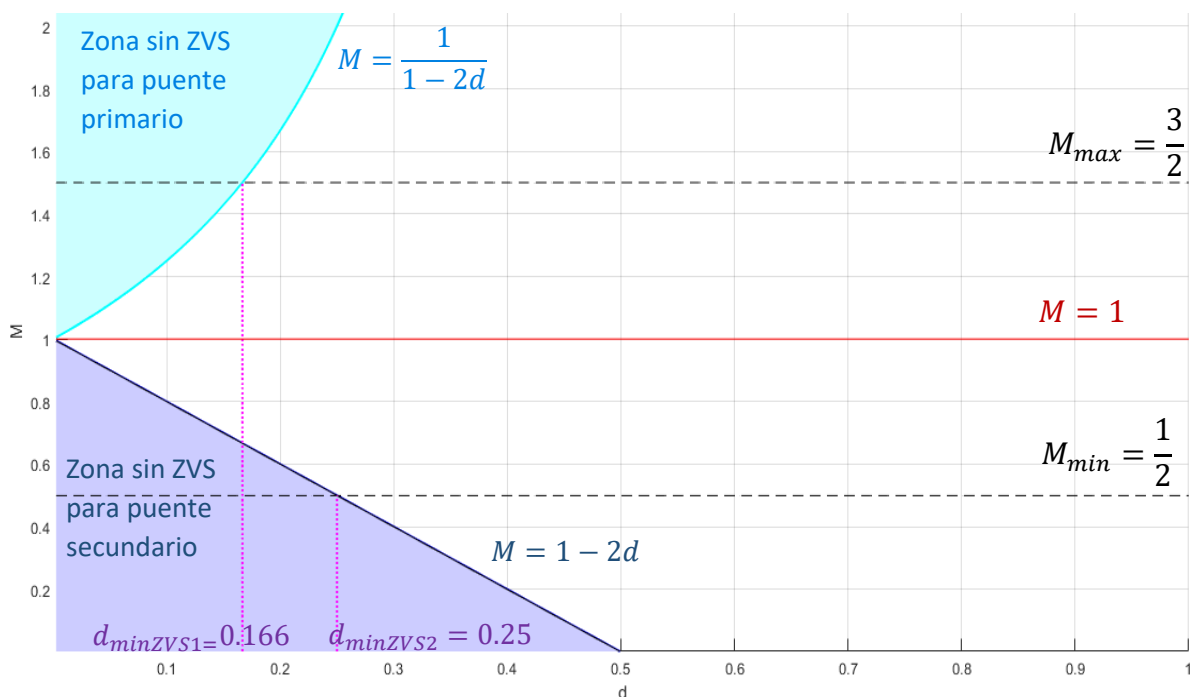


Figura 2.26. Diagrama que muestra las regiones con y sin ZVS con valores calculados.

- Para el segundo caso se toma la relación de voltaje normalizada máxima, en este caso se considera que la aplicación requiere un voltaje de salida máximo de 600 V, el valor del voltaje de entrada es igual a 800V y la relación de transformación no cambia por lo tanto el valor de M será:

$$M_{max} = \frac{600}{800 * \frac{1}{2}} = \frac{3}{2} \quad (2.52)$$

Se observa la Figura 2.26 que al trabajar con este valor se puede obtener ZVS siempre para el puente secundario, pero estará limitado para el puente primario.

El rango del ángulo de desfase a partir del cual existe ZVS para el puente primario se lo denomina $d_{minZVS1}$ y se calcula mediante [12]

$$d_{minZVS1} > \frac{M_{max} - 1}{2 * M_{max}} \quad (2.53)$$

Entonces

$$d_{minZVS1} > 0.166 \quad (2.54)$$

- Finalmente, si se requiere que la relación de voltaje normalizado sea mínima, esto en caso de que debido a la aplicación se considera un voltaje de salida de 200 V que es el mínimo voltaje de carga que podría requerir un auto eléctrico entonces la relación M queda definida como:

$$M_{min} = \frac{200}{800 * \frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \quad (2.55)$$

Si se observa la Figura 2.26 se cumple que al trabajar con este valor se puede obtener ZVS siempre para el puente primario es decir a cualquier valor de ángulo de desfase, pero estará limitado para el puente secundario.

El rango del ángulo de desfase a partir en el cual existe ZVS para el puente secundario se lo denomina $d_{minZVS2}$ y se calcula mediante

$$d_{minZVS2} > \frac{1 - M_{min}}{2} \quad (2.56)$$

Entonces

$$d_{minZVS2} > 0.25 \quad (2.57)$$

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

3.1 PRUEBAS Y RESULTADOS

Se realizan pruebas con los parámetros obtenidos para el funcionamiento del Dual Active Bridge considerando el uso de un modulador SPS (modulador por desplazamiento de fase), no se consideraron pérdidas en el inductor, debido a que el objetivo de este trabajo es ilustrar la diferencia de eficiencia entre puntos de operación con y sin ZVS, en la práctica la resistencia serie de la inductancia provocará que el rendimiento general del sistema sea inferior.

Se obtienen valores en la simulación de los ángulos de desfase para los cuales existe o no ZVS en el puente primario (entrada) y en el puente secundario (salida) y se comparan estos valores con los valores teóricos, finalmente se analizan las temperaturas de los MOSFET en ambos puentes trabajando con 600V, 200V y a condiciones ideales de funcionamiento 400V.

3.1.1 PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL DAB

Para la prueba de funcionamiento del DAB se hace variar el ángulo de desfase de 0 a 1 que es el rango en el que el convertidor DAB funciona de manera unidireccional con transmisión de potencia de entrada a salida para ello se implementa un bloque rampa en la simulación. La Figura 3.1 muestra la curva de potencia teórica (azul) esperada a medida que varía el ángulo de desfase y la curva de la potencia simulada (rojo), ambas curvas son similares y se cumple que a un valor de ángulo de desfase de 0,5 se obtiene la potencia máxima deseada (10 kW) con lo cual se comprueba el comportamiento teórico y el funcionamiento del modular SPS el cual es responsable directamente de obtención de la potencia dada la relación existente entre el ángulo de desfase y la potencia de salida .

Se realizan pruebas de funcionamiento con ángulos de desfase de 0.1, 0.25, 0.5 y se observa el comportamiento del voltaje y corriente del inductor en régimen permanente. En la Figura 3.2 se muestra el resultado con un ángulo desfase de 0.1 donde se obtienen los valores esperados de voltaje y corriente y se puede observar el desfase existente entre los voltajes del puente primario y secundario.

Los resultados de las formas de onda de voltajes y corrientes en el inductor para los valores de ángulo de desfase de 0.25 y 0.5 se encuentran en el ANEXO III

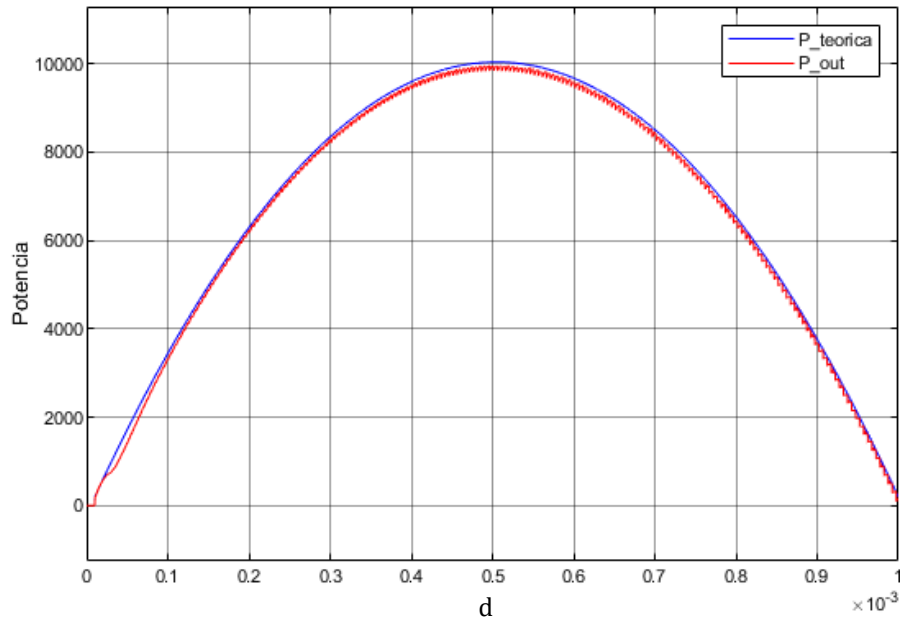


Figura 3.1. Curvas de potencia teórica y de salida

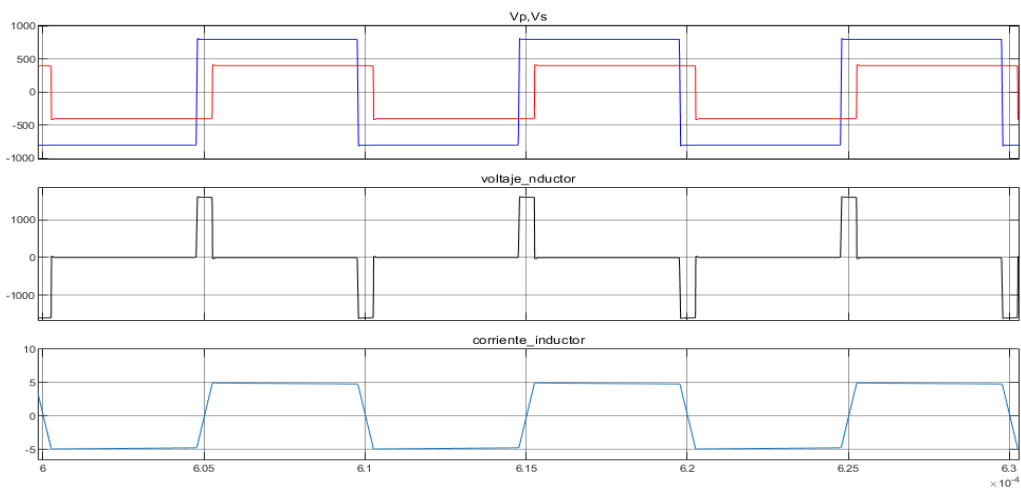


Figura 3.2. Señales de voltaje en el puente primario, secundario y en el inductor y corriente en inductor en estado estable

3.1.2 RANGOS DE OPERACIÓN DE ZVS PARA CONMUTACION SUAVE

Las pruebas realizadas para constatar conmutación suave se basan la sección 2.6.2, considerando:

- Funcionamiento a 400V donde siempre existe ZVS para cualquier valor de ángulo de desfase
- Funcionamiento a 200V donde existe ZVS siempre en el puente primario para cualquier ángulo de desfase pero que se limita a un ángulo de desfase de 0.25,

para valores menor a este ángulo de desfase deja de existir ZVS y por lo tanto no hay conmutación suave.

- Funcionamiento a 600V en donde existe ZVS siempre en el puente secundario y en el puente primario si el ángulo de desfase es menor a 0.21 deja de existir ZVS.

Para cada caso se debe considerar que para que se tenga ZVS la carga y descarga en los capacitores drain-source de los MOSFET debe ocurrir dentro del tiempo muerto. Para que exista ZVS la activación de un MOSFET debe ocurrir cuando esta completamente descargada la capacitancia parasita correspondiente a dicho MOSFET es decir se enciende a voltaje cero. En la Figura 3.3 se observa este proceso de carga y descarga, los voltajes se los denomina como VDS1 y VDS2 es decir se toman en cuenta dos MOSFET de la misma rama como se considera en la sección 1.4.3 de igual manera se considera para las pruebas los voltajes de activación de MOSFET VGS1 y VGS2 para los MOSFET correspondientes a la misma rama.

Se trabaja inicialmente con un voltaje de 200V y un ángulo de desfase de 0.1 se verifica que en el puente primario existe ZVS como se observa en la Figura 3.3 y para el puente secundario no existe como se observa en la Figura 3.4, esto se debe a que la corriente sobre los condensadores parasitos tiene una dirección contraria para permitir la carga y descarga de los mismos.

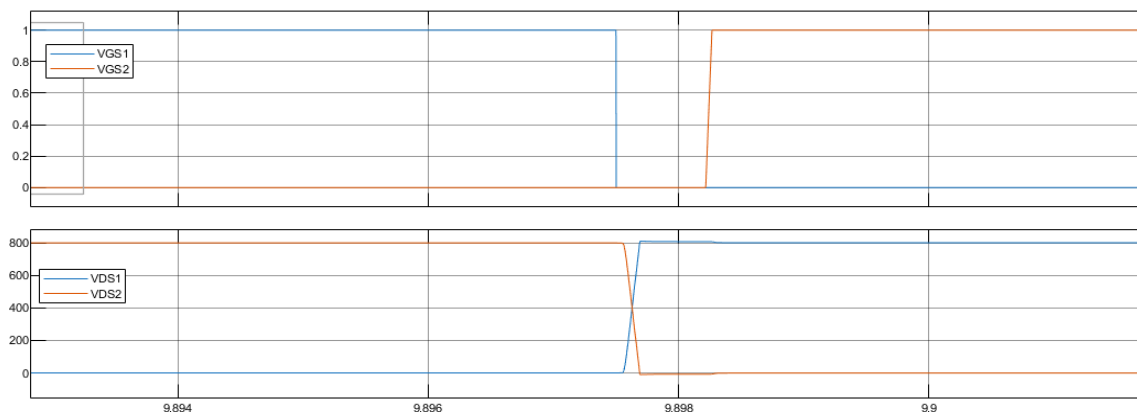


Figura 3.3. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 200V

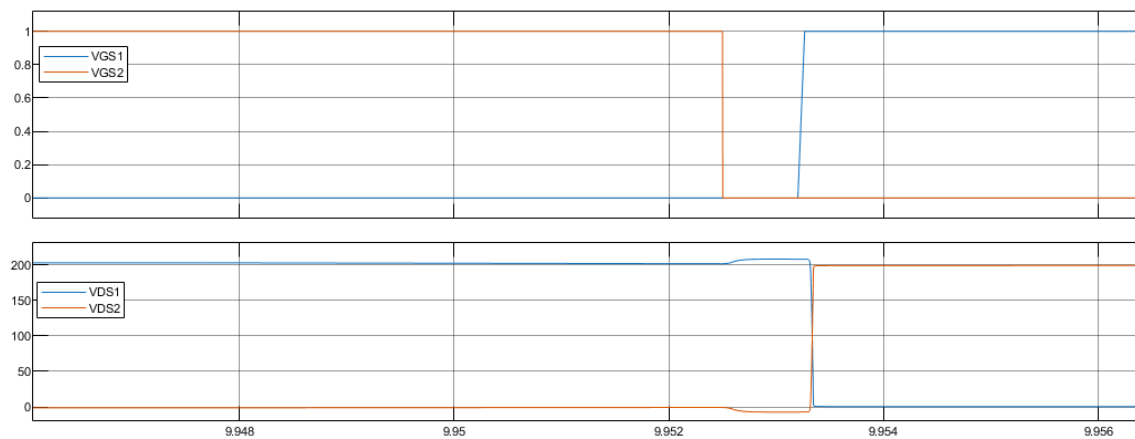


Figura 3.4. Señales que demuestran que no existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 200V

Se varía el ángulo de desfase hasta que este llegue al valor límite para el cual existe ZVS en el secundario, de esta manera se obtiene el rango de operación de ZVS para un voltaje de 200V. El valor que se obtiene de esta prueba es de 0.25, es decir la condición del ángulo de desfase para que exista ZVS tanto en el puente primario como en el secundario como se observa en la Figura 3.5 y Figura 3.6 es que sea mayor a 0.25.

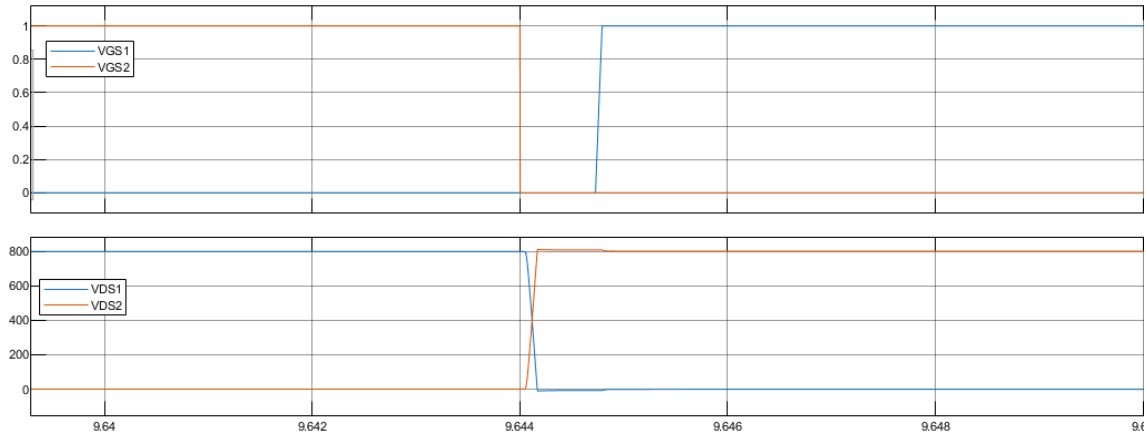


Figura 3.5. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.25$ y una salida de 200V.

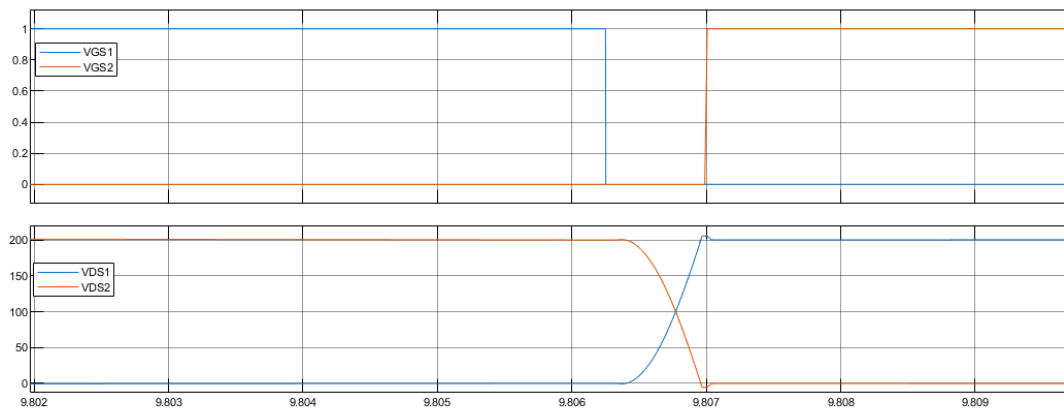


Figura 3.6. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.25$ y una salida de 200V.

De manera similar se realizan las pruebas para un voltaje de salida de 600V y un ángulo de desfase de 0.1 con lo cual se constata la existencia de ZVS para el puente primario como se puede observar en la Figura 3.7, y así mismo se observa en la Figura 3.8 que no existe ZVS para este valor.

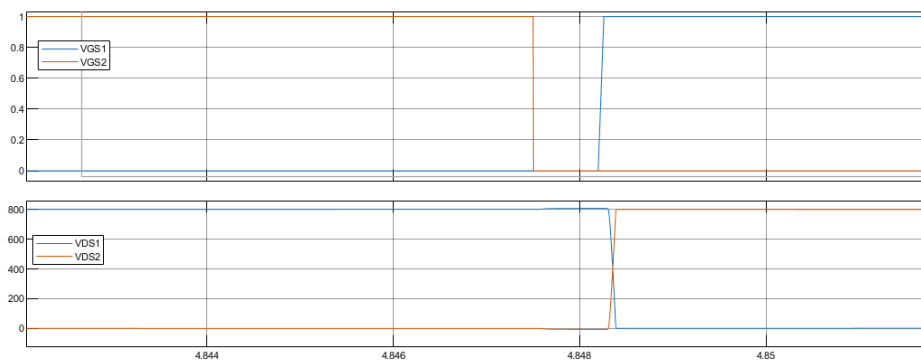


Figura 3.7. Señales que demuestran que no existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 600V.

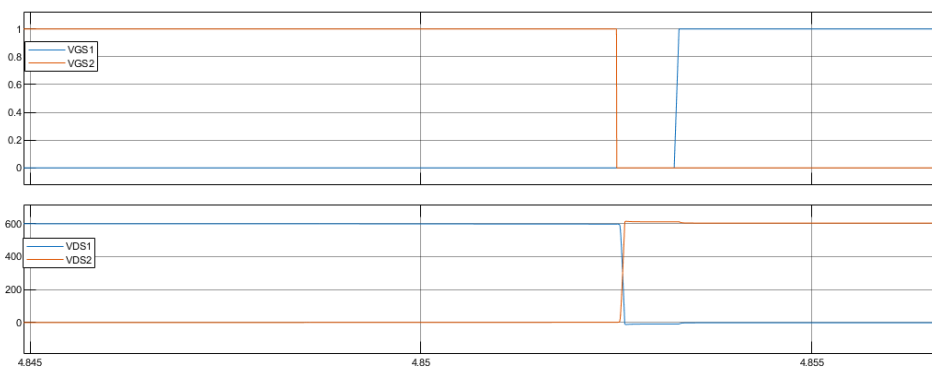


Figura 3.8. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 600V.

Adicionalmente como en el caso anterior se varía el ángulo de desfase hasta que se llegue al límite en el cual exista ZVS para ambos puentes para este caso el valor del límite es de 0.21, obteniendo con esto el rango de operación de ZVS para un voltaje de salida de 600V. Obteniendo los resultados que se observan en las Figura 3.9 y Figura 3.10.

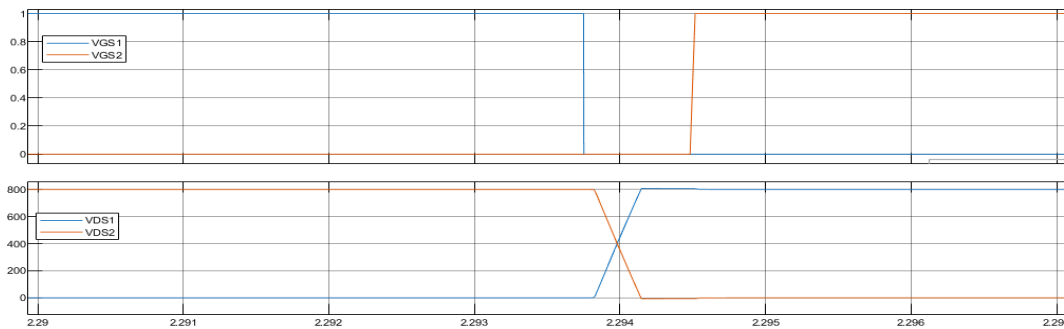


Figura 3.9. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.21$ y una salida de 600V.

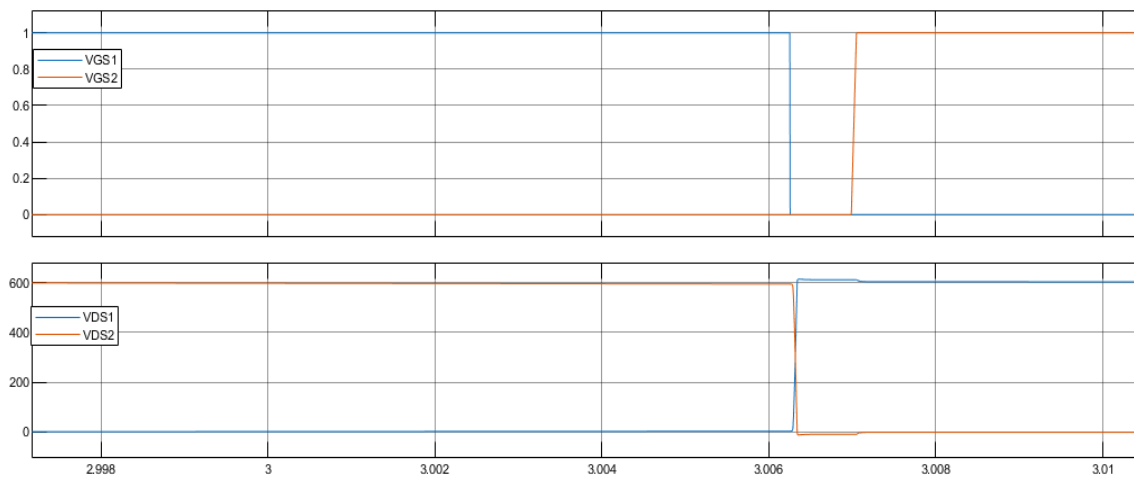


Figura 3.10. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.21$ y una salida de 600V.

Finalmente, bajo las mismas condiciones de análisis es decir un ángulo de desfase de 0.1 pero con un voltaje de 400V se observa en la Figura 3.11 y Figura 3.12 que se tiene ZVS en ambos puentes y para valores superiores este aspecto se mantiene es decir para un voltaje de salida de 400V siempre existe ZVS para ambos puentes. Por lo tanto, las condiciones de trabajo optimas son justamente a 400V dado que para cualquier valor de ángulo de desfase existe conmutación suave

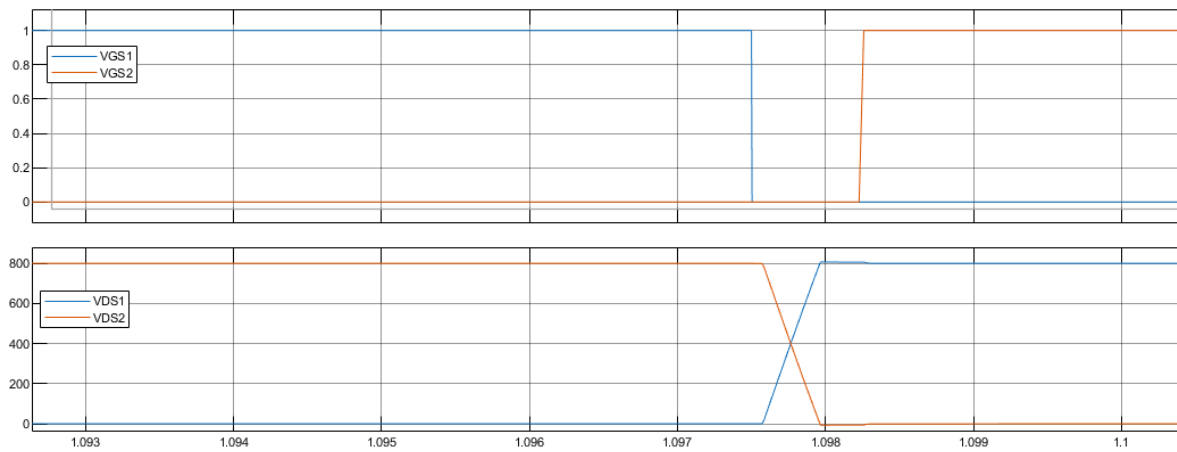


Figura 3.11. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente primario con $d = 0.1$ y una salida de 400V.

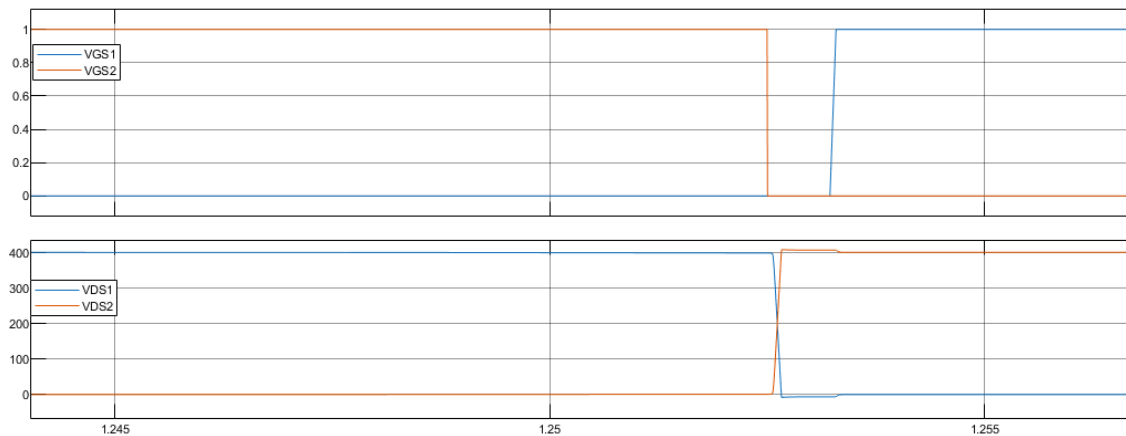


Figura 3.12. Señales que demuestran que existe ZVS en el puente secundario con $d = 0.1$ y una salida de 400V.

3.1.3 PERDIDAS Y EFICIENCIA

Para este apartado se varía el ángulo de desfase para obtener las curvas de potencia para los casos de voltaje de salida de 400V, 200V y 600V.

Las curvas de potencia teórica (sin pérdidas), potencia de entrada simulada y potencia de salida simulada para un voltaje de salida 200 V se observa en la Figura 3.13.

La eficiencia tiene tendencia a disminuir a medida que se aumenta el valor del ángulo de desfase debido a un incremento de las pérdidas por conducción por el incremento de la corriente, adicional a ello se observa un rango en donde la potencia se comporta de manera atípica se observa que este comportamiento se da en el rango entre 0 y 0.25

aproximadamente como se observa en la Figura 3.14 lo cual es justificable debido a que en ese rango no existe ZVS en uno de los puentes.

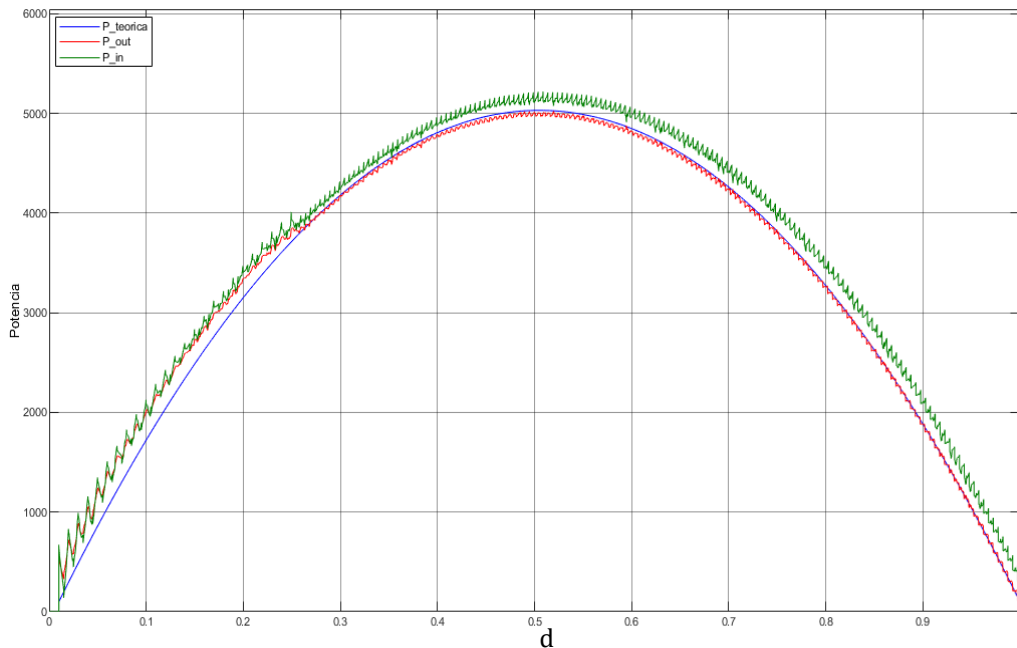


Figura 3.13.Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 200 V.

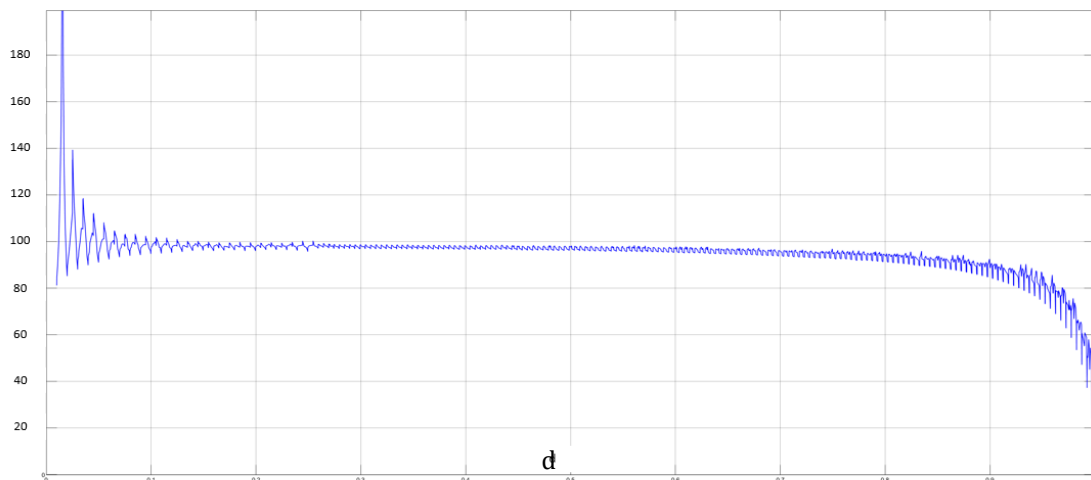


Figura 3.14.Eficiencia para un voltaje de salida de 200V a medida que se aumenta d

Por otro lado, la **Figura 3.15** muestra las curvas de potencia para un voltaje de salida de 400V en este caso el comportamiento de las curvas de potencia que se observa para la potencia de entrada y de salida son muy similares al del valor teórico y para valores menores a 0.5 es posible apreciar que las pérdidas son mínimas, a medida que se aproxima al valor de potencia máxima las pérdidas se incrementan y por lo tanto la eficiencia disminuye.

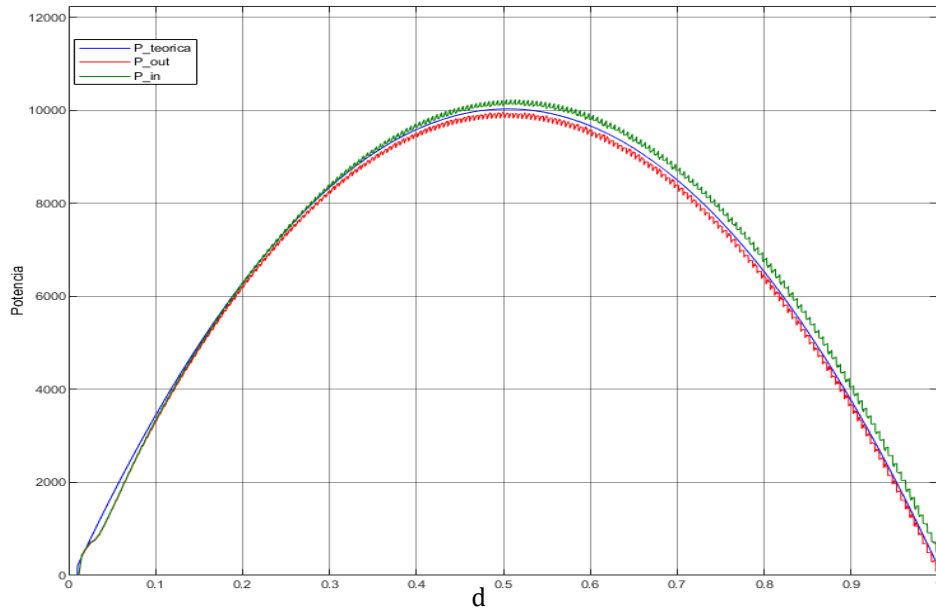


Figura 3.15.Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 400 V.

El funcionamiento del DAB cuando el voltaje de salida es de 400 V es, por lo tanto, ideal para poder trabajar en un rango amplio de valores de ángulo de desfase ya que la eficiencia no se ve afectada debido a que las pérdidas por conmutación se reducen gracias a que existe ZVS en ambos puentes para cualquier valor del ángulo de desfase como se observa en la Figura 3.16.

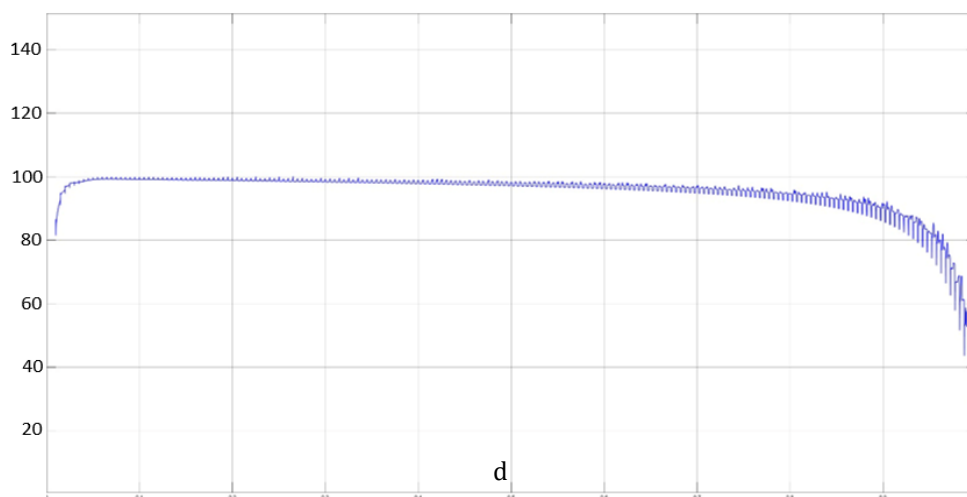


Figura 3.16.Eficiencia para un voltaje de salida de 400V a medida que se aumenta d

Finalmente se prueba el DAB considerando un voltaje de salida de 600 V la Figura 3.18 muestra las curvas de potencia que se obtienen con esta consideración, en este caso se observa un comportamiento atípico para en el rango de 0 a 0.21 aproximadamente rango en el cual no existe ZVS en el puente primario lo que afecta a los valores obtenidos de

potencia de entrada y salida ya que se alejan del valor que se tiene de potencia teórica, la pérdida de potencia respecto de la potencia deseada es debido a las pérdidas que se generan por conmutación.

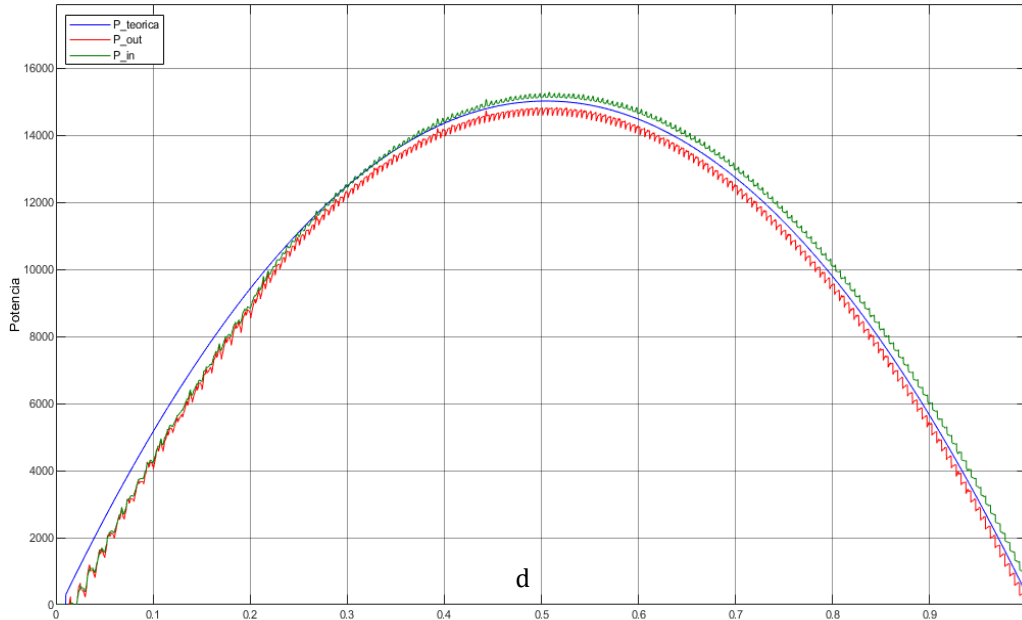


Figura 3.17.Curvas de potencias de entrada, salida y teórica en función del ángulo de desfase para un voltaje de salida de 600 V.

En este caso el convertidor DAB con un ángulo de desfase de 0.5 tiene una potencia de salida de alrededor de 15 kW, la eficiencia como se observa en la Figura 3.18 tiende a un determinado valor en el rango entre 0.2 a 0.5 a partir de ahí la eficiencia cae notablemente.

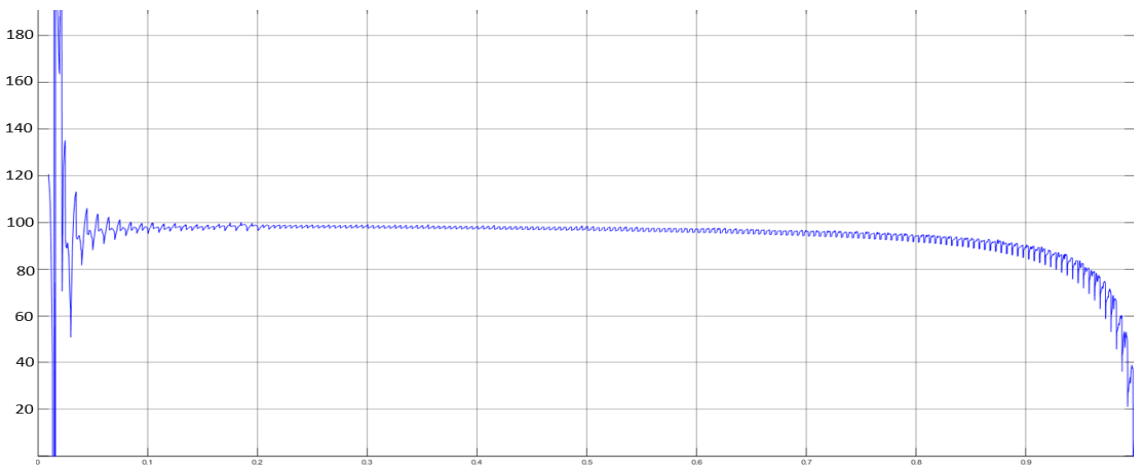


Figura 3.18.Eficiencia para un voltaje de salida de 600V a medida que se aumenta d

Además del comportamiento general de las curvas de potencias para los diferentes casos de voltajes de salida se realizan pruebas para casos particulares considerando valores de ángulo de desfase diferentes, para cada uno de los voltajes de salida se hallan datos

específicos de potencias teórica, de entrada y de salida, con ello se calculan los valores de eficiencia y pérdidas para al menos seis valores de ángulo de desfase considerando al menos tres valores en el rango donde no existe ZVS (0.05,0.1 y 0.2) para los voltajes de 200V y 600V y el valor del ángulo de desfase para potencias máximas es decir de 0.5.

Los valores de potencias específicas para el voltaje de salida de 200 V se presentan en la Tabla 3.1 en la misma se tienen además los valores de eficiencia. Se puede observar que las potencias para los valores que están fuera del rango donde existe ZVS, es decir para ángulos de desfase $d = 0.05, 0.1$ y 0.2 , varían significativamente respecto a la potencia teórica, para este caso el límite donde existe ZVS es de 0.25 . En el ANEXO IV se presentan resultados de valores de potencias y temperaturas en la zona donde no hay ZVS ($d=0.1$), en el límite para la existencia de ZVS ($d=0.25$) y en la zona donde si hay ZVS ($d=0.5$) .

Tabla 3.1. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 200V$

Vin=800 V, Vout=200V					
d	Potencia teórica (W)	Potencia entrada(W)	Potencia salida(W)	n%	Perdidas(W)
0,05	951,5	1291	1256	97,289	35
0,1	1805	2100	2062	98,19	38
0,2	3214	3467	3406	98,24	61
0,3	4222	4305	4223	98,09	82
0,4	4829	4919	4814	97,86	105
0,5	5031	5144	5008	97,35	136

Los valores de potencias para un voltaje de salida de 400 V se presentan en la Tabla 3.2, en este caso las eficiencias en este caso son más altas, y al trabajar a máxima potencia se obtiene una eficiencia de superior al 98%, sin embargo, es recomendable trabajar para valores del ángulo de desfase entre 0.1 a 0.3 en donde la eficiencia es aproximadamente del 99 % y los valores de potencia de entrada y salida se aproximan más al valor de potencia teórica.

Tabla 3.2. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 400V$

Vin=800 V, Vout=400V					
d	Potencia teórica (W)	Potencia entrada (W)	Potencia salida (W)	n%	Perdidas (W)
0,1	3604	3504	3489	99,57	15
0,2	6413	6385	6343	99,34	42
0,3	8422	8435	8349	98,98	86
0,4	9628	9683	9543	98,55	140
0,5	10030	10130	9933	98,05	197

En la Tabla 3.3 se presentan los valores obtenidos de potencias de entrada, salida y teóricas al realizar pruebas con un voltaje de 600V, los datos permiten constatar que para valores menores al límite de ZVS que en este caso es de 0.21 las potencias de salida y entrada son alejadas de los valores que se espera, esto en vista de que el puente primario se ve afectado ya que no existe ZVS y las pérdidas por conmutación se incrementan y la eficiencia disminuye como se puede observar para $d=0.05$.

Tabla 3.3. Potencias y eficiencia a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 600V$

Vin=800 V, Vout=600V					
d	Potencia teórica (W)	Potencia entrada (W)	Potencia salida (W)	n%	Perdidas (W)
0,05	2851	1947	1858	95.42	89
0,1	5403	4606	4514	98,00	92
0,2	9612	9181	9063	98,71	118
0,3	12620	12570	12380	98,48	190
0,4	14430	14460	14200	98,20	260
0,5	15030	15140	14780	97,62	360

En el ANEXO IV se presentan graficas de potencias en puntos críticos de 0.1 ,0.21 y 0.5 valores donde no hay ZVS, es el límite donde existe ZVS y a potencia máxima respectivamente.

3.1.4 ANALISIS DE TEMPERATURA

En la sección 2.4.1.1 se realiza el análisis para la implementación del modelo térmico para un MOSFET y en el 2.4.1.2 se implementan estos parámetros en la simulación, lo que permite realizar las pruebas para la variable de temperatura la misma que depende de la variación de la potencia.

Tomando en cuenta las pruebas realizadas para un voltaje de salida de 200 V y con los resultados expresados en la Tabla 3.4 se puede decir que los MOSFET de todo el puente no perciben un aumento de temperatura elevado ya a que su potencia máxima de alrededor de 5 kW con $d = 0.5$ tienen una temperatura máxima de 73.37°C .

Tabla 3.4. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 200\text{V}$

Vin=800 V, Vout=200V				
d	TEMPERATURA DEL MOSFET			
	MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0.05	36,61	36,59	37,59	37,59
0.1	38,5	38,54	37,84	37,85
0,2	44,34	44,73	40,33	40,97
0,3	51,51	51,6	45,03	45,06
0,4	62,04	61,85	53,7	53,65
0,5	73,23	73,37	63,43	63,4

Considerando para la prueba de temperatura un voltaje de salida de 400V se tienen los resultados que se exponen en la Tabla 3.5, se observa que la temperatura máxima a la trabajan los MOSFET's es de alrededor de 90°C con una potencia máxima de 10 kW, por lo tanto se puede trabajar sin inconvenientes a potencia máxima sin correr el riesgo de daños en el MOSFET.

Tabla 3.5. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out}=400V$

Vin=800 V, Vout=400V				
d	TEMPERATURA DEL MOSFET			
	MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0,1	28,3	28,28	28,76	28,78
0,2	38,15	38,12	39,03	39,05
0,3	52,8	52,67	53,92	53,91
0,4	71,35	71,05	71,77	71,73
0,5	93,98	93,81	90,82	90,84

Los valores de temperatura obtenidos tras las pruebas para un voltaje de 600V en la salida se pueden observar en la Tabla 3.6 aquí es necesario destacar que en la zona donde no hay ZVS en el primario cuando $d=0.1$ las temperaturas de los MOSFET's del puente primario son mucho mayores a las del puente secundario por más del doble de temperatura, lo que implica que la ausencia de ZVS también genera cambios bruscos de temperatura. Para valores de d superiores al límite de ZVS la variación de temperatura entre el puente primario y secundario es menor.

Además, y para hacer una comparación se tiene que con $d=0.1$ se extrae una potencia de alrededor de 5 kW con una temperatura máxima superior a $100^{\circ}C$ como se observa en la Tabla 3.6, cuando en el caso de 200V tenemos que con 5 kW la temperatura es de alrededor de $73^{\circ}C$ y con 400V donde tenemos ZVS la temperatura para 5 kW es inferior a los $35^{\circ}C$, estos resultados se pueden observar en el ANEXO IV en la Figura IV.18 para el voltaje de salida de 400 V y Figura IV.19 para el Voltaje de salida de 600V.

La mayor temperatura que alcanza los MOSFET's es justamente en este caso cuando se trabaja a potencia máxima con un $d=0.5$, esta temperatura se la tomo en cuenta para el diseño del modelo térmico para este MOSFET en la sección 2.4.1.1 en donde se analizan las peores condiciones antes de realizar las pruebas de temperatura.

Tabla 3.6. Temperaturas a diferentes ángulos de desfase, a $V_{out} = 600V$

Vin=800 V, Vout=600V				
D	TEMPERATURA DEL MOSFET			
	MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0,05	108,3	109,9	37,73	37,87
0,1	102,3	97,62	42,72	41,8
0,2	56,33	56,15	58,52	58,52
0,3	69,49	69,26	82,63	82,63
0,4	95,87	96,54	109,5	109,5
0,5	129,6	128,7	138,3	138,3

En el ANEXO IV se adjuntan resultados de potencia y temperatura para ángulos de desfase de $d=0.1, 0.21, 0.25,$ y 0.5 que son zonas donde no hay ZVS, en el límite de ZVS para un voltaje de $200 V$, en el límite de ZVS para un voltaje de $600 V$ y para potencia máxima respectivamente tanto con un voltaje de salida de $200V$ como de $600V$, así como para valores de $0.1, 0.25,$ y 0.5 para valores de baja, media y alta potencia para un voltaje de salida de $400V$.

3.2 CONCLUSIONES

- Simulink es una herramienta muy útil para simular el comportamiento de circuitos que permite incorporar información de las hojas de datos de los componentes como semiconductores para simular entre otros su comportamiento térmico. Por lo tanto, utilizar MATLAB y Simulink para simular un convertidor DAB es una excelente elección, ya que permite crear un modelo de circuito que comporta de manera cercana a un circuito implementado físicamente, asegurando así una alta confiabilidad en los resultados obtenidos.
- El modulador de fase desplazada (Simple Phase Shift, SPS) modifica el ángulo de desfase entre el puente primario y el puente secundario del convertidor DAB y de esta manera controla la potencia de entrada, además de que puede controlar la dirección del flujo de potencia, ya que si varía el ángulo de desfase de -1 a 0 la potencia irá de la salida a la entrada y si varía de 0 a 1 ira de la entrada a la salida que es el caso particular que se analiza en este trabajo.
- En un modulador SPS cuando la potencia fluye de la entrada a la salida al aumentar el ángulo de desfase la potencia transferida aumenta alcanzando un valor máximo cuando el desfase es de 0.5 , es decir, 90° . Este ángulo corresponde a la mitad del ciclo total de operación, que va de 0 a 1 . Para valores de ángulo de desfase entre 0.5 y 1 la potencia de salida baja y la eficiencia del sistema disminuye. Por lo tanto, para lograr un rendimiento óptimo, es recomendable operar con ángulos de desfase en el rango de 0 a 0.5 .
- El valor del tiempo muerto que se debe agregar al modulador SPS es muy importante, ya que un error en el cálculo del tiempo muerto puede provocar la ausencia de ZVS en condiciones donde teóricamente debería haberlo, lo que afecta negativamente la eficiencia del sistema. La manera de calcularlo se presenta en el siguiente trabajo y está ligado directamente a las capacidades parasitas de los MOSFETs.
- Para el caso particular de la aplicación de estaciones de carga para vehículos eléctricos se ha considerado una frecuencia de operación de 100kHz y una potencia de 10kW con un voltaje ideal de salida de 400V , voltaje de entrada de 800V y una relación de transformación de $n=2$. Se concluye mediante las pruebas realizadas que el convertidor DAB es capaz de trabajar en estas condiciones con un mínimo de pérdidas, obteniéndose una eficiencia máxima con ZVS de 99.6% y una

eficiencia mínima con ZVS de 98%, lo que brinda confiabilidad para aplicaciones como la carga de baterías.

- En el caso de una salida de voltaje ideal de 400V, siempre existe ZVS para ambos puentes ya que se cumple la condición $M = \frac{V_o}{V_{in.n}} = 1$. Para una salida de voltaje de 600V, siempre hay ZVS en el puente secundario y en el puente primario si el ángulo de desfase es mayor a 0.21. En el caso de una salida de 200V siempre existe ZVS en el puente primario y en el puente secundario si el ángulo de desfase es mayor a 0.25.
- La técnica de conmutación suave a voltaje cero (ZVS) aplicada a un convertidor DAB ha demostrado ser una opción altamente eficiente para reducir las pérdidas por conmutación. Sin embargo, su eficacia está limitada a las zonas donde se mantiene el ZVS, debido al comportamiento propio del convertidor DAB. En las áreas donde el ZVS deja de existir se ha encontrado una eficiencia mínima del 95%, se debe considerar que para el presente estudio no se consideran las pérdidas en el transformador y la inductancia.
- La implementación de conmutación suave en el convertidor DAB permite no solo aumentar la eficiencia del convertidor reduciendo las pérdidas por conmutación, sino que también aumenta la vida útil de los semiconductores y por lo tanto del convertidor ya que evita que los MOSFET trabajen a altas temperaturas y se sobrecalienten. Se ha obtenido una temperatura máxima de los MOSFET con ZVS de aproximadamente 90°C esto trabajando a potencia máxima con $d=0.5$ y sin ZVS una temperatura superior los 110°C trabajando a menos de la mitad de la potencia de la que se trabaja con ZVS con lo cual se concluye que trabajando sin ZVS incluso a bajas potencias se generan mayores temperaturas sobre los MOSFETs.
- Al operar a la misma potencia de salida (5 kW) en los tres casos de voltaje de salida (200V, 400V, 600V), una de las diferencias más notable se observa en la temperatura. En el primer caso, la temperatura alcanza los 73°C, en el segundo caso llega a menos de 35°C, mientras que en el tercer caso supera los 100°C. Esta diferencia se debe a que en el caso de 400V siempre se mantiene la conmutación con ZVS, mientras que en los otros dos casos se atraviesan zonas donde no existe ZVS, evidenciando así el efecto de la conmutación suave en los semiconductores.

3.3 RECOMENDACIONES

- Para las conexiones de bloques en Simulink se recomienda primero verificar que tipo de entradas y salidas posee dichos bloques, las conexiones entre puertos de diferente tipo no están permitidas en Simulink y se deben hacer conexiones mediante puentes para modificar el tipo de salidas o entradas de tal manera que sean compatibles los puertos que se deseen conectar
- Es recomendable, antes de implementar los tiempos muertos en el modulador, revisar cuidadosamente las hojas de datos de los semiconductores para obtener los valores correctos de las capacitancias parásitas. Esto permitirá realizar los cálculos necesarios de manera precisa, evitando errores en la determinación del tiempo muerto.
- Una vez conocidos los límites de existencia de ZVS se recomienda trabajar dentro de las zonas donde existe ZVS debido a que es una zona de muy buena eficiencia y que previene daños en el MOSFET y por ende en el funcionamiento del DAB
- En caso de utilizar los modelos térmicos de Cauer o Foster, es importante ajustar los tiempos de constante térmica a valores proporcionales a los que se presentan en las hojas de datos de los semiconductores. Utilizar la constante de tiempo en segundos puede resultar en un tiempo de simulación insuficiente para observar la estabilización de la temperatura en un valor fijo, mostrando en cambio una rampa de incremento de temperatura sin alcanzar su valor final. Por lo tanto, se recomienda cambiar la unidad de tiempo a microsegundos o nanosegundos, dependiendo de los resultados obtenidos, lo que reduce significativamente el tiempo de simulación.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Troncoso y Y. Marion, “Modelación y control de convertidor dual active bridge para aplicaciones de transición energética”, Tesis, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA , Valparaiso, 2021. [En línea]. Disponible en: <https://hdl.handle.net/11673/50622>
- [2] J. A. Guacaneme Moreno, “Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia”, Disertación, UNIVERSITAT POLITECNICA DE VALENCIA , Valencia , 2015.
- [3] S. C. Sandoval Castro y D. E. Carmona Torres, “Modulación de doble desplazamiento de fase para reducir la potencia reactiva en un convertidor DC-DC de doble puente activo”, tesis, UNIVERSIDAD DISTRITAL FRANCISCO JOSÉ DE CALDAS, Bogotá,D.C , 2016.
- [4] S. Rios Meraz, “ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR DAB DC-DC”, Tesis, Universidad Politecnica de Sinaloa , Santiago de Querétaro, 2015.
- [5] Matlab-Mathworks, “Simulating Thermal Effects in Semiconductors”.
- [6] infineon, “Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models”, [En línea]. Disponible en: www.infineon.com
- [7] O. Zayed, A. Elezab, A. Abuelnaga, y M. Narimani, “A Dual-Active Bridge Converter With a Wide Output Voltage Range (200-1000 V) for Ultrafast DC-Connected EV Charging Stations”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, nº 3, pp. 3731–3741, sep. 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3232560.
- [8] U.S Department of energy, “Electric Vehicle Charging Stations”.
- [9] Infineon, “IMZ120R045M1 CoolSiC™ 1200V SiC Trench MOSFET Silicon Carbide MOSFET”, dic. 2020. [En línea]. Disponible en: www.infineon.com
- [10] L. D. Ortega Camino, “CONTROL DIGITAL IMPLEMENTADO EN FPGA PARA CONVERTIDORES DUAL ACTIVE BRIDGE EN CONEXIÓN SERIE A LA ENTRADA PARALELO A LA SALIDA”, Madrid, jul. 2013.
- [11] Ortega Leonardo, “Proteccion de temperatura de semiconductores de potencia”, Quto, nov. 2023.
- [12] A. Rodríguez Alonso, D. Lamar, Vazquez Aitor, Sebastian Javier, y Hernando Marta, “An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion.”, *IEEE*, oct. 2010.

5 ANEXOS

ANEXO I: Hoja de datos del disipador de $0.5\text{ }^{\circ}\text{C}/W$.

ANEXO II: Hoja de datos del disipador de $5\text{ }^{\circ}\text{C}/W$.

ANEXO III: Voltajes y corrientes para condición de trabajo ideal a 400V.

ANEXO IV: Formas de onda de temperaturas y potencias para diferentes valores de voltajes de salida con diferentes ángulos de desfase.

ANEXO V: Tablas completas de resultados obtenidos de potencias y voltajes.

ANEXO I

maxiFLOW™ Heat Sink for Full Brick DC-DC Converter

ATS PART # ATS-1151-C1-R0

Features & Benefits

- High performance maxiFLOW™ design features less pressure drop and more surface area that maximizes the effective convection (air) cooling
- Hole pattern fits standard full power brick modules
- Pre-assembled with Chemarica T705 phase change material
- Heat sink assembly packaged with 3 sets of screws (M3 Philips Pan Head) at 5, 6 and 8 mm lengths



*Image is for illustration purposes only



Assembly Part Number 4 Screws per Set	Length (mm)
ATS-1151-C2-R0	5
ATS-1151-C3-R0	6
ATS-1151-C4-R0	8

Thermal Performance

AIR VELOCITY		THERMAL RESISTANCE	
FT/MIN	M/S	°C/W (UNDUCTED FLOW)	°C/W (DUCTED FLOW)
200	1.0	0.5	0.5
300	1.5	0.4	
400	2.0	0.4	
500	2.5	0.3	
600	3.0	0.3	
700	3.5	0.3	
800	4.0	0.3	

Figura I.1. Hoja de datos comercial maxiFLOW™ Heat Sink for Full Brick DC-DC Converter

ANEXO II



Optional Parts

■ Heat sink

Heat sink is prepared in TUNS50 series, CQHS300 series, CQHS350 series, DHS50 series and DHS100 series.

Chart: List of Heat sink for TUNS50 series, CQHS300 series, CQHS350 series, DHS50 series and DHS100 series

No	Model	Size [mm]			Thermal resistance [°C/W]		Style	Weight
		H	W	D	Convection (0.1m/s)	Forced Air		
1	F-QB-F1	12.7	58.4	37.6	14.0	Refer Fig.7	Horizontal	35g max
2	F-QB-F2	12.7	58.7	37.3			Vertical	40g max
3	F-QB-F3	25.4	58.4	37.6	7.5		Horizontal	50g max
4	F-QB-F4	25.4	58.7	37.3			Vertical	50g max
5	F-QB-F5	38.1	58.4	37.6	5.0		Horizontal	60g max
6	F-QB-F6	38.1	58.7	37.3			Vertical	60g max

Figura II.1. Hoja de datos del disipador comercial DHS50/DHS100/TUNS50

ANEXO III

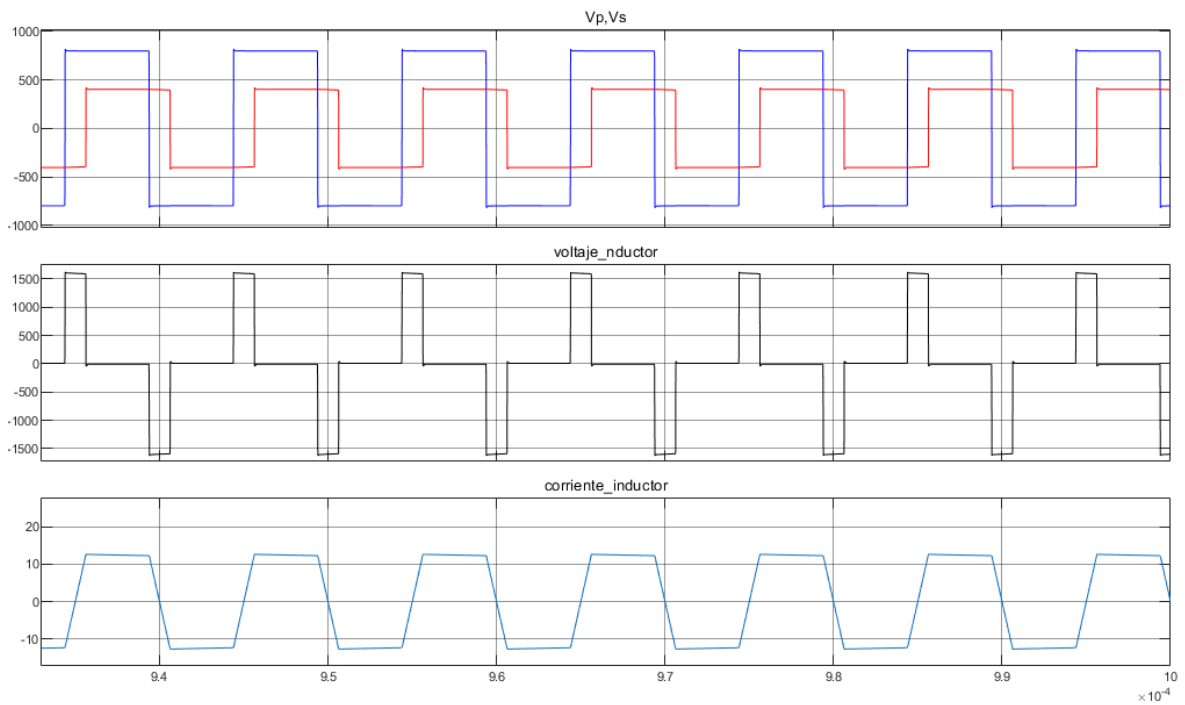


Figura III.1. voltajes en el puente primario y secundario, voltaje en el inductor y corriente en el inductor, con voltaje de salida de 400V y $d=0.25$

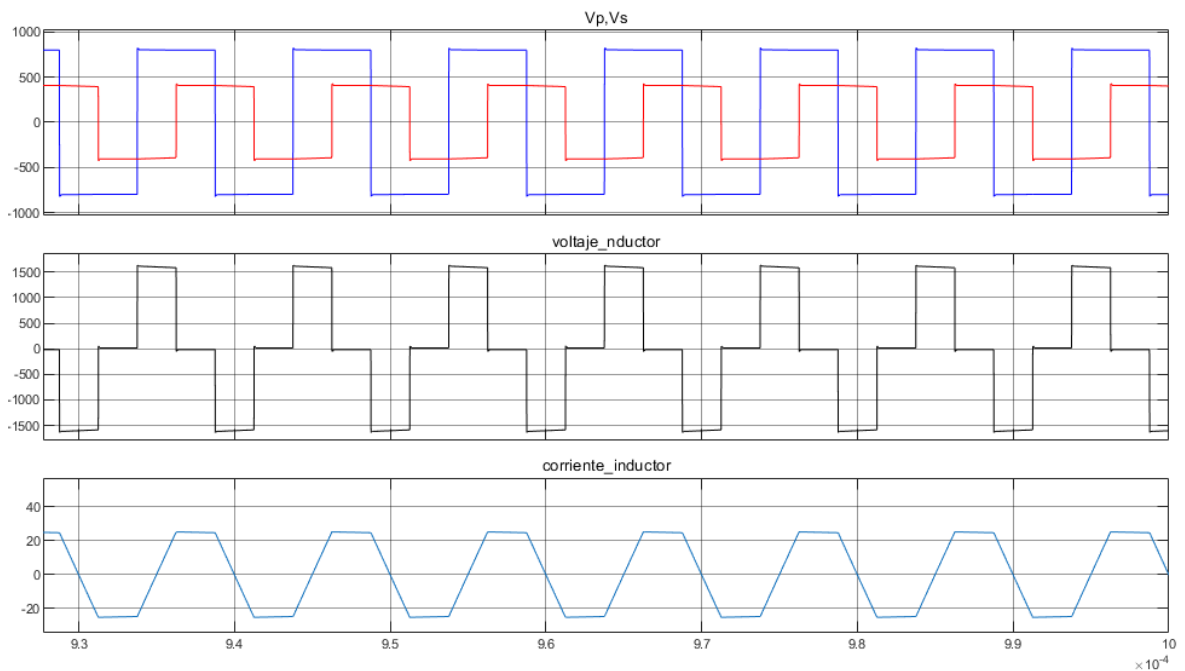


Figura III.2. voltajes en el puente primario y secundario, voltaje en el inductor y corriente en el inductor, con voltaje de salida de 400V y $d=0.5$.

ANEXO IV

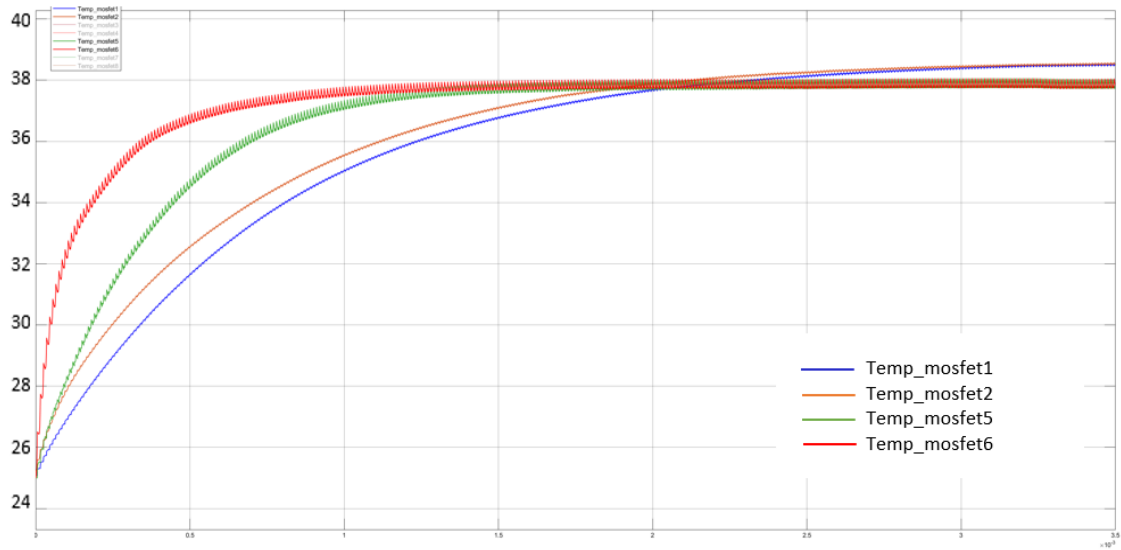


Figura IV.1. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.1$

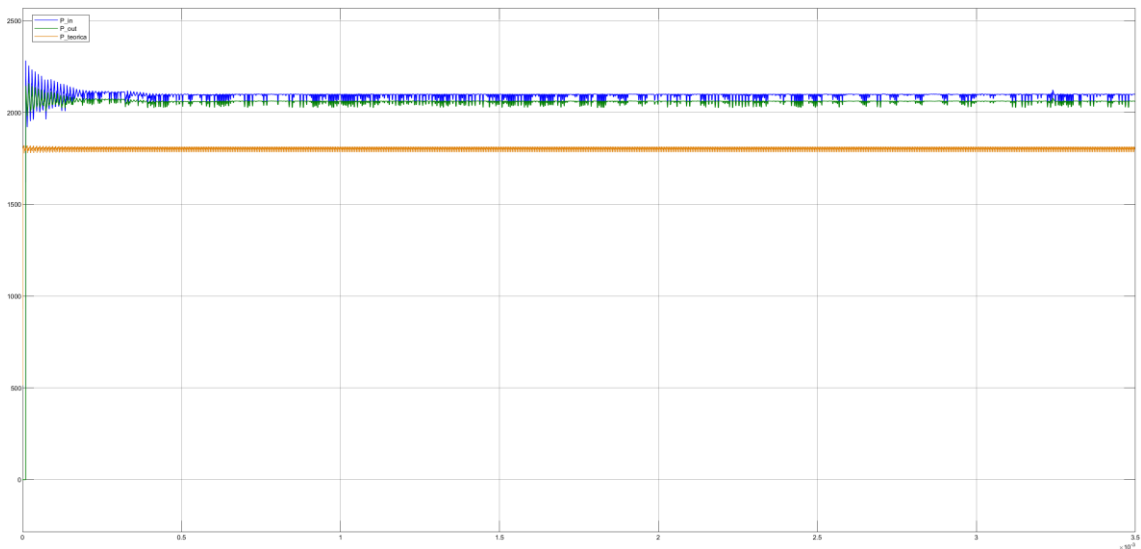


Figura IV.2. Curvas de potencias de salida(verde), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.1$

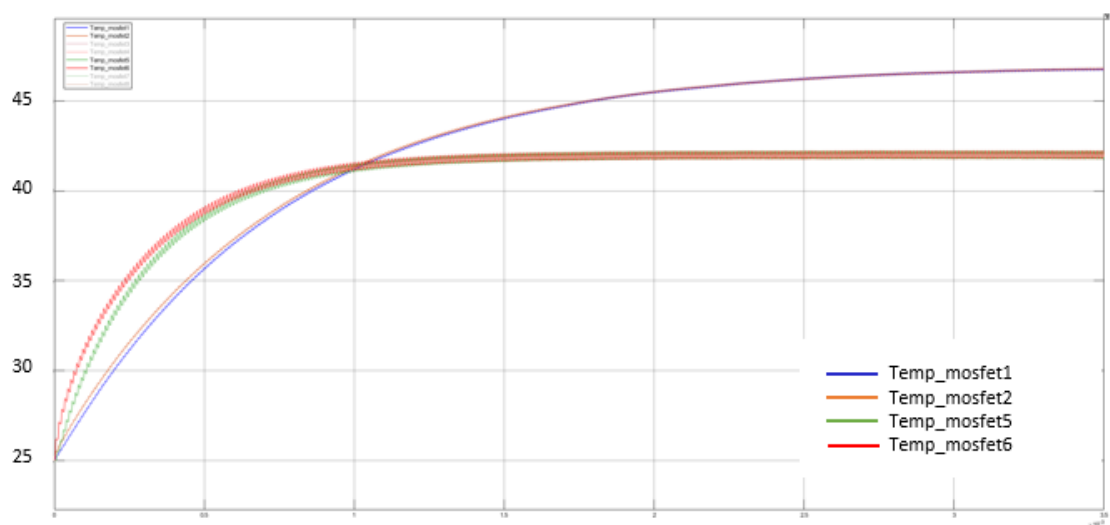


Figura IV.3. Curvas de temperatura de los MODFET en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.25$

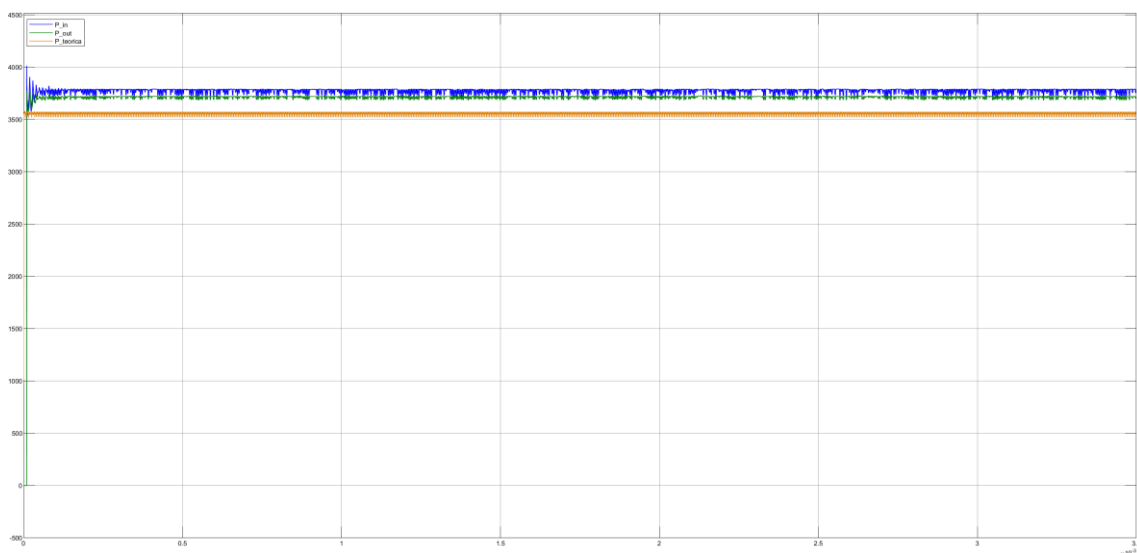


Figura IV.4. Curvas de potencias de salida(verde), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.25$

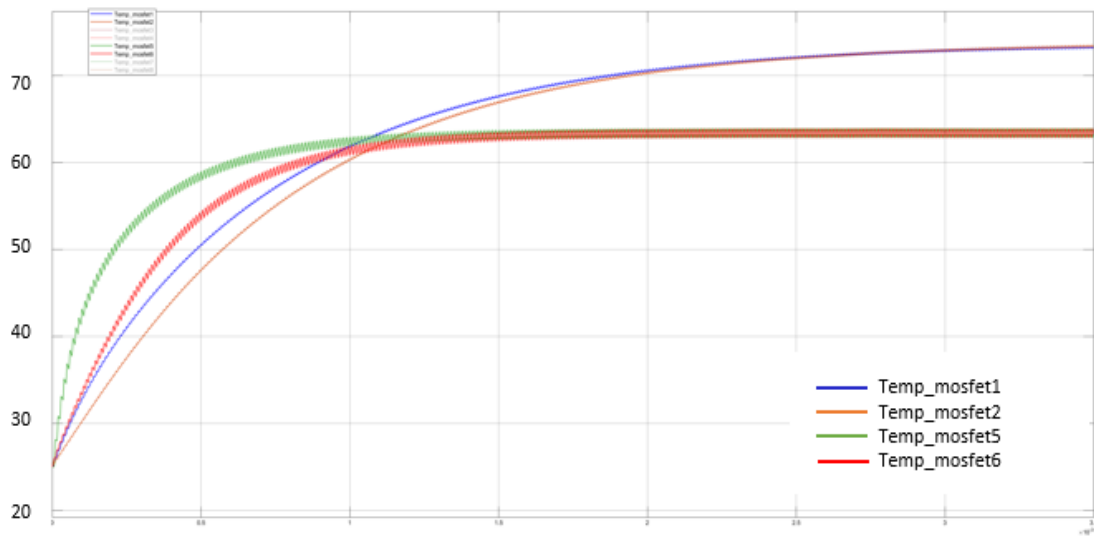


Figura IV.5. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.5$

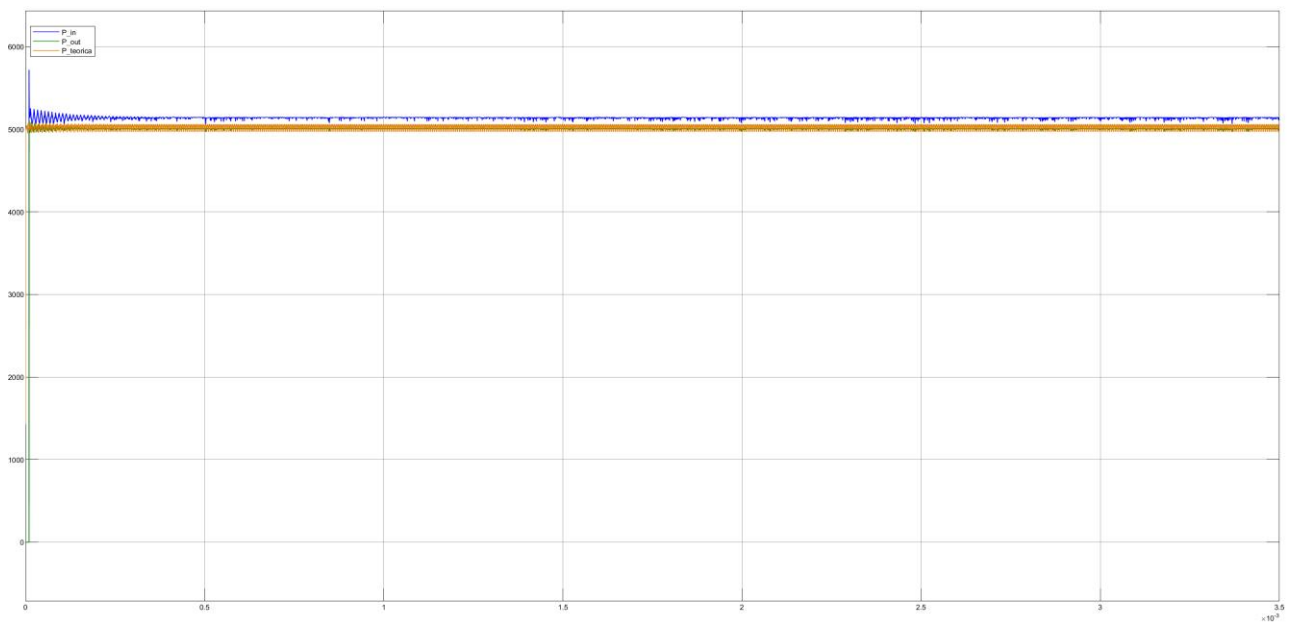


Figura IV.6. Curvas de potencias de salida(verde), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 200V y $d = 0.5$

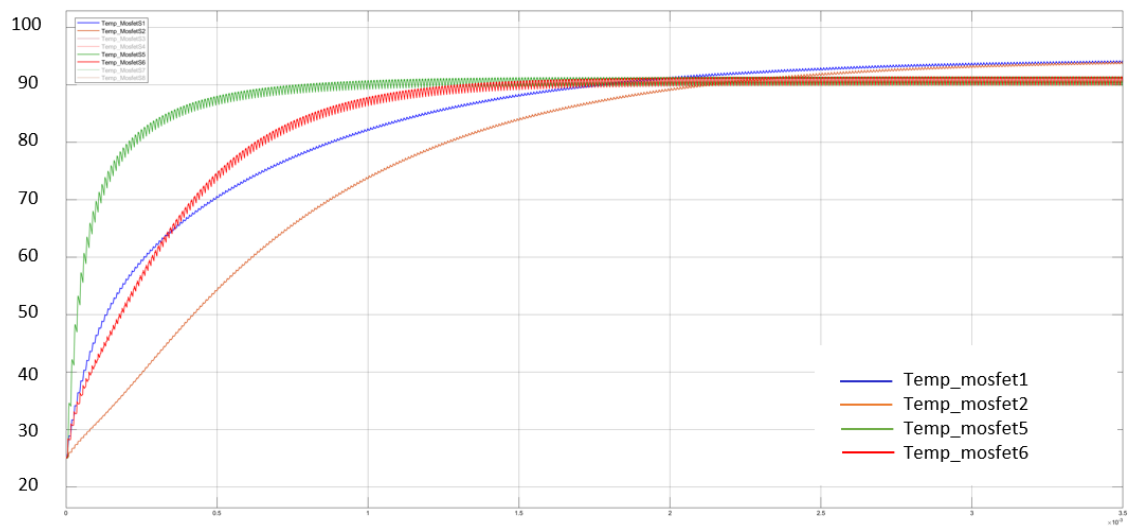


Figura IV.7. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.1$

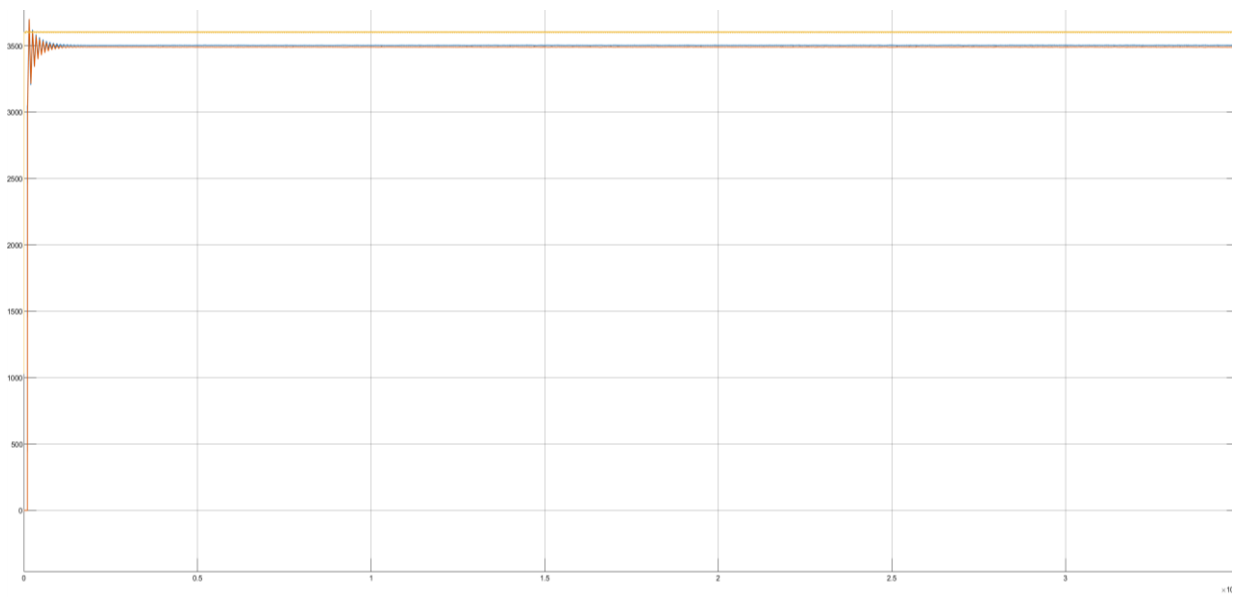


Figura IV.8. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.1$

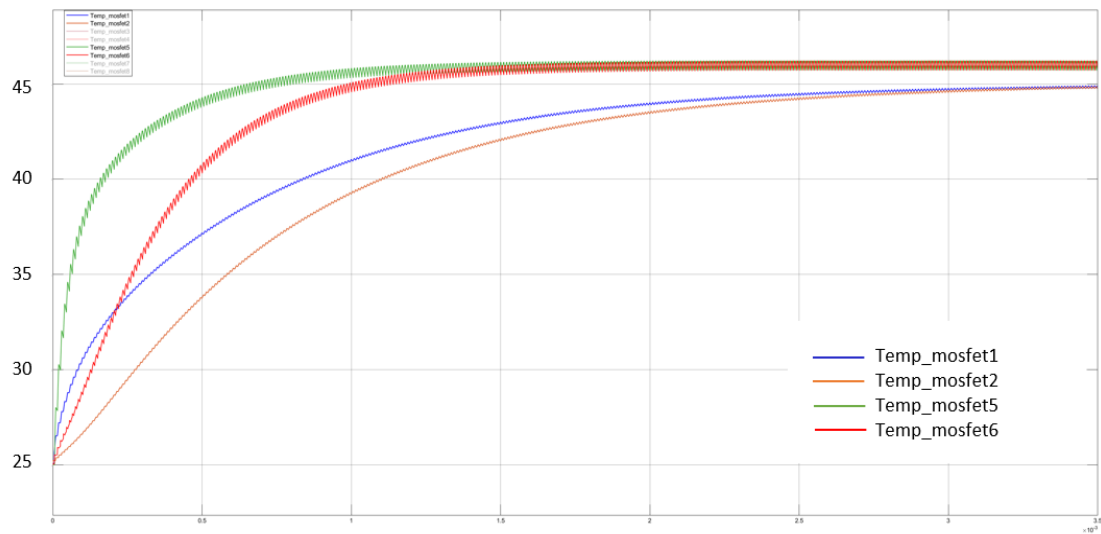


Figura IV.9. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.25$

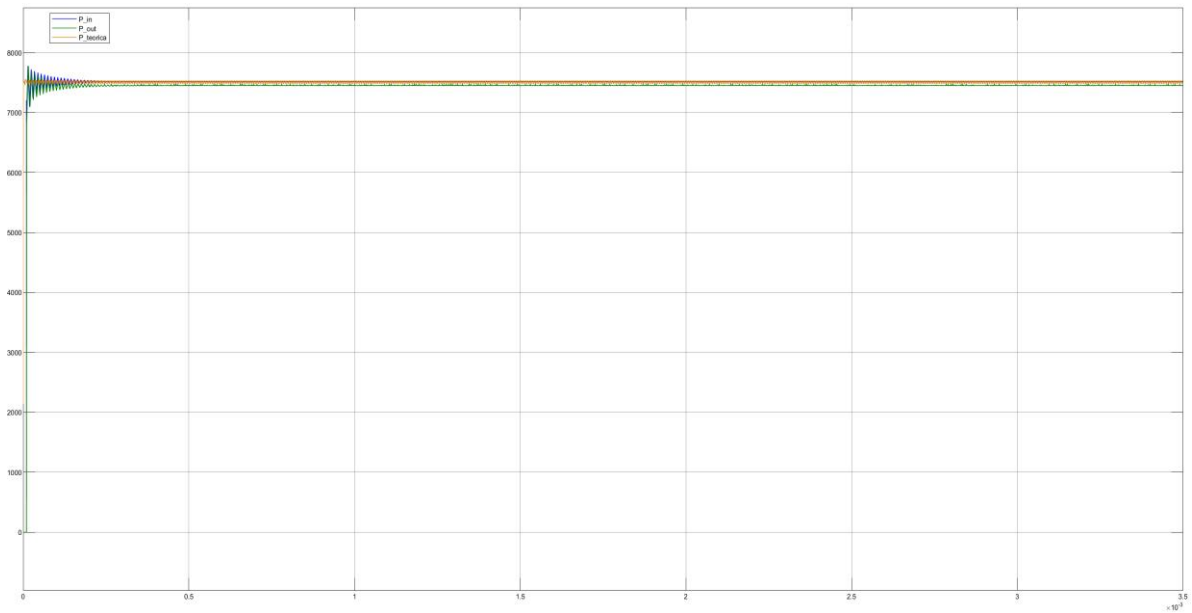


Figura IV.10. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.25$

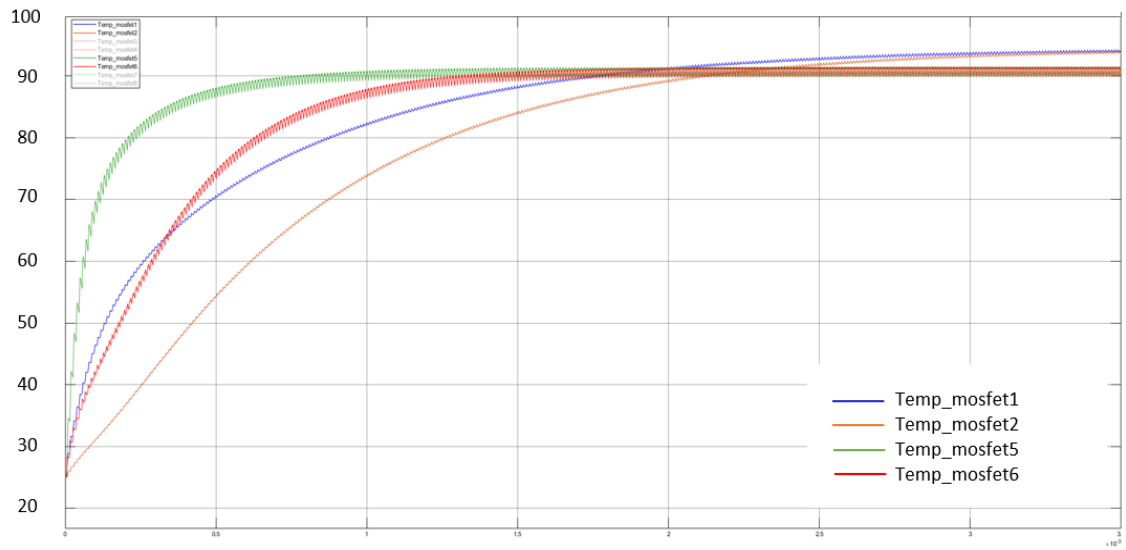


Figura IV.11. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.5$

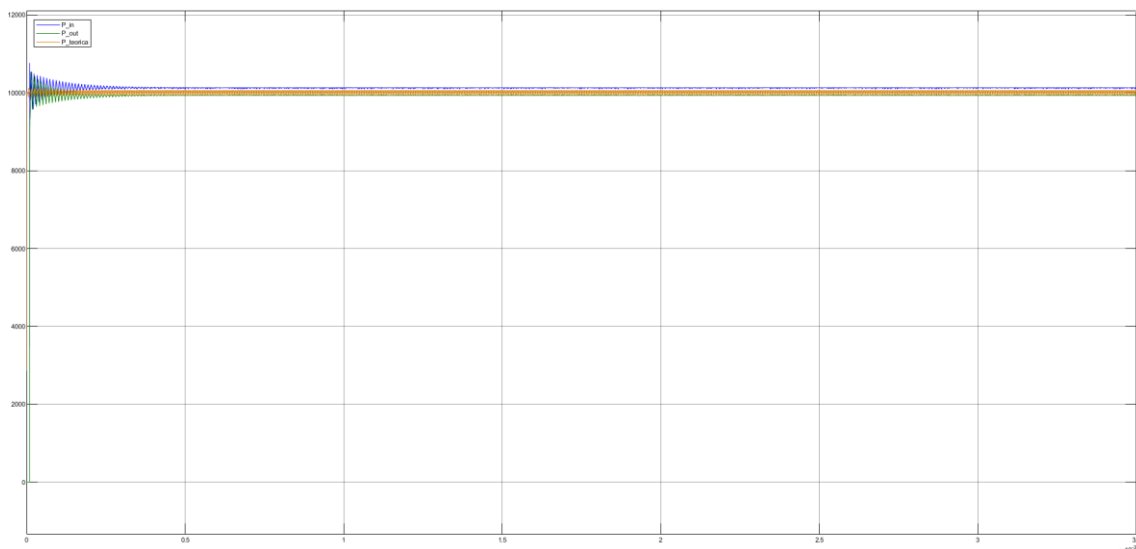


Figura IV.12. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 400V y $d = 0.5$

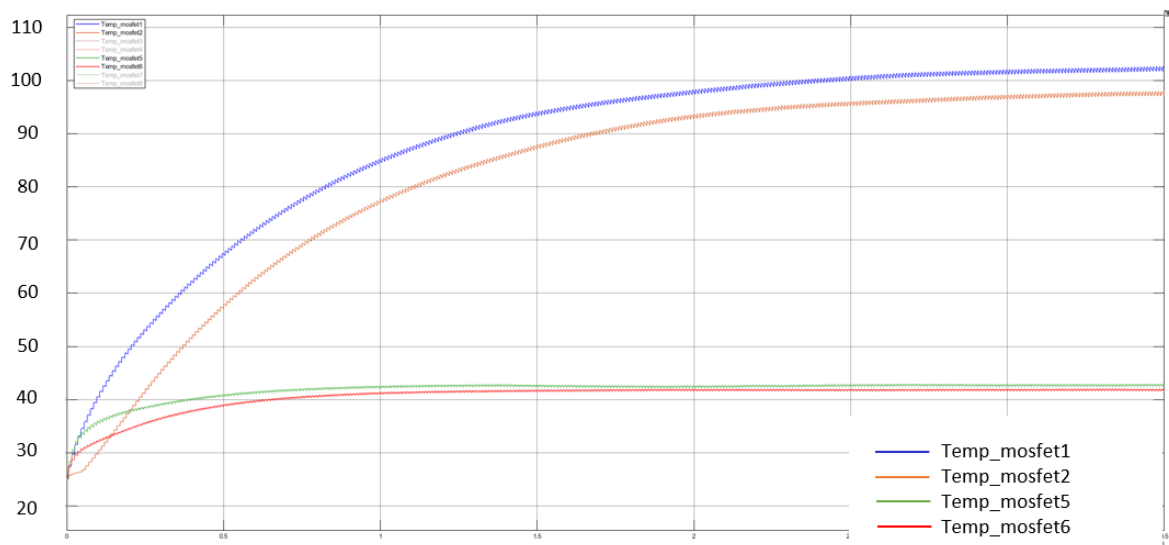


Figura IV.13. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.1$

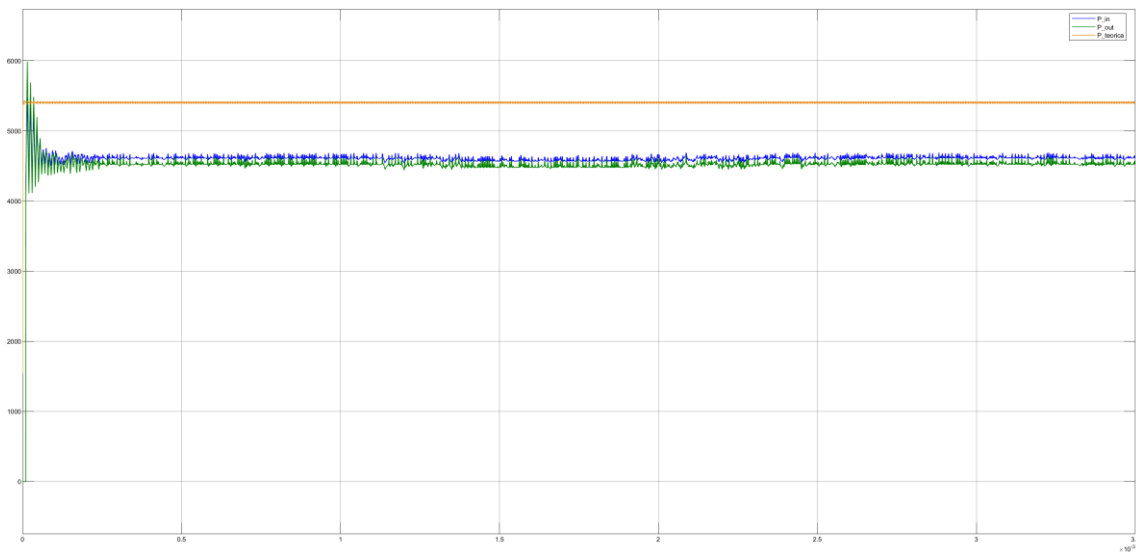


Figura IV.14. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.1$

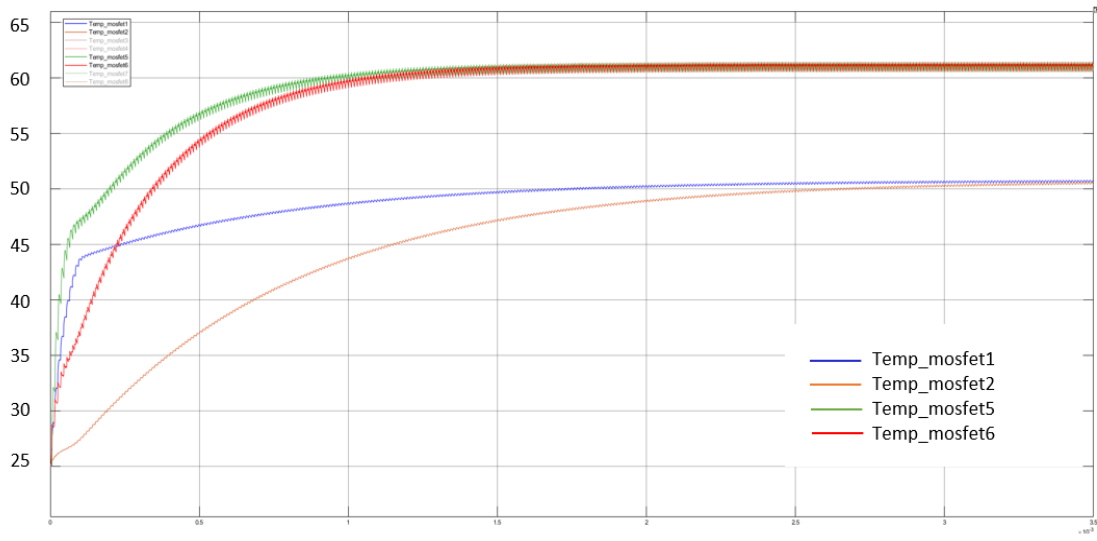


Figura IV.15. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.21$



Figura IV.16. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.21$

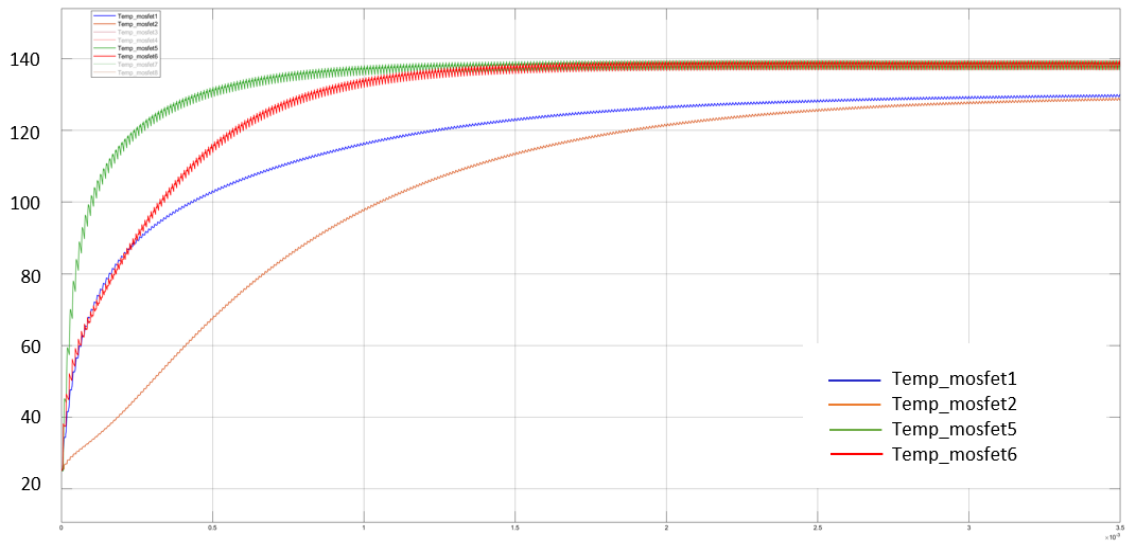


Figura IV.17. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.5$

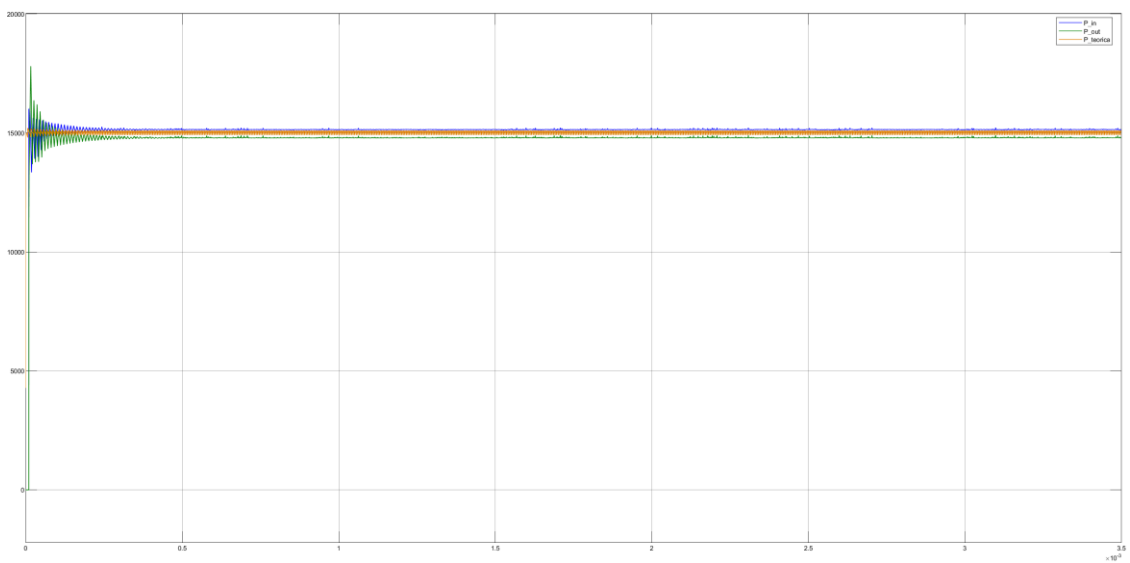


Figura IV.18. Curvas de potencias de salida(rojo), entrada (azul) y teórica (naranja) en de los puentes a una salida de 600V y $d = 0.5$

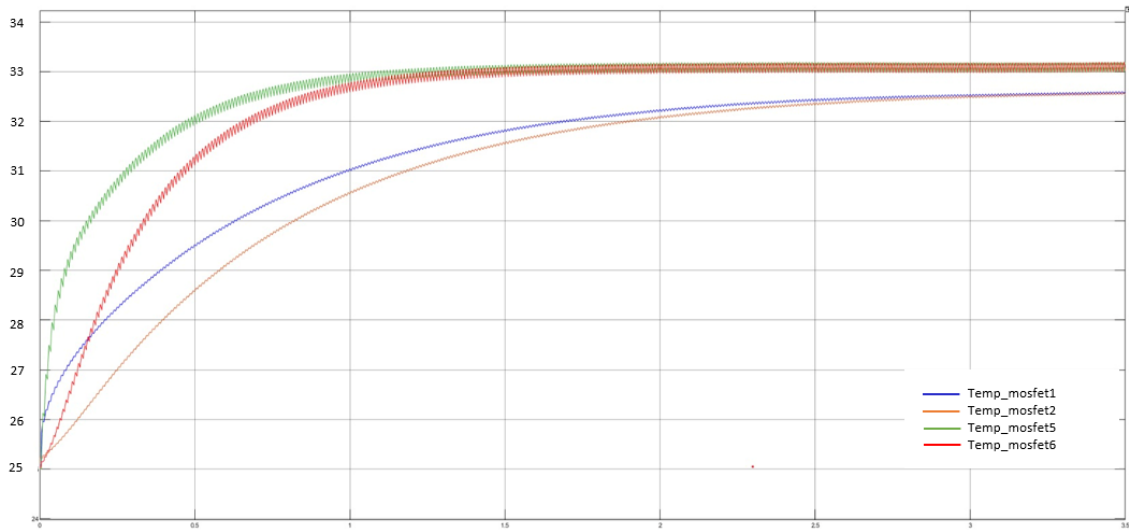


Figura IV.19. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 400V a potencia de 5kW.

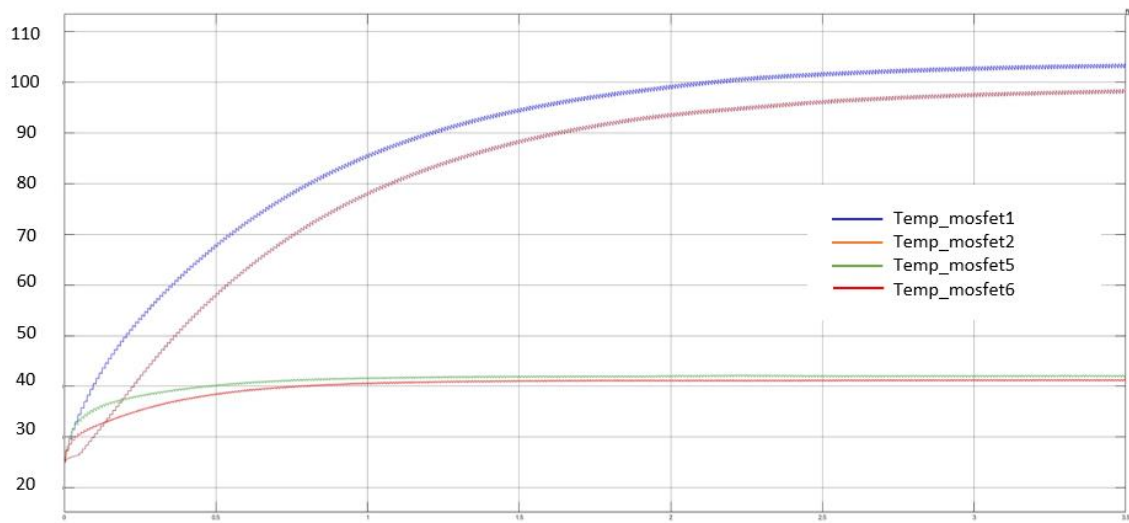


Figura IV.19. Curvas de temperatura de los MOSFET en de los puentes a una salida de 600V a potencia de 5kW.

ANEXO V

Tabla V.1.Valores obtenidos de potencias y temperaturas a $V_{out}=200V$

VOUT=200V									
d	Potencia teórica	Potencia entrada	Potencia salida	n%	Perdidas	TEMPERATURA DEL MOSFET			
						MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0,05	951,5	1291	1256	97,3	35	36,61	36,59	37,59	37,59
0,1	1805	2100	2062	98,1904762	38	38,5	38,54	37,84	37,85
0,2	3214	3467	3406	98,2405538	61	44,34	44,73	40,33	40,97
0,3	4222	4305	4223	98,0952381	82	51,51	51,6	45,03	45,06
0,4	4829	4919	4814	97,8654198	105	62,04	61,85	53,7	53,65
0,5	5031	5144	5008	97,3561431	136	73,23	73,37	63,43	63,4

Tabla V.2.Valores obtenidos de potencias y temperaturas a $V_{out}=400V$

VOUT=400V									
d	Potencia teórica	Potencia entrada	Potencia salida	n%	Perdidas	TEMPERATURA DEL MOSFET			
						MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0,1	3604	3504	3489	99,5719178	15	28,3	28,28	28,76	28,78
0,2	6413	6385	6343	99,3422083	42	38,15	38,12	39,03	39,05
0,3	8422	8435	8349	98,9804386	86	52,8	52,67	53,92	53,91
0,4	9628	9683	9543	98,5541671	140	71,35	71,05	71,77	71,73
0,5	10030	10130	9933	98,0552813	197	93,98	93,81	90,82	90,84

Tabla V.3.Valores obtenidos de potencias y temperaturas a Vout=600V

VOUT=600V									
d	Potencia teórica	Potencia entrada	Potencia salida	n%	Perdidas	TEMPERATURA DEL MOSFET			
						MOSFET's S1, S4	MOSFET's S2, S3	MOSFET's S5, S8	MOSFET's S6, S7
0,05	0,05	2851	1947	95,4	92	92	102,3	97,62	42,72
0,1	5403	4606	4514	98,0026053	92	102,3	97,62	42,72	41,8
0,2	9612	9181	9063	98,714737	118	56,33	56,15	58,52	58,52
0,3	12620	12570	12380	98,4884646	190	69,49	69,26	82,63	82,63
0,4	14430	14460	14200	98,2019364	260	95,87	96,54	109,5	109,5
0,5	15030	15140	14780	97,6221929	360	129,6	128,7	138,3	138,3