



# UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

## **Modulación y control de un convertidor T-type Dual-Active-Bridge para aplicaciones de electromovilidad**

Tesis para optar al grado/título de  
**Ingeniero Civil Electrónico**

Alumno  
**Felipe Eduardo Cañete Canales**

Guía de Tesis/Profesor Supervisor  
**Dr. Christian Rojas**

Revisores/Comisión Co-Referente  
**Marcelo Pérez Leiva**

21 enero, 2022, Valparaíso, Chile



*El conocimiento no es una vasija que se llena, sino un fuego que se enciende*  
*Plutarco*

*Dedicado a Lissette Canales, Vitelio Cañete, Javiera Cañete, Agustín*  
*Cañete, Gloria Zwanzger y familia.*



---

---

# AGRADECIMIENTOS

**H**A sido un largo camino para llegar a este momento, un camino de un constante aprendizaje en diferentes áreas de mi vida. En estos años tuve altos y bajos, tuve que caer para lograr aprender y salir adelante y para ello fue vital la compañía de los demás. Me topé con muchas personas de las cuales estoy muy agradecido por las enseñanzas que me dejó su compañía y es por ello que me gustaría agradecer en particular a algunas de ellas.

En primer lugar a mi familia, mis padres y hermanos que siempre y cada una de las veces me apoyaron a la distancia e intentaron estar más cerca cuando las circunstancias lo permitían, todo con el fin de ayudarme en mi adaptación al principio de este camino. Les agradeceré eternamente el cariño y preocupación que han tenido por mí.

A mis amigos y compañeros de universidad por todos los momentos que compartimos durante estos años, los cuales nos sirvieron para adaptarnos, conocernos, crecer como personas y profesionales. Es muy gratificante ver como hemos ido creciendo después de tantos años de formación.

A los profesores y mi casa de estudios por el enorme esfuerzo que dedican cada día en sus clases con el fin de entregar una cátedra que los deje satisfechos con su calidad. Por el tiempo que se dieron de explicarme cuando no entendía y también por apoyarme cuando iba bien encaminado fortaleciendo mi confianza. Agradecer sobre todo a mi profesor guía Christian Rojas Monroy por el gran apoyo que me ha brindado durante este último tiempo, fue un año acompañado de difíciles noticias y el profesor cada vez que lo necesite demostró su tremenda calidad humana, me comprendió y apoyó.

Por último y no menos importante, agradecer a Gloria, por tu apoyo, compañía y cariño durante todo este tiempo. Han sido tiempos difíciles pero aún así me has apoyado constantemente en este camino.

Felipe Eduardo Cañete Canales

---

---

# RESUMEN

EL avance de la electromovilidad en nuestro país y el mundo es un hecho que no podemos desconocer. La irrupción de los vehículos eléctricos en nuestro país llegó para quedarse, hoy en día podemos encontrar una gran cantidad de modelos de vehículos para diferentes gustos y con distintas autonomías, tipos de carga, arquitectura de voltaje, tipos de baterías, entre otras características. Esto se ha ido acrecentando gracias a medidas de los gobiernos de turno y asociaciones tales como el **Acuerdo público privado por la electromovilidad** que se firma cada año por diferentes empresas y entidades con el compromiso de avanzar en diferentes aspectos sobre este tema tales como: importar más módulos, crear más estaciones de carga, incorporar EV dentro de empresas privadas, mayores oportunidades de financiamiento a futuros clientes de EV debido a los altos costos de ellos hoy, entre otros compromisos. Estas medidas hacen referencia a seguir las metas trazadas en la **Estrategia Nacional por la Electromovilidad** en la que plantean para el año 2045 lograr que toda la flota de vehículos a la venta sean eléctricos, incluidos vehículos de minería.

Debido a ello nuestro rol como universidad es desarrollar proyectos de investigación que ofrezcan respuestas a diferentes inquietudes sobre tipos de convertidores, sus variantes, modulaciones enfocadas en nuevas variables, nuevos esquemas de control, funcionamiento de otros tipos de baterías y otras interrogantes aplicables al área de la electromovilidad.

Frente a esto se plantea una variante a la topología Dual Active Bridge (DAB) comúnmente usada en EV, un One Leg T-Type Dual Active Bridge o también llamado Hybrid T-Type Dual Active Bridge (HTDAB) con un esquema de control y modulación enfocado en ir iterando entre ambos tipos de topología (HTDAB y DAB) en base a la corriente requerida por la carga que en este caso correspondería al Power Train del vehículo eléctrico. La gran ventaja de incluir esta topología T-Type está al momento de trabajar a menores potencias teniendo una eficiencia mayor que para un DAB convencional, en el caso de potencias más altas usar un DAB y así ir iterando. Los rangos de potencia a trabajar estarán definidos por la actual oferta del mercado en cuanto a estaciones de carga.

El uso de cada topología estará definido como se mencionó por la corriente de la carga. De esta manera cuando se hable de **Half Bridge** corresponderá al HTDAB y **Full Bridge** al DAB.

---

---

# ABSTRACT

THE progress of electromobility in our country and the world is a fact that we cannot ignore. The irruption of electric vehicles in our country is here to stay, today we can find a large number of vehicle models for different tastes and with different autonomies, types of load, voltage architecture, types of batteries, among other characteristics. This has been increasing thanks to measures by the governments of the day and associations such as the **Public-Private Agreement for Electromobility** that is signed every year by different companies and entities with the commitment to advance in different aspects on this subject such as such as: importing more modules, creating more charging stations, incorporating EVs into private companies, greater financing opportunities for future EV customers due to their high costs today, among other commitments. These measures refer to following the goals outlined in the **National Strategy for Electromobility** in which they propose for the year 2045 to achieve that the entire fleet of vehicles for sale are electric, including mining vehicles.

Due to this, our role as a university is to develop research projects that offer answers to different concerns about types of converters, their variants, modulations focused on new variables, new control schemes, operation of other types of batteries and other questions applicable to the area of electromobility.

Against this, a variant of the Dual Active Bridge (DAB) topology commonly used in EVs is proposed, a One Leg T-Type Dual Active Bridge or also called Hybrid T-Type Dual Active Bridge (HTDAB) with a control and modulation scheme focused on iterating between both types of topology (HTDAB and DAB) based on the current required by the load, which in this case would correspond to the Power Train of the electric vehicle. The great advantage of including this T-Type topology is when working at lower powers having a higher efficiency than for a conventional DAB, in the case of higher powers using a DAB and thus iterating. The power ranges to work will be defined by the current market offer in terms of charging stations.

The use of each topology will be defined as mentioned by the load current. In this way when talking about **Half Bridge** it will correspond to HTDAB and **Full Bridge** to DAB.

---

---

# ÍNDICE

|                                                                       |             |
|-----------------------------------------------------------------------|-------------|
| <b>AGRADECIMIENTOS</b>                                                | <b>I</b>    |
| <b>RESUMEN</b>                                                        | <b>II</b>   |
| <b>ABSTRACT</b>                                                       | <b>III</b>  |
| <b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>                                              | <b>VI</b>   |
| <b>ÍNDICE DE TABLAS</b>                                               | <b>VIII</b> |
| <b>ABREVIACIONES</b>                                                  | <b>IX</b>   |
| <b>SIMBOLOGÍA</b>                                                     | <b>X</b>    |
| <b>1. INTRODUCCIÓN</b>                                                | <b>1</b>    |
| 1.1. Estado del Arte . . . . .                                        | 1           |
| 1.1.1. Rol de la electromovilidad . . . . .                           | 1           |
| 1.1.2. Convertidores bidireccionales DC/DC . . . . .                  | 3           |
| 1.1.3. Tipos de convertidores Dual Active Bridge . . . . .            | 4           |
| 1.1.3.1. Dual Active Bridge convencional . . . . .                    | 4           |
| 1.1.3.2. Dual Active Bridge Neutral Point Clamp . . . . .             | 4           |
| 1.1.3.3. Dual Active Bridge 3 fases . . . . .                         | 5           |
| 1.1.3.4. Dual Active Bridge T-Type híbrido . . . . .                  | 6           |
| 1.1.3.5. Dual Active Bridge T-Type Full Bridge . . . . .              | 6           |
| 1.1.4. Esquemas de modulación . . . . .                               | 7           |
| 1.2. Contribuciones . . . . .                                         | 9           |
| 1.2.1. Alcances y limitaciones . . . . .                              | 9           |
| 1.3. Objetivo General y Específicos . . . . .                         | 9           |
| 1.3.1. General . . . . .                                              | 9           |
| 1.3.2. Específicos . . . . .                                          | 9           |
| 1.4. Resumen del Capítulo . . . . .                                   | 9           |
| <b>2. TOPOLOGÍA T-TYPE DUAL ACTIVE BRIDGE ASIMÉTRICO</b>              | <b>10</b>   |
| 2.1. Fundamentos básicos del convertidor Dual Active Bridge . . . . . | 10          |
| 2.1.1. Modos de funcionamiento: Buck . . . . .                        | 11          |
| 2.1.2. Modos de funcionamiento: Boost . . . . .                       | 12          |

|                                                                                           |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.2. Hybrid T-type Dual Active Bridge . . . . .                                           | 12        |
| 2.2.1. Descripción del sistema . . . . .                                                  | 12        |
| 2.2.2. Modos de funcionamiento . . . . .                                                  | 13        |
| 2.2.2.1. Modo Full Bridge . . . . .                                                       | 13        |
| 2.2.2.2. Modo Half Bridge . . . . .                                                       | 15        |
| <b>3. MODULACIÓN Y CONTROL DEL CONVERTIDOR TDAB</b>                                       | <b>17</b> |
| 3.1. Modulaciones . . . . .                                                               | 18        |
| 3.1.1. Esquema de modulación propuesto . . . . .                                          | 18        |
| 3.1.2. Selector de modo: . . . . .                                                        | 20        |
| 3.1.3. Controlador PI y cálculo del ángulo de desplazamiento . . . . .                    | 21        |
| 3.1.4. Módulo de dirección del ángulo de desfase y generación de las portadoras . . . . . | 21        |
| 3.1.5. Módulo de actualización portadora U . . . . .                                      | 22        |
| 3.1.6. Controlador PI discreto . . . . .                                                  | 22        |
| <b>4. SIMULACIÓN DEL SISTEMA</b>                                                          | <b>24</b> |
| 4.1. Ajustes de parámetros . . . . .                                                      | 25        |
| 4.1.1. Esquema de control y modulación . . . . .                                          | 25        |
| 4.2. Resultados de simulación . . . . .                                                   | 32        |
| 4.2.1. Estado estacionario . . . . .                                                      | 32        |
| 4.2.2. Voltaje de salida 400 [V] . . . . .                                                | 32        |
| 4.2.2.1. Nivel de potencia . . . . .                                                      | 33        |
| 4.2.2.2. Nivel de corriente . . . . .                                                     | 34        |
| 4.2.2.3. Nivel de voltaje AC . . . . .                                                    | 36        |
| 4.2.3. Voltaje de salida 800 [V] . . . . .                                                | 38        |
| 4.2.3.1. Nivel de potencia . . . . .                                                      | 39        |
| 4.2.3.2. Nivel de corriente . . . . .                                                     | 39        |
| 4.2.3.3. Nivel de voltaje . . . . .                                                       | 40        |
| 4.2.4. Estado dinámico . . . . .                                                          | 41        |
| 4.2.4.1. Convertidor con $V_o = 400$ [V] . . . . .                                        | 41        |
| 4.2.4.2. Convertidor con $V_o = 800$ [V] . . . . .                                        | 42        |
| 4.2.4.3. Vehicle to Grid (V2G) . . . . .                                                  | 44        |
| 4.3. Análisis térmico . . . . .                                                           | 46        |
| 4.3.1. Modelo de pérdidas . . . . .                                                       | 47        |
| 4.3.2. Comparativa de modos de operación y eficiencia . . . . .                           | 49        |
| <b>5. CONCLUSIONES</b>                                                                    | <b>51</b> |
| 5.1. Resumen y Conclusiones . . . . .                                                     | 51        |
| 5.2. Trabajo Futuro . . . . .                                                             | 52        |
| <b>BIBLIOGRAFÍA</b>                                                                       | <b>53</b> |

---



---

# Índice de figuras

|                                                                                                                                                            |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1. Costos asociados al implementar una infraestructura de carga . . . . .                                                                                | 3  |
| 1.2. Topología Dual Active Bridge Convencional . . . . .                                                                                                   | 4  |
| 1.3. Topología Dual Active Bridge Neutral Point Clamp . . . . .                                                                                            | 5  |
| 1.4. Topología Dual Active Bridge 3 fases . . . . .                                                                                                        | 6  |
| 1.5. Topología Dual Active Bridge T-Type Híbrido . . . . .                                                                                                 | 6  |
| 1.6. Topología Dual Active Bridge T-Type Full Bridge . . . . .                                                                                             | 7  |
| 2.1. Convertidor Dual Active Bridge con semiconductores GaN . . . . .                                                                                      | 10 |
| 2.2. Hybrid T-Type Dual Active Bridge con semiconductores GaN . . . . .                                                                                    | 12 |
| 2.3. Señales disparo, voltaje en el transformador y corriente en inductor para modo Full Bridge . . . . .                                                  | 14 |
| 2.4. Señales disparo, voltaje en el transformador y corriente en inductor para modo Half Bridge . . . . .                                                  | 15 |
| 3.1. TDAB y DAB convencional . . . . .                                                                                                                     | 17 |
| 3.2. Offset DC en el convertidor TDAB durante cambio de modo de operación . . . . .                                                                        | 18 |
| 3.3. Diagrama de control . . . . .                                                                                                                         | 20 |
| 3.4. Esquema de controlador PI discreto con Anti-Windup . . . . .                                                                                          | 23 |
| 4.1. Diagrama de control y modulación . . . . .                                                                                                            | 26 |
| 4.2. Código en MATLAB para el posterior ajuste del controlador PI . . . . .                                                                                | 26 |
| 4.3. Diagrama de Bode respuesta del controlador PI . . . . .                                                                                               | 27 |
| 4.4. Lugar geométrico de las raíces controlador PI . . . . .                                                                                               | 27 |
| 4.5. Algoritmo para el controlador PI discreto . . . . .                                                                                                   | 28 |
| 4.6. Configuración del selector de modos . . . . .                                                                                                         | 29 |
| 4.7. Generación de rampas con desfase de $\frac{\delta}{2}$ con respecto a la referencia . . . . .                                                         | 30 |
| 4.8. Máquinas de estado . . . . .                                                                                                                          | 31 |
| 4.9. Voltaje de entrada, Voltaje de salida y Corriente de salida . . . . .                                                                                 | 32 |
| 4.10. Potencia de entrada, salida y Corriente de salida a 400 [V] . . . . .                                                                                | 33 |
| 4.11. Corriente de salida, inductor y flag HB . . . . .                                                                                                    | 34 |
| 4.12. Corriente en el inductor para Full Bridge . . . . .                                                                                                  | 35 |
| 4.13. Corriente en el inductor para Half Bridge . . . . .                                                                                                  | 35 |
| 4.14. Voltajes primario y secundario en el transformador . . . . .                                                                                         | 36 |
| 4.15. Voltaje primario y secundario en el transformador junto a voltaje en el inductor para el modo Full Bridge como Half Bridge respectivamente . . . . . | 37 |

|                                                                                    |    |
|------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.17. Potencia de entrada, salida y corriente de salida a 800 [V] . . . . .        | 38 |
| 4.16. Voltaje de entrada, salida y corriente de salida para 800 [V] . . . . .      | 38 |
| 4.18. Corriente de salida, inductor y HB flag para 800 [V] . . . . .               | 39 |
| 4.19. Niveles de voltaje AC para modo Full Bridge en 800 [V] . . . . .             | 40 |
| 4.20. Niveles de voltaje AC para modo Half Bridge en 800 [V] . . . . .             | 41 |
| 4.21. Voltaje y Corriente de salida al momento de cambiar FB a HB . . . . .        | 41 |
| 4.22. Corriente en el inductor . . . . .                                           | 42 |
| 4.23. Generación de pulsos y sincronización . . . . .                              | 43 |
| 4.24. Voltaje y Corriente de salida al momento de cambiar FB a HB . . . . .        | 43 |
| 4.25. Corriente en el inductor . . . . .                                           | 44 |
| 4.26. Señales del convertidor con flujo de potencia negativo . . . . .             | 45 |
| 4.27. Modelo térmico para ambos puente H . . . . .                                 | 46 |
| 4.28. Temperatura en semiconductores GaN con señal $S_a$ y $S_3$ respectivamente . | 47 |
| 4.29. Modelo de pérdidas implementado en PLECS . . . . .                           | 48 |
| 4.30. Corriente seteada para la carga a 800 [V] . . . . .                          | 49 |
| 4.31. Señales de disparo, voltajes AC para ambos modos de operación . . .          | 49 |
| 4.32. Eficiencia para ambos modos a 800 [V] frente al aumento de potencia . .      | 50 |

---

---

# Índice de tablas

|                                                          |    |
|----------------------------------------------------------|----|
| 2.1. Estados de conducción modo Full Bridge . . . . .    | 15 |
| 2.2. Estados de conducción en modo Half Bridge . . . . . | 16 |
| 4.1. Parámetros para el diseño del convertidor . . . . . | 25 |
| 4.2. Constantes del controlador PI . . . . .             | 28 |

---

---

# ABREVIACIONES

## Mayúsculas

|       |                                       |
|-------|---------------------------------------|
| DAB   | : Dual Active Bridge                  |
| HTDAB | : Hybrid T-Type Dual Active Bridge    |
| TDAB  | : T-Type Dual Active Bridge           |
| SPS   | : Modulación Single Phase Shift       |
| DPS   | : Modulación Dual Phase Shift         |
| TPS   | : Modulación Triple Phase Shift       |
| PI    | : Controlador Proporcional-Integral   |
| PWM   | : Modulación Pulse Width Modulation   |
| IC    | : Infraestructura de carga            |
| GaN   | : Semiconductores de Nitruro de Galio |
| V2G   | : Vehicle to Grid                     |

## Minúsculas

|    |                     |
|----|---------------------|
| dc | : direct current    |
| ac | : alternate current |

---

---

# SIMBOLOGÍA

## Matrices

|           |                                                   |
|-----------|---------------------------------------------------|
| $V_1$     | : Voltaje de entrada convertidor                  |
| $V_2$     | : Voltaje de salida convertidor                   |
| $V_{ac1}$ | : Voltaje en el lado primario del transformador   |
| $V_{ac2}$ | : Voltaje en el lado secundario del transformador |
| $I_o$     | : Corriente de salida del convertidor             |
| $I_i$     | : Corriente de entrada del convertidor            |
| $I_L$     | : Corriente en el inductor                        |
| $P_{tr}$  | : Potencia transferida                            |
| $P_o$     | : Potencia de salida del convertidor              |
| $P_i$     | : Potencia de entrada del convertidor             |
| $L$       | : Inductor                                        |
| $C$       | : Condensador                                     |
| $R$       | : Resistencia                                     |
| $f_{sw}$  | : Frecuencia de conmutación                       |
| $f_p$     | : Frecuencia de las portadoras                    |
| $T_{sw}$  | : Tiempo de conmutación                           |

# INTRODUCCIÓN

## 1.1. Estado del Arte

### 1.1.1. Rol de la electromovilidad

En Chile se ha planteado lograr la carbono neutralidad para el año 2050, frente a ello la transición energética ha estado constituida por el crecimiento de diferentes áreas, entre ellas la electromovilidad.

Para contextualizar el crecimiento de la electromovilidad en Chile, la venta de vehículos eléctricos el 2021 creció un 314 % respecto al año 2020. Estas cifras comprenden solamente las compras entre enero y agosto de dicho año, cabe destacar que el segundo semestre se vio marcado en el mercado automotriz por la gran cantidad de demanda de vehículos nuevos. Con respecto al transporte público, existen actualmente aplicaciones como Mi Taxi Eléctrico 2.0 que promueven una renovación en la flota del transporte público permitiendo incorporar SUV y vehículos de pasajeros al servicio de taxis.

El sector del transporte es una de las áreas más importantes en el crecimiento de la electromovilidad puesto que el 36 % de la energía producida en nuestro país es consumida por el sector del transporte quien además es el responsable del 25 % de las emisiones de gases de efecto invernadero, debido a ello se ha avanzado año tras año con diferentes políticas con el fin de promover el crecimiento de la electromovilidad en nuestro país, ejemplo de ello son los acuerdos público privado por la electromovilidad que se firman año tras año, siendo el 2021 su 4ta versión, dentro de sus características destacan:

- Duplicar la cantidad de modelos de vehículos eléctricos disponibles con respecto a los homologados el año anterior.
- Incorporar vehículos eléctricos en al menos 15 organizaciones públicas y privadas.
- Duplicar la cantidad de cargadores de la red pública con respecto al año anterior.
- Lograr tener al menos 1.500 personas formadas en electromovilidad durante el 2021.
- Fomentar nuevos usos de electromovilidad.

Cabe destacar que cada año se evalúa el avance de estos objetivos trazados en post de lograr avanzar con respecto a la Estrategia Nacional de Electromovilidad. Dentro de sus metas se contempla:

- 100 % de ventas de vehículos livianos, medianos, y de las nuevas incorporaciones al transporte público urbano sean vehículos cero emisiones para el 2035.
- 100 % de las ventas de vehículos para el transporte de pasajeros interurbano y transporte de carga sean cero emisiones para el año 2045.
- 100 % de las ventas de maquinaria móvil de mas de 560kW de potencia será cero emisiones a partir del 2035 y de mas de 19kW a partir de 2040.

Para poder lograr estas trazadas por la Estrategia Nacional de la electromovilidad se requiere que el sector público y privado participen y se responsabilicen en los acuerdos mencionados anteriormente. Se requiere que se asuman compromisos frente a la oferta de vehículos eléctricos, regulación, difusión, información, capital humano e infraestructura de carga.

Como universidad tenemos un rol fundamental frente al capital humano, se deben invertir recursos en el estudio de nuevas tecnologías que permitan potenciar el desarrollo de la electromovilidad en nuestro país en todos los ámbitos mencionados anteriormente. Frente a esto es importante destacar el compromiso de los profesores por brindar temas de memoria frente al desarrollo de tecnologías de acuerdo a este tema como es el caso de la presente memoria de título.

Esto es sumamente importante al momento de analizar dos de las razones principales por las cuales los usuarios de vehículos no emigran de una manera más rápida hacia los vehículos eléctricos: **Tiempos de carga y costos de infraestructura de carga**. Actualmente los usuarios que utilizan vehículos a combustibles fósiles pueden recargar su estanque completo en un período de 10 a 15 minutos para vehículos medianos y transporte menor (taxis, colectivos), frente a ello la electromovilidad ofrece tiempos de carga más extensos desde minutos hasta incluso horas. Para lograr cargas más rápidas es necesario recurrir a estaciones de carga rápida DC, las cuales aunque año a año se avanza incorporando cada vez más la realidad es que existen muy pocas aún, se encuentran centralizadas en Santiago y aún no logran competir con los tiempos de recarga de las estaciones de combustibles fósiles. La otra opción es cargar nuestro vehículo en nuestro hogar pero para ello debemos disponer de una estación de carga o también llamada **Infraestructura de carga (IC)**, esto implica un costo extra para los usuarios de EV que se encuentra entre los \$500.000 a \$1.500.000 antes de la pandemia según cifras del Ministerio de Energía, además, ese es sólo uno de los problemas que nos topamos a la hora de querer implementar una IC, en la figura XX podemos notar otros problemas que se encuentran quienes se plantean disponer de una IC para cargar su vehículo eléctrico. A esto debemos agregar que la autonomía de los vehículos es entre 100 a 400 km, lo cual es un problema sobretodo para los vehículos de carga que cuentan con una autonomía promedio de 200 km.

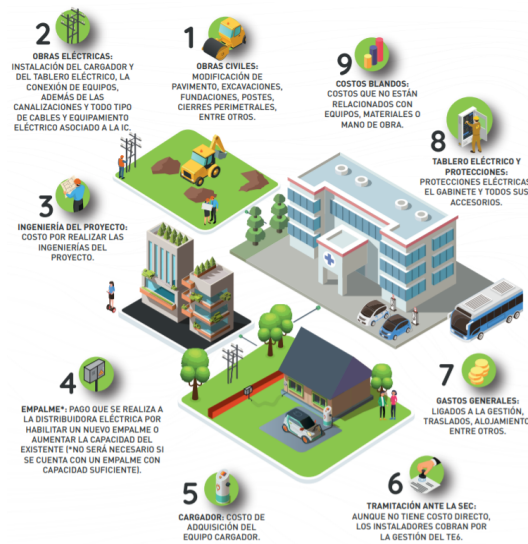


Figura 1.1: Costos asociados al implementar una infraestructura de carga

Frente a esto, el objetivo es lograr desarrollar tecnologías que permitan tener estaciones de carga rápida de mayor potencia que aseguren una carga completa en un tiempo menor, con el fin de lograr competir con los combustibles fósiles, esto permitirá que los usuarios no se vean en la obligación de instalar infraestructura de carga en sus domicilios y los vehículos de carga puedan abastecerse rápidamente de carga en su trayecto. A raíz de ello surge este tema de investigación que busca dar una noción de modulación y control para un convertidor DC-DC que permita incorporarse a los vehículos eléctricos y puedan recibir cargas cada vez con mayor potencia y para diferentes arquitecturas.

### 1.1.2. Convertidores bidireccionales DC/DC

En el presente informe se presenta una topología de convertidor bidireccional tipo Dual Active Bridge. Los convertidores bidireccionales tienen la característica de permitir el flujo de potencia en ambos sentidos a través de la corriente. Esta característica se adquiere al poder utilizar semiconductores en su mayoría controlados que posean la de un semiconductor freewheeling como es el caso de los MOSFET e IGBT, pero en los últimos años se han comenzado a plantear convertidores con semiconductores GaN, sobretodo en los convertidores para fuentes de alimentación, energía solar o distribución de potencia debido a su capacidad de trabajar a alta frecuencia y voltaje, su tamaño reducido y mejor eficiencia en conversión de energía. En el capítulo XXX se aborda con mayor detalle este tipo de semiconductores, junto con las especificaciones del GaN utilizado.

Comúnmente los convertidores bidireccionales que trabajan con grandes potencias poseen topologías que incorporan la aislación galvánica a través de un transformador de alta frecuencia. Esto se hace con el fin de aislar las fuentes de alimentación a ambos extremos, como consecuencia estamos introduciendo nuevos componentes desde donde se produzcan pérdidas y costos. De hecho, una de las grandes desventajas de trabajar con grandes potencias junto a transformadores de alta frecuencia son las pérdidas por conmutación,

debido a ello es útil implementar técnicas de conmutación suave a través del esquema de modulación, tales como conmutación a voltaje cero y conmutación a corriente cero.

### 1.1.3. Tipos de convertidores Dual Active Bridge

Actualmente el convertidor Dual Active Bridge presenta una gran cantidad de variantes en cuanto a su topología, en el presente informe se adopta una topología con una pierna T-Type, pero no es la única que existe actualmente. De hecho, a continuación observaremos algunas topologías DAB que se pueden encontrar.

#### 1.1.3.1. Dual Active Bridge convencional

Corresponde a la topología base de un Dual Active Bridge. Está compuesto por dos puentes H de semiconductores, un transformador de alta frecuencia en el centro, condensadores que actúan como DC-Link y controlan el ripple del voltaje de salida, como también una fuente de voltaje.

Los semiconductores actúan de manera cruzada y disponen de dos estados generalmente. Es decir, para lograr un voltaje positivo se enciende  $S_1, S_3, S_{21}$  y  $S_{33}$ . En el caso de lograr un voltaje positivo es necesario encender los semiconductores  $S_2, S_4, S_{22}$  y  $S_{44}$ . El flujo de potencia, como en cada una de las topologías Dual Active Bridge se regula a través de la modulación escogida y un ángulo de desfase entre las portadoras que regulan cada puente H.

Con respecto a los niveles de voltaje que se pueden lograr con esta topología, comúnmente se pueden obtener un máximo de 3 niveles de voltaje AC, es decir, el voltaje que existe en el lado primario del transformador. Los cuales corresponden a  $+V_{DC}$ , 0,  $-V_{DC}$ . Una de las principales desventajas de este tipo de convertidores es la cantidad de potencia que es capaz de suministrar, baja cantidad de semiconductores y pocos niveles de voltaje.

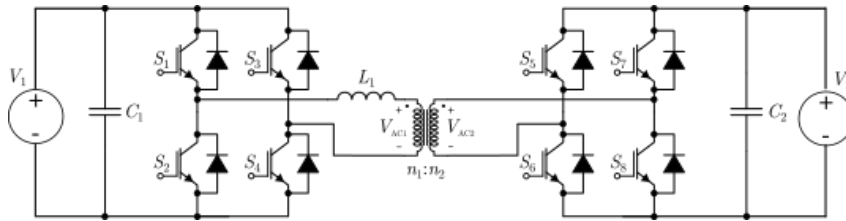


Figura 1.2: Topología Dual Active Bridge Convencional

#### 1.1.3.2. Dual Active Bridge Neutral Point Clamp

En la figura 1.3 se puede ver otra topología de un DAB, precisamente corresponde a un Dual Active Bridge NPC. Es decir, al lado de bajo voltaje podemos notar un puente H con la variante NPC que quiere decir que existe un punto neutro entre los semiconductores, al otro extremo se puede ver un puente H al igual que el DAB convencional.

Lo primero que notamos es una mayor cantidad de semiconductores, lo que se traduce en más puntos de falla y pérdidas por conmutación. Además se incluyen dos diodos al punto central con el fin de poder regular las tensiones de bloqueo que se presentan en los semiconductores.

Uno de los principales problemas que se presentan en esta topología es que el punto

central produce que los voltajes que se logren por pierna difícilmente sean iguales entre ellos, generando un offset entre los voltajes que se logran entre ambos capacitores de entrada, dicho offset DC es perjudicial para el transformador y debido a ello es necesario la implementación de un esquema de control para el balance de condensadores.

Con respecto a los niveles de tensión que se logran en el lado primario del transformador corresponde a 3 al igual que en el DAB convencional, pero para este caso su voltajes son de  $-\frac{V_{DC}}{2}$ ,  $0$ ,  $+\frac{V_{DC}}{2}$ .

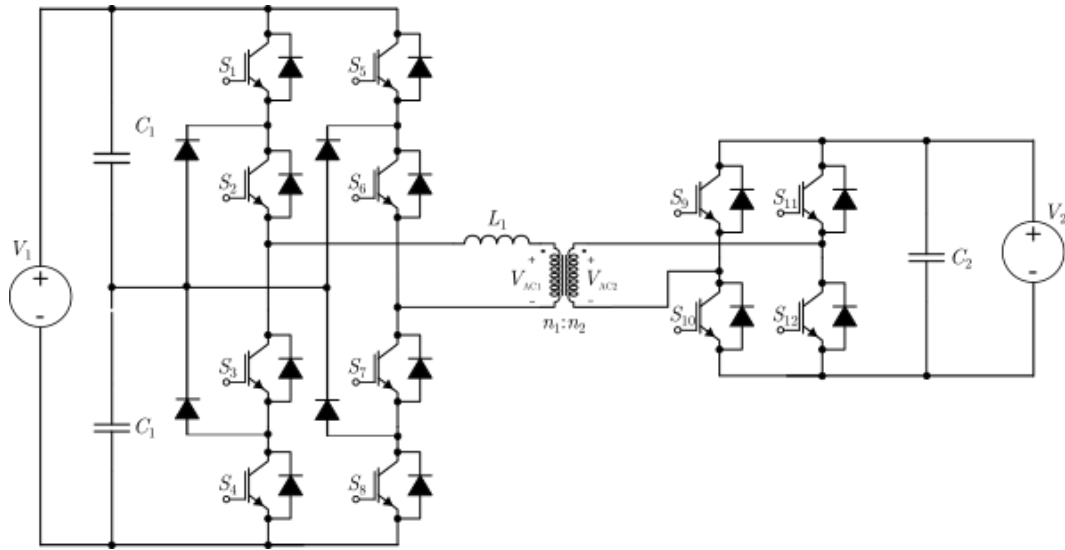


Figura 1.3: Topología Dual Active Bridge Neutral Point Clamp

#### 1.1.3.3. Dual Active Bridge 3 fases

Frente al constante aumento de la implementación de los convertidores Dual Active Bridge en diferentes sectores fue necesario lograr un convertidor trifásico con el fin de implementarlo en la industria, lograr trabajar con mayores potencias, mayores niveles de tensión, entre otras características.

De esta manera surge el convertidor DAB de 3 fases, que al igual que los anteriores consiste en un convertidor bidireccional aislado. Constituido de dos puente H trifásicos unidos mediante un inductor en serie y un transformador trifásico encargado de la etapa de elevación/reducción de voltaje.

Una de sus diferencias con las demás topologías corresponde al desfase de encendido entre sus piernas, si bien en el DAB convencional el encendido era asimétrico, es decir, con un desfase de  $180^\circ$  para este caso de un DAB 3 fases el encendido entre piernas es con un desfase de  $120^\circ$ . Una gran ventaja de este tipo de convertidores es que para lograr los mismos niveles de potencia aparente y densidad de corriente necesitamos una transformador más pequeño, obtenemos mejores resultados referentes al ripple de las señales y THD de la señal de corriente debido a que tiene una forma más sinusoidal ya que tenemos menor presencia de armónicos.

A través de esta topología se logra trabajar mayores flujos de potencia en ambos sentidos, disminuir el ripple de la corriente de línea debido a la mayor cantidad de inductores presentes.

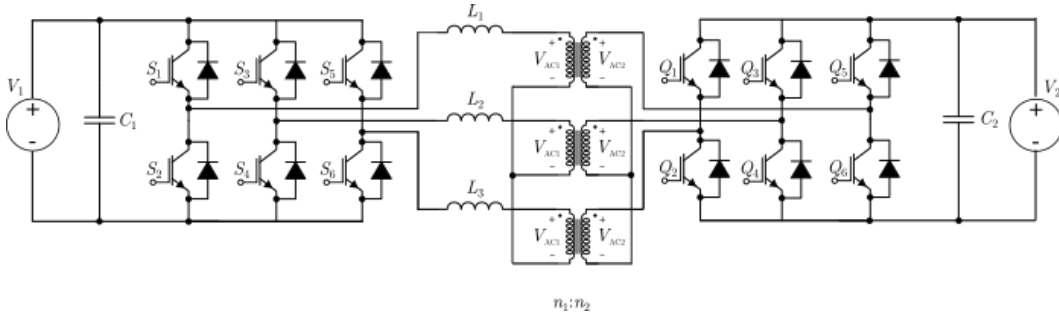


Figura 1.4: Topología Dual Active Bridge 3 fases

#### 1.1.3.4. Dual Active Bridge T-Type híbrido

El presente convertidor corresponde a la topología a desarrollar en el presente informe. Se basa en un DAB convencional pero agrega una pierna T-Type en un punto central entre ambos condensadores. La ventaja que otorga esta pierna T-Type radica en la cantidad de niveles que se pueden lograr con esta variante, podemos obtener 4 niveles de voltaje  $-V_{DC}$ ,  $-\frac{V_{DC}}{2}$ ,  $+\frac{V_{DC}}{2}$ ,  $V_{DC}$ . Para este caso podemos notar que no logramos un voltaje de 0 [V], debido a que la única forma de lograrlo es apagar todos los semiconductores, con eso lograríamos 5 niveles de tensión, pero generalmente y en particular para este informe, se han considerado 4 niveles de tensión omitiendo los 0 [V].

Estamos incorporando un par de semiconductores con el cual incorporamos pérdidas por conmutación. Además, generalmente en esta topología se genera un offset en la corriente de línea en el modelo dinámico, esta corriente se traduce en pérdidas en el transformador. Debido a ello, es necesario realizar una compensación a este offset DC o utilizar una modulación que permita suprimirla como es el caso en el presente informe.

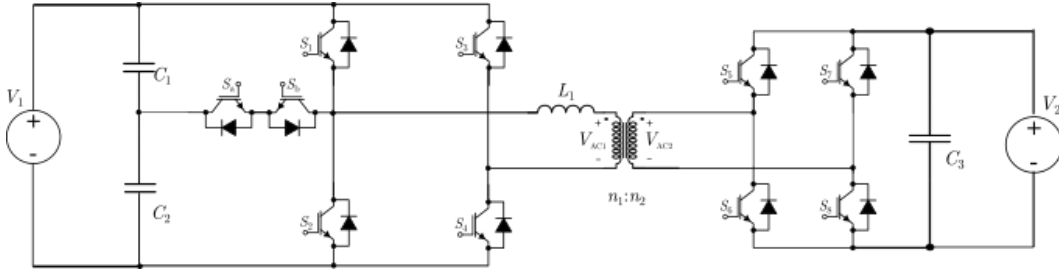


Figura 1.5: Topología Dual Active Bridge T-Type Híbrido

#### 1.1.3.5. Dual Active Bridge T-Type Full Bridge

Finalmente, tenemos una topología con dos piernas T-Type. Su principal diferencia con la anterior topología son la cantidad de piernas T-Type, debido a ello es posible obtener 5 niveles de tensión controlando el encendido de los semiconductores.

Dentro de los problemas que presenta son los mismos que en el caso anterior y las soluciones también radican en los esquemas de modulación implementados. Generalmente, esta topología se implementa con modulación basada en portadoras tales como Level Shifted PWM (LS-PWM) o Phase Shifted PWM (PS-PWM), es una de las topologías que logran

mayor cantidad de niveles de tensión en el inductor que se traducen en una disminución del THD que está directamente ligado a la eficiencia del convertidor.

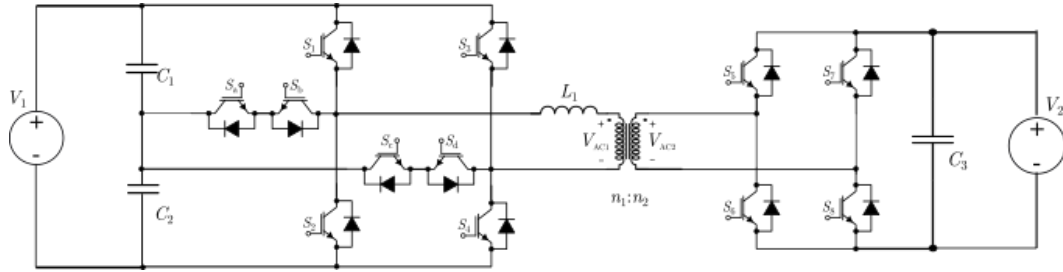


Figura 1.6: Topología Dual Active Bridge T-Type Full Bridge

#### 1.1.4. Esquemas de modulación

Para lograr regular el flujo de potencia comúnmente se opta por controlar el desfase entre los puentes H que componen el convertidor Dual Active Bridge, independiente de sus topologías. Debido a ello, se han planteado una variedad de esquemas de modulación con el fin de lograr un esquema amigable a un método de control que permita regular el flujo de potencia, voltaje de salida, entre otras variables.

Por ello, uno de los esquemas de modulación más utilizados corresponde al desplazamiento de fase, un método que se encuentra ampliamente desarrollado en la literatura de este tipo de convertidores. Estos métodos se destacan por crear señales cuadradas con un ciclo de trabajo del 50 % pero generando un desfase entre las señales de los puentes H. Es así como destaca en la literatura 3 grandes esquemas de modulación: Single Phase Shift (SPS) el cual corresponde a generar un desfase entre las señales de encendido de ambos puentes H del convertidor. Luego, si al desfase de ambos puentes H agregamos un desfase entre las piernas de un puente H, obtendríamos una modulación tipo Dual Phase Shift (DPS) y si a ello agregamos el desfase entre las piernas del segundo puente H estaríamos modulando bajo el esquema de Triple Phase Shift.

Generalmente, éstos métodos se acompañan de un control basado en un PI de regulación de voltaje de salida e incluso, hay quienes incorporan un PI en cascada con el fin de regular voltaje de salida como corriente de línea.

La modulación más usada corresponde a la Single Phase Shift, en la literatura se encuentra ampliamente desarrollada y a la vez, es una de las más simples. Su funcionamiento, como se menciona anteriormente, se basa en un ángulo de desfase entre las señales AC logradas a partir del puente H primario y el voltaje AC logrado a partir del puente H secundario. Si logramos que la señal del puente H primario tenga un desfase positivo con respecto al puente H secundario tendremos un flujo de potencia positivo, es decir, en dirección al puente H secundario.

En un convertidor DAB T-Type es posible obtener el ángulo de desfase a partir de la corriente de salida del DAB.

$$i_{DAB_{out}} = \frac{P_{tr}}{V_{out}} = \frac{K_m N V_{in}}{\omega L} \left( \delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right)$$

Siendo  $V_{in}$  el voltaje de entrada al puente H del lado primario del transformador,  $N$  la razón de número de vueltas del transformador,  $\omega$  corresponde a la frecuencia en rad/s, y  $\delta$

corresponde al ángulo entre ambos puente H basados en una modulación Single Phase Shift. Luego, despejando en desfase en base a esta ecuación, obtenemos:

$$\delta = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}L|i_{DABin}}{K_mNV_{in}}} \right\}$$

Como se puede ver, las componentes de diseño tales como inductancia, frecuencia de conmutación, modo de operación (FB o HB) y relación de vueltas del transformador tienen una influencia directa sobre el desfase entre ambos puente H, debido a lo cual influyen directamente sobre el flujo de potencia obtenido. Esto se puede corroborar en las siguientes ecuaciones de potencia para un convertidor DAB como un convertidor DAB T-Type:

$$P_{DAB} = \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\}$$

$$P_{DABT} = \frac{NV_{in}V_{out}}{2\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\}$$

Luego, la modulación Dual Phase Shift además de generar un desfase entre ambos puente H al igual que la SPS agrega un desfase entre los semiconductores diagonales de los puente H. Al generar este desfase lograremos que existan menos semiconductores encendidos al mismo tiempo al igual que estén durante menos tiempo encendidos, es decir, los períodos por tramo disminuyen.

Al trabajar con más tramos por período implica que nuestra señal presenta una forma de onda con mayor detalle, esto se traduce en filtros más pequeños o reducción de etapas de filtrado, un mejor THD con respecto a las señal de corriente. Se obtiene una mayor eficiencia en el convertidor y evidentemente al tener durante menor tiempo encendido los semiconductores estaremos reduciendo las pérdidas por conducción.

La gran ventaja de trabajar este tipo de modulación es el grado de libertad extra que nos otorga. En los convertidores DAB la modulación SPS contiene solo 1 grado de libertad, a través de esta modulación podemos ajustar simplemente la potencia de salida debido justamente al grado de libertad. A diferencia de la modulación DPS lograremos tener un grado más de libertad (2) con el cual podemos considerar otras variables al momento de definir el ángulo de desplazamiento de fase, como es el caso de la potencia reactiva en el sistema, la corriente en el transformador, u otra variable que afecte el rendimiento del sistema.

Otro tipo de modulación por desplazamiento de fase ampliamente desarrollado en literatura es el Triple Phase Shift (TPS), el cual agrega un nuevo desfase, es decir, se busca agregar un 3er grado de libertad. Al agregar un tercer desfase lo que provocaremos en la corriente en el inductor es disminuir el tiempo de encendido por semiconductor lo que afecta positivamente a la corriente con una señal más similar a una sinusoidal, es decir, con menor distorsión.

Por otro lado, con una implementación eficiente podemos aplicar todos los esquemas de control vistos anteriormente. Es decir, podemos reducir potencia reactiva, controlar flujo de potencia, obtener un mejor rendimiento en la conmutación a voltaje cero, controlar una mayor cantidad de variables. Todas estas variables permiten tener un sistema mucho más estable frente a diferentes perturbaciones y es debido a ello que su aplicación se encuentra en sistemas de almacenamiento de energía, estaciones de carga y otras aplicaciones con una alta densidad de potencia.

## 1.2. Contribuciones

- En el presente trabajo de memoria se entregará un archivo de simulación para un convertidor DC-DC bidireccional enfocado en aplicaciones de electromovilidad.
- El archivo de simulación es capaz de operar bajo diferentes arquitecturas que existen en el mercado, tales como 800 [V] y 400 [V].
- Se propone e implementa un esquema de control y modulación basado en literatura con el fin de suprimir offset DC en niveles de corriente.
- Se realiza un estudio sobre un convertidor Hybrid T-type Dual Active Bridge.

### 1.2.1. Alcances y limitaciones

Con respecto al archivo de simulación, para el modelo térmico no se han considerado las características térmicas y pérdidas en las componentes pasivas, tales como resistencias, inductancias, condensadores. Con respecto al transformador, este corresponde a uno ideal.

Con respecto al esquema de control se ha omitido una secuencia de bloques optando por un C-Script, lo que corresponde a un código de programación en C que entrega el detalle del control a realizar.

## 1.3. Objetivo General y Específicos

### 1.3.1. General

Diseño y simulación de un convertidor DC-DC bidireccional Dual Active Bridge con una pierna T-Type (TDAB), que garantice su implementación en aplicaciones de electromovilidad.

### 1.3.2. Específicos

- Diseño y simulación de un convertidor DC-DC con flujo de potencia en ambos sentidos
- Diseño de un convertidor para diferentes arquitecturas de voltaje (400 [V] y 800 [V]).
- Realizar el modelo con componentes que se encuentren en el mercado.
- Realizar un modelo térmico que permita garantizar la implementación del convertidor en distintas aplicaciones de electromovilidad.

## 1.4. Resumen del Capítulo

El informe está compuesto por 5 capítulos, el primero de ellos corresponde al estado del arte de la memoria en dónde se logra contextualizar el trabajo desarrollado referente al estado de la electromovilidad en Chile hoy y además acerca de otras topologías Dual Active Bridge. El segundo capítulo pretende entregar una información más detallada tanto de un DAB como un HTDAB, es decir, estados de conmutación, señales de disparo, modos de operación posibles. En cuanto al tercer capítulo pretende explicar el esquema de modulación y control propuesto en detalle, dividiendo el esquema completo en módulos y detallando cada uno por separado. El cuarto capítulo muestra los resultados de las simulaciones trabajando a diferentes modos de operación como arquitecturas de voltaje. Finalmente, el capítulo 5 resume todo el trabajo realizado con un análisis de los resultados obtenidos.

# TOPOLOGÍA T-TYPE DUAL ACTIVE BRIDGE ASIMÉTRICO

### 2.1. Fundamentos básicos del convertidor Dual Active Bridge

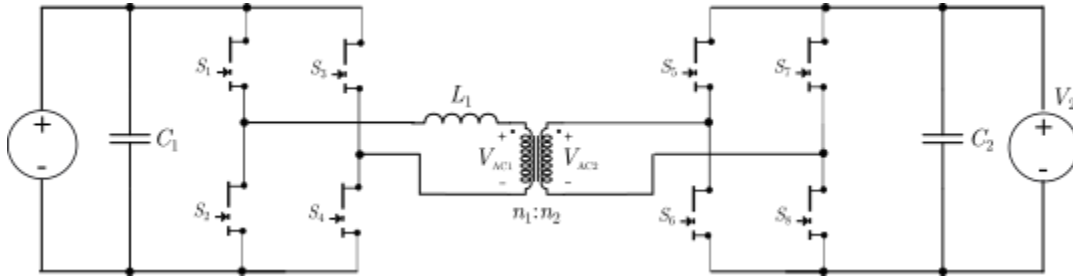


Figura 2.1: Convertidor Dual Active Bridge con semiconductores GaN

El convertidor Dual Active Bridge está compuesto por dos fuentes de voltaje, dos condensadores que funcionan como DC-Link, dos puentes H completo que están compuestos por 8 semiconductores, los cuales puede ser IGBTs con diodo en paralelo, MOSFET o GaN como es el caso de el presente informe. Además incorporan una inductancia en serie al transformador de alta frecuencia como se puede apreciar en la figura 2.1.

Las señales de las fuentes de voltaje corresponden a voltajes  $V_{DC}$ , las cuales posterior al puente H en el caso del lado de bajo voltaje o antes del puente H como es el caso de alto voltaje corresponden a señales alternas, que para este caso poseen 2 o 3 niveles de tensión dependiendo de los estados de conmutación planteados al momento de realizar la modulación (si deciden o no incorporar el estado 0 [V]). Estas señales se generan a partir de los estados de conmutación de los 8 semiconductores mencionados anteriormente, en las cuales los switch de cada pierna se encienden de manera complementaria, es decir,  $S_1$  y  $S_2$

son complementario y así sucede con las demás piernas como S3 y S4, S5 y S6, S7 y S8.

Con respecto a los niveles de voltaje AC logrados según el semiconductor que se encuentra encendido podemos notar que al momento de encender el S1 y S4 lograremos un voltaje  $V_{DC1}$ , en cambio, si encendemos S2 y S4 el voltaje será  $-V_{DC1}$ . En caso de escoger una modulación que nos permitiera obtener voltaje 0 [V] es necesario que encendamos S1 y S3 al mismo tiempo u S2 y S4, dado que comparten nodo.

Como estamos trabajando a alta frecuencia, no se utiliza modulación por PWM debido a que al momento de la implementación es muy difícil que un microcontrolador sea capaz de generar estos pulsos y por sobretodo que se implementen, en la práctica estos pulsos más pequeños de la modulación PWM tienden a perderse, con lo cual al perder un encendido cambia la forma de onda en la corriente del inductor. Debido a ello, se trabaja con modulaciones tales como la Phase Shift o Level Shift con un ciclo de trabajo fijo del 50 % en las portadoras pero interactuamos entre ellas a través del desplazamiento de fases o niveles. Es importante notar que debe generarse un desfase entre las señales de los semiconductores del puente H primario y el secundario, dado que este desfase es el que determinará el sentido del flujo de potencia.

De manera tal que para lograr un flujo de potencia positivo, es necesario que el puente H del lado de bajo voltaje esté retrasado en su fase con respecto al puente H secundario, de manera tal que el lado de alto voltaje actúa como carga y en caso de que la magnitud de voltaje del lado primario sea mayor al secundario estará actuando en modo Boost (elevador), en caso contrario actuará como Buck (reductor).

En cambio, para lograr un flujo de potencia negativo, será necesario que el puente H secundario esté retrasado en fase al puente H primario, de esta manera el lado que actuaba como carga, que bien podría ser una batería en el caso de los vehículos eléctricos ahora actuará entregando potencia, es decir, como fuente hacia el lado de bajo voltaje. Al igual como se mencionó anteriormente, si el lado que ahora actúa como fuente de voltaje es mayor al que actúa como carga estaremos reduciendo voltaje a través del transformador, por lo tanto, el convertidor actúa como Buck, caso contrario, actúa como Boost. Este tipo de flujo se usa en aplicaciones Vehicle to Grid

Este desfase además provocará distintas pendientes en los niveles de corriente del inductor, de manera tal que dependiendo los niveles de voltaje  $V_1$  y  $V_2$  (cual de ellos es mayor y menor) se determinarán las pendientes con las cuales aumente y disminuya la corriente en el inductor. Es importante destacar que esta corriente fluctuará alrededor del cero, pero al momento de realizar perturbaciones se generarán offset en el nivel promedio DC que se verán reflejados en la temperatura del transformador de alta frecuencia. Para ello, en el presente informe se ha propuesto un esquema de modulación capaz de reducir este offset DC al momento de generar perturbaciones.

### 2.1.1. Modos de funcionamiento: Buck

El modo Buck corresponde a un estado de operación de los convertidores DC-DC en el cual se reduce el voltaje desde un extremo del convertidor al otro. Para lograr entenderlo, definiremos teóricamente al lado izquierdo del DAB como baja tensión y el voltaje en el segundo puente H como el lado de alto voltaje. De esta manera, si queremos trabajar en

modo Buck corresponderá al estado de operación con el flujo de potencia desde el lado de alta tensión hacia baja tensión, lo que hemos visto como flujo de potencia negativo.

### 2.1.2. Modos de funcionamiento: Boost

El modo Boost corresponde a un estado de operación en el cual buscamos aumentar la tensión hacia el punto de salida. En el caso del convertidor DAB esto se lograría con un flujo de potencia positivo, es decir, desde el lado de baja tensión (primer puente H) hacia el lado de alta tensión (segundo puente H). De esta manera, el flujo de potencia surge desde la fuente DC de baja tensión, luego se conduce por el puente H que actúa como inversor logrando una onda cuadrada de 2 niveles. Luego, el transformador de alta frecuencia se encarga de elevar la tensión de la onda cuadrada según el ratio definido. Finalmente el puente H secundario se encarga de rectificar la onda cuadrada a una señal DC con el nuevo nivel de tensión mayor al de la fuente.

## 2.2. Hybrid T-type Dual Active Bridge

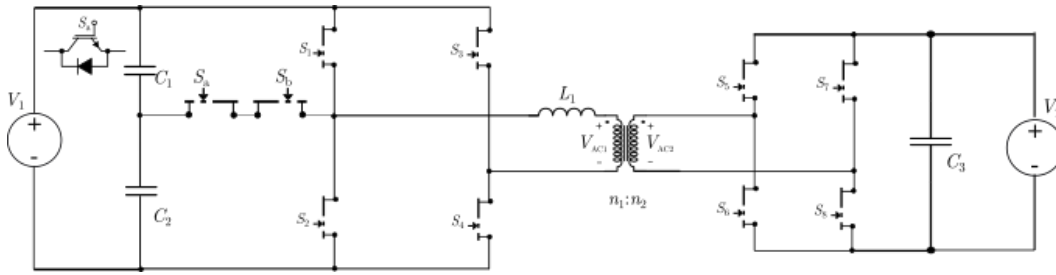


Figura 2.2: Hybrid T-Type Dual Active Bridge con semiconductores GaN

El trabajo de memoria se centra en una variante de la topología Dual Active Bridge, denominada Hybrid T-Type Dual Active Bridge (HTDAB), es decir, un DAB con sólo una pierna T-Type. El motivo para agregar esta pierna se debe a que obtendremos mejoras en rendimiento tales como: mayor cantidad de niveles de tensión AC en el inductor, modos de operación que activen o desactiven el TDAB y aumento de eficiencia debido a los cambios de modo de operación.

### 2.2.1. Descripción del sistema

Con respecto a la composición del convertidor, se basa en un Dual Active Bridge convencional, de manera tal que se conserva su estructura base compuesta por dos puente H de semiconductores que para este caso corresponde a GaN, inductancia en serie, DC-Link en cada extremo y un transformador de alta frecuencia. La particularidad se centra en que el DC-Link del lado primario o de baja tensión se compondrá de dos capacitores y en su punto medio existe la pierna T-Type que comparte nodo con la primera o segunda pierna del puente H, según sea el caso escogido por el diseñador.

La pierna T-Type está compuesta por dos semiconductores en antiserie que al estar conectados al punto medio del DC-Link es capaz de lograr tensiones  $\pm \frac{V_{DC}}{2}$ . Con esta intervención y en base a la modulación escogida es posible lograr 4 niveles de tensión e incluso

5 niveles agregando una nueva pierna T-Type. Para esta memoria se ha elegido agregar solo una pierna T-Type y centrar los demás esfuerzos en lograr una modulación y control enfocada en reducir el nivel DC de la corriente en el inductor como también controlar para modos Buck y Boost bajo diferentes relaciones de voltaje de entrada/salida.

De esta manera, será posible controlar un sistema compuesto por alta tensión desde el puente H que incorpora la pierna T-Type en modo Buck/Boost como también teniendo baja tensión desde el mismo puente H mencionado, de manera de tener situaciones en que tengamos que elevar o disminuir voltaje desde este punto. El objetivo de realizar esto es lograr una situación de un punto de carga para vehículos eléctricos en los cuales el EV o estación de carga tendrá que reducir o elevar el voltaje en base a este punto de carga, como sería el caso de que la estación suministre 600 [V] y tengamos una arquitectura de 400 [V] o de 800 [V].

El funcionamiento de la pierna T-Type está pensado de manera que cuando la carga solicite una menor potencia que la máxima posible se active el modo de operación Half-Bridge que implicará encender la pierna T-Type y apagando la primera pierna del puente H. De esta manera, se puede aprovechar los puntos de operación óptimos de cada uno.

### 2.2.2. Modos de funcionamiento

Para cada modo de operación, el voltaje de salida está compuesto por una onda cuadrada con una amplitud que puede ser de  $\pm V_1$  en el caso de trabajar en modo Full Bridge o  $\pm \frac{V_1}{2}$  en el caso de trabajar en modo Half Bridge. La dirección del flujo de potencia está determinada al igual que en un convertidor DAB convencional por la diferencia de fase existente entre el lado de baja tensión y alta tensión. La forma en cual se accionan cada uno de los modos de operación tiene que ver con los niveles de corriente que se comparan con una banda de histéresis previamente configurada. Es decir, cuando se requiere trabajar a máxima potencia, es decir, al máximo de corriente se sobrepasará el umbral superior de la banda de histéresis del control de los modos de operaciones activando el modo Full Bridge. Para el caso contrario, cuando se trabaje a niveles de corriente por debajo del umbral inferior de la banda de histéresis se activará el modo Half Bridge. Para cada caso, el cambio de modo de operación está en sincronía con el esquema de modulación implementado con el fin de reducir el offset de voltaje DC experimentado en el inductor realizando el cambio de modo en sincronía con una de las piernas del DAB, esto se verá con mayor detalle en el siguiente capítulo.

#### 2.2.2.1. Modo Full Bridge

El modo de funcionamiento Full Bridge no es más que el funcionamiento normal de un convertidor DAB convencional, en la Figura 2.3 se pueden apreciar los semiconductores que se encuentran activos durante este modo de operación. Debido a ello los niveles de voltaje que se logran son de  $\pm V_1$ , en la Figura 2.3 se pueden ver todas las señales de interés para analizar el comportamiento de este modo. Lo primero que notamos es que los semiconductores bidireccionales que se encuentran en antiserie de la pierna T-type se encuentran en todo momento apagados, la iteración se da únicamente entre los puente H del DAB. De manera tal que cuando  $S_1$  y  $S_4$  del primer puente H se encuentran encendidos obtendremos en el transformador primario un voltaje de  $V_{IN}$ , en el caso contrario el voltaje corresponde a  $-V_{IN}$ .

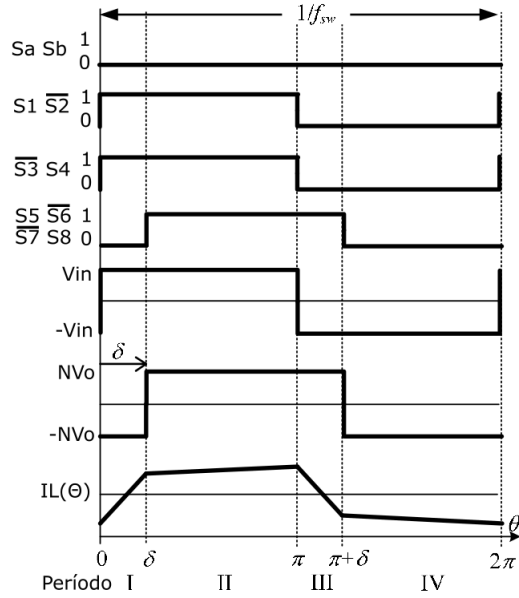


Figura 2.3: Señales disparo, voltaje en el transformador y corriente en inductor para modo Full Bridge

Notamos además un desfase entre las señales del puente H primario y secundario, como se ha mencionado durante el presente informe este desfase es necesario para determinar el flujo de potencia en el convertidor, de manera tal que permite obtener una corriente que fluctúe con diferentes pendientes alrededor del cero, dichas pendientes son obtenidas por las distintas relaciones que hay en los niveles del lado primario y secundario del transformador y que se pueden calcular a través de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 I_{HV_{FB}}(\Theta) &= I_{HV_{FB}}(0) + \frac{V_{IN} + NV_{OUT}}{\omega L} \Theta & ; \quad \epsilon[0, \delta[ \\
 I_{HV_{FB}}(\Theta) &= I_{HV_{FB}}(\delta) + \frac{V_{IN} - NV_{OUT}}{\omega L} (\Theta - \delta) & ; \quad \epsilon[\delta, \pi[
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Notar que evaluamos hasta  $\pi$  debido a que después se repite las mismas formas de onda con un desfase. Además, sabiendo que  $I_{HV_{FB}}(0) = -I_{HV_{FB}}(\pi)$  podemos obtener el valor para  $I_{HV_{FB}}(\delta)$ , obteniendo:

$$\begin{aligned}
 I_{HV_{FB}}(0) &= -\frac{1}{\omega L} (NV_{OUT}\delta + \frac{\pi}{2}(V_{IN} - NV_{OUT})) \\
 I_{HV_{FB}}(\delta) &= \frac{1}{\omega L} (V_{IN}\delta - \frac{\pi}{2}(V_{IN} - NV_{OUT}))
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Podemos apreciar que a partir de dichas ecuaciones es posible determinar los valores en cada instante de la corriente en el inductor para el lado de baja tensión, cada ecuación depende directamente de la relación que exista entre el voltaje primario y secundario en el transformador, es decir, si ambos son positivos, negativos o uno de cada valor. Esto se puede evidenciar a partir de la Figura 2.3 donde se ven todas las señales de los semiconductores,

voltaje de entrada y salida como también la corriente en el inductor, dichas pendientes están determinadas como se mencionó a partir de la diferencia entre los voltajes de entrada/salida y el nivel de potencia que se trabaje.

Finalmente, podemos ver los estados de conducción de los semiconductores relacionados al convertidor en modo Half Bridge.

| $S_a$ $S_b$ | $S_1$ $\bar{S}_2$ | $\bar{S}_3$ $S_4$ | $S_5$ $\bar{S}_6$<br>$\bar{S}_7$ $S_8$ | $V_{AC1}$ | $V_{AC2}$ | $V_{AC1} - V_{AC2}$ |
|-------------|-------------------|-------------------|----------------------------------------|-----------|-----------|---------------------|
| 0           | 1                 | 1                 | 0                                      | $V_{IN}$  | $-NV_O$   | $V_{IN} + NV_O$     |
| 0           | 1                 | 1                 | 1                                      | $V_{IN}$  | $NV_O$    | $V_{IN} - NV_O$     |
| 0           | 0                 | 0                 | 1                                      | $-V_{IN}$ | $NV_O$    | $-V_{IN} - NV_O$    |
| 0           | 0                 | 0                 | 0                                      | $-V_{IN}$ | $-NV_O$   | $-V_{IN} + NV_O$    |

Tabla 2.1: Estados de conducción modo Full Bridge

#### 2.2.2.2. Modo Half Bridge

Al momento en el cual la carga exige un consumo de corriente por debajo del umbral mínimo de la banda de histéresis del selector de modos de operación se activa el flag del modo Half Bridge (HB). Este modo está enfocado para trabajar a menor potencia que el Full Bridge (FB) activando la pierna T-Type situada en el punto medio de los condensadores del DC-Link y una de las piernas del puente H del lado de baja tensión (primario), en específico la primera pierna que denominaremos como pierna U. Al momento de encender esta pierna, inmediatamente apagamos la pierna a la cual está conectada, en la figura 2.4 se puede apreciar los semiconductores que se mantienen trabajando en esta variante de la topología DAB convencional.

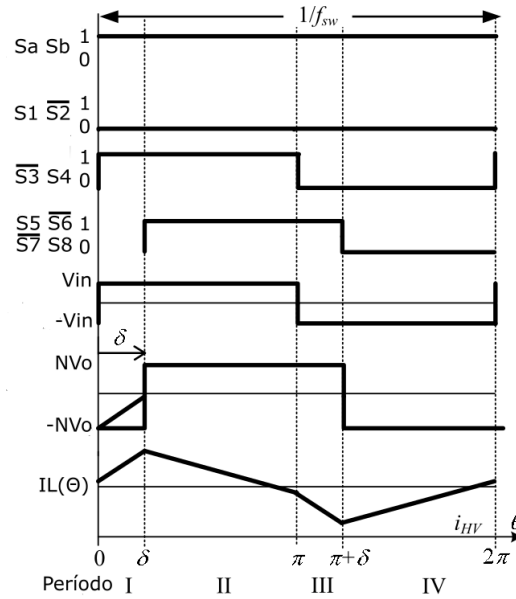


Figura 2.4: Señales disparo, voltaje en el transformador y corriente en inductor para modo Half Bridge

Los niveles de tensión para este modo de operación estarán dados por la pierna T-Type, la que al estar conectada al punto medio de los condensadores del DC-Link podrán tener valores entre  $\pm \frac{V_i}{2}$ , esto son nuevos valores en comparación a los obtenidos por el modo FB. A su vez, las pendientes de la corriente en el inductor serán distintas, debido a que estamos trabajando a una corriente de carga como niveles de voltaje distintos.

Como se aprecia en la Figura 2.4, podemos ver las nuevas señales de interés para este modo de operación, notamos los semiconductores que se encuentran trabajando en este modo como también los niveles de voltaje, además se puede ver como la combinación entre éstas genera una nueva forma de onda como pendientes en la corriente del inductor, la señal tiende a ser más triangular, lo que se debe a que la pendiente que se logra en la corriente al estar ambos voltajes en positivo como uno de ellos negativo son muy similares lo que se debe a que la influencia en la pendiente de un voltaje de la mitad en comparación al modo anterior, como también una disminución considerable de la corriente requerida por la carga implican una mínima influencia sobre la corriente en el inductor para diferentes estados. Esto lo podremos corroborar a través de las ecuaciones correspondientes para este modo de operación:

$$\begin{aligned} I_{HV_{HB}(\Theta)} &= I_{HV_{HB}(0)} + \frac{V_{IN} + NV_{OUT}}{\omega L} \Theta & ; & \quad \epsilon[0, \delta[ \\ I_{HV_{HB}(\Theta)} &= I_{HV_{HB}(\delta)} + \frac{V_{IN} - NV_{OUT}}{\omega L} (\Theta - \delta) & ; & \quad \epsilon[\delta, \pi[ \end{aligned} \quad (2.3)$$

Al igual que para el caso Full Bridge, notar que evaluamos hasta  $\pi$  debido a que después se repite las mismas formas de onda con un desfase. Además, sabiendo que  $I_{HV_{HB}(0)} = -I_{HV_{HB}(\pi)}$  podemos obtener el valor para  $I_{HV_{HB}(\delta)}$ , obteniendo:

$$\begin{aligned} I_{HV_{HB}(0)} &= -\frac{1}{\omega L} (NV_{OUT}\delta + \frac{\pi}{2}(V_{IN} - NV_{OUT})) \\ I_{HV_{HB}(\delta)} &= \frac{1}{\omega L} (V_{IN}\delta - \frac{\pi}{2}(V_{IN} - NV_{OUT})) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Como podemos ver en las ecuaciones sea que estemos sumando ambos voltajes de entrada/salida como restando, las pendientes son muy similares por ser valores menores y debido a ello se logra una señal que tiende a ser triangular. Estamos trabajando a una menor potencia en comparación al modo de operación anterior.

Finalmente, podemos ver los estados de conducción de los semiconductores relacionados al convertidor en modo Half Bridge.

| $S_a \ S_b$ | $S_1 \ \bar{S}_2$ | $\bar{S}_3 \ S_4$ | $S_5 \ \bar{S}_6$<br>$\bar{S}_7 \ S_8$ | $V_{AC1}$           | $V_{AC2}$ | $V_{AC1} -$<br>$V_{AC2}$   |
|-------------|-------------------|-------------------|----------------------------------------|---------------------|-----------|----------------------------|
| 1           | 0                 | 1                 | 0                                      | $\frac{V_{IN}}{2}$  | $-NV_O$   | $\frac{V_{IN}}{2} + NV_O$  |
| 1           | 0                 | 1                 | 1                                      | $\frac{V_{IN}}{2}$  | $NV_O$    | $\frac{V_{IN}}{2} - NV_O$  |
| 1           | 0                 | 0                 | 1                                      | $-\frac{V_{IN}}{2}$ | $NV_O$    | $-\frac{V_{IN}}{2} - NV_O$ |
| 1           | 0                 | 0                 | 0                                      | $-\frac{V_{IN}}{2}$ | $-NV_O$   | $-\frac{V_{IN}}{2} + NV_O$ |

Tabla 2.2: Estados de conducción en modo Half Bridge

# MODULACIÓN Y CONTROL DEL CONVERTIDOR TDAB

El convertidor objetivo corresponde a un Hybrid T-Type Dual Active Bridge, es decir, un convertidor con sólo una pierna T-Type ubicada en el lado primario. El objetivo de la modulación y control es lograr que trabaje el convertidor TDAB y un convertidor DAB dependiendo de la cantidad de corriente que exija la carga. A continuación se pueden visualizar ambos convertidores con los semiconductores que se encuentran encendidos para cada uno.

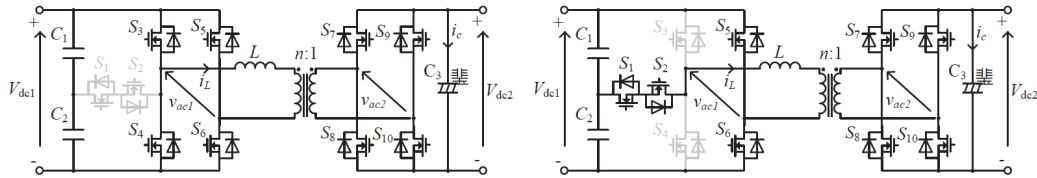


Figura 3.1: TDAB y DAB convencional

El objetivo de implementar ambos convertidores, es aprovechar el máximo punto de eficiencia de cada convertidor, de esta manera, para una potencia más baja se opta por trabajar con un One-Leg T-Type Dual Active Bridge y para potencias más altas un Dual Active Bridge convencional. El problema de variar entre estas dos topologías recae en los cambios de modos de operación que determinan que topología usar, al momento de cambiar de modo de operación sin un esquema de control y modulación adecuados genera un rechazo a perturbaciones con deficiencias, generando un offset DC en la corriente que circula por el transformador que se puede visualizar en la figura XXXXX. Esta corriente DC generada se traduce en un aumento considerable de la temperatura del transformador que implica variadas pérdidas por conducción en el sistema.

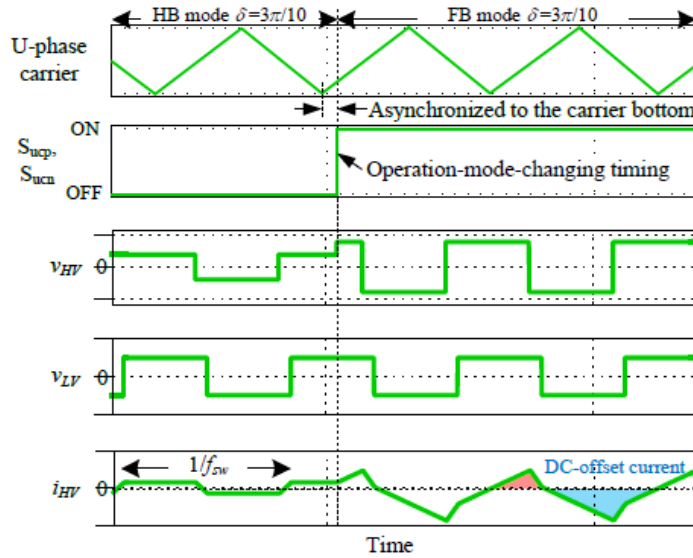


Figura 3.2: Offset DC en el convertidor TDAB durante cambio de modo de operación

Es por ello, que en base a la investigación desarrollada en XXXXXXXXXXXX se plantea un esquema de control basado en la modulación Single Phase Shift que permite eliminar el offset DC originado en la corriente por el transformador. Cabe destacar que al utilizar SPS estamos omitiendo el seguimiento de variables como potencia reactiva o ZVS priorizando únicamente el flujo de potencia a través de un control sincronizado con las portadoras, debido a ello omitiremos el análisis de éste tipo de información.

### 3.1. Modulaciones

#### 3.1.1. Esquema de modulación propuesto

Como se mencionó anteriormente el esquema de modulación se basa en el método de SPS, es decir, en un ángulo de desplazamiento de fase entre el puente H (con o sin pierna T-Type) primario y secundario. Además, una de las novedades de la implementación es poder realizar la modulación a un convertidor que se encuentra iterando entre dos topologías, para esto debemos tener claro la situación de los semiconductores en cada una de las topologías:

- One Leg T-Type Dual Active Bridge
  - Sa y Sb: Se encuentran en todo momento **encendidos**
  - S1 y S2: Se encuentran en todo momento **apagados**
  - S3 a S8: Se encuentran en todo momento iterando según modulación.
- Dual Active Bridge Convencional
  - Sa y Sb: Se encuentran en todo momento **apagados**
  - S1 a S8: Se encuentran en todo momento iterando según modulación.

El reciente detalle del estado de los semiconductores según topología se puede encontrar en las tablas 2.2 y 2.1. Luego, con el fin de poder realizar el desplazamiento de fase es necesario conocer el cálculo del ángulo de desfase, para ello a continuación se entrega en detalle el cálculo del ángulo en base a la potencia transferida, la cual se define como:

$$\begin{aligned} P_{FB} &= \frac{NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \\ P_{HB} &= \frac{NV_{in}V_{out}}{2\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \end{aligned} \quad (3.1)$$

A partir de ello podemos definir la potencia transferida en una ecuación general, definida como:

$$P = \frac{K_m NV_{in}V_{out}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \quad (3.2)$$

Siendo  $K_m = 0.5$  en el caso de trabajar en el modo de operación Half Bridge y  $K_m = 1$  en el caso operar en modo Full Bridge. Luego, a partir de esta ecuación podemos calcular la corriente de salida del DAB, también conocida como la corriente de la carga en el lado secundario del transformador, la cual por ley de Ohm definimos como el cuociente de la potencia transferida sobre el voltaje de salida del convertidor, entendiendo como voltaje de salida el voltaje DC del lado secundario del transformador:

$$I_{out_{dab}} = \frac{P}{V_{out}} = \frac{K_m NV_{in}}{\omega L} \delta \left\{ 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right\} \quad (3.3)$$

Desarrollando el ángulo definido como valor absoluto, tenemos:

$$I_{out_{dab}} = \frac{P}{V_{out}} = \frac{K_m NV_{in}}{\omega L} \left\{ \delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right\} \quad (3.4)$$

Finalmente, si igualamos a cero la ecuación tendremos una ecuación cuadrática en que el ángulo de desplazamiento será la variable a calcular. Para ello encontramos sus dos soluciones y analizamos las posibilidades:

$$\begin{aligned} \frac{\delta^2}{\pi} \frac{K_m NV_{in}}{\omega L} - \delta \frac{K_m NV_{in}}{\omega L} + I_{dab_{out}} &= 0 \\ \frac{\pi}{2} \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}LI_{dab_{out}}}{K_m NV_{in}}} \right\} &= \delta_1 \\ \frac{\pi}{2} \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{8f_{sw}LI_{dab_{out}}}{K_m NV_{in}}} \right\} &= \delta_2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Analizamos ambas soluciones, con una obtendremos valores menores a  $\frac{\pi}{2}$  y con la otra mayores. Para ello nos basaremos en el análisis de la función que define la potencia transferida. La cual se maximiza para el caso en que:

$$\delta - \frac{\delta^2}{\pi} = 0 \quad (3.6)$$



definidos para la corriente de salida. Estos módulos se definen en base a la potencia que queremos suministrar para cada convertidor. La salida del módulo es binaria, de manera tal que:

- Mode selector Out: 0 - Modo Full Bridge
- Mode selector Out: 1 - Modo Half Bridge

Este módulo es importante pues como muestra la Figura 3.3 regulamos el multiplexor que define el ángulo a escoger para el cálculo dirección del flujo de potencia, generación de las portadoras como el momento en que debe realizarse el cambio de modo de operación en sincronía con la portadora de referencia con el fin de evitar el offset DC en la corriente del inductor.

### 3.1.3. Controlador PI y cálculo del ángulo de desplazamiento

Como se mencionó, el diagrama corresponde a un controlador de voltaje a lazo cerrado, el cual incorpora un controlador PI para controlar el voltaje de salida en referencia a la corriente de salida. Para diseñar este controlador se considera una planta tipo condensador, es decir:

$$G(s) = \frac{1}{sC} \quad (3.8)$$

Luego, con respecto al cálculo del ángulo de desplazamiento este se basa en la ecuación vista anteriormente. Se calcula para ambos casos, es decir, para Half Bridge y Full Bridge variando únicamente el valor de la constante  $K_m$  para cada caso.

### 3.1.4. Módulo de dirección del ángulo de desfase y generación de las portadoras

Ambos módulos son utilizados para definir la dirección del flujo de potencia mediante el signo del ángulo de desplazamiento para luego generar las portadoras para la modulación. De esta manera, en caso de querer un flujo de potencia positivo, es decir, desde el lado primario del transformador hacia el secundario definiremos el ángulo de desfase  $\delta$  como positivo. En caso contrario, para aplicaciones tipo Vehicle to Grid (V2G), Vehicle to House (V2H) u otra necesitamos un flujo de potencia negativo, para ello definiremos el ángulo como negativo y con esta manera las señales de disparo del segundo puente H estarán primero que las del segundo puente H.

Con respecto a la generación de las portadoras, el primer paso es generar la portadora de referencia, que para efectos de implementación será una triangular. Es importante rescatar el instante en que la portadora de referencia detecta un peak de corriente ya que nos servirá para la posterior actualización del modo de operación para el encendido de los semiconductores. Luego, a partir de la señal de referencia aplicamos un desfase de  $\frac{\delta}{2}$  a dos nuevas portadoras fabricadas a partir de esta señal de referencia, con un desfase positivo. Cada nueva portadora corresponde a uno de los puente H del convertidor y tienen un desfase de  $\frac{\delta}{2}$  con respecto a la portadora lo que origina el desfase de  $\delta$  entre ellas.

Luego, al igual que con la portadora de referencia es importante guardar el instante en que la portadora del primer puente H logra un peak de corriente para el módulo de actualización de modo de operación. Luego, las portadoras para el encendido de las segundas piernas de

cada uno de los puentes H se originan en base a las portadoras recién diseñadas con el correspondiente desfase de 180 entre ellas y  $\delta$  con respecto a las señales del otro puente H. El siguiente paso corresponde a crear los pulsos a partir de las portadoras triangulares, para ello debemos utilizar un comparador con la variable  $d_{com}$  la cual se define como la mitad del peak de la triangular. Como la señal triangular está definida con un peak unitario, el comparador se realiza entre las portadoras triangulares y 0.5, con ello nos aseguramos de que los pulsos tengan un ciclo de trabajo del 50%.

Finalmente, se ejecuta la lógica que nos permitirá tener los desfases necesarios en las señales de encendido de una misma pierna y se agrega un tiempo muerto.

### 3.1.5. Módulo de actualización portadora U

Este módulo se encarga de realizar el cambio del modo de operación en el instante en que la portadora de la pierna U o la primera pierna del primer puente H logre un peak de corriente. Su señal de entrada es un Flag que le indica el modo de operación en base a una comparación de la corriente de salida instantánea con respecto a la banda de histéresis definida. Luego, almacena esta señal de cambio de modo de operación hasta que se logra el peak de corriente, en dicho instante genera la señal de encendido para las señales de disparo de los semiconductores referentes a la pierna T-Type y a su vez, a los semiconductores de la pierna U ingresa un cero al AND que los antepone, debido a que tiene un negador. De esta manera, el esquema asegura que nunca estén la pierna U y la T-Type encendida.

### 3.1.6. Controlador PI discreto

Los controladores PI se encuentran inmersos en todos los procesos del control automático, en sus aplicaciones lo podemos encontrar en tiempo continuo y hoy lo podemos encontrar sus implementaciones en tiempo discreto. Además, con el fin de implementar a futuro este convertidor diseñar un PI con limitaciones reales, para este caso las limitaciones estarán dadas por la corriente máxima que puede administrar cada semiconductor GaN como el máximo ángulo desfase de interés que corresponde a 0.5. Además, se propone agregar una estrategia Anti-Windup con el fin de lograr evitar un control pobre en momentos que la actuación supere los niveles de saturación y acumulando error.

Un controlador PI continuo puede escribirse de la siguiente manera:

$$C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} \quad (3.9)$$

Al aplicar el método de euler para la discretización, con un muestreo de  $h = \frac{1}{f_s}$ , obtenemos un controlador PI discreto dado por:

$$C(z) = \frac{KN0 + KN1z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

Siendo KN las constantes del PI de la función de transferencia, el prefijo 0 o 1 vienen dadas por el orden del operador de retardo ( $z^{-1}$  retardo unitario). Por lo tanto, se debe encontrar KN0 y KN1. El controlador hasta el momento sin Anti-Windup es posible escribirlo en código como:

$$u(k) = u(k-1) + KN0 * e(k) + KN1 * e(k-1) \quad (3.11)$$

Luego, el esquema de control para un controlador PI discreto con Anti-Windup corresponde a:

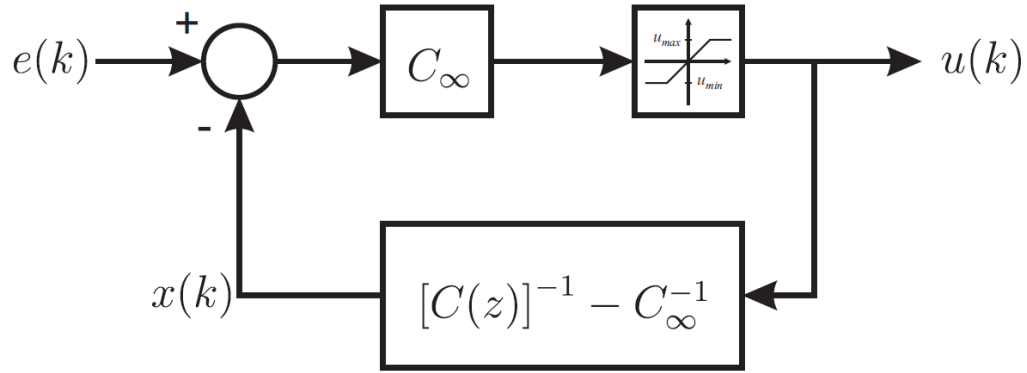


Figura 3.4: Esquema de controlador PI discreto con Anti-Windup

Se define  $C_\infty = KN0$ . Luego, la función de retroalimentación entre  $u$  y  $x$  está dada por:

$$\frac{x(kh)}{u(kh)} = \frac{\frac{-(KN1+KN0)}{KN0^2} z^{-1}}{1 + \frac{KN1}{KN0} z^{-1}} \quad (3.12)$$

Para lograr una implementación más clara, se definen nuevas variables:

$$\begin{aligned} PI_{AWI1} &= \frac{-(KN1 + KN0)}{KN0^2} \\ PI_{AWI2} &= \frac{KN1}{KN0} \\ \frac{x(kh)}{u(kh)} &= \frac{PI_{AWI1} z^{-1}}{1 - PI_{AWI2} z^{-1}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Con el fin de lograr utilizar el C-Script de PLECS, el código para este controlador PI discreto con Anti-Windup queda:

$$\begin{aligned} u(k) &= KN0 * (e(k) - x(k)) \\ \text{if}(u(k) > MAX_{U(K)}) \\ &\quad u(k) = MAX_{U(K)} \\ \text{if}(u(k) < MIN_{U(K)}) \\ &\quad u(k) = MIN_{U(K)} \\ x(k) &= PI_{AWI1} * u(k) + PI_{AWI2} * x(k-1) \end{aligned}$$

Se observa que la actuación se obtiene a partir del error  $e(k)$  y el estado  $x(k)$ , posteriormente los if actúan evitando que no exista saturación para finalmente obtener el estado actual y depende de la actuación actual del sistema.

# SIMULACIÓN DEL SISTEMA

Con el propósito de corroborar el funcionamiento de la topología presentada, se ha realizado una simulación del convertidor T-Type Dual Active Bridge (One Leg) y la modulación propuesta variando con una topología Dual Active Bridge. Para ello, se ha utilizado el software PLECS para realizar el modelo y tanto análisis de resultados como las imágenes se han realizado mediante MATLAB.

El objetivo es observar su funcionamiento tanto del control propuesto como la modulación SPS, los niveles de voltaje y corriente alcanzados, su comportamiento en estado estacionario, dinámico y un análisis térmico. Para ello, la simulación está enfocada en la aplicación de este convertidor en un sistema de 400 [V] y 800 [V] de un vehículo eléctrico convencional bajo distintos niveles de operación con el fin de poner a prueba el control del sistema como el diseño del convertidor. El objetivo de trabajar a dos voltajes de salida es poder analizar el comportamiento del convertidor tanto en modo Buck y Boost pero para un sentido de flujo de potencia positivo. Además, se analizará el comportamiento del esquema de control frente a un flujo de potencia negativo, es decir, desde el lado secundario del transformador al primario con el fin de tener una noción del comportamiento del convertidor para aplicaciones V2X.

En cuanto a los semiconductores utilizados serán los GaN modelo *GS66516<sub>v3</sub>*, debido a su alta eficiencia al trabajar a frecuencias altas, soporta temperaturas más altas lo que hace que sus pérdidas sean menores a los semiconductores de Silicio. La carga corresponderá a una fuente de corriente con el fin de variar su potencia entre 6.4 [kW] y 16 [kW].

A continuación se detallan las pruebas a realizar:

- Análisis de estado estacionario para los diferentes puntos de operación
- Análisis de estado dinámico para los diferentes puntos de operación
- Análisis térmico del convertidor bajo distintos puntos de operación

La simulación se enfoca en un sistema de 400 [V] y 800 [V] de vehículos eléctricos, dentro de esta topología estará inmerso el convertidor recibiendo el voltaje desde la red

y distribuyéndolo en el sistema del vehículo eléctrico. Para ello consideraremos el caso normal que es G2V, es decir, corriente desde la red al vehículo, pero también V2G, que corresponde desde el vehículo hacia al red. Con ello podremos corroborar tanto la característica bidireccional que se propone en este trabajo como uno de sus posibles usos. Por lo tanto sus puntos de operación serán:

- Voltaje salida 400 [V] y corriente de 16/20 [A] (G2V).
- Voltaje salida 800 [V] y corriente de 16/20 [A] (G2V).
- Voltaje salida 800 [V] y corriente de 16/20 [A] (V2G).

#### 4.1. Ajustes de parámetros

A continuación se detallan el modelo elegido como el valor de cada una de sus componentes:

| Parámetros                | Símbolo  | Valor             |
|---------------------------|----------|-------------------|
| Voltaje de entrada (LV)   | $V_i$    | 600 [V]           |
| Frecuencia de conmutación | $f_s$    | 100 [kHz]         |
| Frecuencia portadora      | $f_p$    | 100 [kHz]         |
| Período de muestreo       | $t_s$    | 10 [ $\mu$ s]     |
| Voltaje de salida (HV)    | $V_o$    | 400 - 800 [V]     |
| Corriente de salida (HV)  | $I_o$    | 16 - 20 [A]       |
| Potencia (HV)             | $P_o$    | 4.8 - 16 [kW]     |
| Inductancia de dispersión | $L_{lk}$ | 4.7196 [ $\mu$ s] |
| Condensador DC - Link     | $C$      | 3000 [ $\mu$ F]   |
| Condensadores entrada     | $C_i$    | 100 [ $\mu$ F]    |

Tabla 4.1: Parámetros para el diseño del convertidor

##### 4.1.1. Esquema de control y modulación

Con respecto al diseño del controlador, éste se baso en el diagrama de control para un convertidor DAB con una pierna T-Type que es capaz de iterar entre dos topologías en post de aprovechar los puntos de operación de cada uno en base a la potencia requerida por el sistema. A continuación en la figura 4.1 se puede observar el diagrama de control y modulación propuesto.

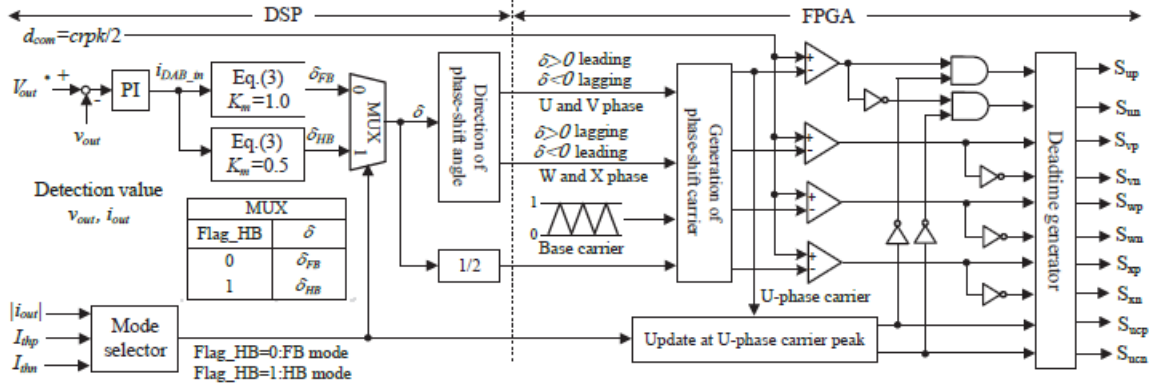


Figura 4.1: Diagrama de control y modulación

Luego, como se puede ver uno de los primeros pasos es diseñar un controlador PI entre el voltaje y corriente de salida del convertidor. Para el diseño de este controlador podemos utilizar como planta una carga RC en paralelo pero para efectos de aplicación del convertidor a cualquier carga el controlador se diseñará con una carga tipo condensador, de esta manera la planta quedaría:

$$G(s) = \frac{1}{sC} \quad (4.1)$$

Definida la planta, mediante MATLAB creamos un Script con todos los datos de interés para el diseño de un controlador PI. En primera instancia creamos tanto la planta como un controlador PI a ajustar como si fuera un sistema continuo. Una vez definidas las variables de interés, pasamos todas las ecuaciones a tiempo discreto utilizando el comando  $c2d(G(s), Ts, 'zoh')$ , siendo  $G(s)$  la planta,  $Ts$  el tiempo de muestreo para realizar la conversión a tiempo discreto y 'zoh' el tipo aproximación para hacer la conversión del controlador y planta. En la figura 4.2 se puede apreciar que se definieron en primera instancia parámetros para el controlador, éstos no son los mismos del controlador final.

```

C = 3000e-6;
ts = 2.0/100.e3;
g = tf(1,[C 0]);
Kp = 2.2793;
Ki = -2.1558;
c = tf([Kp Ki],[1 -1],ts);
G = c2d(g,ts,'zoh');
sisotool(G,c)

```

Figura 4.2: Código en MATLAB para el posterior ajuste del controlador PI

Luego, mediante el Toolbox **Sisotool** podremos ajustar los parámetros del controlador variando la frecuencia de corte en el diagrama de Bode según la que queramos como también

definir el Damping Ratio y los polos en el lugar geométrico de raíces. De esta manera, ajustamos la frecuencia de corte para 3 [kHz] logrando el siguiente diagrama de Bode y LGR:

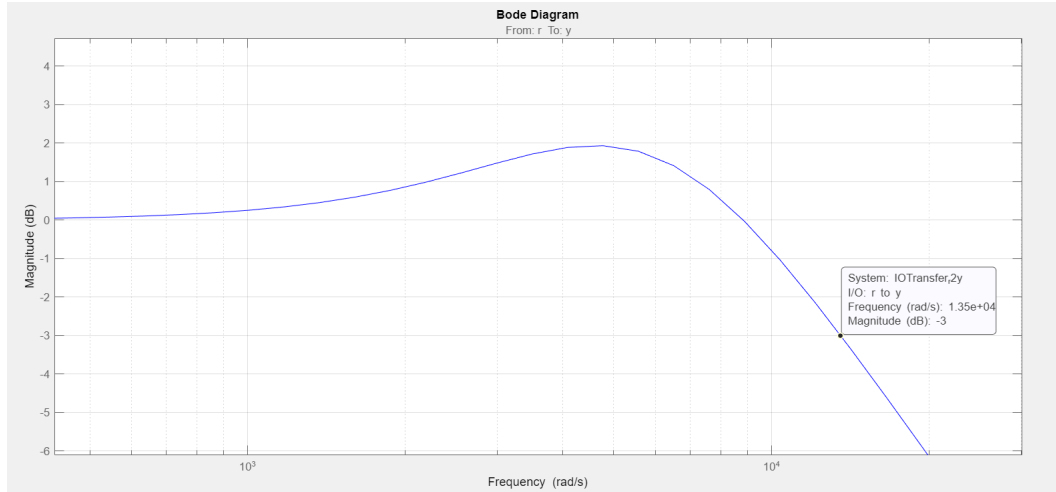


Figura 4.3: Diagrama de Bode respuesta del controlador PI

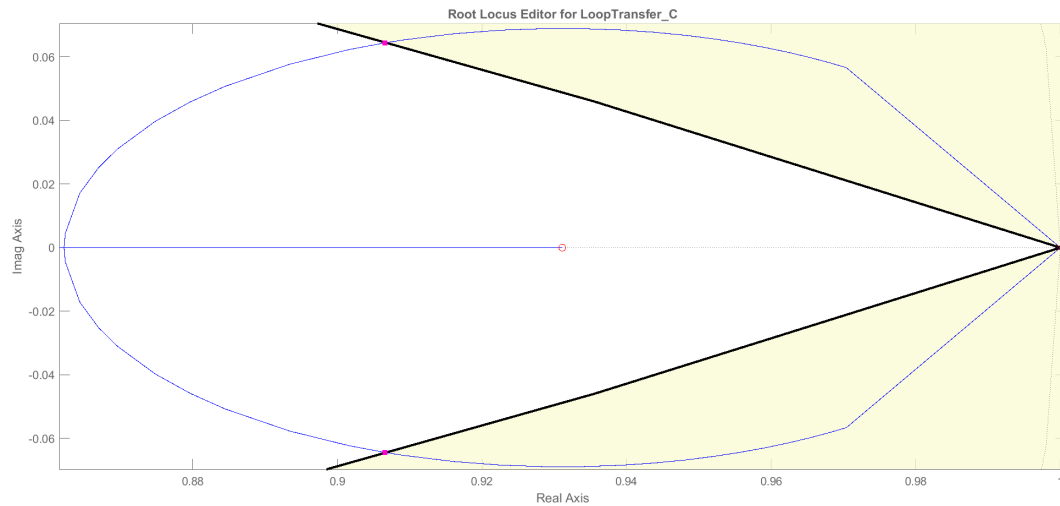


Figura 4.4: Lugar geométrico de las raíces controlador PI

A partir de las figuras 4.3 y 4.4 frecuencia de corte para el diseño del controlador se fija en 2.15 [kHz] y las raíces del sistema se diseñan con un Damping Ratio = 0.8.

Luego, los valores para los parámetros del controlador PI son los siguientes:

| Parámetro             | Símbolo | Valor  |
|-----------------------|---------|--------|
| Ganancia proporcional | $K_P$   | 13.871 |
| Ganancia integrativa  | $K_I$   | 12.915 |
| Ganancia derivativa   | $K_D$   | 0      |

Tabla 4.2: Constantes del controlador PI

Cabe destacar que en favor de la dinámica del sistema la planta que se ha escogido corresponde únicamente al condensador DC-Link en la salida del convertidor DAB con una pierna T-Type. Una vez diseñado el controlador PI el siguiente paso es poder diseñar el diagrama de control mediante PLECS. Para ello, utilizamos un bloque C-Script, el cual corresponde a un script de programación de funciones en lenguaje C. Una opción que traen las últimas actualizaciones del software. Mediante este script podremos implementar el controlador en tiempo discreto y realizar las ecuaciones del diagrama para obtener el valor del desplazamiento de fase según el modo de operación actual.

Luego, en base a los resultados obtenidos para los parámetros  $K_p$  y  $K_I$  con el ajuste realizado, podremos calcular  $K_U$  y  $K_X$ :

$$\begin{aligned} K_U &= -\frac{K_I + K_P}{K_P^2} \\ K_X &= -\frac{K_I}{K_P} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Además, es importante definir los límites tanto para la corriente en el  $I_{DAB}$  como en el ángulo de desfase de manera tal que la actuación no logre valores fuera del rango de operación. Debido a ello limitaremos la corriente a  $\pm 120$  y el ángulo a  $\pm 0.5$ . La corriente se limita por el máximo valor que puede circular en un sólo semiconductor GaN y el ángulo está enfocado en el máximo desfase que logra el mayor flujo de potencia. Una vez definidos estos límites el algoritmo para el controlador PI discreto corresponde al visto en la figura 4.5 :

```

Vik = Input(0);
Vok = Input(1);
ILk = Input(2);
Iik = Input(3);
Iok = Input(4);
Iirk = Input(5);
Vork = Input(6);
HB_flag = Input(7);

Xk_1 = Xk; /* Actualización de estado para x(k) */
Uk_1 = Uk; /* Actualización de estado para u(k) */
Xk = KU*Uk_1 + KX*Xk_1; /* Cálculo de x(k) en base a u(k-1) y x(k-1) */
Uk = KN0*(Vork - Vok) - Xk; /* Cálculo de actuación del controlador */
Uk = (Uk > Iimaxk) ? Iimaxk : (Uk < Iimink) ? Iimink : Uk; /* Definición de límites para actuación */
Iirk = Uk; /* Asignación de actuación a la variable de interés, corriente i_dab */

Km = (HB_flag == 1) ? 0.5 : 1.0; /* Definición constante km según modo de operación */
Uk_i = (Iok >= 0) ? MPI_12*(1-sqrt(1-(df*Iirk/(Km*Vik)))) : -MPI_12*(1-sqrt(1-(df*Iirk/(Km*Vik)))));
/* Cálculo del ángulo en base a la dirección del flujo de potencia */
dk = (Uk_i > dmax) ? dmax : (Uk_i < -dmax) ? -dmax : Uk_i; /* Limitación del ángulo de desfase */

// Outputs
Output(0) = dk; /* Asignación de ángulo de desfase como salida del sistema */

```

Figura 4.5: Algoritmo para el controlador PI discreto

Con respecto a la selección de modo de operación se utiliza un bloque Relay que viene a emular lo que conocemos como control por histéresis. Si bien en el capítulo de modulación

y control vimos que éste módulo consta de 3 entradas el funcionamiento del bloque relay permite definir en su configuración el upper threshold y lower threshold para realizar el control que definirá el modo de operación requerido en base a la corriente de salida como parámetro de entrada. En la figura 4.6a podemos ver la implementación del módulo y en la figura ?? la configuración utilizada para definir la banda de histéresis.

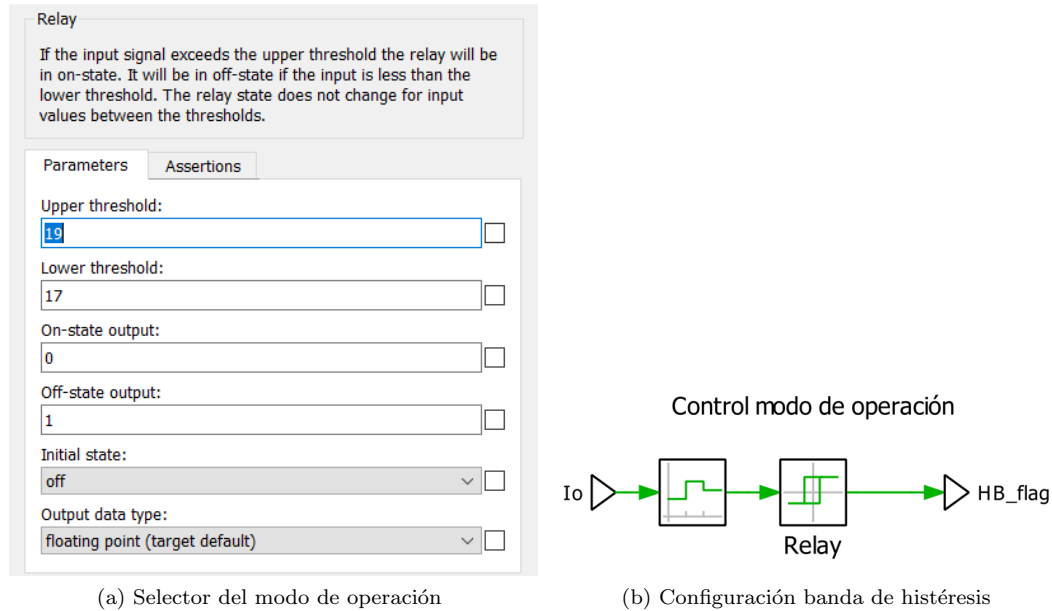


Figura 4.6: Configuración del selector de modos

Luego la generación de pulsos está determinada de la siguiente forma:

1. Generación de una rampa de 0 a 1 que actúa como referencia.
2. Detección de los cruces por 0.5 con el fin de lograr detectar los futuros peaks de la triangular simétrica.
3. Genero dos nuevas rampa con desfase de  $\pm \frac{\delta}{2}$  con respecto a la de referencia.

A continuación en la figura 4.23 se pueden evidenciar las señales recién comentadas. Es importante destacar que el desfase aplicado a las rampas se genera en el instante en que la rampa hace el cruce por 0.5 que sería lo mismo que cuando la triangular llegue a su peak, esto con el fin de reducir el offset DC.

Luego, a partir de la señal de referencia utilizaremos un bloque de *Simmetrical Triangle* en el cual a partir de las rampas generadas podremos generar las triangulares simétricas. Finalmente a través de un comparador con 0.5 lograremos generar los pulsos para las portadoras de la pierna U y W. Las portadoras para la pierna X y V es generan con el desfase de 180 con respecto a U y W. En la figura 4.23 podemos observar la generación de ambas portadoras U y W.

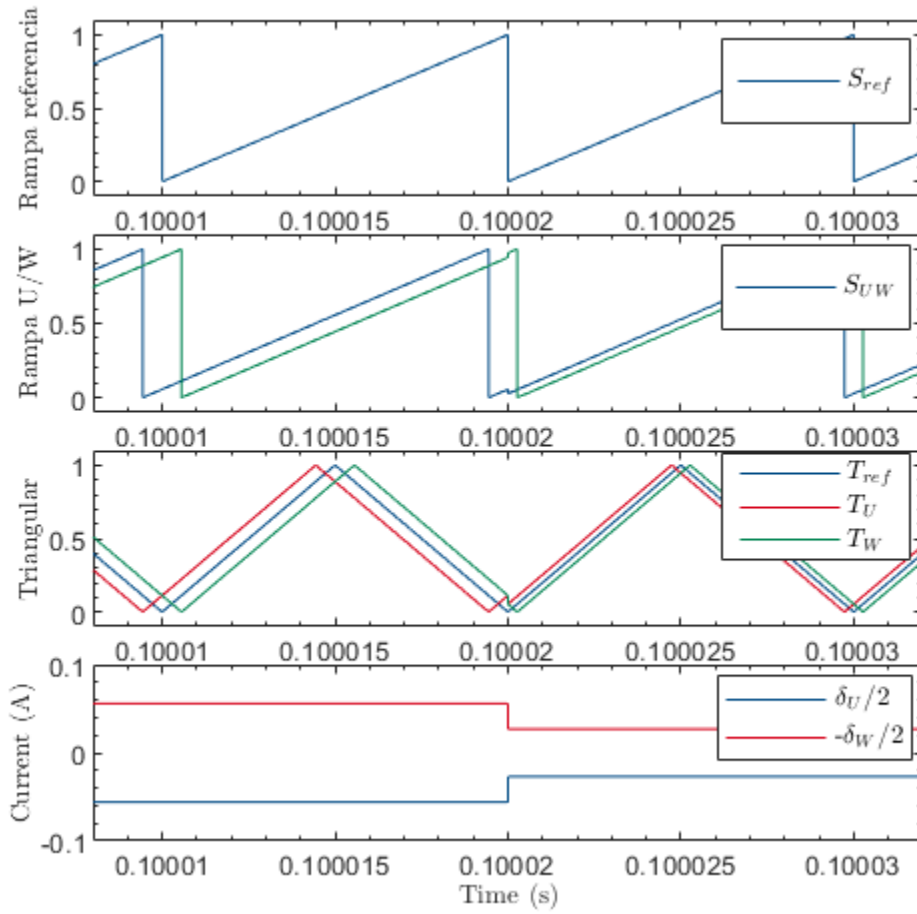


Figura 4.7: Generación de rampas con desfase de  $\frac{\delta}{2}$  con respecto a la referencia

A partir de la figura 4.23 podemos evidenciar en la primera señal la rampa de referencia existente. Luego, se generan dos rampas nuevas con un desfase de  $\pm\delta/2$  con respecto a la referencia que se pueden ver en la segunda señal, estas rampas servirán para generar las portadoras U y W respectivamente. Luego, a través del bloque *Symmetrical Triangle* se han generado las triangulares correspondientes que servirán como portadoras para las piernas U y W, en la señal 3 podemos ver estas señales y en media la triangular de referencia, notar que la distancia con respecto a la referencia continúa siendo  $\pm\delta/2$ , en la cuarta señal encontramos el ángulo de desplazamiento dividido en 2, cabe destacar que este disminuye en  $t = 0.10002$  [s] y debido a ello desde ese t en adelante las portadoras se ven más cercanas entre ellas.

Para desfasar las portadoras en el instante adecuado es necesario realizar una asignación de desfase por máquinas de estado, a través de los modelos de las figuras 4.8a y 4.8b podemos asignar el desfase a cada portadora en el instante en que se detecta un peak en la carrier de referencia por 0.5 como es el caso para la figura 4.8a y para el caso del encendido de la pierna T-Type lo realizamos a través de un trigger dado por el peak de la portadora U.

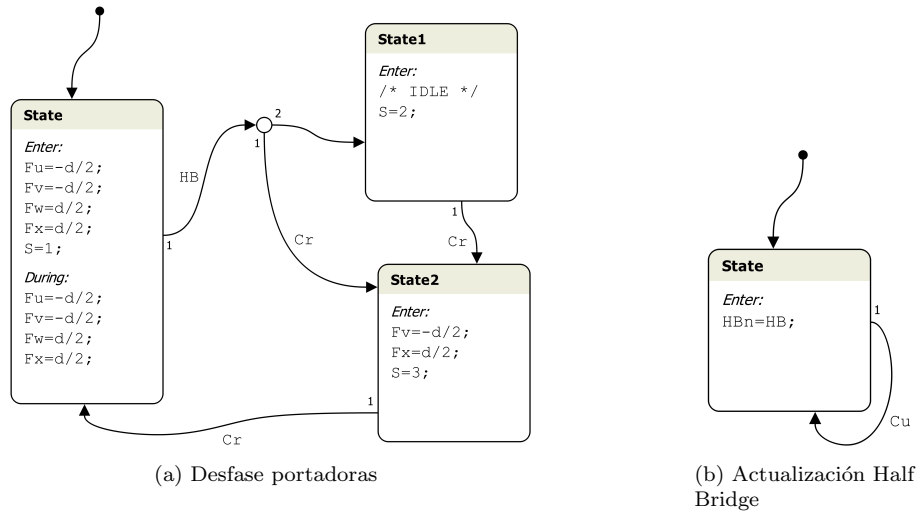


Figura 4.8: Máquinas de estado

En la figura 4.8a podemos evidenciar los desfases para las portadoras. Estos desfases se pueden abordar de dos maneras: calculando 4 desfase (1 por pierna) para generar 4 portadoras de manera independiente y calcular solo 2 desfases (pierna U y W) dado que las piernas restantes tienen un desfase de  $\pi$  con respecto a las anteriores. Para este caso se puede ver que se realizaron los 4 desfases. En el estado 1 el primer puente H ( $F_u$  y  $F_v$ ) tiene un desfase de  $-\delta/2$  y el segundo puente H ( $F_w$  y  $F_x$ ) un desfase de  $\delta/2$  logrando generar el desfase de  $\delta$  entre ambos puente H. El segundo estado se activa al momento de encender el flag de Half Bridge, es decir, cuando la corriente disminuye en la carga y es un estado IDLE que espera al momento en que la rampa portadora de referencia alcanza un cruce de 0.5 o que es lo mismo que la triangular simétrica de referencia alcance un peak logrando llegar al estado 3.

Para el caso de la figura 4.8b observamos que se realiza la actualización de estado una vez que la triangular simétrica de la portadora U logra un peak, su señal de salida regula el encendido de los semiconductores referentes a la pierna T-Type y a la vez apaga los semiconductores de la pierna U.

Una vez creadas las señales portadoras de las 4 piernas como el diseño para la actualización basada en el peak de la portadora de fase U se realiza la lógica del diagrama y la implementación de los tiempos muertos para cada señal que llega a los GaN. Esto lo hacemos directamente con los bloques de compuertas lógicas y el bloque de Dead Time que dispone PLECS.

## 4.2. Resultados de simulación

### 4.2.1. Estado estacionario

A continuación se realizará un análisis de cada punto de operación en estado estacionario. El objetivo es poder ver los niveles de tensión y corriente que circulan en el convertidor. Para cada punto de operación, analizaremos las siguientes variables:

- Nivel de potencia de entrada y salida.
- Nivel de corriente de salida, semiconductores, inductor.
- Niveles de voltaje entre señal alterna primaria y secundaria al transformador.

### 4.2.2. Voltaje de salida 400 [V]

El primer punto de operación a observar corresponde al funcionamiento del convertidor con un voltaje de entrada de 600 [V], voltaje de salida de 400 [V] y una corriente que fluctúa entre 32 (Half Bridge) y 40 [A] (Full Bridge). A continuación en la figura 4.9 se pueden apreciar los resultados obtenidos para dichas señales.

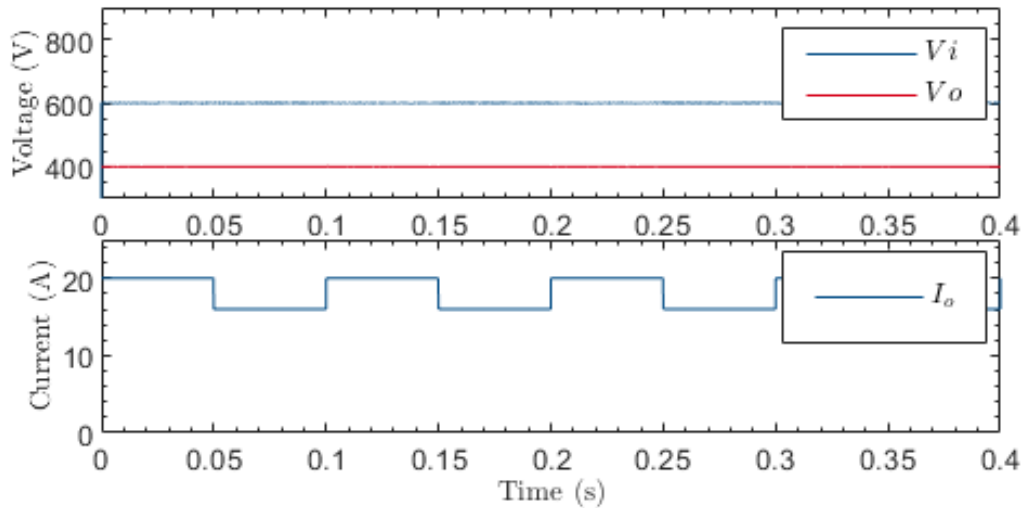


Figura 4.9: Voltaje de entrada, Voltaje de salida y Corriente de salida

## 4.2.2.1. Nivel de potencia

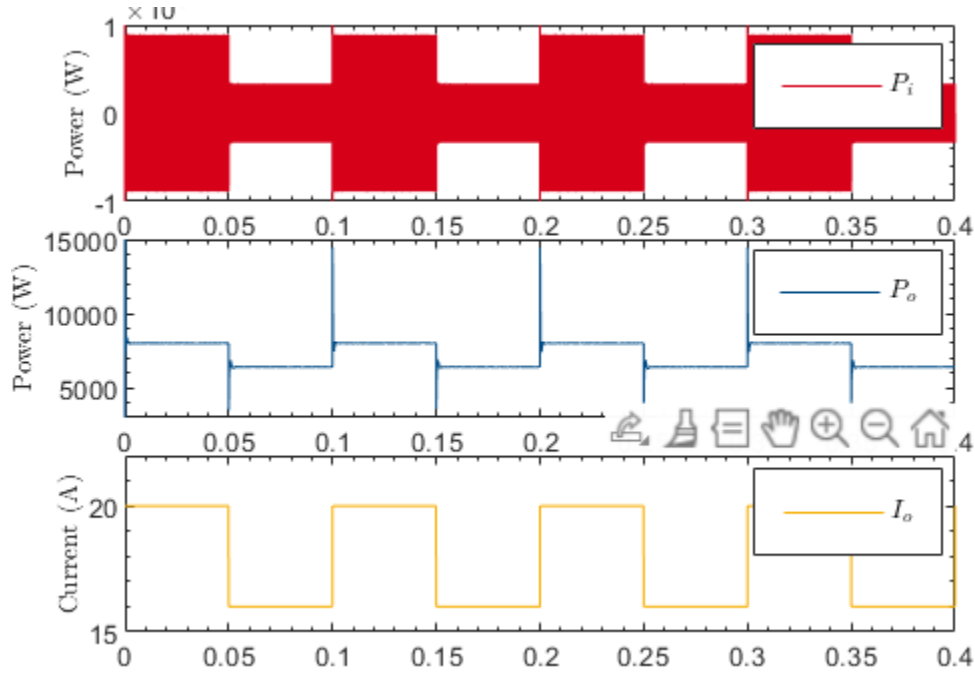


Figura 4.10: Potencia de entrada, salida y Corriente de salida a 400 [V]

En la figura 4.10 se puede observar como el convertidor trabaja a una potencia de entrada muy alta y oscilante tanto a 16 [A] como a 20 [A], esto se debe a que la corriente que circula por los semiconductores es de gran magnitud, de hecho más adelante podremos ver que la simulación está diseñada para que ésta corriente esté al límite de lo que son capaces de conducir los semiconductores GaN. Por lo tanto, quien define la forma de onda de la potencia de entrada es la corriente por el inductor. Podemos observar de la figura XX que se le exige menos potencia al sistema al momento de disminuir la corriente a 16 [A]. Esto se debe a que al momento de disminuir la corriente, actúa el esquema de modo de operación en base a sus bandas de histéresis y activa el modo Half Bridge. Con ello, el voltaje de entrada que llega el transformador ya no es  $V_{DC}$  sino que es  $V_{DC}/2$ .

Con respecto a la potencia de salida, al momento de trabajar en 20 [A] podemos ver en la figura 4.10 que su magnitud es de 8kW, esto se puede deducir fácilmente debido a que trabajamos en DC, por tanto, calculamos  $P_o$  como:

$$\begin{aligned}
 P_o &= V_o * I_o \\
 P_o &= 400[V] * 20[A] \\
 P_o &= 8000[W]
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

Luego, al disminuir la corriente a 16 [A] podemos ver de la figura 4.10 que su potencia

corresponde a 6.4 [kW], esto lo podemos calcular de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} P_o &= V_o * I_o \\ P_o &= 400[V] * 16[A] \\ P_o &= 6400[W] \end{aligned} \quad (4.4)$$

#### 4.2.2.2. Nivel de corriente

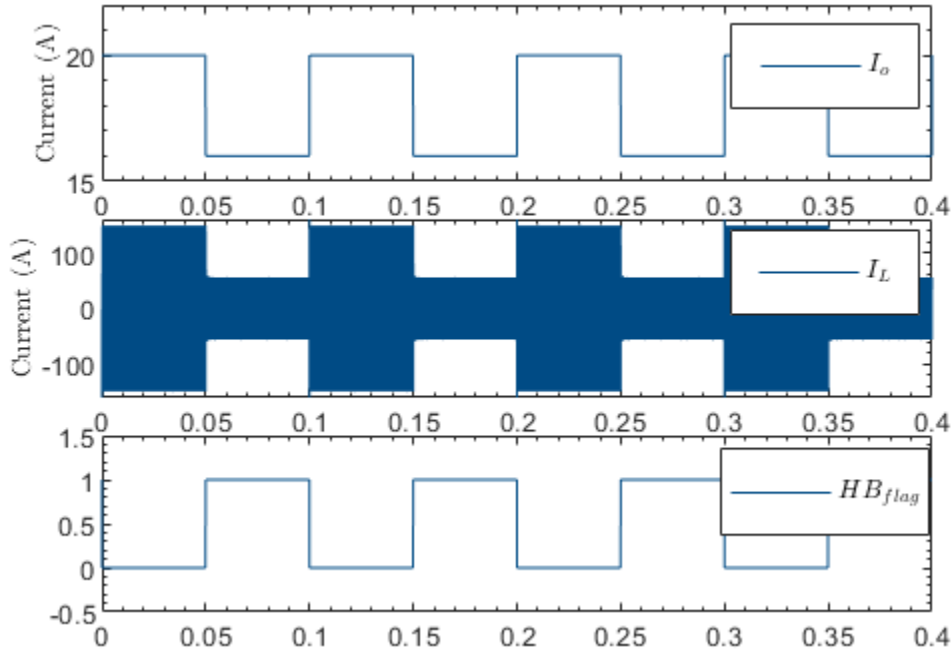


Figura 4.11: Corriente de salida, inductor y flag HB

Con respecto a la corriente del convertidor, debemos antes tener claro que según datasheet, los semiconductores GaN utilizados son capaces de soportar pulsos de 120 [A] con una duración máxima de 50 [ $\mu$ s]. Debido a esto, fue necesario configurar en cada posición de los semiconductores 2 GaN en paralelo, de manera tal que el diseño utilizado se asemeje a un escenario más acorde a las capacidades de los componentes utilizados.

Dicho esto, en la figura 4.11 se puede observar la corriente que circula a través del inductor, vemos que oscila entre valores que están dentro del rango que se acaba de mencionar. Luego, al momento en el que la fuente de corriente disminuye su consumo a 16 [A], actúa el selector de modo de operación cambiando a Half Bridge. Esto provoca que el voltaje de entrada sea la mitad, es decir,  $V_{DC}/2$ , dado que la pierna T-Type se conecta en el punto central de los condensadores, al ser ambos iguales el voltaje de entrada por cada ciclo de trabajo es de la mitad en comparación al modo de operación Full Bridge. En el modo Half Bridge las pendientes que toma la corriente por el inductor son mucho menos elevadas en comparación al trabajar en modo Full Bridge, esto se debe a que el voltaje entrada en modo HB es más cercano al de salida por lo tanto la derivada del voltaje en el inductor tiene un

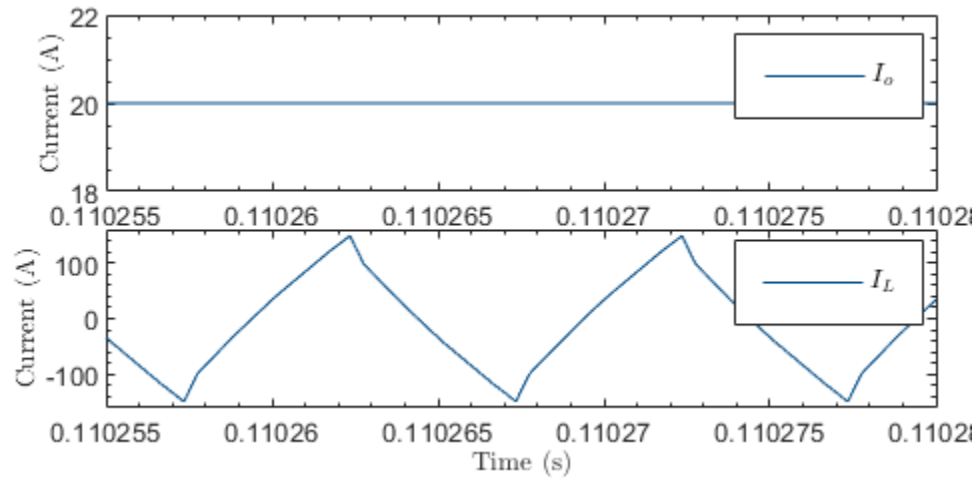


Figura 4.12: Corriente en el inductor para Full Bridge

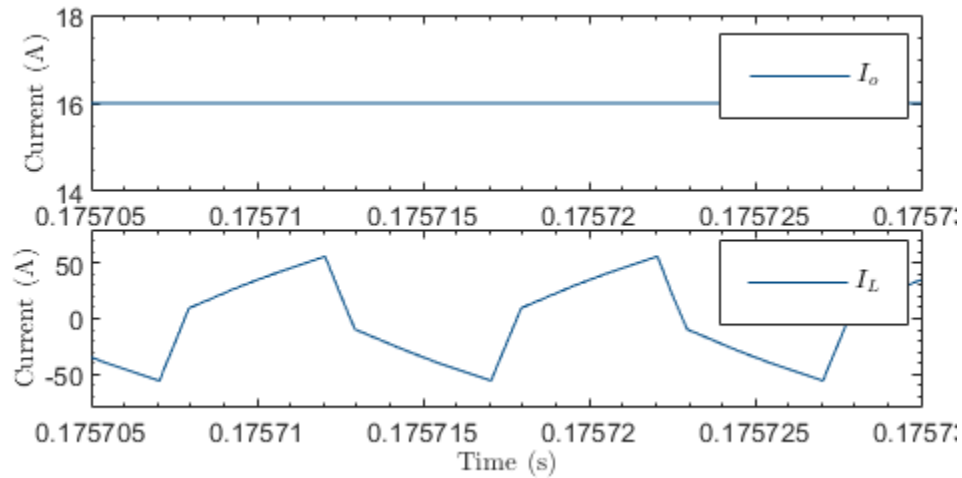


Figura 4.13: Corriente en el inductor para Half Bridge

valor menor, provocando que su corriente aumente más lento que en modo FB.

Para poder observar esta incidencia de la corriente, observaremos en las figura 4.12 y 4.13 los niveles de corriente que se forman en el inductor. Cuando trabaja en modo Full Bridge, observamos que la corriente  $I_L$  oscila entre  $\pm 149$  [A]. Luego, al pasar a modo Half Bridge, su corriente AC disminuye oscilando entre  $\pm 56$  [A]. Sin embargo, la corriente promedio en todo momento tiene valor cercano a cero, debido al esquema de control y modulación implementado que busca disminuir el offset DC de la corriente por el inductor.

### 4.2.2.3. Nivel de voltaje AC

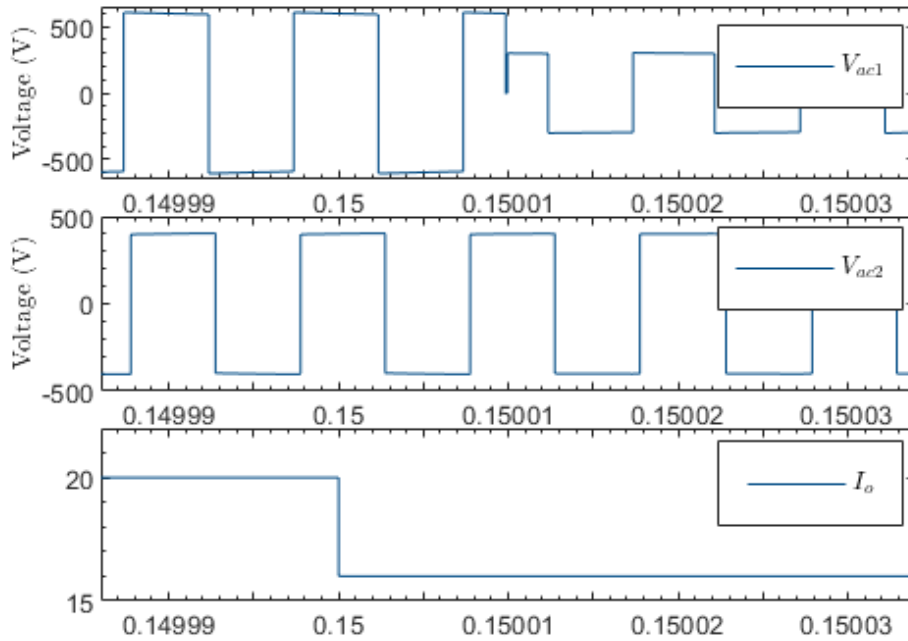


Figura 4.14: Voltajes primario y secundario en el transformador

En la figura 4.14, se puede observar los valores del voltaje AC primario y secundario en el convertidor contrastados con la corriente de salida. Cabe destacar que el voltaje primario es antes del inductor ya que de esta manera podemos visualizar el desfase que genera el esquema de control implementado.

Como se puede observar al estar trabajando en modo Full Bridge voltaje AC oscila entre 600 [V] y -600 [V], es decir, entre  $V_{DC}$  y  $-V_{DC}$ . Luego, al disminuir la corriente el convertidor trabaja en modo Half Bridge, lo que implica que se conecta la pierna T-Type en el punto central entre los condensadores de entrada, con ello el voltaje de entrada es la mitad y debido a ello el voltaje AC oscila entre 300 [V] y -300 [V], es decir, entre  $V_{DC}/2$  y  $-V_{DC}/2$ . De esta manera, podemos ver que estamos trabajando con 4 niveles de voltaje.

Un aspecto importante a considerar, es que una vez que la corriente de salida disminuye se puede observar que la actualización del modo de operación no es inmediata, hay un tiempo entre que ambos sucesos suceden. Esto se debe a que la actualización de estado se hace en el momento en que la pierna U del primer puente H alcanza su nuevo peak de corriente, no apenas cambie la corriente.

Finalmente, en la figura 4.15 podemos ver como se generan los 4 niveles de tensión en el inductor para cada modo de operación.

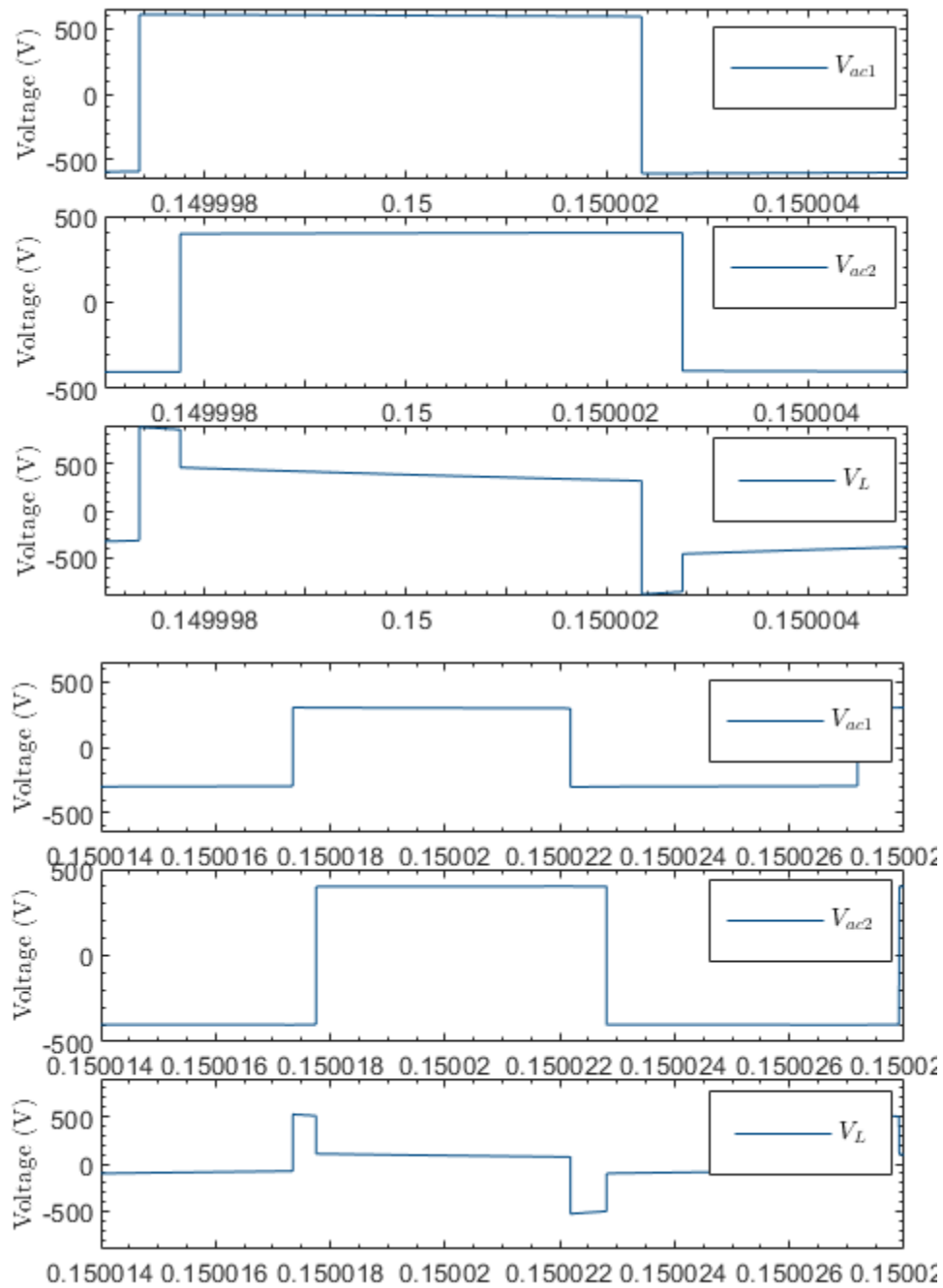


Figura 4.15: Voltaje primario y secundario en el transformador junto a voltaje en el inductor para el modo Full Bridge como Half Bridge respectivamente

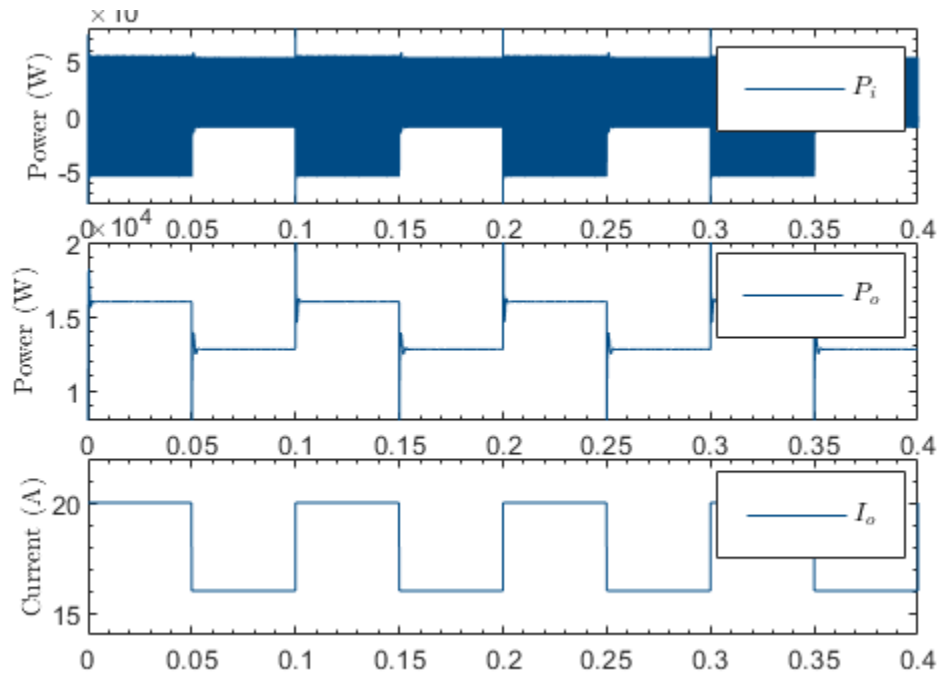


Figura 4.17: Potencia de entrada, salida y corriente de salida a 800 [V]

#### 4.2.3. Voltaje de salida 800 [V]

El segundo punto de operación a observar corresponde al funcionamiento del convertidor con un voltaje de entrada de 600 [V], voltaje de salida de 800 [V] y una corriente que fluctúa entre 16 (Half Bridge) y 20 [A] (Full Bridge).

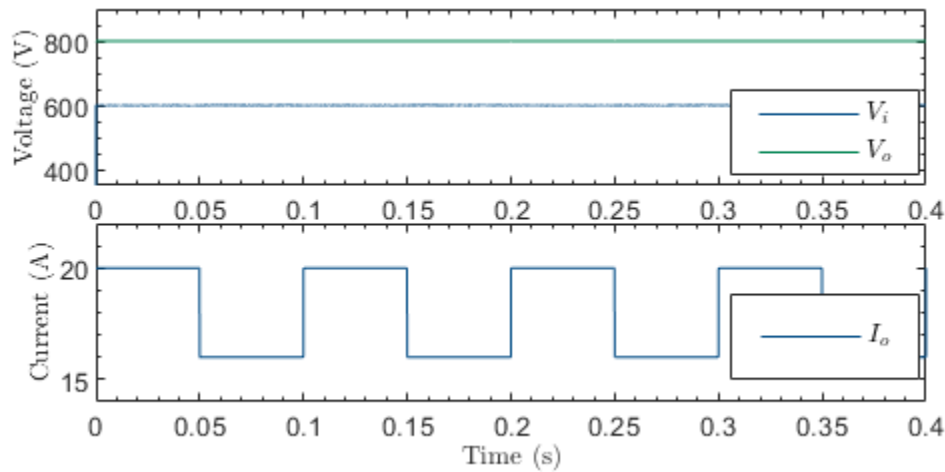


Figura 4.16: Voltaje de entrada, salida y corriente de salida para 800 [V]

#### 4.2.3.1. Nivel de potencia

Evidentemente, para este nivel de voltaje la potencia de salida es mayor, enfocar el diseño del convertidor a un voltaje de 800 [V] tiene una directa relación con las nuevas arquitecturas que están saliendo al mercado para vehículos eléctricos.

Siguiendo la misma línea que al trabajar a 400 [V], iteraremos a dos niveles de corriente que provocarán que varíen los modos de operación en los cuales trabaja el convertidor, para los casos que se trabaja a mayor corriente se trabaja con un dual active bridge puente completo, en cambio, para los casos en que el nivel de corriente disminuya el modo de operación será medio puente, con ello se activará la pierna T-Type, con el fin de lograr reducir las pérdidas por conmutaciones y lograr mayores niveles de voltaje con el fin de obtener una potencia menor pero con mayor calidad.

En la figura 4.17 observamos que en cuanto a nivel de potencia se trata, como estamos trabajando el doble de voltaje que el caso anterior, la potencia también será el doble, es decir, para el caso de 16 [A] trabajaremos a 12.8 [kW]. En cambio, para el caso de 20 [A] la potencia de salida será de 16 [kW].

#### 4.2.3.2. Nivel de corriente

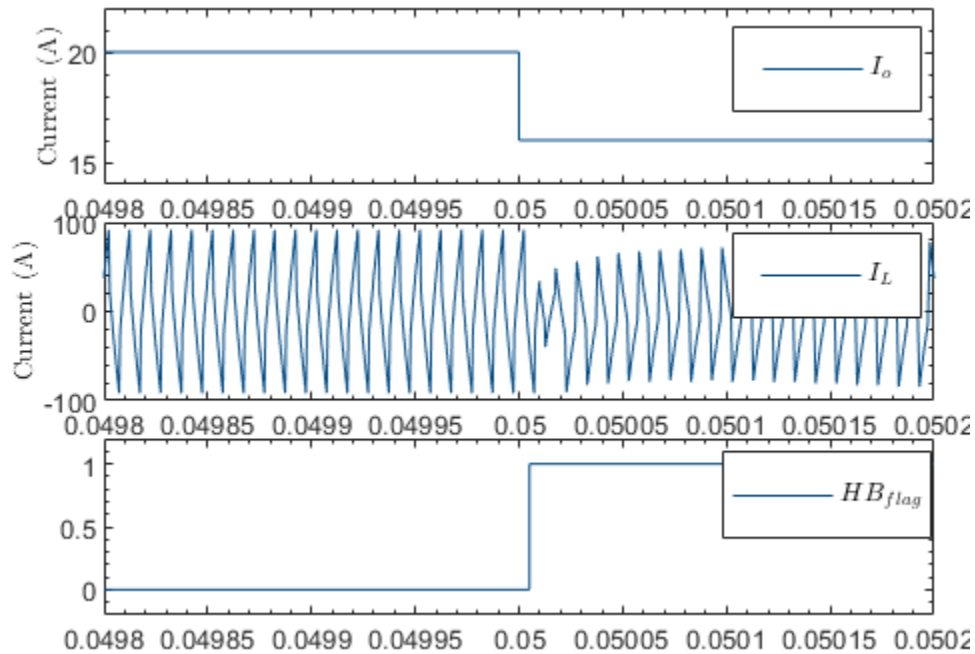


Figura 4.18: Corriente de salida, inductor y HB flag para 800 [V]

Con respecto a la corriente, ésta flutúa entre dos valores definidos por la fuente que simula una batería. Para un nivel de corriente de 20 [A] el convertidor actúa en modo FB, esto produce que los niveles de voltaje AC sean mayores provocando que las pendientes en la corriente del inductor sea lentas, es decir la corriente aumenta/disminuye más lento que para un caso de FB. De hecho, podemos comparar en la figura como aumenta la corriente

para ambos modos de operación.

Luego, podemos analizar que los valores de corriente para este caso son muy cercanos en ambos modos de operación y se sitúan en un valor medio entre los que fluctuaba la corriente funcionando a 400 [V], esto se debe a que al trabajar a 800 [V] el voltaje de AC después de transformador es mayor en todo momento que el de entrada, a diferencia de la arquitectura de 400 [V] de salida, que el AC antes del transformador podía estar sobre el voltaje AC después del transformador (HB) o por debajo (FB), cuando el voltaje AC antes del transformador es mayor al que existe después del transformador tenemos un exceso de potencia que se ve reflejado en la corriente en el inductor.

#### 4.2.3.3. Nivel de voltaje

Los niveles de voltaje AC que se obtienen en el inductor no vienen determinados por el voltaje de salida, sino por la topología usada. De esta manera, tenemos 4 niveles de voltaje al igual que el caso anterior, en caso de que se implementaran dos piernas T-Type podríamos obtener 5 niveles de tensión dado que podríamos agregar los 0 [V] al lograr encender las dos piernas T-Type al mismo tiempo, esto otorga otras ventajas como un THD de mayor calidad.

Con respecto a los niveles de voltaje en magnitud, estos están determinados por las siguientes ecuaciones:

$$V_L = V_{AC} + V_T \quad (4.5)$$

Siendo  $V_{AC}$  el nivel de voltaje antes del inductor y  $V_T$  el nivel de voltaje antes del transformador.

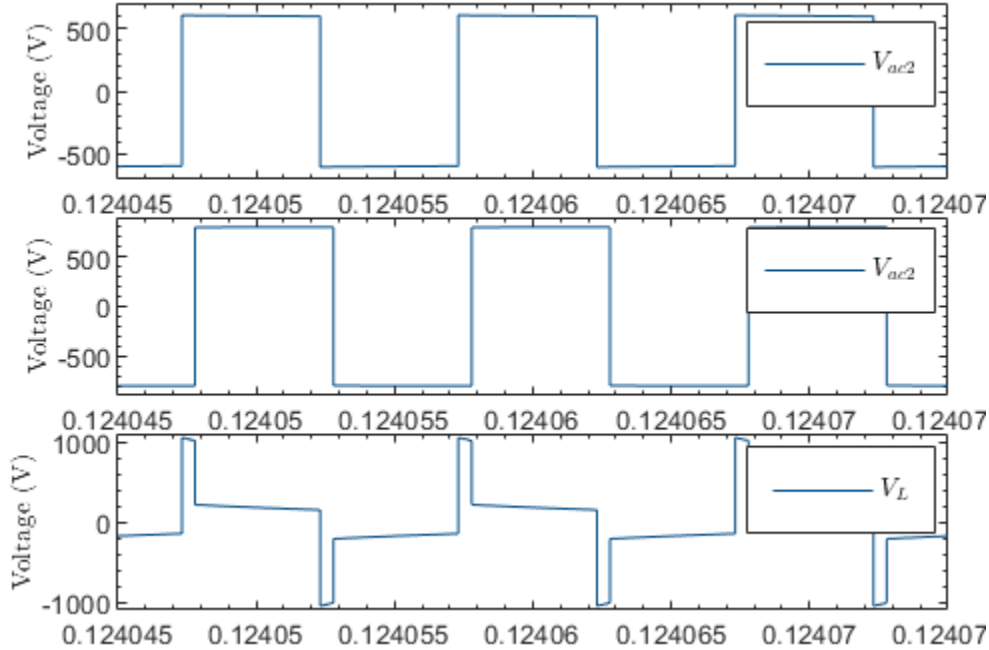


Figura 4.19: Niveles de voltaje AC para modo Full Bridge en 800 [V]

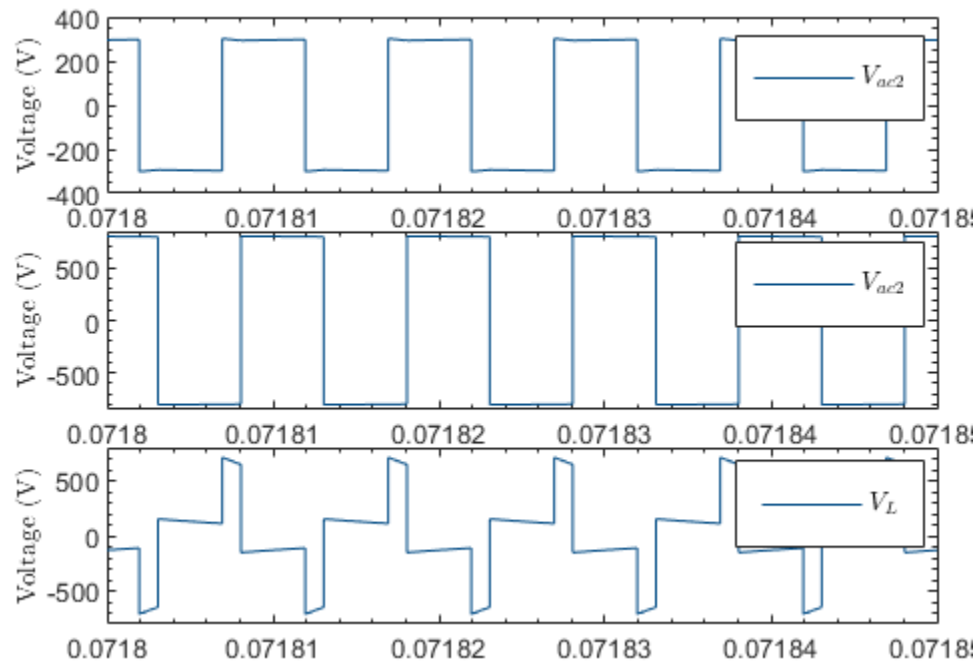


Figura 4.20: Niveles de voltaje AC para modo Half Bridge en 800 [V]

#### 4.2.4. Estado dinámico

##### 4.2.4.1. Convertidor con $V_o = 400$ [V]

En primera instancia analizaremos el comportamiento dinámico para un voltaje de salida de 400 [V], para este caso estamos disminuyendo el voltaje de salida con respecto al de entrada. En la figura ??, se puede visualizar como se comporta el seguimiento del voltaje de salida cuando cambia la corriente de 16 [A] a 20 [A]. Podemos ver que el tiempo de asentamiento es menor al 1% de la constante de tiempo.

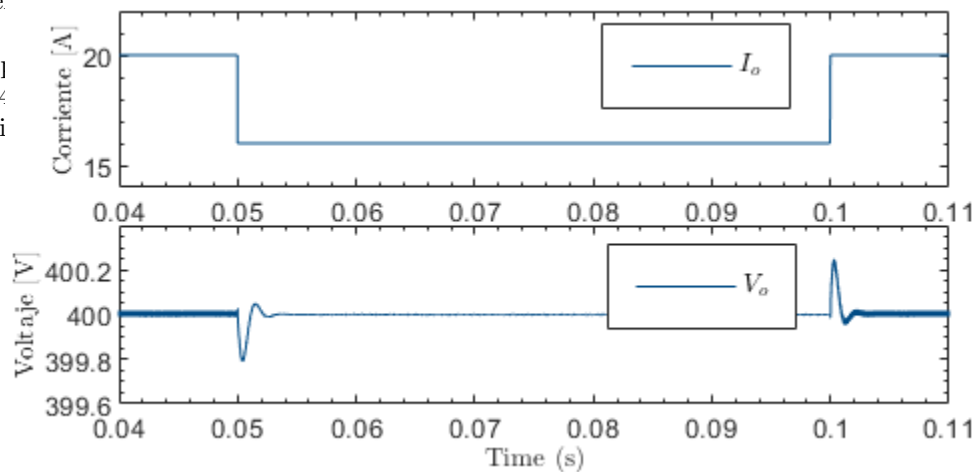


Figura 4.21: Voltaje y Corriente de salida al momento de cambiar FB a HB

Luego, para el caso de la corriente en el inductor, observamos como cambia al momento de realizar el cambio de modo Full Bridge a Half Bridge, la corriente obtenida rápidamente se actualiza con los valores correspondientes. Es importante notar que la actualización no se hace inmediatamente cambia la corriente de salida, sino después debido a la actualización del modo de operación en base a la portadora U.

El gran alcance de utilizar esta modulación es evitar peaks u overshoot/undershoot muy grandes con respecto a las señal del inductor.

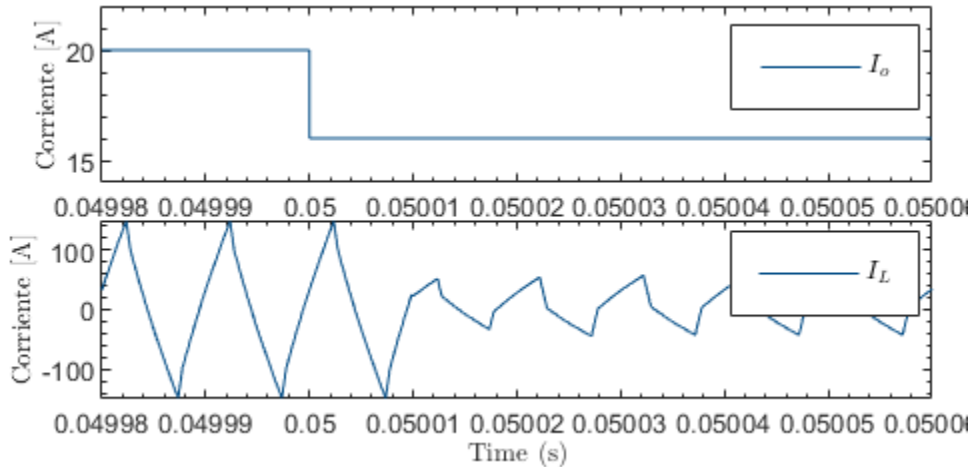


Figura 4.22: Corriente en el inductor

Con respecto a la generación de pulsos, a continuación se pueden ver en la figura 4.23 el  $HB_{flag}$ , encendido de disparo  $S_a$  correspondiente al T-Type y finalmente los peaks de la portadora U. Podemos analizar a la izquierda de la figura  $HB_{flag}$  que existe un desfase entre la señal de encendido del Half Bridge y la señal del peak, este desfase corresponde a  $\delta/2$ . Luego, el siguiente desfase del lado derecho de la imagen corresponde al Dead Time, ya que en el peak de la portadora se genera la señal de disparo coordinada con la portadora U pero esta señal transcurre por un bloque de delay correspondiente a este tiempo muerto.

#### 4.2.4.2. Convertidor con $V_o = 800$ [V]

Posteriormente observaremos a partir de la figura 4.24 el comportamiento de las mismas señales mencionadas anteriormente pero para un voltaje de salida de 800 [V], veremos como afecta trabajar a mayor potencia en el estado dinámico. A su vez, observaremos las incidencias del cambio de corriente en la potencia de salida, con el fin de observar los transientes. Al igual que en el caso anterior, podemos ver que frente al cambio de corriente, es decir, perturbaciones, el esquema de control actúa rápidamente logrando seguir la referencia de voltaje, con un tiempo de asentamiento ínfimo. Con respecto al overshoot/undershoot para este caso, podemos ver que el peak representa un XX porcentaje XX con respecto al valor del voltaje de salida, lo cual indica que es un overshoot menor en comparación a los 400 [V] pero aún siendo un valor despreciable dado que es menor a un 3%, lo que

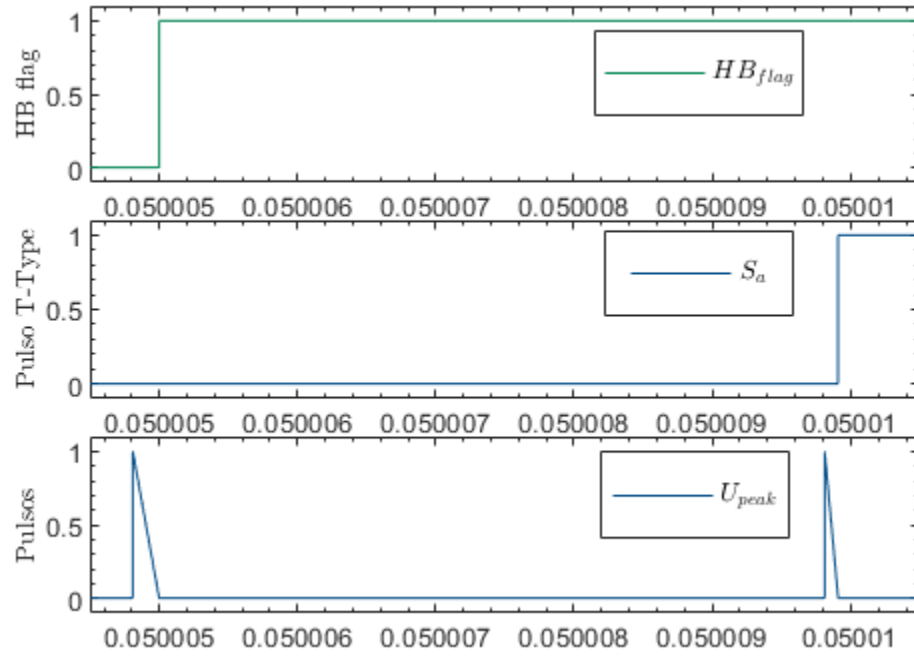


Figura 4.23: Generación de pulsos y sincronización

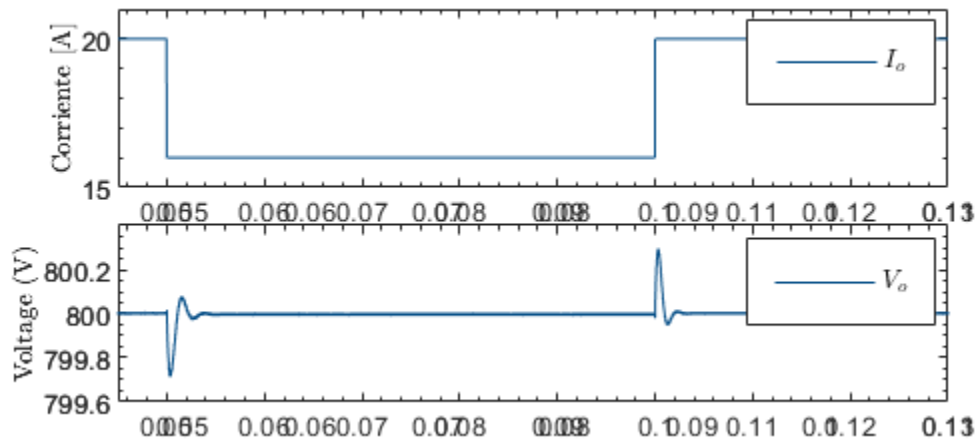


Figura 4.24: Voltaje y Corriente de salida al momento de cambiar FB a HB

podría considerarse un peak con mayor incidencia. En general, el seguimiento a referencia del esquema de control muestra un buen rendimiento, con peaks mínimos y tiempos de asentamiento mínimos.

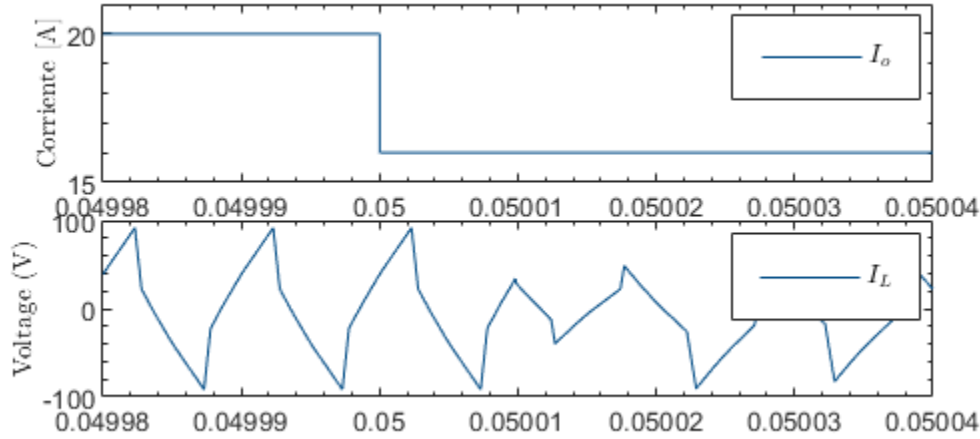


Figura 4.25: Corriente en el inductor

Con respecto a la corriente en el inductor, podemos apreciar que tanto para cuando aumenta la corriente de salida como cuando disminuye los valores de la corriente en el inductor son muy cercanos y el comportamiento dinámico es equidistante en todo momento del eje cero. Es decir, no tenemos un offset significativo de corriente DC, con lo cual observamos que el esquema de control y modulación también es escalable para 800 [V], debido a que es capaz de anular ese offset.

#### 4.2.4.3. Vehicle to Grid (V2G)

Con el fin de lograr visualizar el comportamiento del convertidor con un flujo de potencia negativo, se configura la carga para definir corriente negativas. Luego, modificamos el selector de modo de manera que reconozca la corriente de -20 [A] como estado de Full Bridge ya que es el estado de mayor potencia. Esto debido a que si continuamos con la configuración anterior de la banda de histéresis considerará -16 [A] como modo FB debido a que es mayor que -20 [A] pero debemos evitar que interprete los signos. Por ello, definimos el estado en alto al inverso que en los casos anteriores. De esta manera, el voltaje de salida, corriente de salida, corriente en el inductor y flah HB para este modo se pueden ver en la figura 4.26.

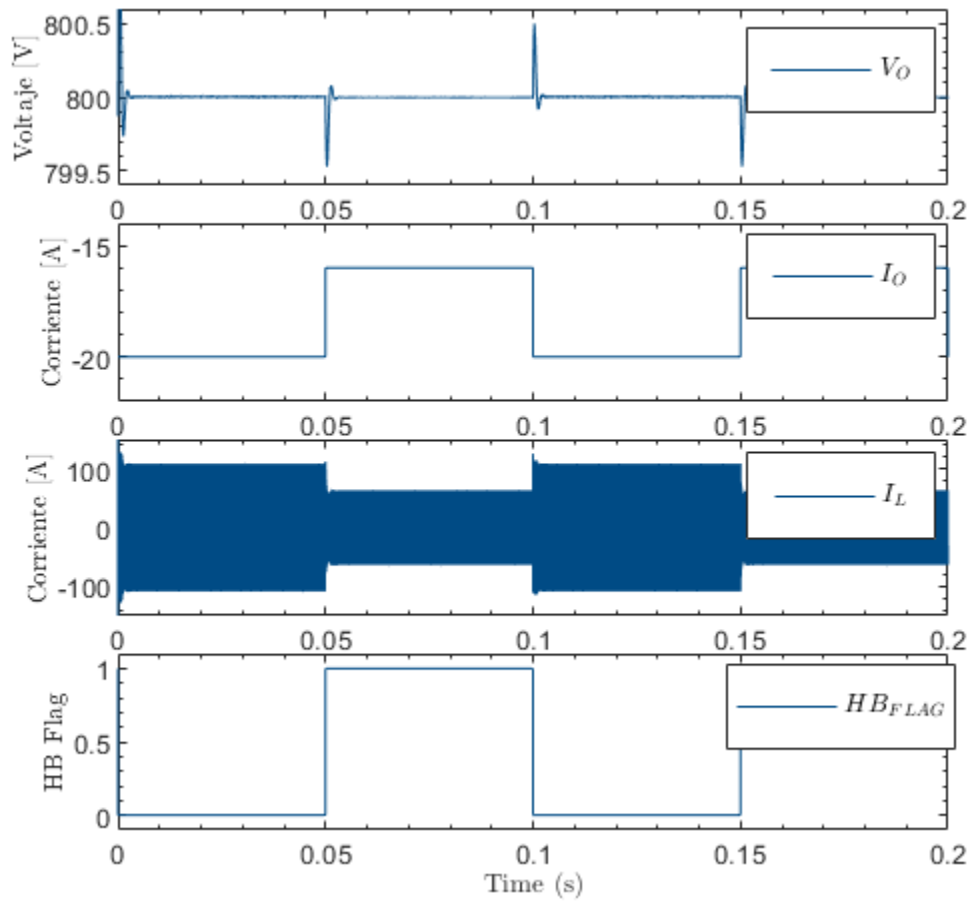


Figura 4.26: Señales del convertidor con flujo de potencia negativo

A partir de la figura 4.26 se puede concluir que el esquema de control presentado es capaz de lograr controlar en ambos sentidos del flujo de potencia, el voltaje de salida presenta overshoot mínimos que no alcanzan a representar ni el 1 %. Las señales son prácticamente iguales en el caso del flujo positivo, aunque la gran diferencia radica en el desfase que existe en las portadoras. Se puede ver además que los cambios a modo Half Bridge se realizan correctamente identificando la magnitud de la corriente y no su signo.

En definitiva, esta implementación de esquema de control y modulación permite lograr controlar el flujo de potencia en ambos sentidos, queda como tema para futuros trabajos optimizar esta modulación y convertidor enfocado hacia este tipo de aplicaciones V2G.

### 4.3. Análisis térmico

A continuación, para lograr complementar información sobre el funcionamiento del convertidor TDAB, se ha realizado un análisis térmico de las componentes, con el propósito de lograr diseñar un convertidor que opere bajo temperaturas reales, lo que permitirá definir si es posible realizar la implementación del convertidor.

Para lograr este análisis es necesario agregar ciertas configuraciones en el software PLECS. Dichas configuraciones están compuestas por un bloque disipador de calor, un arreglo RC con un largo variable a través de vectores y finalmente seteamos una temperatura ambiente. A continuación se muestra el modelo diseñado para lograr medir la temperatura y también una tabla con los parámetros escogidos para el disipador, la cadena térmica RC y la temperatura ambiente.

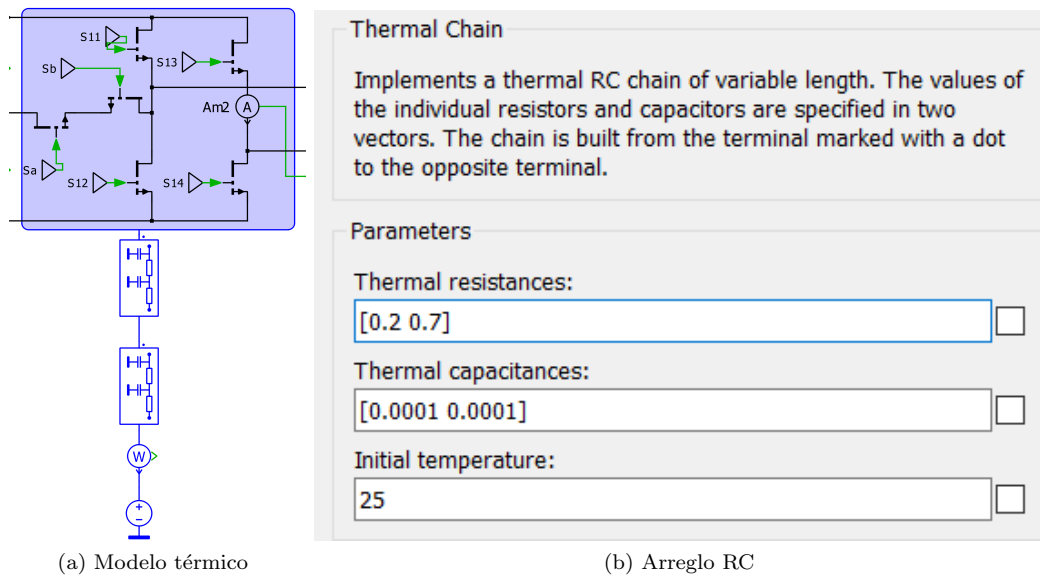


Figura 4.27: Modelo térmico para ambos puente H

Con el fin de lograr medir la potencia más adelante, es necesario obtener las pérdidas en todos los semiconductores GaN, por ello también es necesario implementar este modelo térmico en el DAB convencional ubicado en el lado secundario del transformador. De esta manera lograremos medir las temperaturas de todos los semiconductores.

A continuación analizaremos el semiconductor  $S_3$  que opera en todo momento y  $S_a$  que opera en modo Half Bridge, con el fin de lograr ver las temperaturas en cada modo de operación.

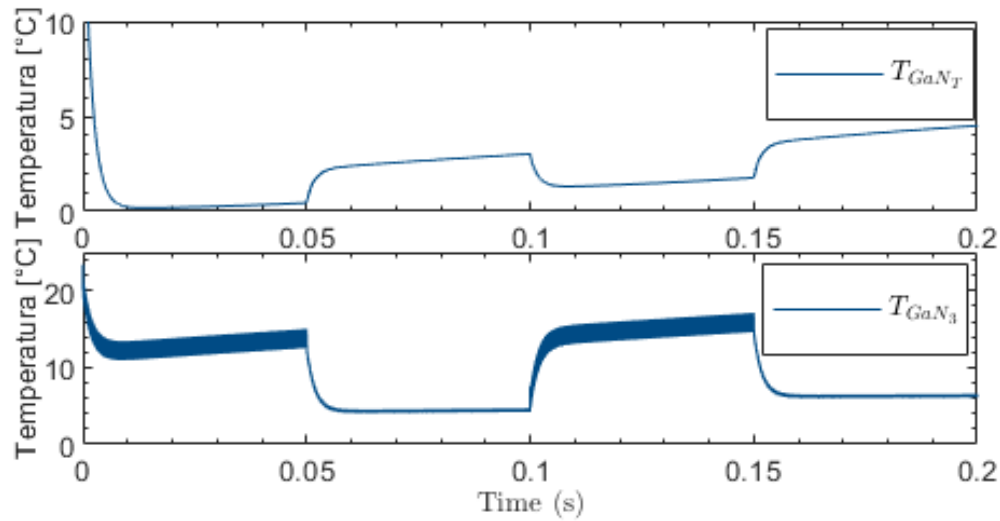


Figura 4.28: Temperatura en semiconductores GaN con señal  $S_a$  y  $S_3$  respectivamente

A partir de la figura 4.28 se observa que en un principio el convertidor está trabajando en modo Full Bridge. Las temperaturas del semiconductor GaN con señal de disparo  $S_3$  trabaja a una temperatura mucho mayor que con el modo Half Bridge. Al momento de ingresar en modo HB se observa que el mismo semiconductor GaN con señal de disparo  $S_3$  disminuye más de la mitad su magnitud manteniéndose estable, en cierto modo trabajar a ambos modos de operación en base a potencia permite que el semiconductor no se sobrecaliente. Para el caso del semiconductor GaN se observa que en todo momento mantiene una temperatura menor a  $10^\circ$  lo cual permite que trabaje normalmente sin demasiadas pérdidas por disipación. En general, el comportamiento térmico del sistema es controlado con una temperatura por debajo de los  $20^\circ$ .

#### 4.3.1. Modelo de pérdidas

Con el fin de lograr obtener resultados que reflejen el rendimiento del convertidor tales como la eficiencia es necesario lograr medir la potencia de salida del convertidor. Para ello, se utiliza el modelo térmico implementado y se han medido para cada semiconductor sus pérdidas de conmutación como de conducción. A su vez, como se mencionó en la sección 1.2.1 no se consideraron las variables térmicas de las componentes pasivas tales como resistencias, inductores y condensadores, debido a ello las pérdidas están determinadas por los semiconductores GaN y la configuración implementada en el disipador del modelo.

Para lograr medir las pérdidas de conmutación es necesario implementar un bloque de **Periodic Impulse Average** que nos ofrece PLECS. En cambio, para medir las pérdidas por conducción se debe implementar un bloque **Periodic Average** que dispone el software PLECS, el cual se debe complementar con un bloque xx con el mismo fin anterior de tener un valor promedio e ir capturando valores según el tiempo de switcheo implementado. Finalmente, en la figura 4.29 se puede evidenciar el modelo aplicado para lograr medir las pérdidas en los semiconductores y el cálculo de la eficiencia en base a estos valores.

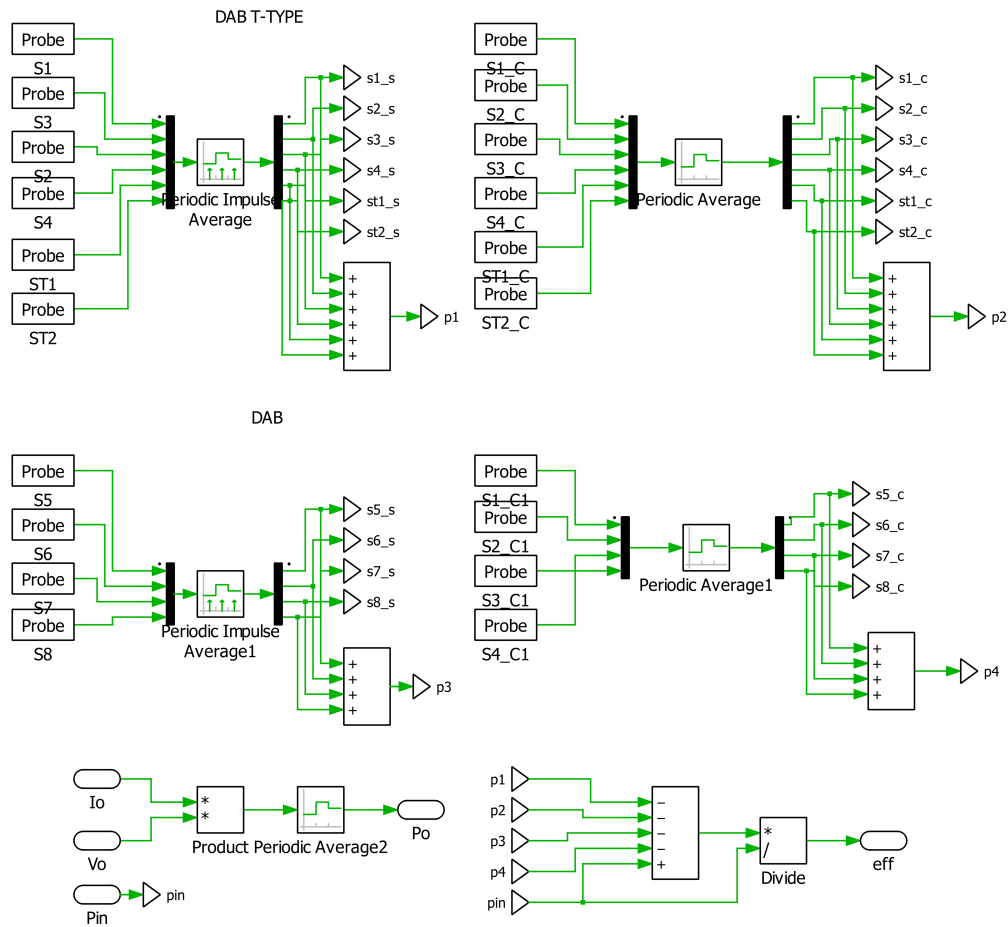


Figura 4.29: Modelo de pérdidas implementado en PLECS

### 4.3.2. Comparativa de modos de operación y eficiencia

Con el fin de lograr cuantificar el rendimiento del convertidor se realizan curvas de eficiencia a diferentes niveles de potencia, es decir, se realizan curvas para cada modo de operación y en cada una de ellas se han tomado en consideración 8 puntos de potencia. Para ello se define la corriente de salida en 8 puntos distintos con intervalos de 4 [A], el objetivo es ir evaluando el comportamiento de la potencia y medir su eficiencia en base al modelo de pérdidas anteriormente mencionado, como se muestra en la figura 4.30.

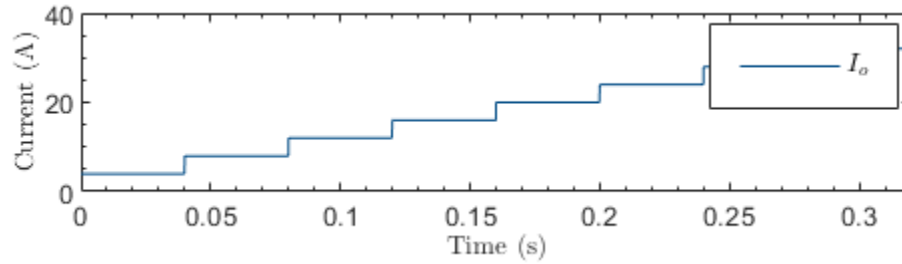


Figura 4.30: Corriente seteada para la carga a 800 [V]

A partir de la corriente de salida definida procedemos a medir el voltaje de salida y la corriente en el inductor con el fin de lograr ver el funcionamiento del lazo de control y también el comportamiento de la corriente en el modo Full Bridge para diferentes modos de corriente. Analizando la figura 4.32 se puede evidenciar que en el modo Full Bridge el convertidor es capaz de controlar en todo momento a diferencia del modo Half Bridge que en cierto punto de la corriente ya no es capaz de controlar. La gran desventaja del modo Full Bridge es que para bajas potencias el inductor presenta una corriente con mayor magnitud al igual que la corriente de entrada a diferencia del modo Half Bridge que tiene corrientes menores para ese mismo rango de potencias.

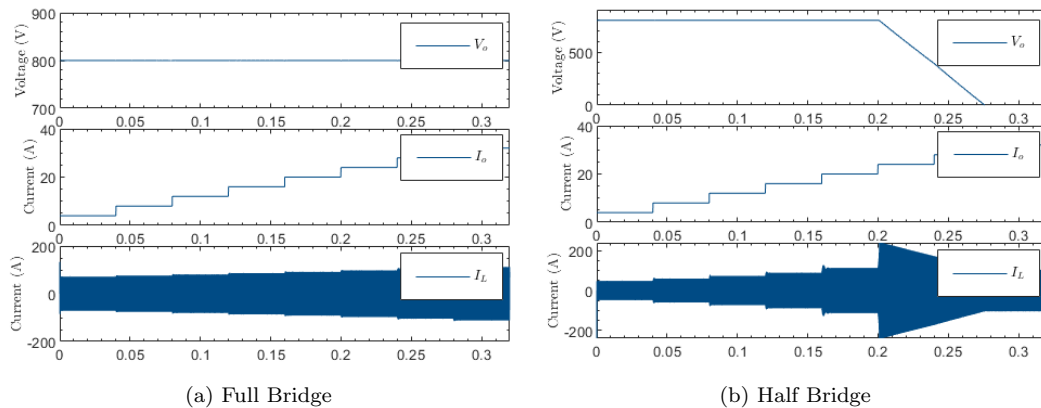


Figura 4.31: Señales de disparo, voltajes AC para ambos modos de operación

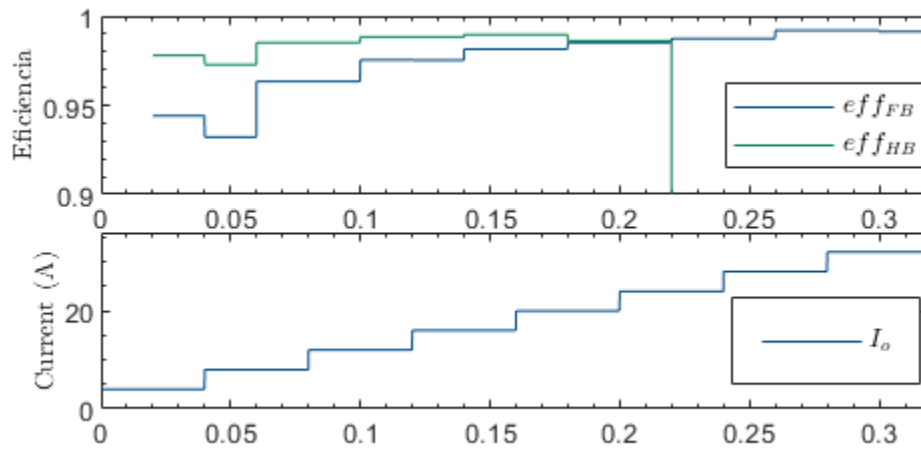


Figura 4.32: Eficiencia para ambos modos a 800 [V] frente al aumento de potencia

Como se puede ver en la figura 4.32, para bajas potencias es útil utilizar el convertidor con la variante T-Type de manera que reducimos pérdidas y para potencias más altas utilizar el convertidor convencional bajo estos parámetros ya que aseguramos el control del lazo cerrado. En la figura 4.32 se puede evidenciar como cambia la eficiencia en cada modo de operación. Cabe destacar que en esta prueba se ajustó la banda de histéresis para que en todo momento se mantenga cada modo de operación, debido a ello se realizó una simulación para cada modo. De esta manera podemos concluir que cada modo de operación tiene un rango de trabajo en el cual es más óptimo que el otro, cuando se la carga exija bajas potencias de acuerdo a la banda de histéresis se debe usar el HTDAB y al aumentar la carga se debe utilizar el DAB.

# CONCLUSIONES

### 5.1. Resumen y Conclusiones

EN el presente trabajo se propuso entregar un análisis del comportamiento de un convertidor Dual Active Bridge iterando su topología con un Hybrid T-Type Dual Active Bridge a través de un esquema de control y modulación que lograba cambiar entre ambos modos de operación según la potencia requerida por el sistema. A través de simulaciones se puede apreciar que al realizar un HTDAB e ir iterando entre ésta topología y un DAB lograremos reducir las pérdidas por conducción si trabajamos con un HTDAB para potencias inferiores y DAB para potencias superiores, cabe destacar que existe un momento en que el HTDAB es incapaz de seguir controlando y este es el punto de operación donde el DAB es más eficiente en todo sentido.

Junto a ello se pudo comprobar que es posible controlar dos topologías a la vez aprovechando el punto de operación de cada una de ellas logrando un control con buena respuesta a perturbaciones y tiempos de asentamientos mínimos. Además, se logró reducir la corriente DC que se presenta en otras topologías al realizar estos cambios de corriente por parte de la carga. Para ello fue necesario el uso de máquinas de estado que sea capaz de sincronizar los cambios de modo de operación con los peaks de las portadoras.

A partir del análisis térmico desarrollado se puede observar la factibilidad de implementación de este tipo de convertidor, se evidencia que el cambio entre los modos de operación logra reducir la temperatura en los semiconductores dentro de su rango de operación, permitiendo reducir considerablemente las pérdidas por conducción. Además, en todo momento de conducción se logra una eficiencia sobre el 90 %.

Es importante continuar el desarrollo de nuevas topologías, métodos de modulación y control para este tipo de convertidores que están enfocados en EV con el fin de aportar al país con el desarrollo de tecnología que impulse el crecimiento de la electromovilidad en nuestro país.

## 5.2. Trabajo Futuro

Dentro del trabajo a futuro que se puede realizar a partir del presente trabajo de memoria se destaca:

1. Proponer el control de un convertidor T-Type utilizando modulación DPS o TPS con el fin de lograr tener mayores grados de libertad y así lograr controlar otras variables.
2. Verificar la factibilidad de la etapa de implementación del presente trabajo de memoria y realizarla en caso de ser positiva.
3. Realizar un esquema de control y modulación agregando una segunda pierna T-Type, de esta manera lograremos 5 niveles de tensión obteniendo otra ventajas.
4. Continuar optimizando el esquema de modulación y control para aplicaciones V2X (vehicle to everything), es decir, Vehicle to Grid, Vehicle to House, Vehicle to Industries, entre otras.

---

---

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] F. Yazdani and M. Zolghadri, “Design of dual active bridge isolated bi-directional dc converter based on current stress optimization,” in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2017, pp. 247–252.
- [2] H. Akagi, S.-i. Kinouchi, and Y. Miyazaki, “Bidirectional isolated dual-active-bridge (dab) dc-dc converters using 1.2-kv 400-a sic-mosfet dual modules,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 33–40, 2016.
- [3] L. Jin, B. Liu, and S. Duan, “Zvs operation range analysis of three-level dual active bridge dc-dc converter with phase-shift control,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 362–366.
- [4] A. Kumar, A. H. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative analysis of dual active bridge isolated dc to dc converter with single phase shift and extended phase shift control techniques,” in *2017 6th International Conference on Computer Applications In Electrical Engineering-Recent Advances (CERA)*, 2017, pp. 397–402.
- [5] A. Kumar, A. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative analysis of dual active bridge isolated dc to dc converter with double phase shift and triple phase shift control techniques,” in *2017 Recent Developments in Control, Automation Power Engineering (RDCAPE)*, 2017, pp. 257–262.
- [6] A. Kumar, A. H. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative analysis of dual active bridge isolated dc to dc converter with flyback converters for bidirectional energy transfer,” in *2017 Recent Developments in Control, Automation Power Engineering (RDCAPE)*, 2017, pp. 382–387.
- [7] B. M. Kumar, A. Kumar, A. H. Bhat, and P. Agarwal, “Comparative study of dual active bridge isolated dc to dc converter with single phase shift and dual phase shift control techniques,” in *2017 Recent Developments in Control, Automation Power Engineering (RDCAPE)*, 2017, pp. 453–458.
- [8] H. Higa, H. Watanebe, K. Kusaka, and J.-i. Itoh, “Voltage control method with non-linear compensation and dc-offset elimination for one-leg t-type dual active bridge converter using multi-operation mode,” in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 6828–6835.

- [9] S. Fan, Y. Li, Y. Yuan, X. Hu, and W. Dai, “Comparative analysis of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converter based on eps and dps,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–6.
- [10] C. Verdugo, S. Kouro, C. Rojas, and T. Meynard, “Comparison of single-phase t-type multilevel converters for grid-connected pv systems,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 3319–3325.
- [1] [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8] [9] [10]

