

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATÓLICA DEL PERÚ**

Escuela de Posgrado



Diseño de un convertidor bidireccional y aislado AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión tipo DABRS para aplicaciones de electromovilidad

Tesis para obtener el grado académico de Maestro en Ingeniería Mecatrónica que presenta:

Daniel Chavez Orihuela

Asesor:

Dr. Julio Cesar Tafur Sotelo

Co-asesor:

Dr. Damian Eleazar Sal y Rosas Celi

Lima, 2025


Informe de Similitud

Yo, Julio Cesar Tafur Sotelo, docente de la Escuela de Posgrado de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor de la tesis titulada DISEÑO DE UN CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL Y AISLADO AC/DC TRIFASICO DE UNA SOLA ETAPA DE CONVERSION TIPO DABRS PARA APLICACIONES DE ELECTROMOVILIDAD, de el autor Daniel Chavez Orihuela, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 15%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 03/02/2025.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de investigación, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha:

Lima, 03 de febrero del 2025.

Apellidos y nombres del asesor / de la asesora: <u>Tafur Sotelo, Julio Cesar</u>	
DNI: 06470028	Firma 
ORCID: 0000-0003-3415-1969	



Dedicatoria

A mis padres, hermanos, amigos y profesores, cuyas enseñanzas y consejos me han motivado a crecer como persona y como profesional.

Y a aquellas personas que, aunque ya no están presentes, dejaron una huella profunda en mi vida y contribuyeron a mi desarrollo.

AGRADECIMIENTOS

Un agradecimiento especial a PROCIENCIA por permitirme ser tesista de maestría desde el año 2023, en el proyecto: “Manufactura de estaciones de recarga DC bidireccionales de vehículos eléctricos de alta durabilidad y eficiencia para aplicaciones “Vehicle to Grid” and “Vehicle to Home” en condiciones de funcionamiento de cargas equilibradas y/o desequilibradas” con número de contrato PE501082509-2023.

Daniel Chavez



RESUMEN

La electromovilidad se está consolidando como una solución clave para enfrentar los desafíos ambientales y energéticos a nivel mundial, impulsando una transición hacia un transporte más sostenible. En este contexto, los cargadores de vehículos eléctricos desempeñan un papel crucial, siendo el convertidor electrónico responsable de la interacción entre la red eléctrica y la batería. Tradicionalmente, se utilizan convertidores de dos etapas, los cuales presentan diversas desventajas, como baja eficiencia, un tamaño voluminoso, problemas de disipación de calor y limitaciones en la inyección de energía reactiva, tolerancia a desequilibrios y bidireccionalidad.

Esta tesis se centra en el desarrollo de una estrategia de modulación y control para un convertidor de una sola etapa de cuatro puentes activos resonante serie (QABRS), que ofrece beneficios significativos en términos de menor volumen, mayor eficiencia y durabilidad en comparación con los convertidores de dos etapas. La modulación propuesta regula las tensiones de la red utilizando la relación de trabajo (DR), mientras que la tensión de la batería se ajusta mediante un desplazamiento de fase (PS) combinado con DR. El DR en la batería se usa exclusivamente en la inyección de energía reactiva. Además, los ángulos DR en la red controlan la forma sinusoidal de las corrientes de la red mediante controladores proporcionales integradores-resonantes (PIR) conectados en cascada a un filtro de paso bajo de segundo orden y un amortiguamiento activo. Los resultados experimentales de un prototipo de 1,5 kW evidencian una alta eficiencia del 96,4 %, así como una capacidad de transferencia de potencia activa y reactiva bidireccional, con una THD del 1,1 %. Estos hallazgos destacan que el convertidor QABRS de una sola etapa propuesto es una alternativa ideal para los cargadores de vehículos eléctricos bidireccionales (BEVC), subrayando su potencial para mejorar el rendimiento y la sostenibilidad de los sistemas de carga de vehículos eléctricos.

ABSTRACT

Electromobility is emerging as a key solution to address global environmental and energy challenges, driving a transition towards more sustainable transportation. In this context, electric vehicle chargers play a crucial role, with the electronic converter responsible for the interaction between the electrical grid and the battery. Traditionally, two-stage converters have been used, which present several disadvantages, such as low efficiency, bulkiness, heat dissipation issues, and limitations in reactive power injection, tolerance to imbalances, and bidirectionality. This thesis focuses on the development of a modulation and control strategy for a single-stage four active bridge resonant series (QABRS) converter, which offers significant benefits in terms of reduced size, higher efficiency, and durability compared to two-stage converters. The proposed modulation regulates the grid voltages using the duty ratio (DR), while the battery voltage is adjusted through a phase shift (PS) combined with DR. The DR for the battery is used exclusively for reactive power injection. Additionally, the DR angles in the grid control the sinusoidal shape of the grid currents through proportional-integral-resonant (PIR) controllers connected in cascade to a second-order low-pass filter and an active damping. Experimental results from a 1.5 kW prototype demonstrate a high efficiency of 96.4%, as well as bidirectional active and reactive power transfer capability, with a THD of 1.1%. These findings highlight that the proposed single-stage QABRS converter is an ideal alternative for bidirectional electric vehicle chargers (BEVC), underscoring its potential to enhance the performance and sustainability of electric vehicle charging systems.

INDICE DE CONTENIDO

	Pág.
RESUMEN	i
ABSTRACT	ii
INDICE DE CONTENIDO	iii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1	3
ANTECEDENTES	3
1.1 Problemática	3
1.2 Justificación.....	5
1.3 Propósito de la investigación.....	6
1.4 Propuesta de solución.....	7
1.5 Objetivos de estudio.....	9
1.6 Metodología.....	10
1.7 Estado del arte.....	11
CAPÍTULO 2	16
FUNDAMENTO TEORICO	16
2.1 Convertidor DABRS DC/DC	16
2.2 Circuitos resonantes	18
2.3 Filtros de segundo orden.....	20
2.4 Convertidor DABRS AC/DC monofásico de una sola etapa de conversión	21
2.5 Convertidor QAB AC/DC trifásico	23
CAPÍTULO 3	26
CONVERTIDOR DE UNA SOLA ETAPA DE CONVERSION QABRS AC-DC CON OFFSET EN LAZO ABIERTO	26
3.1 Análisis de Fourier de las tensiones moduladas	29
3.2 Análisis del filtro resonante.....	30
3.3 Diseño del convertidor QABRS AC-DC trifásico con OFFSET en lazo abierto 33	
3.4 Implementación del convertidor QABRS AC-DC trifásico con OFFSET	34
3.5 Validación y simulación en PSIM.....	36
3.6 Pruebas experimentales	39
CAPÍTULO 4	46
CONVERTIDOR DE UNA SOLA ETAPA DE CONVERSION QABRS AC-DC CON OFFSET EN LAZO CERRADO	46

4.1	Sistema de sincronismo trifásico (PLL trifásico).....	47
4.2	Diseño del controlador de la corriente trifásica (lazo interno)	50
4.3	Diseño del controlador de tensión (lazo externo)	55
4.4	Diseño de la estrategia de control para la compensación de armónicos en la red trifásica	57
4.5	Análisis de fallas por desequilibrio en la red trifásica	60
4.6	Diseño de la estrategia de control para implementar un amortiguamiento activo (damping virtual).....	61
4.7	Estrategia de control aplicada al convertidor AC-DC QABRS con OFFset.....	65
4.8	Validación y simulación en PSIM.....	66
4.9	Pruebas experimentales	68
	OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES.....	79
	CONCLUSIONES	80
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	82
	ANEXOS	86
	ANEXO A: ANALISIS QAB (SOLO INDUCTOR).....	A1
	ANEXO B: COEFICIENTES DE LA SERIE DE FOURIER.....	B1
	ANEXO C: ANALISIS QABRS (TANQUE RESONANTE).....	C1
	ANEXO D: SCRIPT MATLAB DISEÑO DEL CONVERTIDOR QABRS AC-DC TRIFASICO CON OFFSET	D1
	ANEXO E: TARJETAS IMPRESAS CONVERTIDOR QABRS AC-DC TRIFASICO	E1
	ANEXO F: SCRIPT CONTROLADORES.....	F1
	ANEXO G: PAPERS	G1

INTRODUCCIÓN

El sector del transporte es uno de los principales contribuyentes a las emisiones de carbono, representando el 23% de las emisiones globales de carbono relacionadas con la energía en 2019. Dentro de este sector, aproximadamente el 70% de las emisiones provienen de vehículos de carretera [1]. Por lo tanto, la transición de las fuentes de energía basadas en combustibles fósiles a sistemas de energía renovable (RES) y la adopción de vehículos eléctricos (EV) libres de emisiones son esenciales para reducir el calentamiento global.

En este contexto, la implementación de sistemas de almacenamiento de energía (ESS) desempeña un papel fundamental, para aumentar el rendimiento y la fiabilidad de las RES [2], debido a su naturaleza intermitente. Al comparar las baterías utilizadas en los vehículos eléctricos con las baterías utilizadas en los ESS en la actualidad, se puede notar la importancia de utilizar vehículos eléctricos como ESS en diferentes aspectos: en términos de escalabilidad, costo y movilidad. Por lo tanto, los vehículos eléctricos pueden actuar como ESS eficientes para almacenar energía de fuentes renovables y luego liberarla cuando sea necesario.

El proceso de almacenar y liberar energía se conoce como transferencia de energía bidireccional y es un aspecto principal de la carga de los vehículos eléctricos en la actualidad. En este contexto, los convertidores de potencia emergen como elementos fundamentales, desempeñando un papel crítico en la transferencia de flujo de potencia. Estos son esenciales para facilitar la bidireccional de energía en un amplio espectro de escenarios, que abarcan desde la recarga de vehículos eléctricos desde la red eléctrica

(G2V) hasta la inyección de energía a la red desde los vehículos (V2G), la alimentación de edificios (V2B), la energización de hogares (V2H), la carga de dispositivos (V2L) e incluso la interacción entre vehículos (V2V) [3]. Todos estos modos de funcionamiento se engloban bajo el término general de "vehículo a cualquier cosa" (V2X) [4-10], subrayando la versatilidad y la importancia crítica de los convertidores de potencia en la habilitación de estas aplicaciones esenciales para un futuro más sostenible y eficiente.

En una revisión exhaustiva de la literatura en el contexto de estas aplicaciones, se evidencia la existencia de dos enfoques principales en cuanto a la conversión de energía en cargadores rápidos de EV: los convertidores de dos etapas y los convertidores de una sola etapa [11-21]. Los convertidores de dos etapas representan el enfoque más tradicional por su fácil control e implementación, y es comúnmente empleado en equipos industriales, que han sido ampliamente desarrollados durante muchos años. Esta estrategia implica la utilización de convertidores DC/DC de dos puertos junto con un inversor de fuente de tensión (VSI) trifásico. No obstante, debido al incremento en el número de etapas de conversión de energía involucradas, estos sistemas tienden a presentar niveles inferiores de eficiencia y costos más elevados.

En contraste, el enfoque de un convertidor de una sola etapa de conversión aborda y mejora las limitaciones mencionadas anteriormente. Este enfoque logra reducir las pérdidas durante la conversión de energía y requiere menos componentes de energía en comparación con los convertidores estándar de dos puertos. Como resultado, se observa una disminución en los costos, la masa y el volumen total del convertidor. No obstante, su implementación en la industria plantea desafíos significativos que deben superarse en los próximos años.

En resumen, la elección entre convertidores de dos etapas y convertidores de una sola etapa en aplicaciones de electromovilidad conlleva consideraciones importantes, y la tendencia hacia convertidores de una sola etapa busca abordar de manera efectiva las limitaciones de eficiencia y costo asociadas con los enfoques de dos etapas. Sin embargo, se reconoce que la implementación exitosa de esta tecnología en la industria representa un desafío que requerirá atención en el futuro cercano.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

En este capítulo, se describe la problemática, la justificación, el propósito de investigación, la propuesta de solución, los objetivos y la metodología abordados por el trabajo de tesis. Finalmente, se muestra la revisión del estado de arte encontrado en la literatura asociado al tema de la tesis.

1.1 Problemática

La mayoría de los cargadores convencionales en la industria emplean convertidores de dos etapas de conversión, como se ilustra en la figura. 1.1, y esto se debe en gran parte a la extensa literatura disponible para estos convertidores. Sin embargo, este enfoque presenta una serie de desafíos que merecen ser abordados [18][19]:

- Baja eficiencia debida a la conmutación dura en el VSI trifásico y la presencia de dos etapas de conversión.
- Exceso de componentes, lo que se traduce en costos elevados. El uso de dos etapas de conversión requiere una cantidad considerable de componentes, un total de 14 MOSFETs (interruptores de potencia), lo que incrementa significativamente los costos.
- Problemas de disipación de calor y tamaño en los elementos magnéticos (transformador e inductor de alta frecuencia, punteado en rojo en la figura. 1.1)

debido a que el convertidor DC/DC en la primera etapa debe manejar toda la potencia, entonces es necesario sobredimensionarlo para evitar el sobrecalentamiento, que implica aumento de tamaño de estos.

- Falta de tolerancia a fallos por desequilibrio sin control previo.
- Necesidad de un control adicional para la inyección de energía reactiva, que es necesario en la mejora de la calidad de energía de la red eléctrica.
- Alta tensión en el BUS DC, que se usa para generar la tensión de la red trifásica y necesidad de un capacitor de acople.
- No se aprovecha la bidireccionalidad del convertidor, dado que se limita únicamente a la carga de la batería del EV, desaprovechando otras posibles aplicaciones.

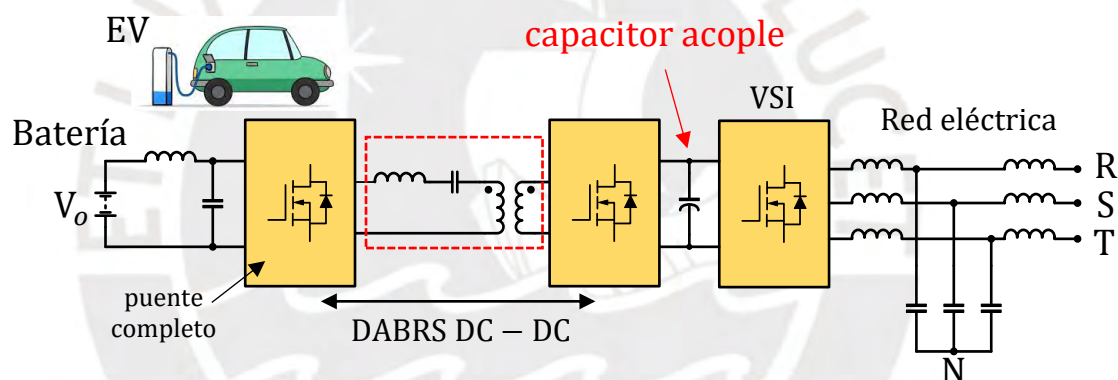


Figura 1.1 : Convertidor típico de dos etapas de conversión, que consta de un convertidor doble puente activo resonante serie (DABRS) DC/DC y un VSI trifásico, en cargadores para vehículos eléctricos.

1.2 Justificación

La electrónica de potencia y la electromovilidad son campos en constante crecimiento y evolución, impulsados por la necesidad de encontrar soluciones energéticamente eficientes y sostenibles. En este contexto, el desarrollo de cargadores de vehículos eléctricos más eficientes que los convencionales, capaces de ofrecer múltiples aplicaciones V2X, se ha convertido en un desafío contemporáneo de gran relevancia para la industria. Esto no solo promueve y acelera la adopción masiva de vehículos eléctricos en todo el mundo, sino que también tiene un impacto altamente positivo en la preservación del medio ambiente.

En el ámbito comercial, la creación de cargadores de vehículos eléctricos altamente eficientes y versátiles no solo beneficia a los consumidores, sino que también respalda la infraestructura de carga de vehículos eléctricos y promueve la interconexión con sistemas V2X. Esto proporciona un valor agregado, permitiendo que los vehículos eléctricos no solo carguen energía, sino también proporcionen energía a la red eléctrica o a otros dispositivos. Esto contribuye a una gestión más eficiente de la energía y una mayor resiliencia en el suministro eléctrico.

En el ámbito de la investigación, existe una justificación sólida para abordar el tema de esta tesis, que consiste en el desarrollo de la estrategia de modulación y control de un convertidor de una sola etapa de conversión, específicamente en esta topología de cuatro puentes activos resonante serie (QABRS), debido a la poca literatura existente, aportar nuevos conocimientos en este campo, no solo ampliará la comprensión de las tecnologías de conversión de energía, sino que también conduce a avances significativos en la eficiencia y la confiabilidad de los sistemas de carga de vehículos eléctricos. Este trabajo de tesis contribuye significativamente a la adopción y avance de la tecnología en cargadores de vehículos eléctricos con aplicaciones V2X, que es la tendencia.

1.3 Propósito de la investigación

El aporte de este trabajo se detalla y describe en las secciones siguientes:

1.3.1 Concepción de la estrategia de modulación para el convertidor de una sola etapa de conversión QABRS AC-DC con offset

La estructura presentada en la Figura 1.2, resuelve algunos de los problemas mencionados anteriormente, debido a presentar:

- Alta eficiencia, dado que presenta conmutación suave (debido a la conmutación en voltaje cero, ZVS), y al ser de una sola etapa de conversión.
- Reducción de componentes por usar conmutadores unipolares, que resulta en un costo bajo.
- Disipación de calor homogénea y reducción del tamaño de los elementos magnéticos (transformador e inductor de alta frecuencia), que se logra mediante el uso de un transformador por fase.
- Capacidad para inyección de energía reactiva, de manera natural y sencilla.
- Bidireccionalidad, para su en aplicaciones V2X.

La topología de la Figura 1.2, ha sido presentada en [21], con una estrategia de modulación compleja, que se explicara en una sección futura. Este trabajo de tesis tiene como primer aporte proponer una estrategia de modulación más sencilla para esta topología, con bajo coste de cálculo computacional, con capacidad de inyección de energía reactiva, un aspecto que aún no se ha desarrollado en la literatura.

1.3.2 Concepción de la estrategia de control del convertidor de una sola etapa de conversión QABRS AC-DC con offset

Un segundo aporte de este trabajo de tesis radica en la concepción de la estrategia de control, basada en un enfoque de control clásico, poco usual, se propone un control proporcional integral (PI) en paralelo a un control resonante (R) en la frecuencia de la red. Esta combinación, en cascada a un filtro pasa bajo de segundo orden y con una resistencia de amortiguamiento virtual (damping virtual, que elimina la resistencia física en serie al capacitor de entrada por fase), mejorando la eficiencia y la calidad de la red.

Un tercer aporte consiste en la validación experimental de la estrategia de modulación y control en el convertidor de una sola etapa de conversión QABRS AC-DC trifásico. Este proceso aborda con éxito las limitaciones existentes. Al concluir este trabajo de tesis, se espera obtener un convertidor eficiente y asequible para cargadores de vehículos eléctricos, lo que significaría una mejora considerable en la infraestructura de carga existente.

1.4 Propuesta de solución

La solución propuesta consiste en un convertidor QABRS de una sola etapa de conversión. En este diseño, tres de los puentes están conectados en serie al lado de la red trifásica más un offset (lado AC), mientras que el cuarto puente activo se conecta a la batería del vehículo eléctrico (lado DC), todos operando en alta frecuencia conectados con el tanque resonante como se muestra en la Figura 1.2. En esta representación, se aprecia que los conmutadores utilizados son unipolares, lo que significa que funcionan en un solo semiplano (sea positivo o negativo). En consecuencia, se reduce la cantidad de conmutadores necesarios, que resulta en un convertidor más eficiente y económico en comparación con aquellos que utilizan conmutadores bipolares o rectificadores síncronos en cada puente conectado a la red trifásica [20][21]. Un reto es como conseguir la tensión de offset necesaria para mantener la tensión de la red en un nivel positivo durante la operación. Esto se logra mediante la adición de un capacitor en serie al neutro, en donde se controla la tensión del capacitor (v_{OFF}), en un valor por encima a la tensión máxima de la red (v_g), en consecuencia es posible una conexión directa con los conmutadores unipolares para modular en alta frecuencia, por lo tanto se reduce el número de conmutadores a 16 MOSFETs prescindiendo el uso de conmutadores bipolares o rectificadores síncronos de baja frecuencia, que presentan menor eficiencia, y en el caso de los rectificadores síncronos se tiene puntos de discontinuidad al inyectar energía reactiva, que dificulta su implementación [20].

La solución propuesta evita la aparición de puntos de discontinuidad al inyectar energía reactiva de forma bidireccional, según sea requerido tanto por el vehículo como por la red eléctrica. En consecuencia, se obtiene una solución novedosa de un convertidor de una sola etapa, con una estrategia de control y modulación particular, bidireccional y aislado, altamente eficiente, compacto y asequible, con un gran valor

agregado, que son la capacidad de mejorar la calidad de energía e inyectar energía reactiva, con baja distorsión armónica y tolerancia a fallas por desequilibrio de la red, para aplicaciones de cargadores rápidos de vehículos eléctricos.

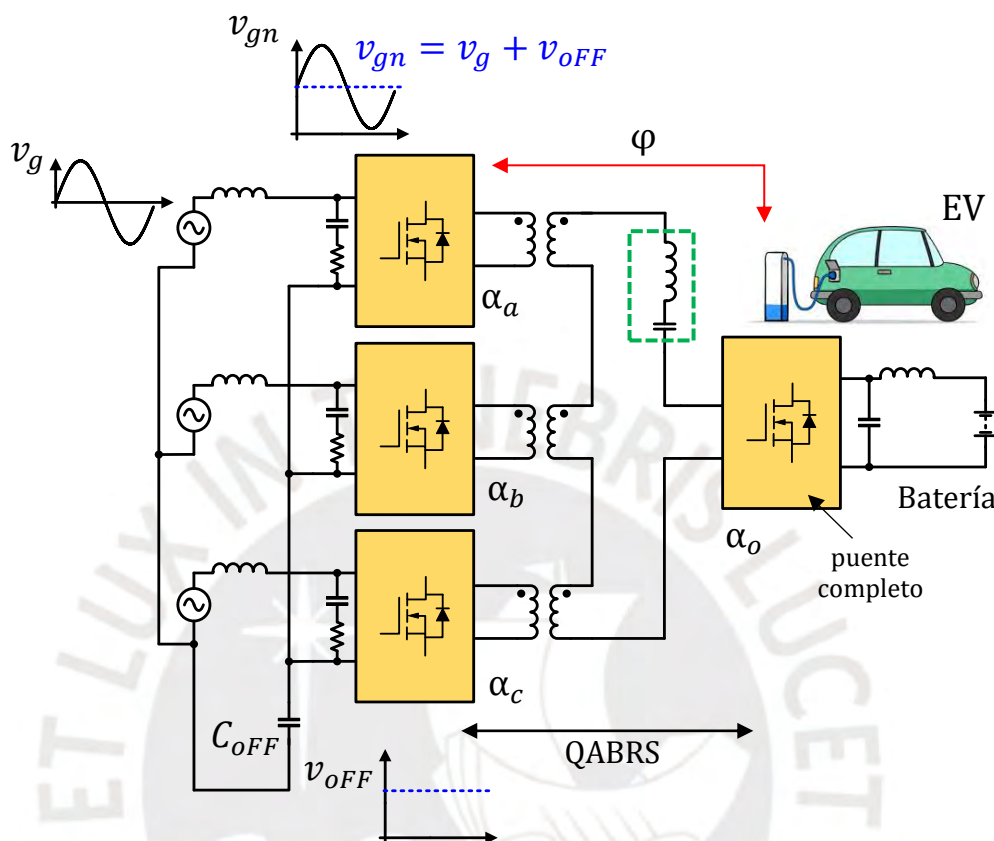


Figura 1.2 : Convertidor trifásico de una etapa de conversión con OFFSET que consta únicamente de un QABRS, con un único desfasaje.

La estrategia de modulación propuesta consiste en aplicar 4 relaciones de trabajo o en ingles duty ratio (DR), 3 variantes en el tiempo (α_a , α_b , α_c) para la eliminación de la no linealidad de la red, que será descrito en un posterior capítulo del trabajo de tesis, y un DR constante (α_o), para la inyección de energía reactiva. Esta estrategia también incorpora un único desfasaje ϕ , que controla el flujo de potencia entre la red trifásica y la batería del vehículo eléctrico de manera sencilla y eficiente, con baja distorsión armónica.

1.5 Objetivos de estudio

En este apartado se brindan el objetivo principal y objetivos específicos de la presente tesis.

1.5.1 Objetivo General

- Diseñar un convertidor bidireccional y aislado AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión tipo DABRS para aplicaciones de electromovilidad (QABRS), con un enfoque específico en V2X, accesible y con una eficiencia superior al 90%.

1.5.2 Objetivos Específicos

- Diseñar y ensamblar un prototipo de un convertidor QABRS AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión.
- Desarrollar la estrategia de modulación propuesta para el convertidor QABRS AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión, donde se garantice una corriente mínima de alta frecuencia.
- Validar experimentalmente la estrategia de modulación propuesta en el convertidor QABRS AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión.
- Desarrollar la estrategia de control propuesta para el convertidor QABRS AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión.
- Validar experimentalmente la estrategia de control propuesta en el convertidor QABRS AC/DC trifásico de una sola etapa de conversión.

1.6 Metodología

El presente trabajo de tesis se divide en 3 etapas, la primera consiste en el diseño y ensamblaje del hardware del prototipo del convertidor (DH), la segunda, en el desarrollo de la estrategia de modulación en lazo abierto en el convertidor (DEMOL), y finalmente la tercera, en el desarrollo de la estrategia de control. Esta contiene el desarrollo de la estrategia de control de corriente y tensión (DECCL), que serán validadas experimentales para condiciones de equilibrio y desequilibrio durante 10-12 meses consecutivos, al mismo tiempo que la redacción.

En el desarrollo del hardware, se realizará la elección de componentes y diseño de elementos magnéticos, además de su montaje y ensamble en tarjetas impresas (o típicamente llamadas PCBs). Una vez completado el desarrollo del hardware, se inicia con el desarrollo de la estrategia de modulación en lazo abierto, que consiste en validar el diseño del convertidor y su correcto funcionamiento previa simulación en PSIM¹ (programa de computadora para la simulación de electrónica de potencia). Un primer indicador será tener la validación del convertidor funcionando tanto para la inyección de energía activa y reactiva en lazo abierto, con una eficiencia superior al 90%, acorde con [20][21].

Tras concluir el desarrollo de la estrategia de modulación, se desarrollará la estrategia control, que implica tener el convertidor en lazo cerrado acorde a la simulación en PSIM. Un segundo indicador, será validar el convertidor funcionando en lazo cerrado, con una eficiencia superior al 90%, bajo pruebas de desequilibrio y cambios bruscos de potencia.

Las pruebas experimentales, se desarrollarán en el laboratorio de electrónica de potencia GrEPO CER-UNI, donde se cuenta con una fuente bidireccional de 5 kW y fuente trifásica de 3 kW. Los programas de computadora utilizados son esencialmente PSIM, para la simulación de la electrónica de potencia, Altium Designer², para el desarrollo de tarjetas electrónicas, Matlab³, para el cálculo computacional de parámetros y Quartus⁴, para la descripción de hardware del controlador en el FPGA De10 nano⁵.

¹ <https://powersimtech.com/>

² <https://www.altium.com/es/altium-designer>

³ <https://la.mathworks.com/>

⁴ <https://www.intel.la/>

⁵ <https://www.terasic.com.tw/>

1.7 Estado del arte

En esta sección, tras una exhaustiva revisión de la literatura, se aborda en primer lugar, una comparación detallada entre los convertidores de dos etapas y una sola etapa de conversión. Posteriormente, se explora las ventajas y limitaciones de los convertidores reportados en la literatura más utilizados en aplicaciones de electromovilidad hasta la fecha, que representan el panorama global de las investigaciones. Finalmente, se presenta los artículos más relevantes relacionados con el tema del trabajo de tesis, ofreciendo una visión completa del estado actual de la investigación en este campo en constante evolución [18]- [21].

En [18], se compara dos enfoques diferentes para la conversión de energía AC/DC en aplicaciones de cargadores de baterías para vehículos eléctricos: el enfoque convencional de dos etapas y el enfoque de convertidor matricial de una etapa. El estudio se centra en la comparación de tamaño, eficiencia y aplicabilidad de ambas estructuras.

Las estructuras de una etapa ofrecen ventajas en términos de eficiencia y densidad de potencia, pero también presentan desafíos en términos de pérdidas de conducción y complejidad de control. Por otro lado, las estructuras de dos etapas tienen pérdidas de conmutación más altas, pero ofrecen un control más simple y la capacidad de manejar redes desequilibradas de manera más efectiva.

En conclusión, el artículo concluye que el enfoque de convertidor de matriz de una etapa tiene el potencial de lograr una mayor eficiencia y densidad de potencia en comparación con el enfoque convencional de dos etapas.

Por otro lado, en [19] se ofrece una exhaustiva revisión de los diversos convertidores puente multiactivo MAB utilizados en aplicaciones de energías renovables (RES) y cargadores de vehículos eléctricos. El autor lleva a cabo una minuciosa comparación de los distintos enfoques propuestos por varios investigadores en la literatura durante la última década.

La importancia de este artículo en el contexto del estado del arte presentado en esta sección radica en las tablas que presenta. Estas tablas muestran una comparación detallada en términos de la cantidad de elementos conmutables en cada topología

propuesta, la complejidad del control, la presencia de elementos magnéticos en el circuito resonante y filtros, así como las frecuencias de operación.

En conclusión, se evidencia la necesidad de intensificar la investigación en convertidores MAB, específicamente QAB para abordar los desafíos y limitaciones existentes. En consecuencia, el convertidor propuesto es tentativo tanto al nivel de investigación y la industria.

Un primer antecedente relacionado directamente al convertidor propuesto ha sido publicado en [20]. Este trabajo aborda la solución de un QABRS con rectificadores síncronos de baja frecuencia, que se muestra en la Figura 1.3 para inyección de energía activa y reactiva en aplicaciones de cargadores de vehículos eléctricos, donde se minimiza la corriente alta frecuencia con la estrategia de control y modulación propuesta por los autores. Este convertidor se compone de tres transformadores de alta frecuencia, cada uno dimensionado a un tercio de la potencia nominal por tanto no se sobrecarga un solo transformador como en un convertidor de dos etapas de conversión.

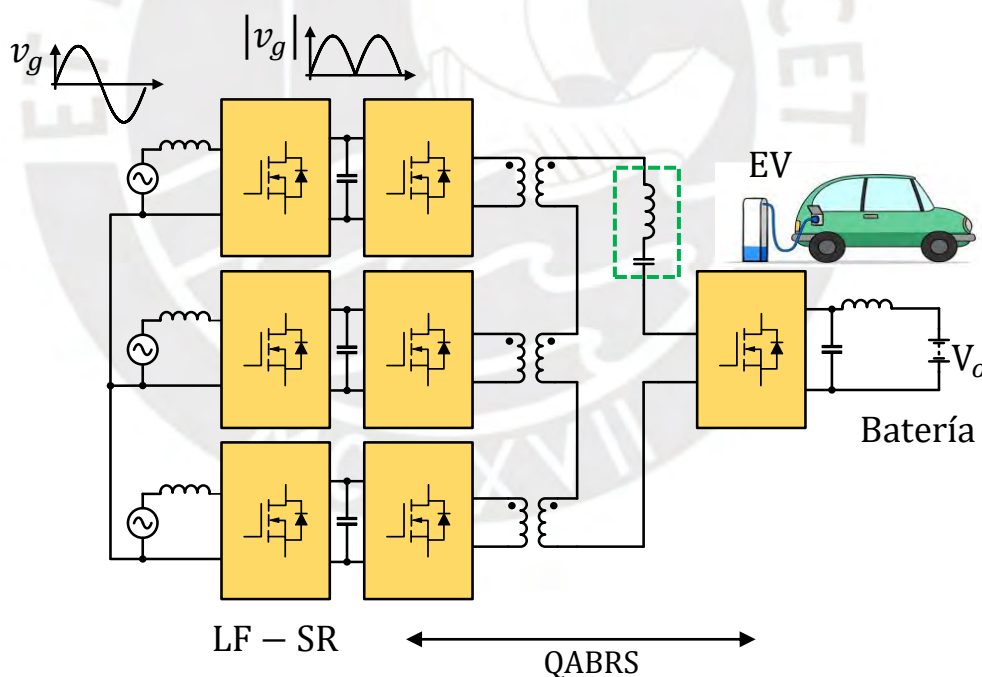


Figura 1.3: Convertidor trifásico de una etapa de conversión sin OFFSET, que consta de un QABRS en cascada a un LF-SR.

La estructura presentada aborda con éxito las siguientes limitaciones:

- Gestión eficiente de la disipación de calor y reducción del tamaño de los elementos magnéticos. Esto se obtiene al dividir en 3 transformadores de alta frecuencia diseñados a la tercera parte de la potencia nominal.
- Aumento de la eficiencia. Al reducir de dos etapas a una sola etapa de conversión, y además presentar conmutación suave.
- Tolerancia a fallas por desequilibrio en la red trifásica. Se aborda cada línea de la red trifásica de manera independiente, permite que el sistema tolere las fallas por desequilibrio sin comprometer la integridad del sistema. Esta característica es esencial para garantizar un funcionamiento confiable y seguro.
- Un inductor de filtro conectado a la red más pequeño en comparación a un convertidor de dos etapas.
- La bidireccionalidad del convertidor se aprovecha, además de inyectar energía reactiva a la red trifásica para mejorar la calidad de energía, y garantizar la mínima corriente de alta frecuencia.
- El capacitor de acople no es necesario.

La estrategia de modulación propuesta exige un alto nivel de precisión y un sincronismo perfecto para evitar la generación de desequilibrios en el sistema. Esta precisión es crucial para garantizar un funcionamiento eficiente y confiable. Además, debido al uso de rectificadores síncronos de baja frecuencia, se presenta puntos de discontinuidad en la corriente al inyectar energía reactiva. Esta característica plantea un desafío significativo en la implementación del sistema, ya que puede dar lugar a problemas de calidad de energía y requerirá estrategias adicionales para su mitigación.

Es esencial abordar estos desafíos con cuidado y considerar soluciones que permitan una modulación precisa y un control eficiente de la energía reactiva, sin comprometer la estabilidad y la calidad del sistema. El perfeccionamiento de la estrategia de modulación y la superación de los desafíos relacionados con la inyección de energía reactiva son aspectos críticos para lograr un sistema de conversión de energía eficiente y confiable en aplicaciones de cargadores de vehículos eléctricos.

Un segundo antecedente ha sido publicado en [21]. Este trabajo aborda una solución similar a la solución propuesta, en un convertidor QAB con solo inductores que se muestra en la Figura 1.4, donde la corriente de alta frecuencia es mayor, por los armónicos presentes en alta frecuencia, con una modulación diferente que consiste en usar 4 desfasajes φ_1 , φ_2 , φ_3 y φ_0 , en donde solo el autor analiza inyección de energía activa. El convertidor proporciona aislamiento y flujo de potencia bidireccional, y utiliza interruptores de voltaje unipolares para mejorar la eficiencia. Se propone un esquema de modulación optimizado y se discuten consideraciones para el diseño y selección de componentes. Los resultados experimentales muestran un funcionamiento estable, con un factor de potencia cercana a la unidad y baja distorsión armónica que resulta atractivo.

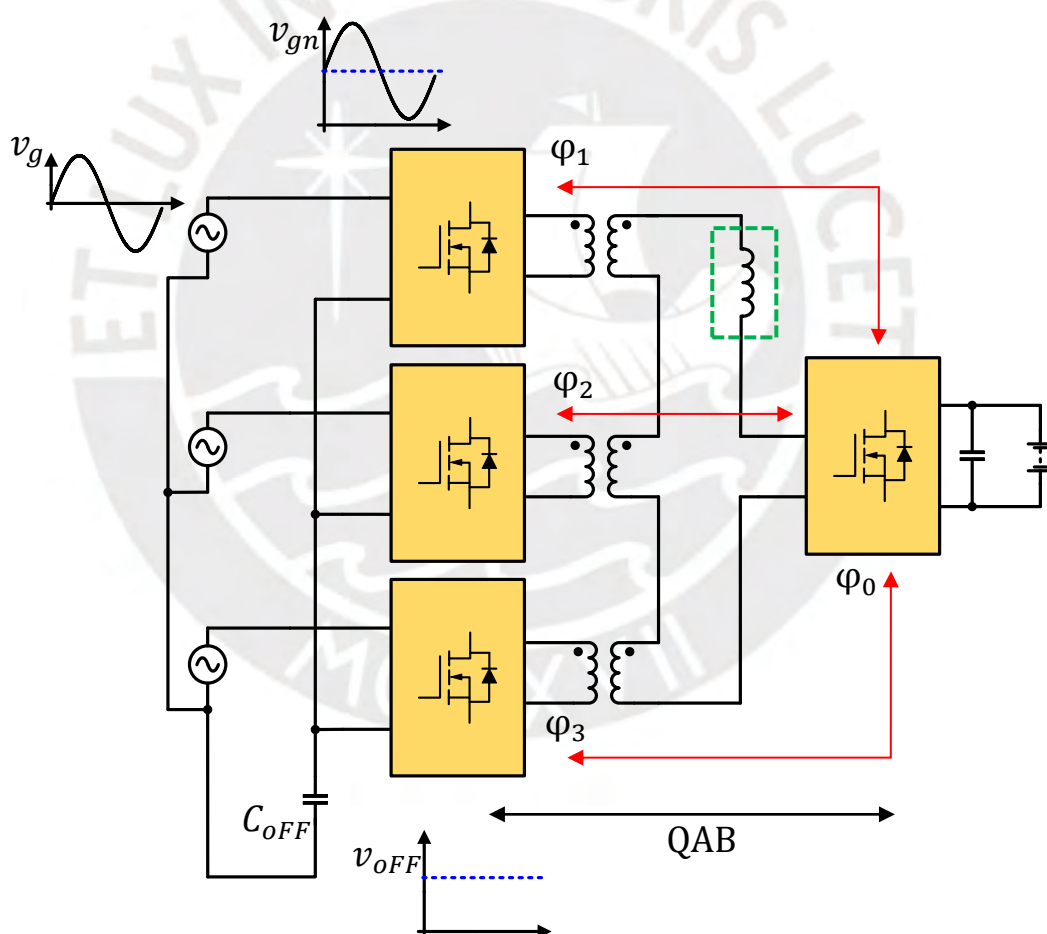
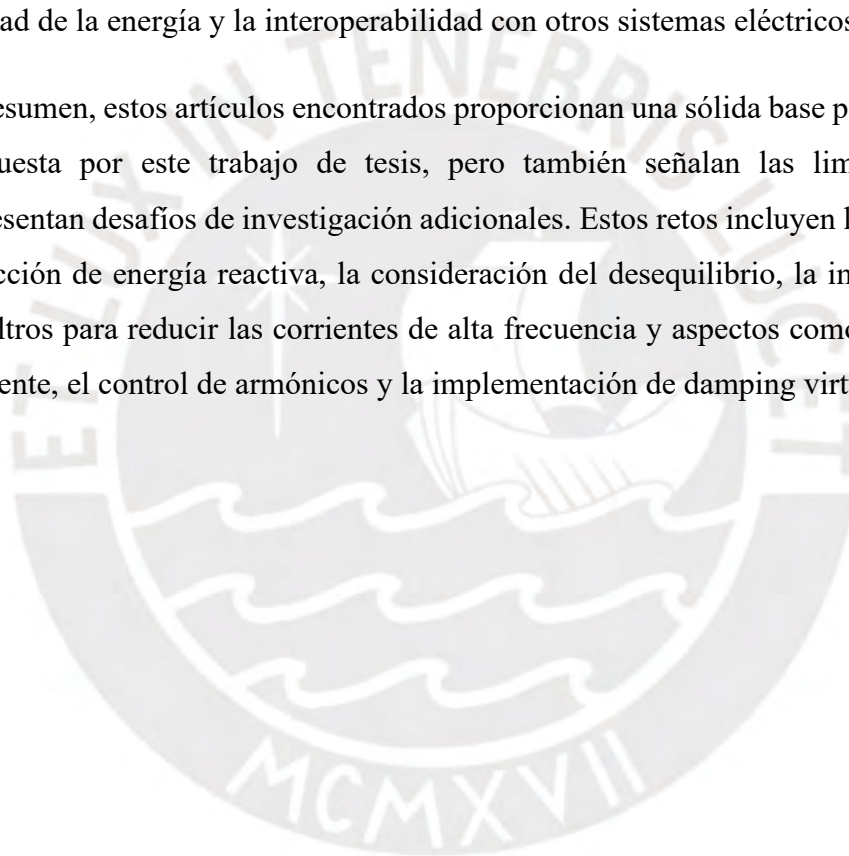


Figura 1.4: Convertidor trifásico QAB de una etapa de conversión con OFFSET con 4 desfasajes.

Es importante destacar que la estrategia de modulación propuesta por el autor tiene ciertas limitaciones, ya que solo es aplicable en la inyección de energía activa. Esto representa una restricción que requiere soluciones adicionales para abordar situaciones que involucran la inyección de energía reactiva. Esta limitación es un desafío que debe ser superado en investigaciones futuras.

Asimismo, es relevante señalar que el estudio no aborda la consideración del desequilibrio en el sistema, lo que puede ser una limitación en aplicaciones del mundo real. Además, no se incorporan filtros de entrada y salida para mitigar las corrientes de alta frecuencia generadas por la modulación de alta frecuencia. Esto podría afectar la calidad de la energía y la interoperabilidad con otros sistemas eléctricos.

En resumen, estos artículos encontrados proporcionan una sólida base para la solución propuesta por este trabajo de tesis, pero también señalan las limitaciones que representan desafíos de investigación adicionales. Estos retos incluyen la gestión de la inyección de energía reactiva, la consideración del desequilibrio, la implementación de filtros para reducir las corrientes de alta frecuencia y aspectos como el control de corriente, el control de armónicos y la implementación de damping virtual.



CAPÍTULO 2

FUNDAMENTO TEORICO

En este capítulo, se brinda los conceptos fundamentales para el desarrollo del presente trabajo de tesis, como son el convertidor DABRS DC/DC, circuitos resonantes, filtros de segundo orden, convertidor DABRS AC/DC monofásico de una sola etapa de conversión, y el convertidor QAB AC/DC trifásico [19]-[27].

2.1 Convertidor DABRS DC/DC

El convertidor DABRS DC/DC este compuesto por dos puentes activos que están unidos entre sí por un tanque resonante como se muestra en la Figura 2.1.

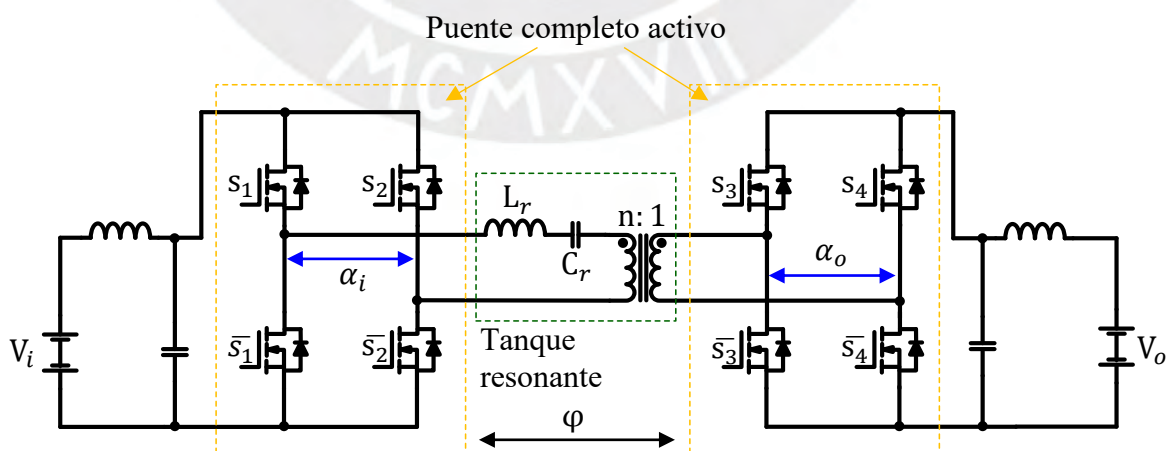


Figura 2.1 : Convertidor DABRS DC/DC.

En la Figura 2.1, cada puente completo activo (AB), tiene sus respectivas señales de comando, s_1 y s_2 son definidas en la expresión (2.1) para la tensión de entrada V_i .

$$\begin{cases} s_1 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_i}{2}\right)\right) \\ s_2 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_i}{2}\right)\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

Y para la tensión de salida V_o , s_3 y s_4 son definidas en la expresión (2.2).

$$\begin{cases} s_3 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_o}{2} - \varphi\right)\right) \\ s_4 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_o}{2} - \varphi\right)\right) \end{cases} \quad (2.2)$$

Donde ω_s , es la frecuencia de resonancia, α_i y α_o , son las razones de trabajo del puente completo de entrada y salida respectivamente, y la función sgn es definida como:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{cuando } x \geq 0 \\ 0, & \text{cuando } x < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Las tensiones moduladas v_{ihf} y v_{ohf} de entrada y salida, respectivamente, son obtenidas por la modulación, y el circuito equivalente en la frecuencia fundamental del convertidor DABRS DC/DC son presentadas en la Figura 2.2. El subíndice 1, en las tensiones moduladas denota la componente fundamental.

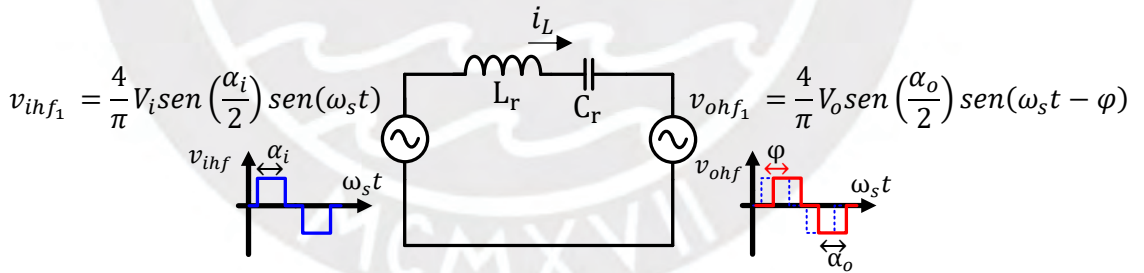


Figura 2.2 : Tensiones moduladas y circuito equivalente del convertidor DABRS DC/DC.

En la Figura 2.2, se calcula la corriente promedio de salida mediante la ecuación (2.4).

$$i_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (n i_L \times m_o) d\omega_s t \quad (2.4)$$

n : índice de transformación.

m_o : modulación por unidad (p.u.) del puente completo de salida.

i_L : corriente de alta frecuencia en el tanque resonante.

Al resolver la ecuación (2.4), se obtiene la expresión para la corriente de salida i_o , representada en la expresión (2.5).

$$i_o = KV_i \text{sen}\left(\frac{\alpha_i}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \text{sen}(\varphi) \quad (2.5)$$

Donde:

$$K = \frac{8n}{\pi^2 Z \left(F - \frac{1}{F}\right)}, \quad Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad F = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (2.6)$$

ω_r : frecuencia de resonancia del tanque resonante.

L_r : inductancia del tanque resonante.

C_r : capacitancia del tanque resonante.

K : ganancia intrínseca del convertidor, que depende del diseño.

En la (2.5), la corriente de salida depende de 3 variables de control, las razones de trabajo (o en inglés duty ratio, DR) α_i , α_o , y el desfase (o en inglés phase-shift, PS) entre los puertos φ . Dependiendo de algunas aplicaciones, los DR son constantes o variables en el tiempo. En consecuencia, si son constantes, la corriente de salida solo dependerá del desfase.

2.2 Circuitos resonantes

Los circuitos resonantes se componen por una resistencia, una bobina y un condensador que se polarizan de corriente alterna para funcionar. Existen diferentes configuraciones, se hace un breve análisis en el circuito resonante serie que se muestra en la Figura 2.3.

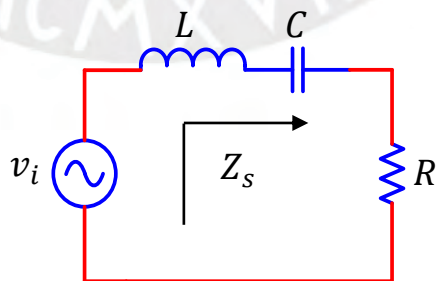


Figura 2.3 : Circuito resonante tipo serie.

Las impedancias asociadas al inductor X_L y capacitor X_C en el circuito resonante tipo serie que se muestra en la Figura 2.3, son expresadas en las siguientes ecuaciones:

$$X_C(\omega) = -j/\omega_s C \quad (2.7)$$

$$X_L(\omega) = j\omega_s L \quad (2.8)$$

ω_s : frecuencia de trabajo o conmutación del circuito resonante serie.

L : inductancia del circuito resonante serie.

C : capacitancia del circuito resonante serie.

Y, además, la frecuencia de resonancia ω_r se expresa como:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

El factor de calidad Q , es un parámetro que permite medir la relación entre la energía reactiva que almacena y la energía que disipa durante un ciclo completo de la señal, se expresa en la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{Z}{R}; \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.10)$$

En la Figura 2.4, se muestra la magnitud Z_s , que es la impedancia equivalente del circuito resonante en función de la frecuencia y el factor de calidad Q , manteniendo R constante. Se observa que Z_s es una resistencia pura igual a R cuando $\omega_s = \omega_r$ y es muy sensible a la desviación de frecuencia de ω_r con valores mayores de Q , es decir un filtro pasabanda muy selectivo

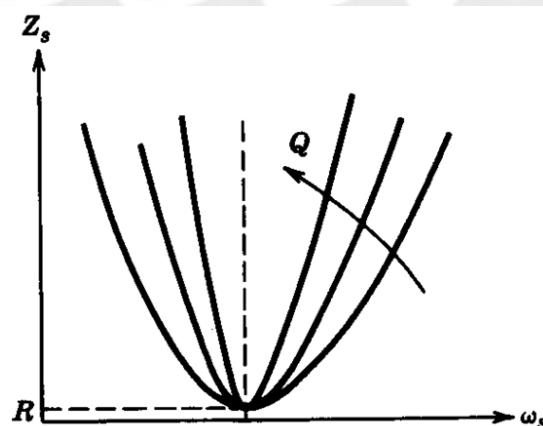


Figura 2.4 : Características en frecuencia de un circuito resonante serie – magnitud.

La Figura 2.5 muestra el ángulo de fase de la corriente $\theta = (\theta_i - \theta_v)$ como función de la frecuencia, donde θ_i es la fase de la corriente y θ_v es la fase del voltaje. Entonces, cuando la corriente fluye a frecuencias inferiores a ω_r ($\omega_s < \omega_r$), la impedancia del

condensador predomina sobre la impedancia del inductor. Y con frecuencias superiores a ω_r ($\omega_s > \omega_r$), la impedancia del inductor predomina sobre la impedancia del capacitor y el voltaje se retrasa respecto a la corriente, y el ángulo de fase a la corriente θ se aproxima a -90° .

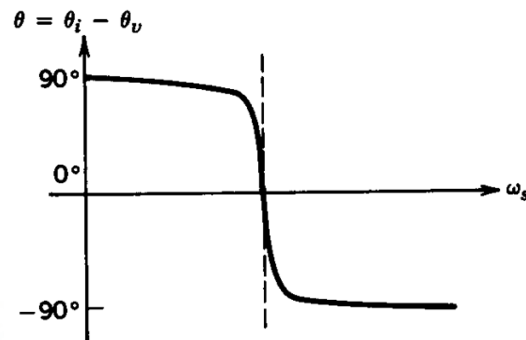


Figura 2.5 : Características en frecuencia de un circuito resonante serie – fase.

Los circuitos resonantes tipo serie presentan grandes beneficios al ser conectados a un puente completo de potencia, reduce las pérdidas por conmutación mediante mecanismos conocidos como ZCS (conmutación por corriente cero) y ZVS (conmutación por tensión cero), por lo que son considerados convertidores de conmutación suave. Esto permite elevar la frecuencia de conmutación dependiendo también de la tecnología a usarse en el MOSFET, sea de silicio (Si), silicio carbono (SiC) o nitruro de Galio (GaN).

Esta explicación, permite entender por qué en el tanque equivalente mostrado en la Figura 2.2 se considera solo la frecuencia fundamental (en consecuencia, el factor de calidad Q debe ser grande, mayor a 2.5) y para presentar conmutación suave, la corriente del tanque debe ser ligeramente inductiva, es decir $\omega_s > \omega_r$ (en consecuencia, $F = 1.1$).

2.3 Filtros de segundo orden

Los filtros de segundo orden básicamente están conformados por un inductor y capacitor. En los convertidos electrónicos, como el mostrado en la Figura 2.1, sirven para filtrar la corriente en reversa de alta frecuencia dirigida a la fuente de alimentación, que se muestra en la Figura 2.6.

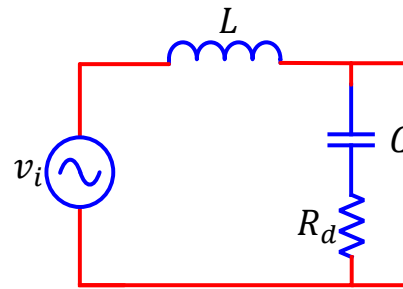


Figura 2.6 : Filtro de segundo orden LC.

La rama en paralelo del capacitor filtra la alta frecuencia proveniente del puente completo, en ese sentido se protege la fuente de alimentación. En la Figura 2.6, note la resistencia R_d , conocida como resistencia de amortiguamiento o dumping en inglés, se utiliza para reducir la excesiva ganancia en la frecuencia de resonancia, que perjudica la dinámica de la corriente en el puerto, sea en continua o baja frecuencia [13]. Sin embargo, su adición implica pérdidas al convertidor, entonces prescindir su uso es primordial si se busca obtener una alta eficiencia en los convertidores.

2.4 Convertidor DABRS AC/DC monofásico de una sola etapa de conversión

El convertidor DABRS AC/DC monofásico de una sola etapa de conversión puede ser con rectificador síncrono unido a un convertidor DABRS DC/DC como se muestra en la Figura 2.7.

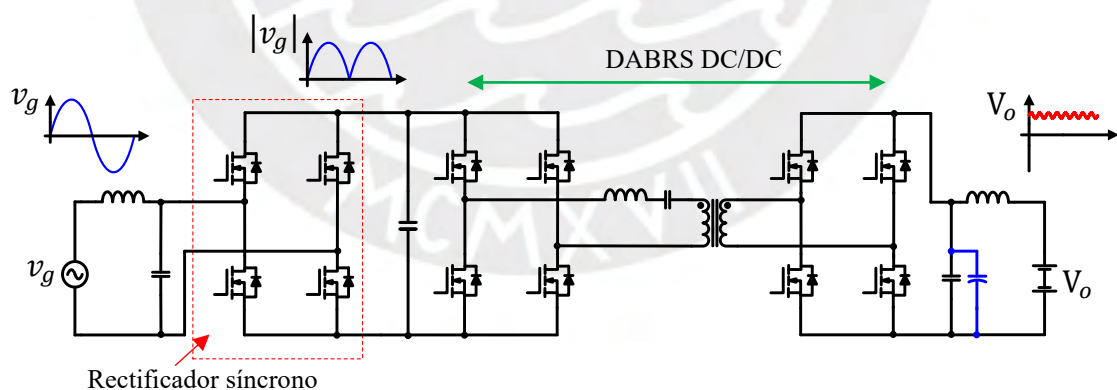


Figura 2.7 : Convertidor DABRS AC/DC monofásico con rectificador síncrono.

La función del rectificador síncrono es rectificar la fuente AC de la entrada definida por la ecuación (2.11), donde V_m es la tensión máxima y ω_g es la frecuencia de la red eléctrica.

$$v_g = V_m \text{sen}(\omega_g t) \quad (2.11)$$

Entonces $|v_g|$, es la entrada de tensión para el convertidor DABRS DC/DC explicado anteriormente, que varía en el tiempo, por lo tanto, el DR conectado al lado AC, es variante en el tiempo definida en la expresión (2.12).

$$\frac{\alpha_i}{2} = \omega_g t \quad (2.12)$$

Entonces, reemplazando la ecuación (2.12) en (2.5), se obtiene:

$$i_o = KV_m \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \text{sen}(\varphi) \left(\frac{1 - \cos(2\omega_g t)}{2}\right) \quad (2.13)$$

En la ecuación (2.13), note una componente al doble de la frecuencia de red, que es la ondulación de baja frecuencia, un problema muy conocido en los convertidores monofásicos, una manera fácil y rápida de compensar su presencia es adicionar un gran capacitor electrolítico en paralelo al capacitor del filtro de salida de la tensión DC (se muestra en color azul en la Figura 2.7), entonces se obtiene:

$$i_o = K \frac{V_m}{2} \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \text{sen}(\varphi) \quad (2.14)$$

En conclusión, cuando se use un rectificador síncrono la tensión equivalente se reduce a la mitad con un DR de 50%, si α_o es constante, la corriente es controlada solo por el desfase φ .

Además, el convertidor DABRS AC/DC monofásico de una sola etapa de conversión puede ser un cicloconvertidor en serie a un tanque resonante conectado a un puente completo como se muestra en la Figura 2.8.

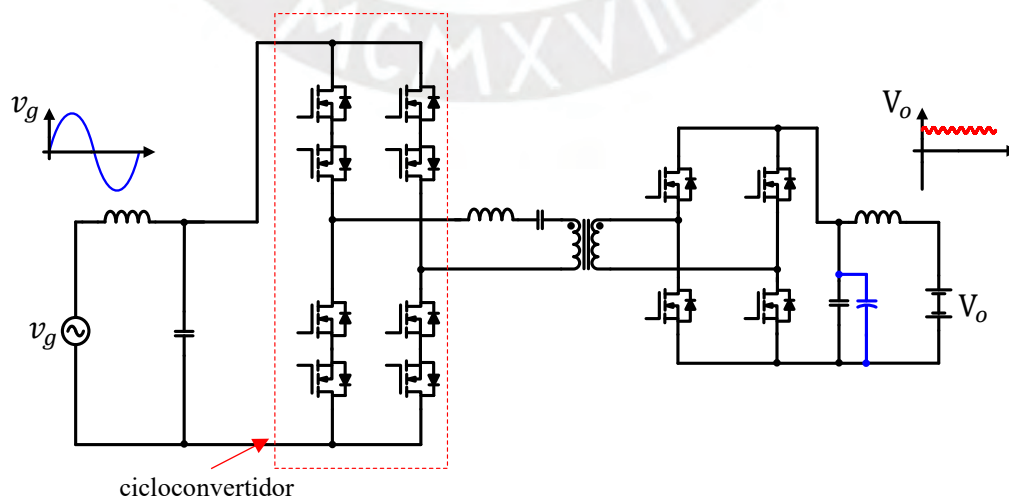


Figura 2.8 : Convertidor DABRS AC/DC monofásico con cicloconvertidor.

A diferencia del caso anterior, donde se usa conmutadores unipolares, al trabajar con conmutadores bipolares, no es necesario usar un rectificador síncrono previamente, ahora es posible modular en alta frecuencia la red monofásica.

La estrategia de modulación es similar al caso anterior, excepto que el DR en el puerto de la batería es usado, para compensar las variaciones de la red monofásica expresada en la ecuación (2.15).

$$\frac{\alpha_o}{2} = \omega_g t \quad (2.15)$$

Entonces al reemplazar la ecuación (2.15) en (2.5), se obtiene:

$$i_o = KV_m \text{sen}\left(\frac{\alpha_i}{2}\right) \text{sen}(\varphi) \left(\frac{1 - \cos(2\omega_g t)}{2}\right) \quad (2.16)$$

Similar al caso anterior, el capacitor electrolítico compensa la ondulación en baja frecuencia, entonces se tiene:

$$i_o = K \frac{V_m}{2} \text{sen}\left(\frac{\alpha_i}{2}\right) \text{sen}(\varphi) \quad (2.17)$$

En conclusión, sea cualquier caso la estrategia de modulación, la tensión equivalente se reduce a la mitad, por medio del DR en el lado AC o DC.

2.5 Convertidor QAB AC/DC trifásico

Un convertidor QAB son cuatro puentes activos conectados entre sí en alguna configuración posible, para el caso de un QAB AC/DC trifásico 3 están unidos a la red trifásica con offset y uno a la tensión DC, como es mostrada en la Figura 2.9.

En la Figura 2.9, note que cada puente completo activo tiene sus respectivas señales de comando, que son definidas en la expresión (2.18) para la tensión de entrada v_a .

$$\begin{cases} s_1 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_a}{2} - \varphi_a\right)\right) \\ s_2 = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_a}{2} - \varphi_a\right)\right) \end{cases} \quad (2.18)$$

En la (2.22) para la tensión de entrada v_b .

$$\begin{cases} s_3 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_b}{2} - \varphi_b\right)\right) \\ s_4 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_b}{2} - \varphi_b\right)\right) \end{cases} \quad (2.19)$$

En la (2.23) para la tensión de entrada v_c .

$$\begin{cases} s_3 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_c}{2} - \varphi_c\right)\right) \\ s_4 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_c}{2} - \varphi_c\right)\right) \end{cases} \quad (2.20)$$

Y finalmente en la (2.24) para la tensión de salida V_o .

$$\begin{cases} s_3 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_o}{2} - \varphi_o\right)\right) \\ s_4 = \operatorname{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_o}{2} - \varphi_o\right)\right) \end{cases} \quad (2.21)$$

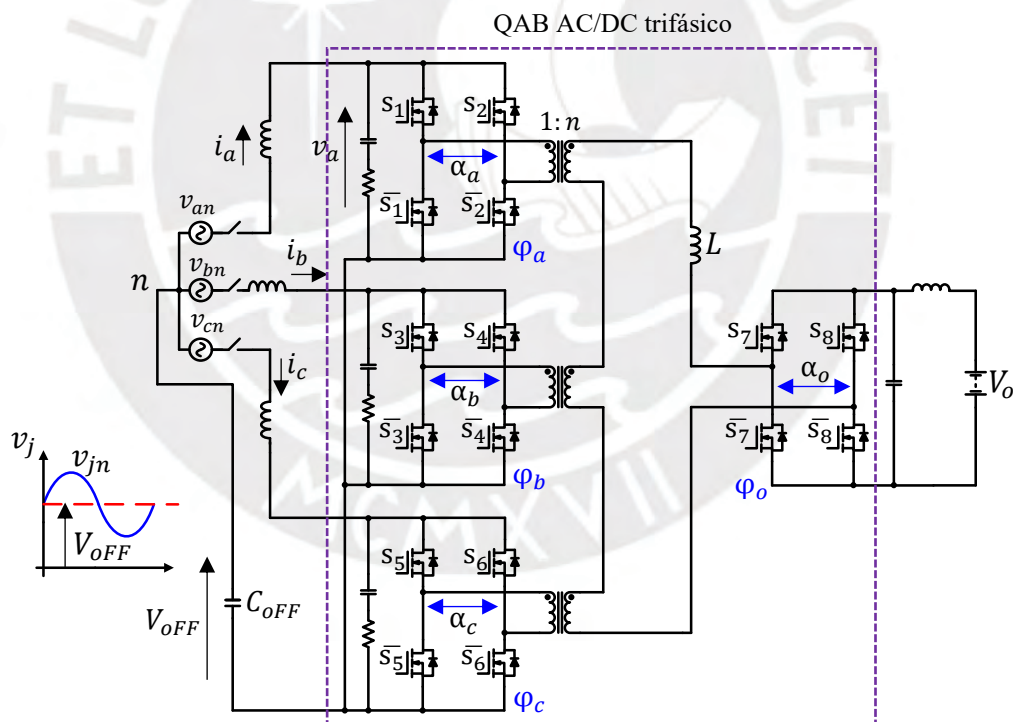


Figura 2.9 : Convertidor QAB AC/DC trifásico con solo inductor.

Entonces, el circuito equivalente en la frecuencia fundamental del convertidor QAB AC/DC con inductor son presentadas en la Figura 2.10, para un análisis simple.

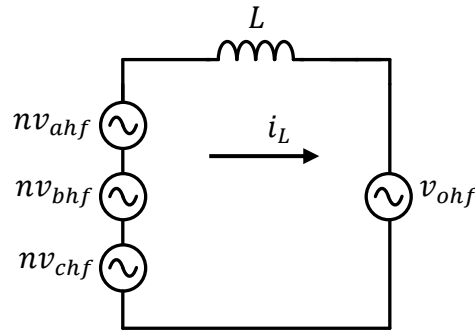


Figura 2.10 : Circuito equivalente del convertidor QAB AC/DC con inductor.

Si se usa la ecuación (2.4) en cada puerto de la red trifásica (ver **ANEXO A**), se obtiene:

$$\begin{cases} i_a = K_L x_a \begin{bmatrix} n(v_b x_b \text{sen}(\varphi_a - \varphi_b) + v_c x_c \text{sen}(\varphi_a - \varphi_c)) \\ -V_o x_o \text{sen}(\varphi_a - \varphi_o) \end{bmatrix} \\ i_b = K_L x_b \begin{bmatrix} n(v_a x_a \text{sen}(\varphi_b - \varphi_a) + v_c x_c \text{sen}(\varphi_b - \varphi_c)) \\ -V_o x_o \text{sen}(\varphi_b - \varphi_o) \end{bmatrix} \\ i_c = K_L x_c \begin{bmatrix} n(v_a x_a \text{sen}(\varphi_c - \varphi_a) + v_b x_b \text{sen}(\varphi_c - \varphi_b)) \\ -V_o x_o \text{sen}(\varphi_c - \varphi_o) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.22)$$

Donde:

$$K_L = \frac{8n}{\pi^2 \omega_s L}, x_a = \text{sen}\left(\frac{\alpha_a}{2}\right), x_b = \text{sen}\left(\frac{\alpha_b}{2}\right), x_c = \text{sen}\left(\frac{\alpha_c}{2}\right), x_o = \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \quad (2.23)$$

K_L : ganancia intrínseca del convertidor QAB, que depende del diseño.

Además, se conoce que las corrientes trifásicas balanceadas son:

$$\begin{cases} i_a = I_m \text{sen}(\omega_s t) \\ i_b = I_m \text{sen}\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_m \text{sen}\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.24)$$

Al compararse, las expresiones (2.24) con (2.22), el análisis resulta ser altamente no lineal donde las corrientes dependen de $x_a, x_b, x_c, v_a, v_b, v_c, \varphi_a, \varphi_b, \varphi_c, x_o, V_o$ y φ_o por ende la modulación es altamente compleja. Por lo tanto, una estrategia de modulación más sencilla es vital para reducir el costo computacional y hacer el convertidor QAB AC/DC trifásico competitivo con respecto a estructuras clásicas, una solución de una modulación sencilla será propuesta en este trabajo de tesis en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 3

CONVERTIDOR DE UNA SOLA ETAPA DE CONVERSION QABRS AC-DC CON OFFSET EN LAZO ABIERTO

En este capítulo, se analiza un convertidor QABRS AC-DC trifásico de una sola etapa de conversión con offset en lazo abierto que se muestra en Figura 3.1. El principio de funcionamiento de este convertidor se analiza mediante el análisis fasorial en el circuito equivalente simplificado. Las tensiones moduladas presentes, se describen mediante series de Fourier para su análisis. Finalmente, se diseña un prototipo del convertidor QABRS AC-DC trifásico de una sola etapa de conversión con offset en lazo abierto de 2KW, que se valida previamente mediante PSIM, y posteriormente se realiza pruebas experimentales.

El convertidor de la Figura 3.1, está conformado por:

- Tres puentes completos que modulan la red trifásica con offset (lado AC).
- Un capacitor conectado la neutro para controlar la tensión del offset.
- Tres transformadores de alta frecuencia conectados en el secundario en serie al tanque resonante.
- Un puente completo que modula la tensión de la batería (lado DC).

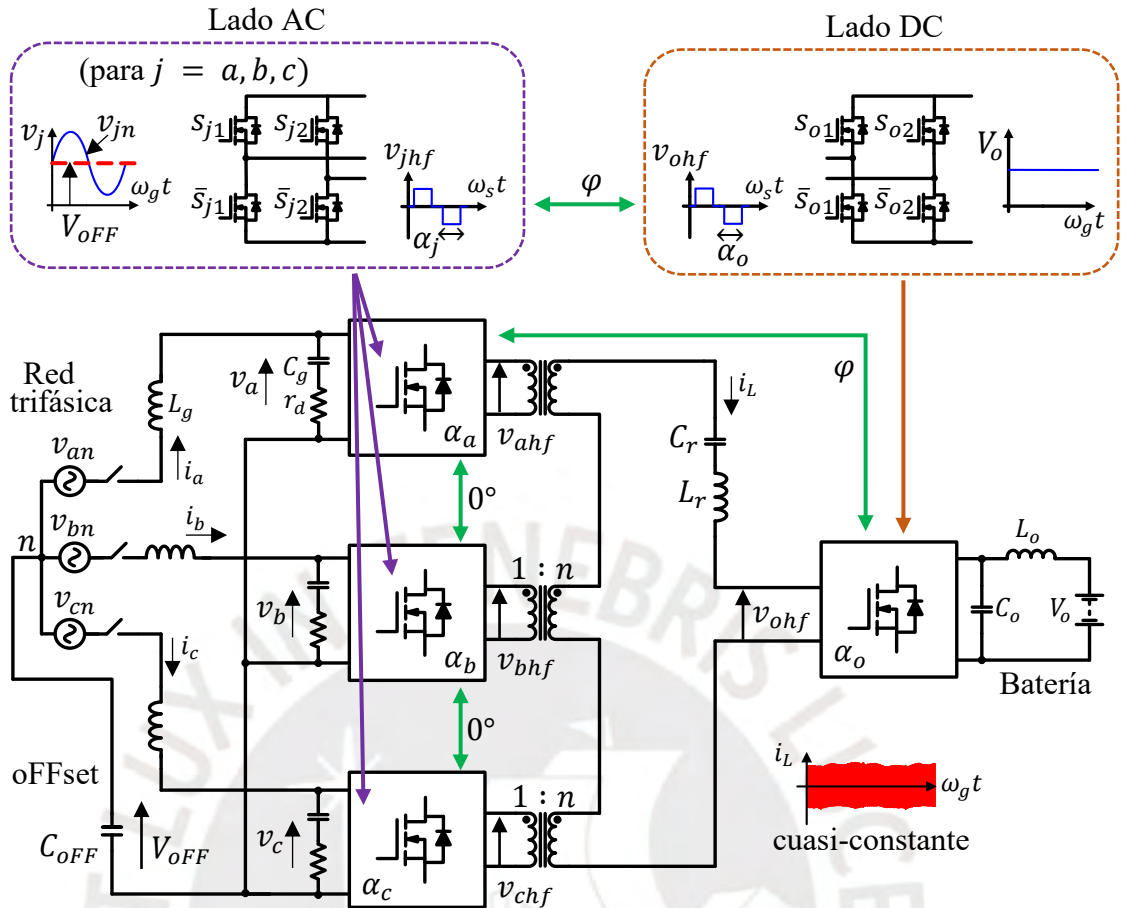


Figura 3.1 : Convertidor QABRS AC-DC trifásico de una sola etapa de conversión con oFFset.

Las entradas de tensión en el QABRS, en el lado AC están dadas por:

$$v_j = V_{oFF} + v_{jn} \text{ para } j = a, b \text{ y } c \quad (3.1)$$

Donde:

$$\begin{cases} v_{an} = V_m \text{sen}(\omega_g t) \\ v_{bn} = V_m \text{sen}\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cn} = V_m \text{sen}\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.2)$$

Mientras las corrientes de red para una inyección θ de energía reactiva, son dados por:

$$\begin{cases} i_a = I_m \text{sen}(\omega_g t - \theta) \\ i_b = I_m \text{sen}\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ i_c = I_m \text{sen}\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \end{cases} \quad (3.3)$$

Donde V_m y I_m , son la amplitud máxima de la tensión de red y corriente de red respectivamente y ω_g es la frecuencia de red. Mientras V_{OFF} , es la tensión del offset controlada en el capacitor C_{OFF} , donde se debe cumplir que $V_{OFF} > V_m$ para garantizar las tensiones de entrada v_j en el QABRS en un solo cuadrante (positivas en este caso).

La modulación propuesta en el lado AC, está dada por el control de 3 duty ratios (DRs) variantes en el tiempo que compensan las no linealidades en cada fase (α_a, α_b y α_c) que se evidencio en el convertidor QABRS sin offset previamente, un desfase φ que controla el flujo de potencia entre los puertos y finalmente un DR constante en la batería que compensa las caídas de tensión por aplicar un control de potencia reactiva en el convertidor dada por α_o .

Lado AC:

$$\begin{cases} s_{i1} = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_i}{2}\right)\right) \\ s_{i2} = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_i}{2}\right)\right) \end{cases} \text{ para } i = a, b \text{ y } c \quad (3.4)$$

Lado DC:

$$\begin{cases} s_{o1} = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t - \frac{\alpha_o}{2} - \varphi\right)\right) \\ s_{o2} = \text{sgn}\left(\cos\left(\omega_s t + \frac{\alpha_o}{2} - \varphi\right)\right) \end{cases} \quad (3.5)$$

Donde ω_s es la frecuencia de resonancia y la función sgn fue dada en la expresión (2.3).

Las tensiones moduladas son mostradas en la Figura 3.2:

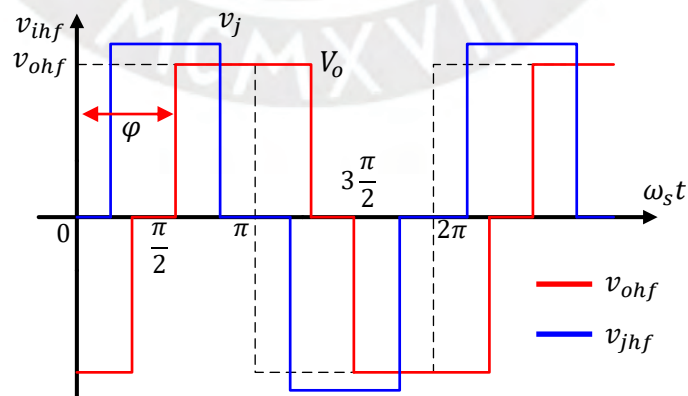


Figura 3.2 : Tensiones moduladas en el QABRS.

3.1 Análisis de Fourier de las tensiones moduladas

En este apartado, se calculan las series de Fourier de las señales de disparo, que son dadas por la estrategia de modulación propuesta en las expresiones (3.4) y (3.5), que modulan las diferentes tensiones en el QABRS, que son mostradas en la Figura 3.2, para el análisis fasorial del filtro resonante.

Las señales de Figura 3.2, son representada por su serie de Fourier como:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \sin(k\omega_s t)] \quad (3.6)$$

Donde, los cálculos de los parámetros de la serie de Fourier se calculan en el **ANEXO B**:

$$a_0 = 0; \quad a_k = 0$$

$$b_k = \frac{4A}{k\pi} \cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right), \quad \forall k \text{ impar}$$

Donde, A es la amplitud, k es el subíndice que indica el armónico, y α es el DR.

Entonces, en el QABRS sin offset, las tensiones presentadas en la Figura 3.2 tienen las siguientes series de Fourier:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{jhf} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4v_j}{(2k-1)\pi} \cos\left((2k-1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_j}{2}\right)\right) \sin((2k-1)\omega_s t) \\ v_{ohf} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4V_o}{(2k-1)\pi} \cos\left((2k-1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_o}{2}\right)\right) \sin((2k-1)(\omega_s t - \varphi)) \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Al estar conectado ambas tensiones moduladas a un tanque resonante, vista en la Figura 3.1, este se comporta como filtro banda como se vio en el capítulo 2, en consecuencia, solo las componentes fundamentales (ω_s) son analizadas.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{jhf_1} = \frac{4v_j}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_j}{2}\right) \sin(\omega_s t), \text{ para } j = a, b \text{ y } c \\ v_{ohf_1} = \frac{4V_o}{\pi} \sin\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \sin(\omega_s t - \varphi) \end{array} \right. \quad (3.8)$$

3.2 Análisis del filtro resonante

En esta sección, se analiza el filtro resonante mediante el circuito equivalente reflejado al secundario (donde se encuentra el tanque resonante), vista en la Figura 3.3.

3.2.1 Cálculo de la corriente de resonancia

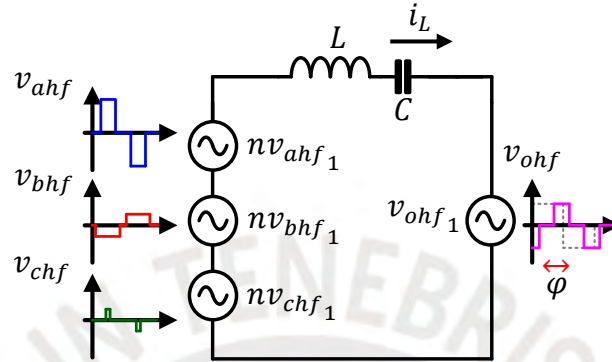


Figura 3.3 : Circuito equivalente del convertidor QABRS.

La corriente en el tanque resonante i_L , se expresa en la ecuación (3.9), que se obtiene al desarrollar Kirchoff sobre el circuito equivalente, que se muestra en la Figura 3.3.

$$i_L = \frac{n \frac{4}{\pi} (v_a \operatorname{sen}(\frac{\alpha_a}{2}) + v_b \operatorname{sen}(\frac{\alpha_b}{2}) + v_c \operatorname{sen}(\frac{\alpha_c}{2})) - (\frac{4}{\pi} V_o \operatorname{sen}(\frac{\alpha_o}{2}) e^{-j\varphi})}{z e^{j\frac{\pi}{2}}} \quad (3.9)$$

Donde:

$$z = \omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r}$$

Sea:

$$v_{eq_1} = v_a \operatorname{sen}(\frac{\alpha_a}{2}) + v_b \operatorname{sen}(\frac{\alpha_b}{2}) + v_c \operatorname{sen}(\frac{\alpha_c}{2}) \quad (3.10)$$

3.2.2 Estrategia de modulación propuesta

Si se usa la ecuación (2.4) en cada puerto de la red trifásica del QABRS (ver ANEXO C), se obtiene:

$$\begin{cases} i_a = [KV_o \operatorname{sen}(\frac{\alpha_o}{2}) \operatorname{sen}(\varphi)] \operatorname{sen}(\frac{\alpha_a}{2}) \\ i_b = [KV_o \operatorname{sen}(\frac{\alpha_o}{2}) \operatorname{sen}(\varphi)] \operatorname{sen}(\frac{\alpha_b}{2}) \\ i_c = [KV_o \operatorname{sen}(\frac{\alpha_o}{2}) \operatorname{sen}(\varphi)] \operatorname{sen}(\frac{\alpha_c}{2}) \end{cases} \quad (3.11)$$

Donde, K fue introducido en la expresión (2.6), para el convertidor DABRS DC/DC descrito en el capítulo 2.

Al comparar la ecuación (3.11) con la ecuación (3.3), la amplitud máxima de la red trifásica I_m es controlada mediante la ecuación (3.12).

$$I_m = KV_o \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right) \operatorname{sen}(\varphi) \quad (3.12)$$

Donde K es la constante propia del diseño del convertidor, V_o es la tensión de la batería, que es constante, $\frac{\alpha_o}{2}$ es el DR en el puerto de la batería, que es constante, y finalmente φ es la única variable, que controla el intercambio el flujo de potencia entre los puertos, por ende, es lógico que controle la amplitud máxima.

Además, la forma de la corriente trifásica es controlada por los DR variantes en el tiempo α_a , α_b y α_c , como se muestran en la ecuación (3.13).

$$\begin{cases} \frac{\alpha_a}{2} = \omega_g t - \theta \\ \frac{\alpha_b}{2} = \omega_g t - \frac{2\pi}{3} - \theta \\ \frac{\alpha_c}{2} = \omega_g t + \frac{2\pi}{3} - \theta \end{cases} \quad (3.13)$$

Entonces, la ecuación (3.10) es calculada usando la ecuación (3.13), y resulta:

$$v_{eq1} = [V_{DC} + V_{\omega_g} + V_{2\omega_g}] \quad (3.14)$$

Donde:

$$V_{DC} = \frac{3}{2} V_m \cos(\theta)$$

$$V_{\omega_g} = V_{OFF} \left[\operatorname{sen}(\omega_g t - \theta) + \operatorname{sen}\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \operatorname{sen}\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \right] = 0$$

$$V_{2\omega_g} = -\frac{V_m}{2} \left[\cos(2\omega_g t - \theta) + \cos\left(2\omega_g t - \frac{4\pi}{3} - \theta\right) + \cos\left(2\omega_g t + \frac{4\pi}{3} - \theta\right) \right] = 0$$

En la Figura 3.4, el lado AC del convertidor QABRS DC/AC trifásico es equivalente a un puerto DC con tensión igual a V_{DC} con un DR del 50%

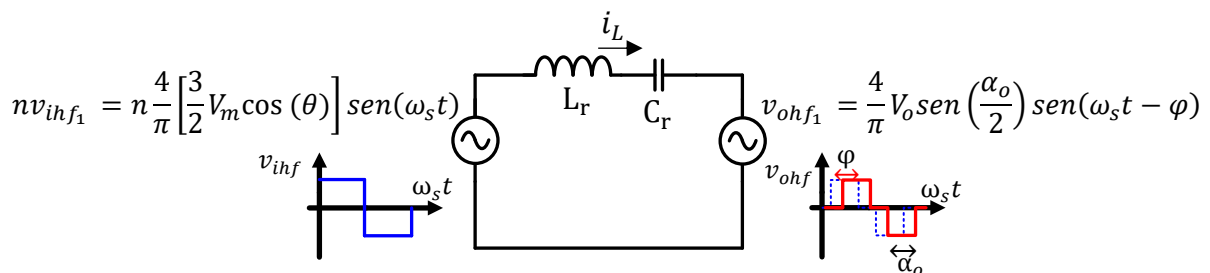


Figura 3.4 : Circuito equivalente del convertidor QABRS en DABRS.

En la Figura 3.4, i_L se recalcula y se expresa en la ecuación (3.15).

$$i_L = \frac{n \frac{4}{\pi} \left(\frac{3}{2} V_m \cos(\theta) \right) - \left(\frac{4}{\pi} V_o \sin \left(\frac{\alpha_o}{2} \right) e^{-j\varphi} \right)}{z e^{j\frac{\pi}{2}}} \quad (3.15)$$

Para garantizar una corriente mínima en i_L , cuando el desfase es mínimo ($\varphi \approx 0$), es decir el flujo de potencia solo se controla por el desfase φ en operación, entonces el índice de transformación n debe ser:

$$n = \frac{V_o \sin \left(\frac{\alpha_o}{2} \right)}{\frac{3}{2} V_m \cos(\theta)} \quad (3.16)$$

En la (3.16), el DR α_o debe compensar la variación de tensión en el puerto AC, debido a la inyección de reactiva θ , que se expresa en la ecuación (3.17).

$$\frac{\alpha_o}{2} = \frac{\pi}{2} - |\theta| \quad (3.17)$$

3.2.3 Cálculo de la potencia de entrada

La estrategia de modulación propuesta simplifica el QABRS en un simple convertidor DABRS, entonces la potencia es expresa en la ecuación (3.18).

$$P = K \left[\frac{3}{2} V_m \cos(\theta) \right] V_o \sin \left(\frac{\alpha_o}{2} \right) \sin(\varphi) \quad (3.18)$$

3.2.4 Cálculo del desfase

El desfase se calcula mediante la ecuación (3.12) o (3.18), entonces φ se muestra en la expresión (3.19).

$$\varphi = \text{asen} \left(\frac{I_m}{K V_o \sin \left(\frac{\alpha_o}{2} \right)} \right) \quad (3.19)$$

3.3 Diseño del convertidor QABRS AC-DC trifásico con OFFSET en lazo abierto

Los parámetros de diseño del convertidor QABRS DC/AC trifásico, son los siguientes:

$$v_{jn} = 220 \text{ V RMS @60 Hz}$$

$$f_s = 120 \text{ kHz}$$

$$V_o = 400 \text{ V}$$

$$P = 2000 \text{ W}$$

$$V_{oFF} = 350 \text{ V}$$

Entonces la relación de transformación n , se calcula como:

$$n = \frac{V_o}{\frac{3}{2}V_m} = \frac{400}{\frac{3(220\sqrt{2})}{2}} \cong 0.8571$$

Además, el modelo del convertidor QABRS AC-DC es equivalente a un convertidor DABRS con la estrategia de modulación propuesta (ver Figura 3.4); por ende, se puede diseñar como un DABRS DC-DC [22][24]. Con los parámetros de diseño preliminares dados (tensiones, frecuencia y potencia) y mediante el script de Matlab (ver ANEXO D), se obtienen los parámetros de la Tabla. 3.1.

Item	Valor	Item	Valor
Inductor resonante (L_r)	390 μH	Inductor y capacitor AC del filtro de entrada (L_g, C_g)	200 μH , 1.2 μF
Capacitor resonante (C_r)	5.5 nF	Inductor y capacitor DC del filtro de salida (L_o, C_o)	300 μH , 15 μF
Voltaje de la batería (V_o)	400 V	Resistencia damping (r_d)	1.1 Ω
Voltaje de la red (v_{jn})	220 V RMS, 60 Hz	Voltaje del offset (V_{oFF})	350 V
Potencia nominal (P)	2000 W	Capacitor del offset (C_{oFF})	22 μH
Frecuencia de conmutación (f_s)	120 kHz	Factor de calidad (Q)	Q = 4
Relación de transformación ($n:1$)	1:0.8571	Relación de frecuencia (F)	F = 1.1

Tabla 3.1 : Parámetros del convertidor QABRS AC/DC trifásico con oFFset

3.4 Implementación del convertidor QABRS AC-DC trifásico con OFFSET

Una vez diseñado el convertidor, se realizan las tarjetas PCB, que son desarrolladas por bloques en la parte de potencia mostradas en la Figura 3.5.

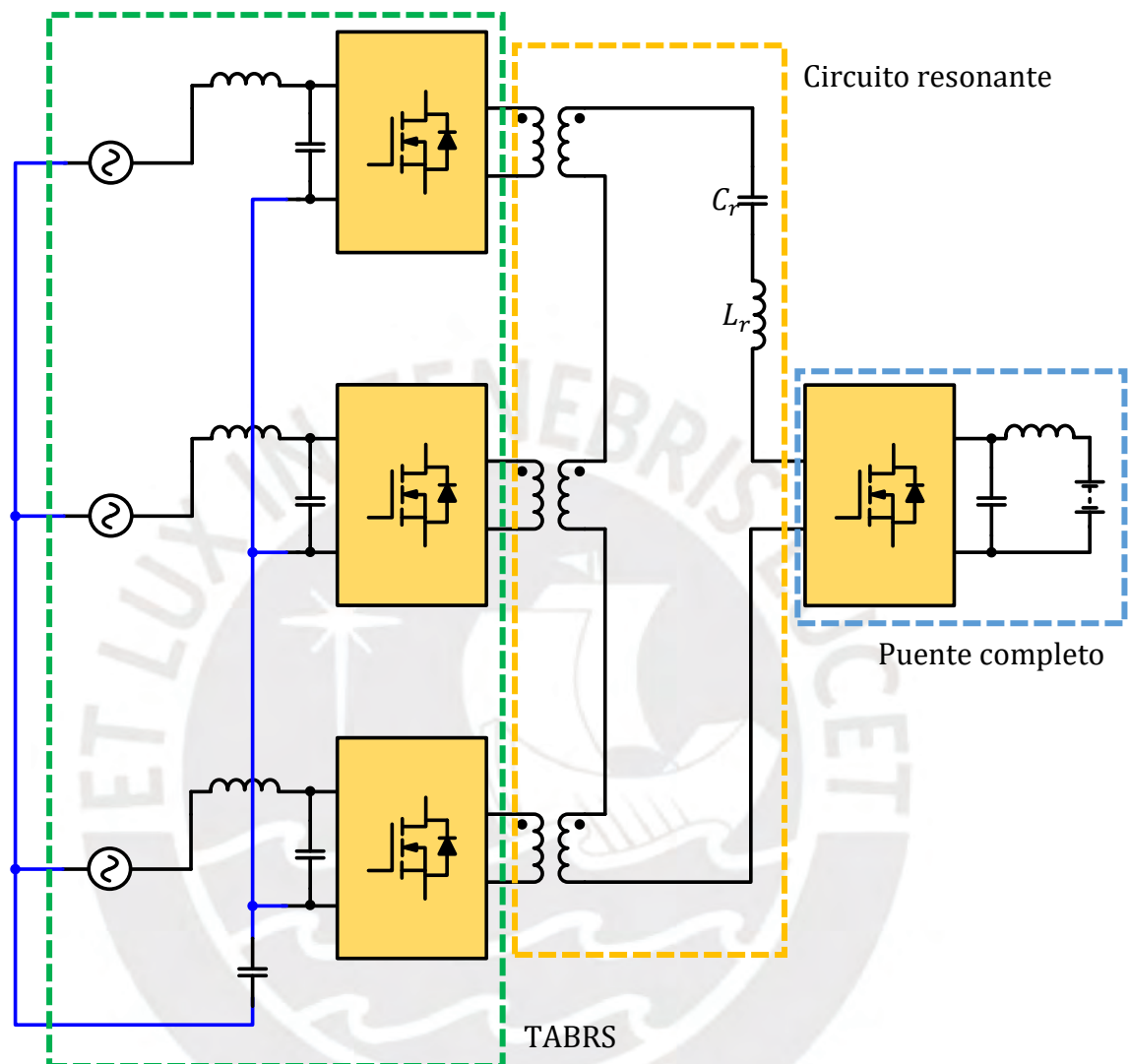


Figura 3.5 : Esquema de bloques del convertidor QABRS diseñado en Altium.

Las tarjetas impresas son:

- Puente completo conectado al lado de la batería (color azul).
- Puente completo conectado al sistema trifásico con offset (color verde).
- Tanque resonante (color amarillo).
- Drivers
- Tarjetas de sensores de corriente y tensión
- Tarjetas de instrumentación
- Tarjeta de Control FPGA

En el ANEXO E, se detallan las tarjetas impresas y su imagen 3D para cada módulo mencionado, en la Figura 3.6 se presenta el ensamble final 3D de todos los módulos y en la Figura 3.7 el ensamble físico del convertidor QABRS AC-DC trifásico con offset.

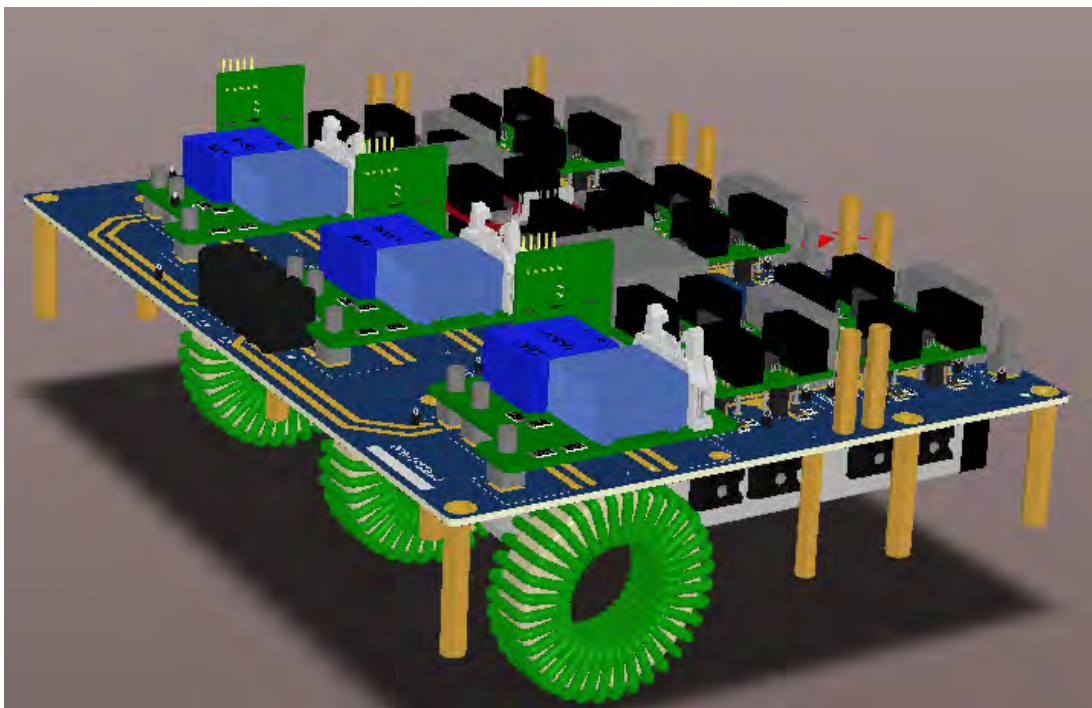


Figura 3.6 : Ensamble final 3D del convertidor QABRS AC-DC trifásico con offset.

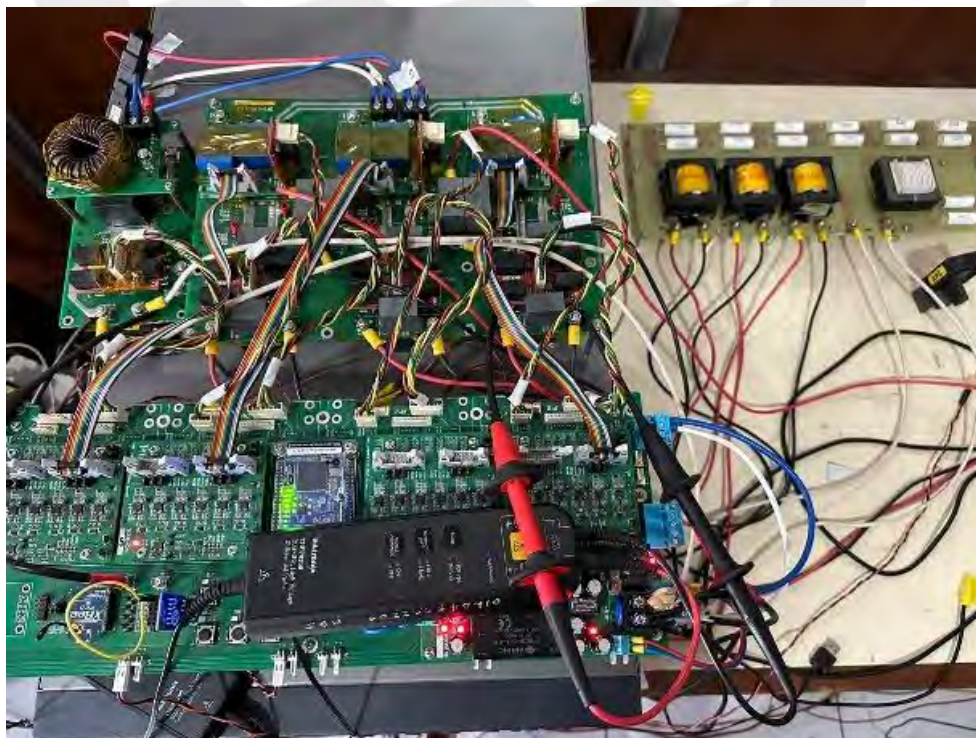


Figura 3.7 : Ensamble físico del convertidor QABRS AC-DC trifásico con offset.

3.5 Validación y simulación en PSIM

Mediante el software PSIM, se valida la estrategia de modulación propuesta para el convertidor QABRS AC-DC trifásico con oFFset para una potencia de 2 kW. En la Figura 3.8 se muestra las tensiones de entrada del convertidor, que fueron descritas en la expresión (3.1).

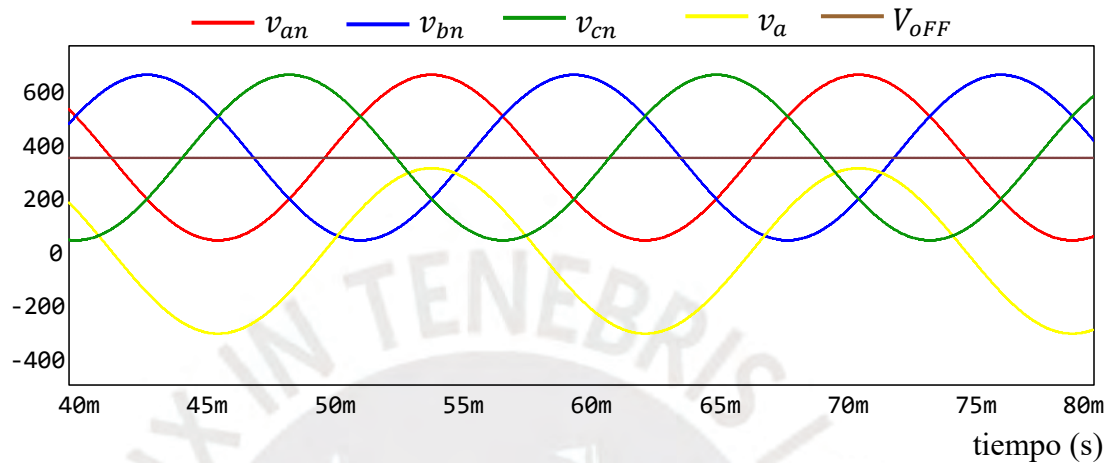


Figura 3.8 : Tensiones de entrada del convertidor QABRS AC-DC trifásico con oFFset

Las corrientes trifásicas son mostradas en la Figura 3.9 y Figura 3.10 para el flujo G2V y V2G, respectivamente, donde $\theta = 0^\circ$ (inyección reactiva nula, es decir solo activa)

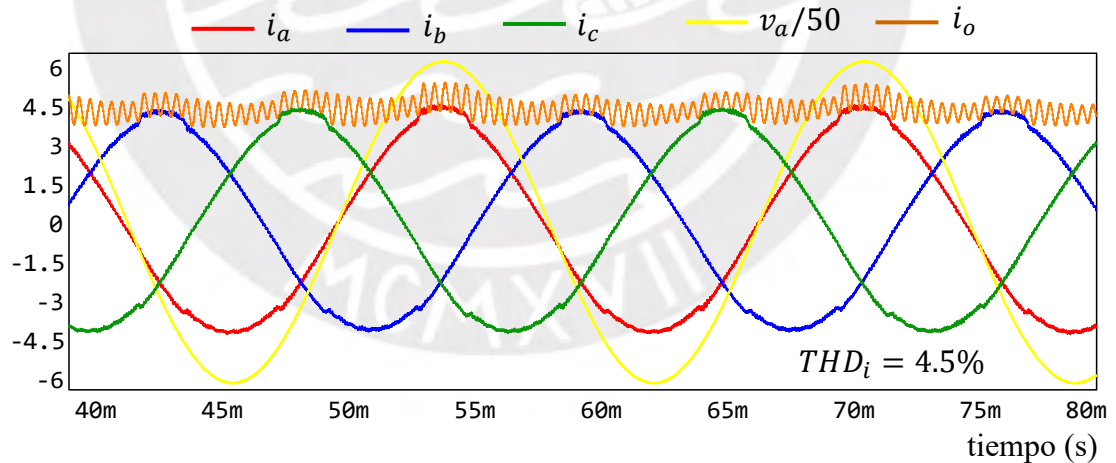


Figura 3.9 : Corrientes AC del convertidor QABRS AC-DC trifásico con oFFset para el flujo G2V

En el resultado de simulación mostrado en la Figura 3.9, sin lazos de control, se obtiene una distorsión armónica total (THD) aceptable de 4.5% para el flujo G2V.

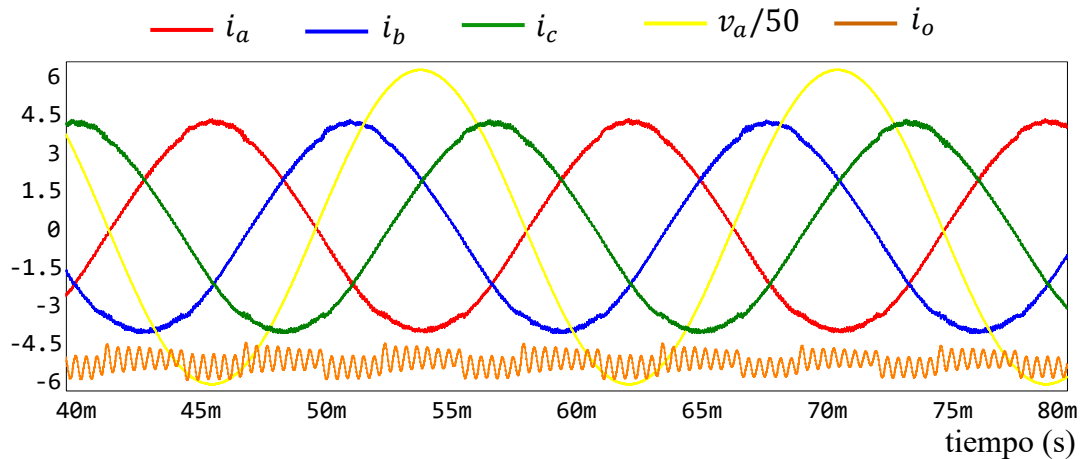


Figura 3.10 : Corrientes AC del convertidor QABRS AC-DC trifásico con oFFset para el flujo V2G

En el resultado de simulación mostrado en la Figura 3.10, sin lazos de control, se obtiene una distorsión armónica (THD) aceptable de 4.1% para el flujo V2G.

En la Figura 3.11, se tienen las tensiones de alta frecuencia en el lado AC, para cada fase de la red trifásica que ondula en amplitud con la frecuencia de la red, y la tensión de alta frecuencia en el lado DC, que es constante.

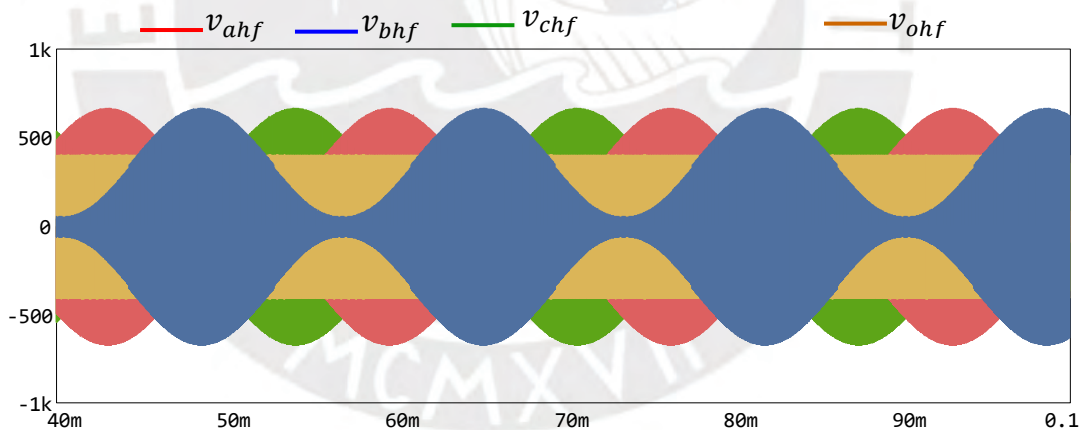


Figura 3.11 : Tensiones de HF en el QABRS con oFFset, Lado AC y DC.

Por otro lado, en la Figura 3.12 se presenta la corriente de alta frecuencia del tanque resonante i_L , que es constante en el tiempo, esto se debe al desacoplamiento de potencia trifásica lograda con la modulación, esto conlleva a una buena utilización de los elementos magnéticos.

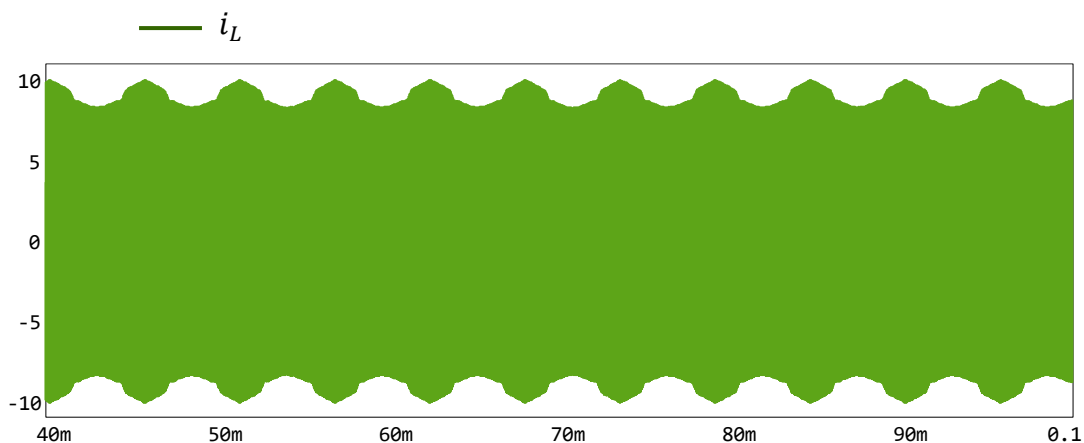


Figura 3.12 : Corriente de HF en el tanque resonante

Finalmente, en la Figura 3.13 y Figura 3.14, se analiza el ZVS en los puentes activos del convertidor para G2V y V2G, respectivamente.

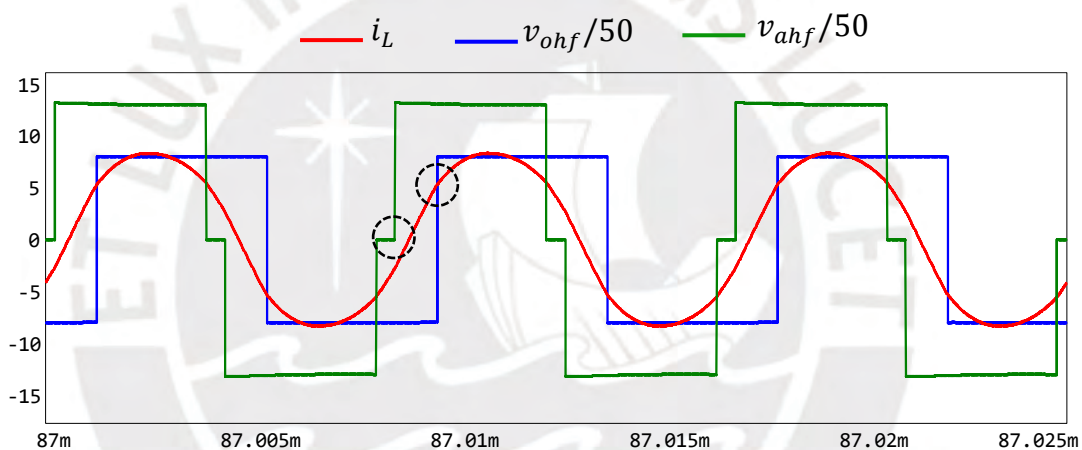


Figura 3.13 : Análisis del modo ZVS en G2V

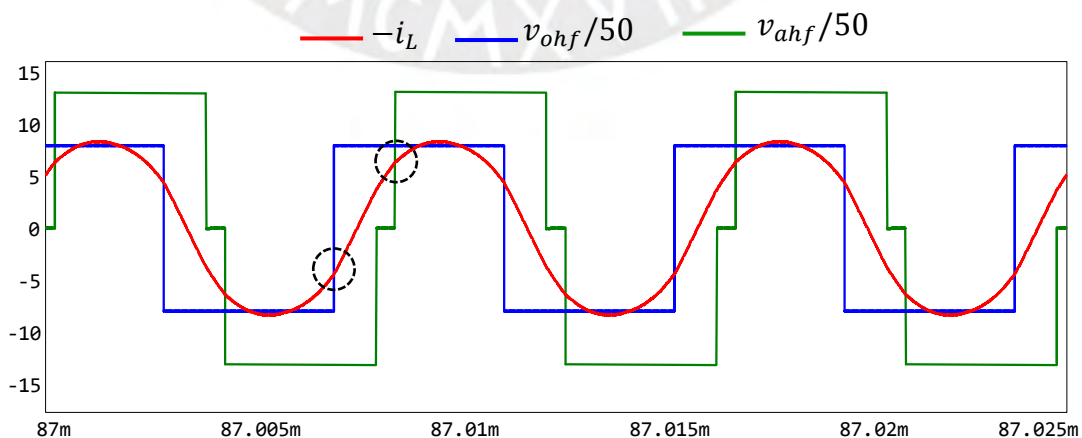


Figura 3.14 : Análisis del modo ZVS en V2G

Note en Figura 3.13, el ZVS puede perderse para ángulos de red pequeños en el sentido G2V, es decir un pequeño ciclo de trabajo, en cambio en la Figura 3.14, el ZVS es garantizado para cualquier ángulo, es decir cualquier ciclo de trabajo, en consecuencia, la eficiencia es mayor en V2G.

3.6 Pruebas experimentales

El setup experimental se presenta en la Figura 3.15, donde se observa las fuentes usadas para el test, el convertidor ensamblado y el tanque resonante.

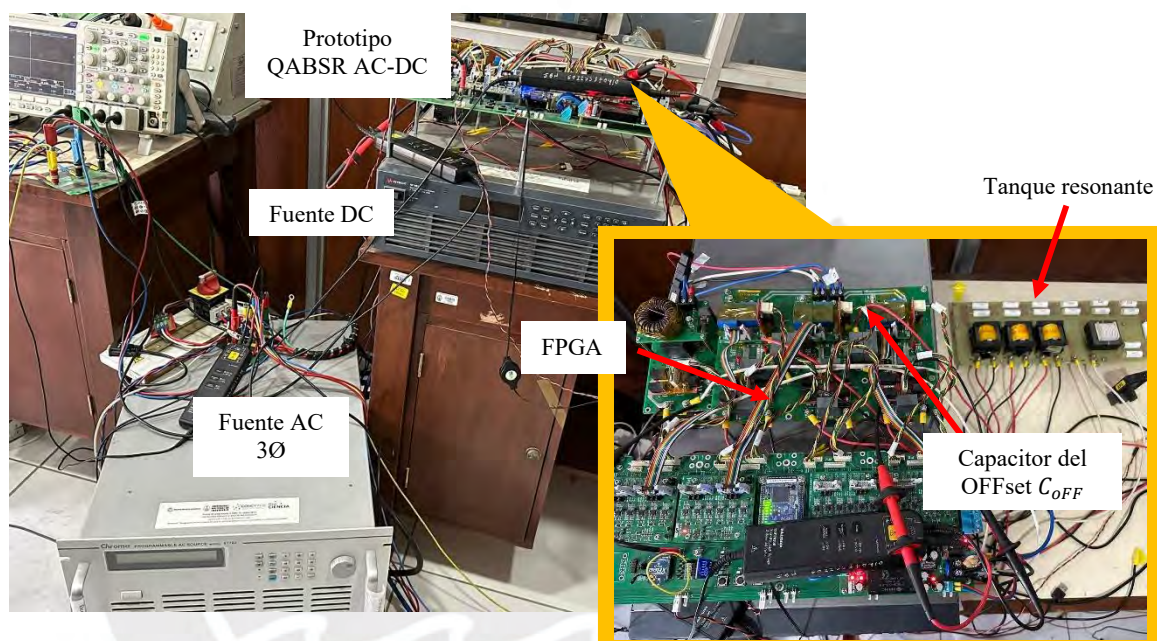


Figura 3.15 : Setup experimental

Para validar la estrategia de modulación en el laboratorio, se emplearon los siguientes equipos: una fuente DC bidireccional Keysight RP7900, una fuente AC trifásica Chroma 61702, un reóstato de potencia y la red eléctrica directa proveniente del tablero ubicado en las mesas de trabajo. Estos dispositivos permitieron realizar pruebas exhaustivas bajo diferentes condiciones de operación en los modos V2G y G2V con inyección de energía activa y reactiva, asegurando la correcta implementación y funcionamiento de la estrategia de modulación, si la THD se encuentra dentro del rango permitido por la normativa IEEE 519-2014 (que indica que debe ser menor al 8%) y presenta alta eficiencia según los rangos encontrados en la literatura [20-27].

Las corrientes de red trifásicas para los modos G2V y V2G se muestran en la Figura 3.16 y Figura 3.17 respectivamente, considerando una inyección de energía reactiva

de $\theta = 30^\circ$. Note que las THD obtenidas son bajas, incluso mejores que los resultados obtenidos en las simulaciones previas de 2.66% y 3.2% en los modos G2V y V2G, respectivamente.

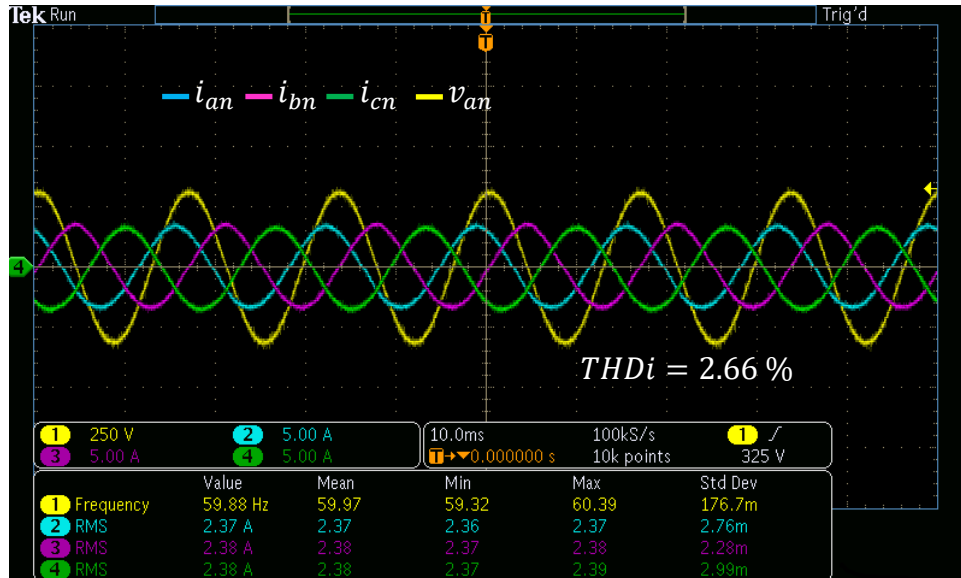


Figura 3.16 : corrientes de red para G2V con $\theta = 30^\circ$

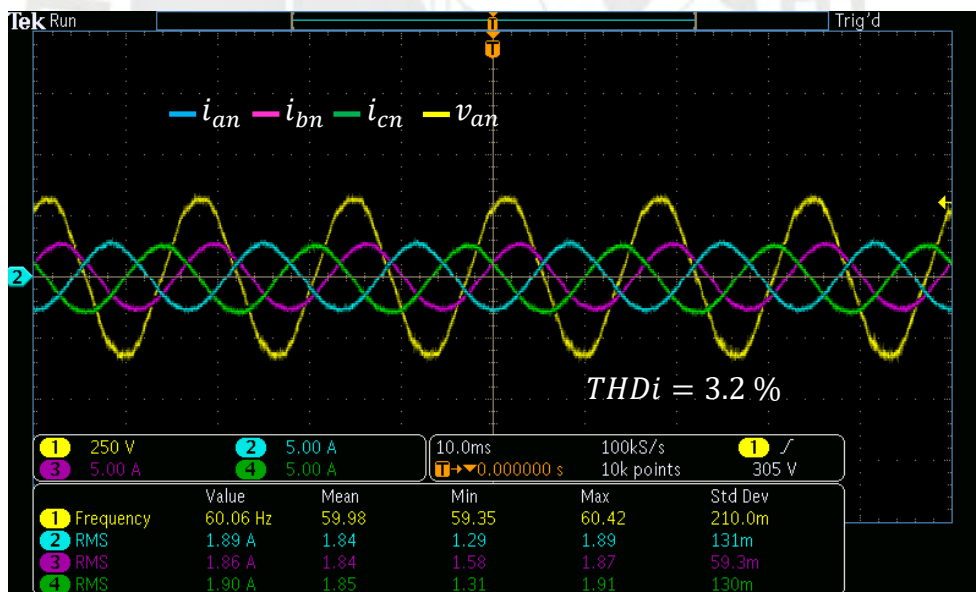


Figura 3.17 : corrientes de red para V2G con $\theta = 30^\circ$

Se ha observado que la THD en el modo V2G es mayor en comparación con el modo G2V. Sin embargo, para probar la inyección de energía reactiva en la red, solo fue posible hacerlo utilizando la red real en el modo V2G, debido a que la fuente AC trifásica Chroma 61702 no es bidireccional, no puede aceptar inyección de energía

reactiva. En contraste, para el modo G2V, se empleó la fuente AC trifásica. A pesar de esta diferencia en las condiciones de prueba, se obtuvo una THD de 3.2% en el modo V2G, lo cual sigue siendo un valor aceptable dentro de los parámetros de calidad de energía esperados según la normativa IEEE 519.

En la Figura 3.18 y Figura 3.19 son mostradas la corriente de red i_{an} , la corriente en la batería i_o y la tensión de red v_{an} para una inyección de energía reactiva inductiva ($\theta = 30^\circ$) y capacitiva ($\theta = -30^\circ$) para G2V (flujo de potencia desde la fuente AC a la fuente DC bidireccional), respectivamente. Donde se observa, el correcto funcionamiento de la estrategia de modulación en el modo G2V en la inyección de energía reactiva inductiva y capacitiva.

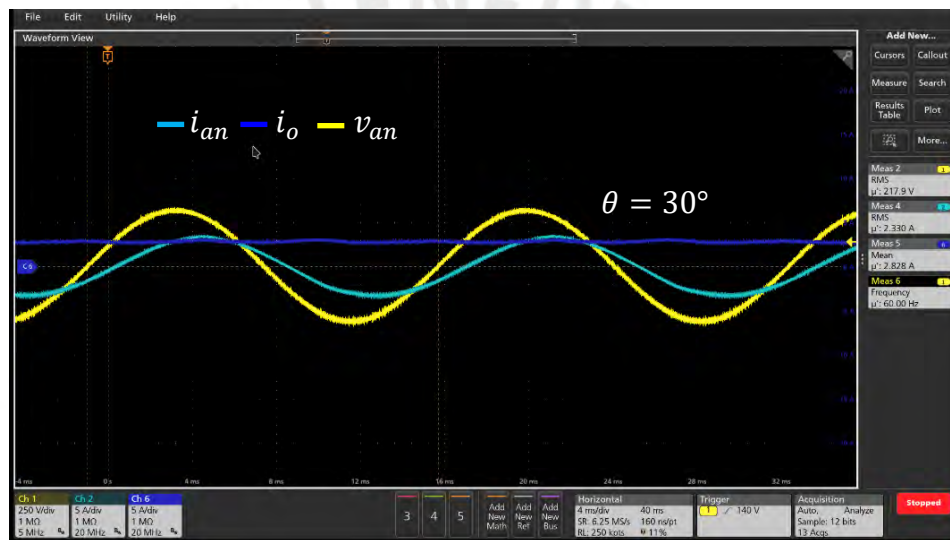


Figura 3.18 : Inyección de energía inductiva G2V, $\theta = 30^\circ$

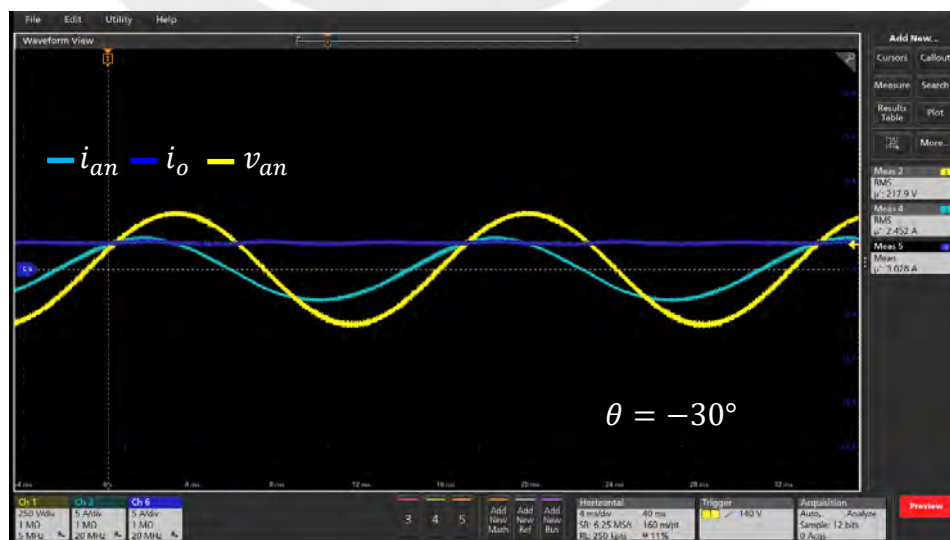


Figura 3.19 : Inyección de energía capacitiva G2V, $\theta = -30^\circ$

En la Figura 3.20 se presentan el voltaje de red modulado en alta frecuencia v_{ahf} , la tensión de la batería modulada en alta frecuencia v_{ohf} y la corriente de alta frecuencia i_L , considerando $\frac{\alpha_a}{2} = \frac{\pi}{2}$ y $\frac{\alpha_o}{2} = \frac{\pi}{3}$ en el modo G2V acordes a la estrategia de modulación, con una inyección de energía reactiva de $\theta = 30^\circ$. Cabe destacar que se logra ZVS en ambos puentes activos (ABs), lo cual contribuye a alcanzar una alta eficiencia del 95.4%.

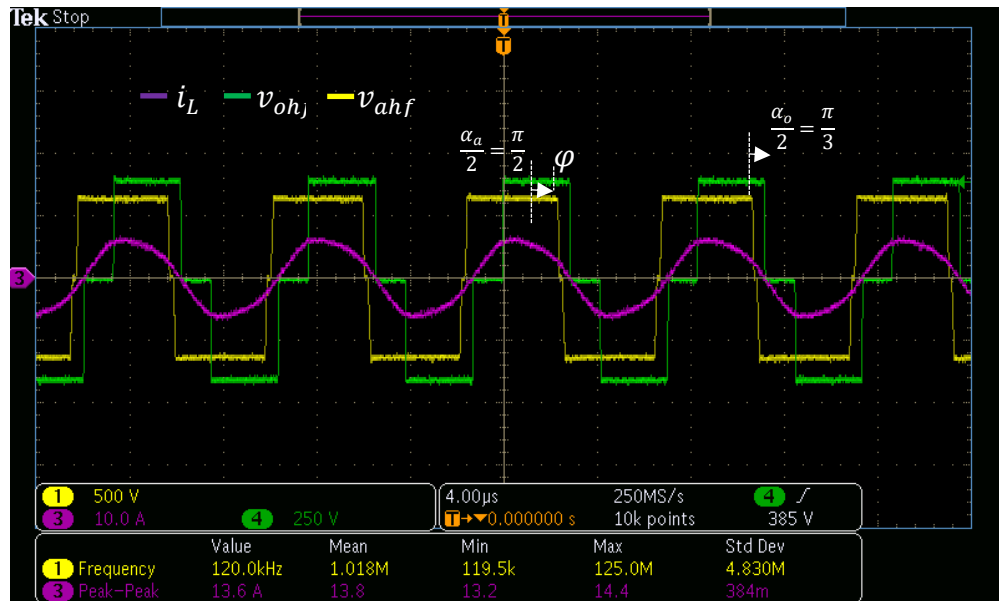


Figura 3.20 : Voltajes y corrientes moduladas en alta frecuencia G2V

Asimismo, en la Figura 3.21 y Figura 3.22 se muestra la corriente de red i_{an} para inyección de energía reactiva inductiva ($\theta = 30^\circ$) y capacitiva ($\theta = -30^\circ$) en el modo V2G (flujo de potencia desde la fuente DC bidireccional hacia la red AC), respectivamente. Donde se observa, el correcto funcionamiento de la estrategia de modulación en el modo V2G en la inyección de energía reactiva inductiva y capacitiva.

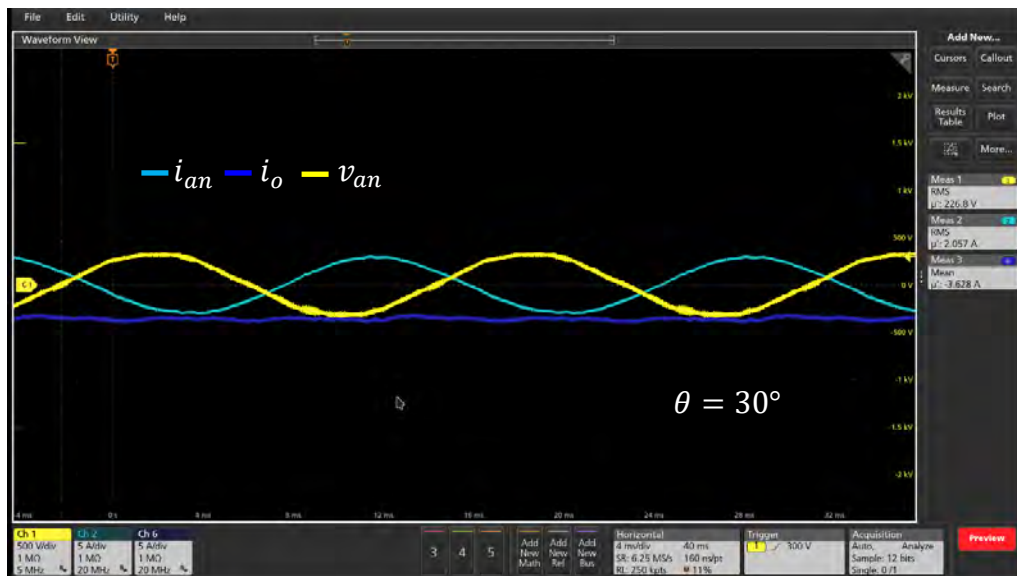


Figura 3.21 : Inyección de energía inductiva V2G, $\theta = 30^\circ$

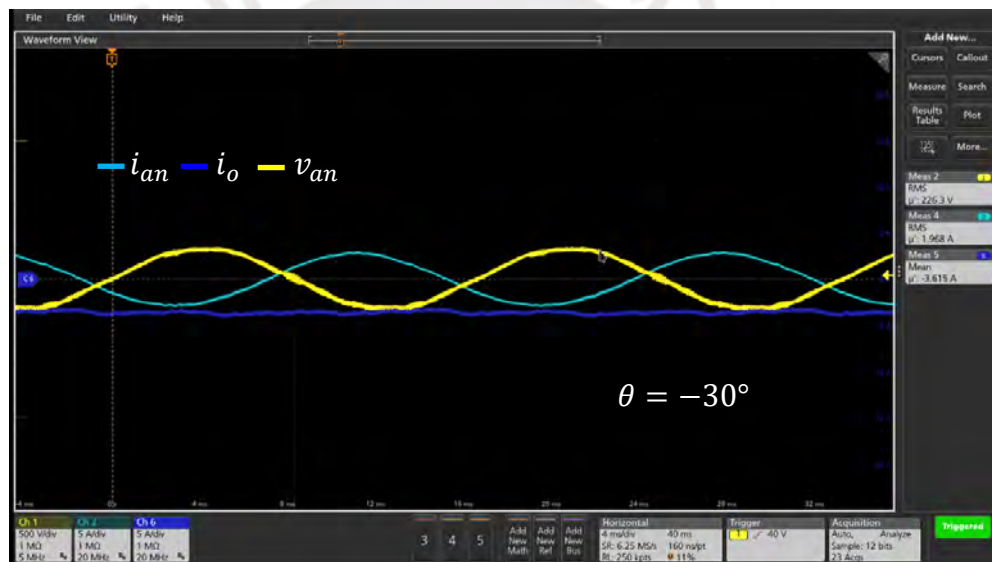


Figura 3.22 : Inyección de energía capacitiva V2G, $\theta = -30^\circ$

Por lo tanto, se logró validar satisfactoriamente el flujo de potencia activa y reactiva bidireccional en los modos V2G y G2V, mediante la implementación de la estrategia de modulación propuesta. Estos resultados confirman la efectividad del enfoque desarrollado para controlar el intercambio de potencia en ambos sentidos.

En la Figura 3.23 se presentan los voltajes de red modulados y la corriente de alta frecuencia (HF) para el modo V2G, evaluados con $\frac{\alpha_a}{2} = \frac{2\pi}{5}$ y $\frac{\alpha_o}{2} = \frac{\pi}{3}$ conforme a la energía reactiva solicitada de $|\theta| = 30^\circ$ acorde a la estrategia de modulación.

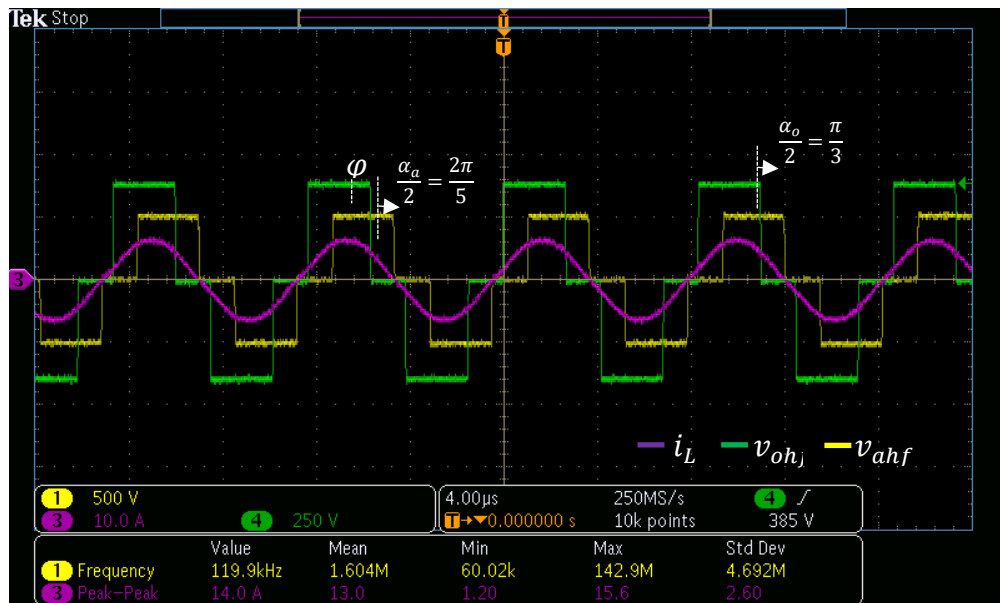


Figura 3.23 : Voltajes y corrientes moduladas en alta frecuencia V2G

El ZVS se obtiene para ambos ABs. Además, la eficiencia medida en el modo G2V resultó ser ligeramente inferior en comparación con el modo V2G, alcanzando un 95.4% frente al 96.2%, en condiciones sin inyección de energía reactiva acorde a lo teórico. Esta disminución en la eficiencia en el modo G2V se debe a que el ZVS no se mantiene en algunos tramos de los ABs en el lado AC cuando los DRs $\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c$ toman valores de ángulo pequeños [20].

Finalmente, el desacoplamiento de potencia HF trifásico se valida en la Figura 3.24, donde se presentan los voltajes modulados $v_{ahf}, v_{bhf}, v_{chf}$ y la corriente HF i_L para tres períodos de red. Es importante destacar que la corriente HF mantiene una amplitud constante a lo largo de todo el período de la red, lo que evidencia la efectividad del desacoplamiento implementado en el sistema.

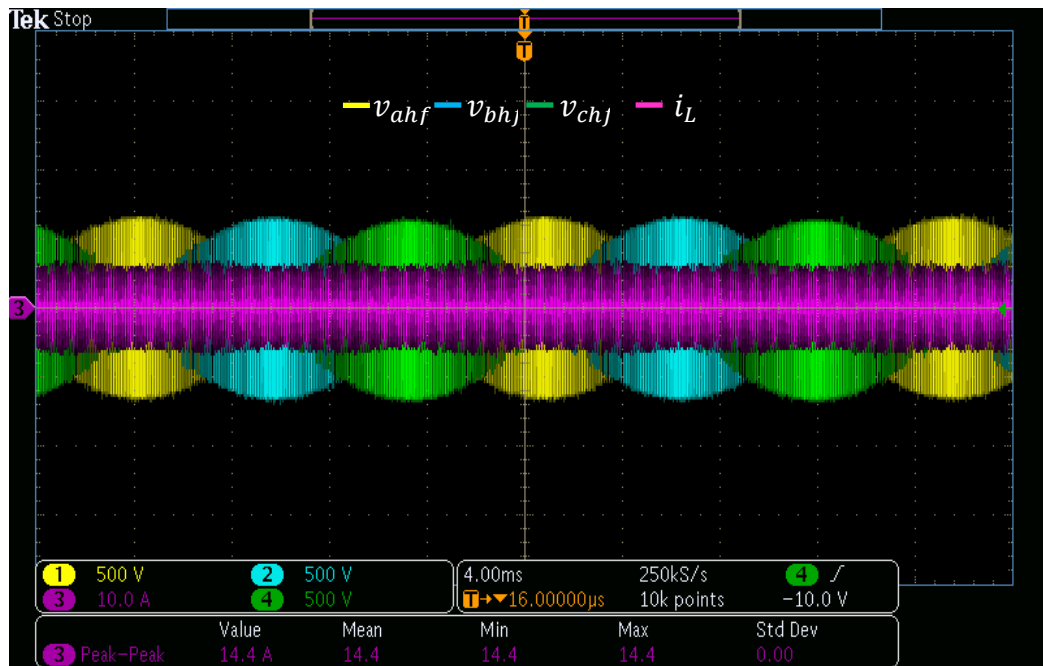


Figura 3.24 : Voltajes y corrientes moduladas en alta frecuencia en 3 periodos de red

CAPÍTULO 4

CONVERTIDOR DE UNA SOLA ETAPA DE CONVERSION QABRS AC-DC CON OFFSET EN LAZO CERRADO

En este capítulo, se analiza la estrategia de control para el convertidor QABRS AC-DC trifásico de una sola etapa de conversión con oFFset, que se muestra en vista general en la Figura 4.1.

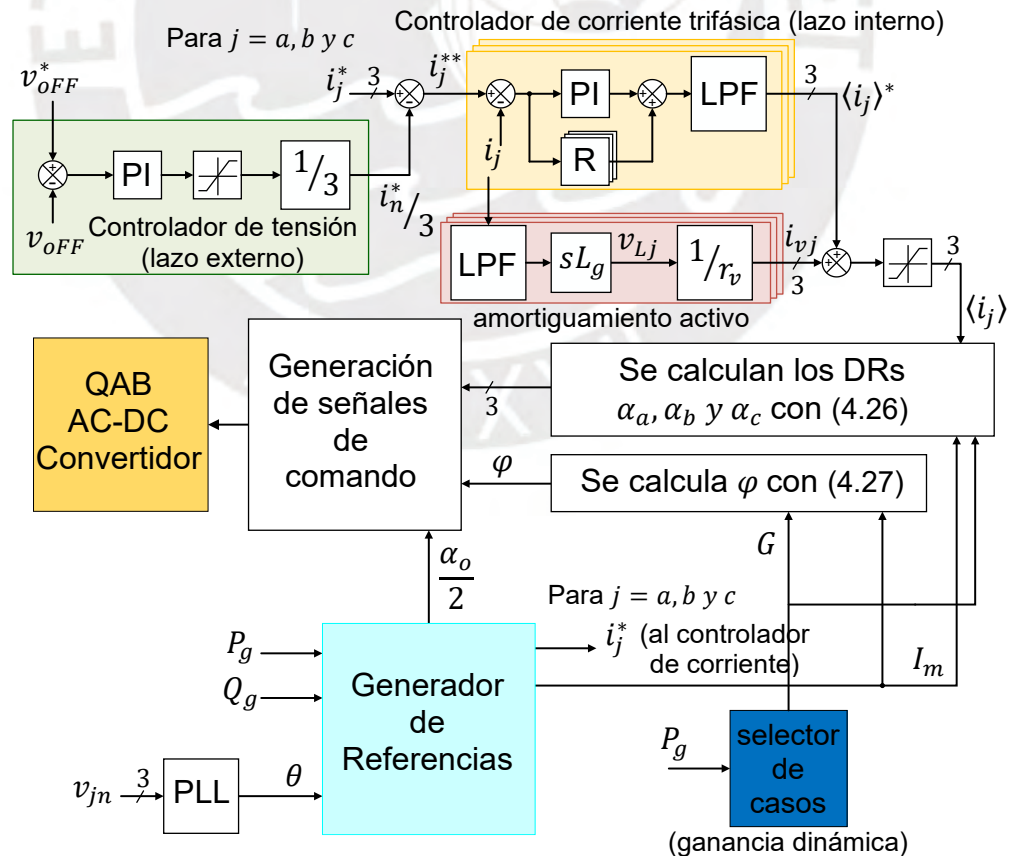


Figura 4.1 : Estrategia de control para el convertidor QABRS AC-DC trifásico

La estrategia de control comienza con la precarga del voltaje del offset v_{OFF} . Para ello, se emplean los diodos de los MOSFET en los puentes completos del lado AC y resistencias de precarga en paralelo al interruptor bidireccional, sin activar [21], logrando una tensión continua de 311V. No obstante, dado que la tensión deseada es mayor, se implementa un controlador PI en el lazo de control externo de voltaje. Este controlador ajusta la referencia de corriente en el lazo de control interno de corriente hasta alcanzar el valor de tensión deseada. En este punto, según los requisitos de potencia activa y reactiva del usuario, se recalculan las referencias del convertidor para el controlador interno, y el desfase comienza a incrementarse de manera progresiva según la ganancia dinámica G .

En los siguientes apartados, se analizará en detalle cada uno de los controladores representados en la Figura 4.1. Cada sección abordará de manera exhaustiva el funcionamiento, los parámetros y el diseño de estos controladores, proporcionando una explicación clara y precisa de su implementación en el sistema. Posteriormente, se realizan simulaciones en PSIM donde se valida parcialmente el funcionamiento de la estrategia de control, que serán validados finalmente con pruebas experimentales.

4.1 Sistema de sincronismo trifásico (PLL trifásico)

En todo sistema de sincronismo, cuando un convertidor de cualquier topología es conectado a la red eléctrica, monofásica o trifásica, es necesario la presencia de un seguidor de fase PLL en un marco de referencia giratorio sincrónico (SRF-PLL) presentado en la Figura 4.2.

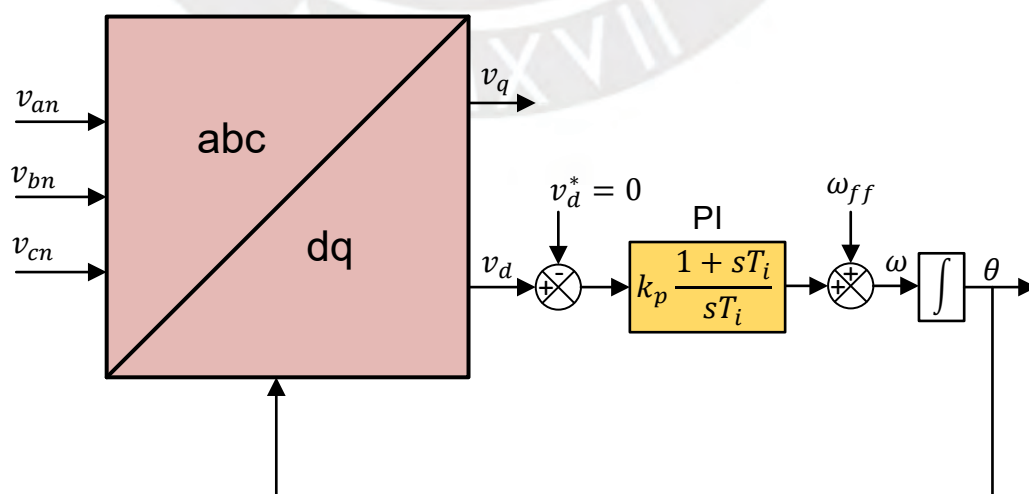


Figura 4.2 : SRF-PLL trifásico

Donde v_{jn} para $j = a, b$ y c representan las entradas de la red trifásica. Al ingresar estas señales a la transformada de Park-Clarke (bloque rojo), se obtiene el marco de referencia estacionario con las componentes v_d y v_q . A partir de esto, se controla la componente v_d alrededor de cero utilizando un controlador PI (bloque amarillo). Finalmente, a la señal de control resultante se le suma la frecuencia de operación de la red trifásica (ω_{ff}), la cual es posteriormente integrada para obtener la fase de la red θ .

El diseño del controlador PI, se basa en el método óptimo simétrico. En el área de control, es muy usado este método, en aplicaciones de interconexión con la red monofásica o trifásica [28][29]. La Figura 4.3 muestra el modelo simplificado del PLL, que se usa para el diseño del controlador PI.

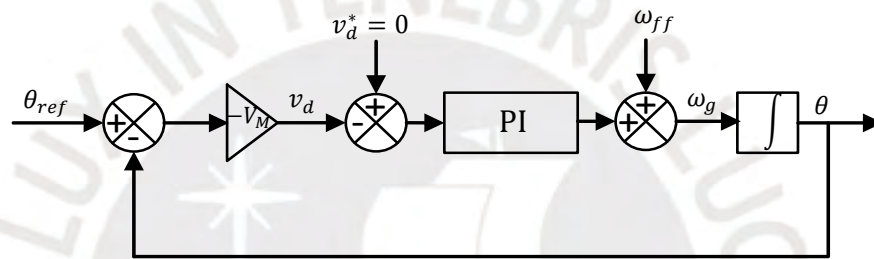


Figura 4.3 : Modelo simplificado del PLL

El sistema PLL funciona en un sistema de control discreto, donde es necesario tener en cuenta el efecto del retardo. La función de transferencia (TF) para el sistema PLL, con un solo retraso y un elemento de integración, se expresa en la ecuación (4.1).

$$G_{p-PLL}(s) = \left(\frac{1}{1 + sT_m} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \quad (4.1)$$

Donde T_m representa la frecuencia de muestreo. La TF de lazo abierto para el sistema de la Figura 4.3, se describe en la ecuación (4.2).

$$G_{ol-PLL}(s) = \left(k_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \right) \left(\frac{1}{1 + sT_m} \right) \left(\frac{V_M}{s} \right) \quad (4.2)$$

Existen diversos métodos para determinar los parámetros K_p y T_i del controlador PI. La selección del método más adecuado dependerá del criterio de diseño del regulador. En este caso, el sistema a controlar es de segundo orden, como se muestra en la (4.1) y uno de los métodos más eficientes para estos escenarios es el método del óptimo simétrico. Este enfoque ha sido ampliamente investigado y utilizado en sistemas PLLs similares en diversas aplicaciones conectadas a la red.

El método del óptimo simétrico busca optimizar el margen de fase, logrando el máximo valor de fase en la frecuencia de corte w_c . Este margen de fase se define como el número de grados que la respuesta en frecuencia puede desplazarse sin comprometer la estabilidad del sistema. La gráfica de Bode de amplitud y fase presenta una simetría en torno a la frecuencia de corte, tal como se ilustra en la Figura 4.4.

Este enfoque es crucial para garantizar la estabilidad y el rendimiento en sistemas conectados a la red, como los PLL, donde los retardos y ajustes precisos pueden marcar la diferencia en el control. El método del óptimo simétrico define la función de transferencia de lazo abierto, como se muestra en la ecuación (4.3).

$$F = \frac{w_c^2(as + w_c)}{s^2(s + aw_c)} \quad (4.3)$$

Donde:

a : Constante.

w_c : Frecuencia de corte

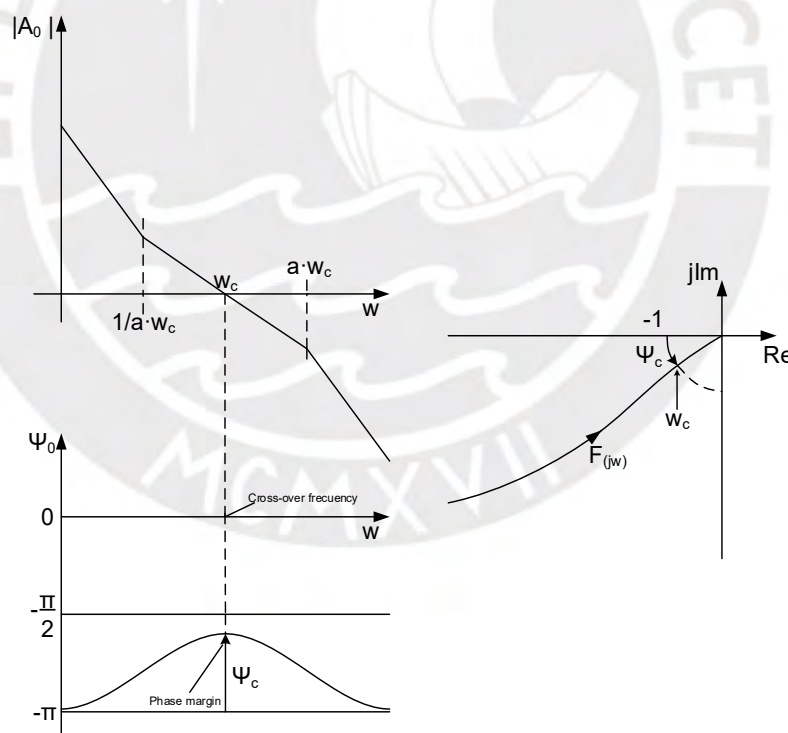


Figura 4.4 : Comportamiento del sistema y el controlador PI diseñado utilizando el método del óptimo simétrico. a) Diagrama de Bode de fase y frecuencia del sistema se muestra su respuesta simétrica en la frecuencia de corte. b) Gráfica de Nyquist del sistema se muestra el margen de fase Ψ_c .

A partir de la ecuación (4.2), se reescribe la función de transferencia el lazo abierto en la forma expresada en la ecuación (4.3). De esta manera, se definen los parámetros del controlador utilizando el método del óptimo simétrico.

$$G_{ol-PLL}(s) = \frac{K_p V_M}{T_m} \frac{\left(s + \frac{1}{T_i}\right)}{s^2 \left(s + \frac{1}{T_m}\right)} = \frac{K_p V_M}{a T_m} \frac{\left(as + \frac{a}{T_i}\right)}{s^2 \left(s + \frac{1}{T_m}\right)} \quad (4.4)$$

Donde a es el factor de normalización del método del óptimo simétrico. Comparando las expresiones (4.3) con (4.4), se relacionan los siguientes parámetros como:

$$\begin{cases} \frac{1}{T_m} = a w_c \\ \frac{a}{T_i} = w_c \\ \frac{K_p V_M}{a T_m} = (w_c)^2 \end{cases} \quad (4.5)$$

Donde w_c es la frecuencia de corte, a partir de las ecuaciones anteriores se expresan:

$$\begin{cases} w_c = \frac{1}{a T_m} \\ T_i = a^2 T_m \\ k_p = -\frac{1}{a V_M T_m} \end{cases} \quad (4.6)$$

Las expresiones (4.5) y (4.6), permiten determinar los parámetros del controlador PI a partir del método del óptimo simétrico. A partir de la expresión (4.6), se infiere que para un periodo de muestreo T_m la frecuencia de corte se define ajustando el factor de normalización a . Finalmente los parámetros del controlador PI son calculados a partir del factor de normalización.

4.2 Diseño del controlador de la corriente trifásica (lazo interno)

El modelo de la corriente AC está determinado por el filtro de entrada LC, que se muestra en la Figura 4.5.

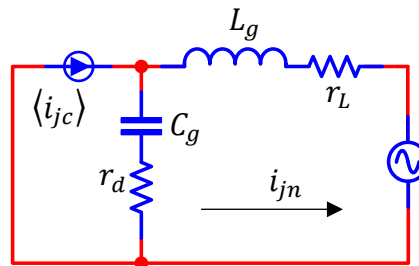


Figura 4.5 : Filtro de entrada LC

De este modo, se obtiene el modelo representado en la ecuación (4.7).

$$G_p(s) = \frac{i_{jn}(s)}{\langle i_{jc} \rangle(s)} = \frac{\omega_{c_{LC}}^2 (1 + sr_d C_i)}{s^2 + \left(\frac{r_d + r_L}{L_i}\right)s + \omega_{c_{LC}}^2} \quad (4.7)$$

Donde:

L_g : Inductancia del filtro de entrada AC

C_g : Capacitancia del filtro de entrada AC

$\omega_{c_{LC}}$: Frecuencia de resonancia del filtro en rad/s, calculada como $\omega_{c_{LC}} = 1/\sqrt{L_g C_g}$

r_d : Resistencia serie conectada al capacitor del filtro de entrada AC, llamada resistencia de amortiguamiento (damping)

r_L : Resistencia asociada a la inductancia del filtro de entrada AC

En la Figura 4.6, se presenta el diagrama de Bode en Hertz del modelo del filtro de entrada AC, basado en los parámetros de la Tabla. 3.1. Se observa que la ganancia en la frecuencia de resonancia $f_{c_{LC}} = 10.3$ kHz es de 20.8 dB.

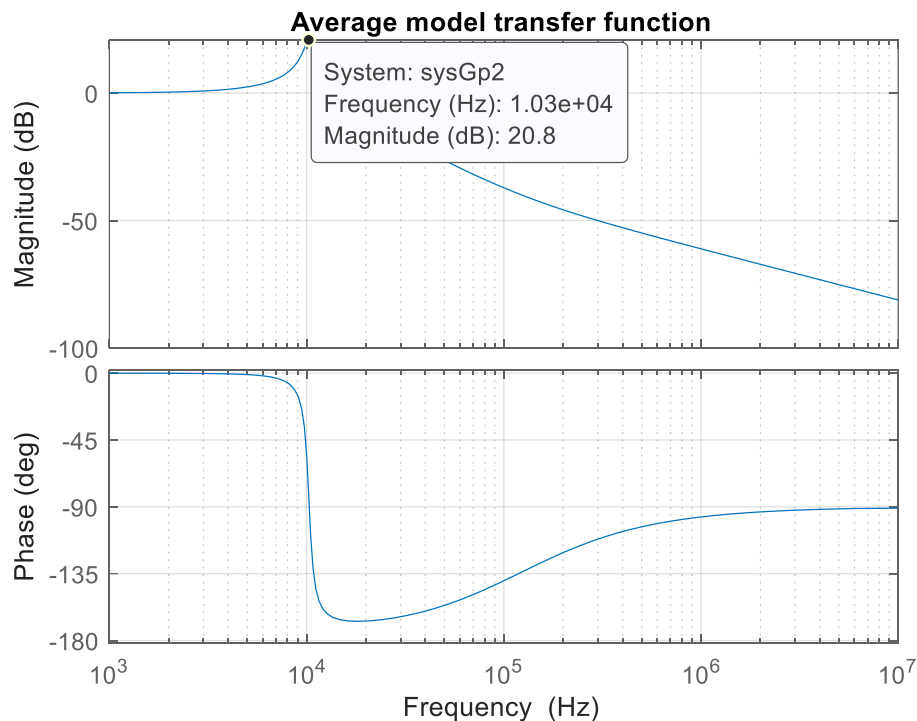


Figura 4.6 : Bode del filtro de entrada LC de la corriente AC

Una estrategia de control consiste en reducir el análisis a bajas frecuencias mediante la incorporación de un filtro digital pasabajo de segundo orden en cascada. En este contexto, $G_p(s) = 1$ cuando la frecuencia de corte del filtro digital f_c es, al menos, una décima menor que la frecuencia de resonancia del filtro de entrada LC $f_{c_{LC}}$. Además, esta estrategia reduce la ganancia en la frecuencia de resonancia $f_{c_{LC}}$, lo que da lugar a la atenuación de las frecuencias altas, característica inherente a este tipo de filtro. Para este caso, se selecciona la frecuencia de corte del filtro digital como se muestra en la expresión (4.8).

$$f_c = \frac{f_{c_{LC}}}{25} = 400 \text{ Hz} \quad (4.8)$$

Entonces bajo la consideración anterior, la planta presenta el comportamiento del filtro digital dado en la expresión (4.9), donde $\omega_c = 2\pi f_c$.

$$G_{p_{LPF-digital}}(s) = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)(s + \omega_c)} \quad (4.9)$$

Un controlador proporcional-integral (PI) es propuesto para controlar el sistema, que se muestra en la expresión (4.10).

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{\left(s + \frac{k_i}{k_p}\right)}{s} = k_p \frac{\left(s + \frac{1}{T_i}\right)}{s} \quad (4.10)$$

Donde:

k_p : Ganancia proporcional del controlador PI

k_i : Ganancia integral del controlador PI

T_i : Tiempo de integración del controlador PI, que se calcula como $T_i = k_p/k_i$

En lazo abierto, se tiene:

$$G_{i_{oL}} = G_p(s)G_{p_{LPF-digital}}(s)G_c(s)$$

Entonces:

$$G_{i_{oL}} = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)(s + \omega_c)} k_p \frac{\left(s + \frac{1}{T_i}\right)}{s}$$

El zero del controlador PI es escogido convenientemente con la finalidad de eliminar un polo del sistema, entonces se obtiene la expresión para el tiempo de integración en la ecuación (4.11).

$$T_i = \frac{1}{\omega_c} \quad (4.11)$$

En consecuencia, el sistema en lazo cerrado es de segundo orden que es expresado en la ecuación (4.12).

$$G_{iCL} = \frac{\frac{k_p \omega_c^2}{s(s + \omega_c)}}{1 + \frac{k_p \omega_c^2}{s(s + \omega_c)}} = \frac{k_p \omega_c^2}{s^2 + s\omega_c + k_p \omega_c^2} \equiv \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.12)$$

Donde:

ξ : Factor de amortiguamiento del sistema de segundo orden

ω_n : Frecuencia natural del sistema de segundo orden

K : Ganancia del sistema de segundo orden

Al compararse el sistema de lazo cerrado con el sistema de segundo orden, se obtienen los parámetros indicados en las expresiones (4.13) y (4.14).

$$\omega_n = \omega_c \sqrt{k_p} \quad (4.13)$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{k_p}} \quad (4.14)$$

En la Figura 4.7, se muestra el diagrama Bode en lazo abierto del sistema, note que la ganancia en la frecuencia de resonancia se ha reducido. En donde, para el diseño del controlador PI se consideró:

$$k_p = 1$$

$$\omega_n = \omega_c = 2\pi(400)$$

$$k_i = \omega_c$$

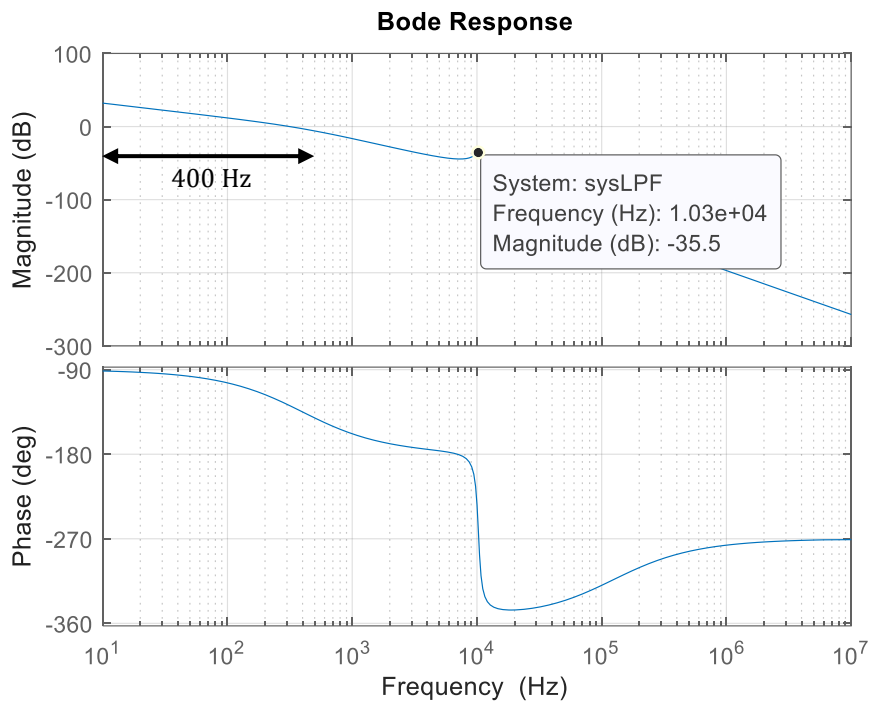


Figura 4.7 : Bode del filtro LC de la corriente AC controlada

En la Figura 4.8, se presenta la respuesta al escalón al sistema en lazo cerrado (**ver ANEXO F**), donde el sobreimpulso es de 16% acorde al amortiguamiento de diseño $\xi = 0.5$ para $k_p = 1$.

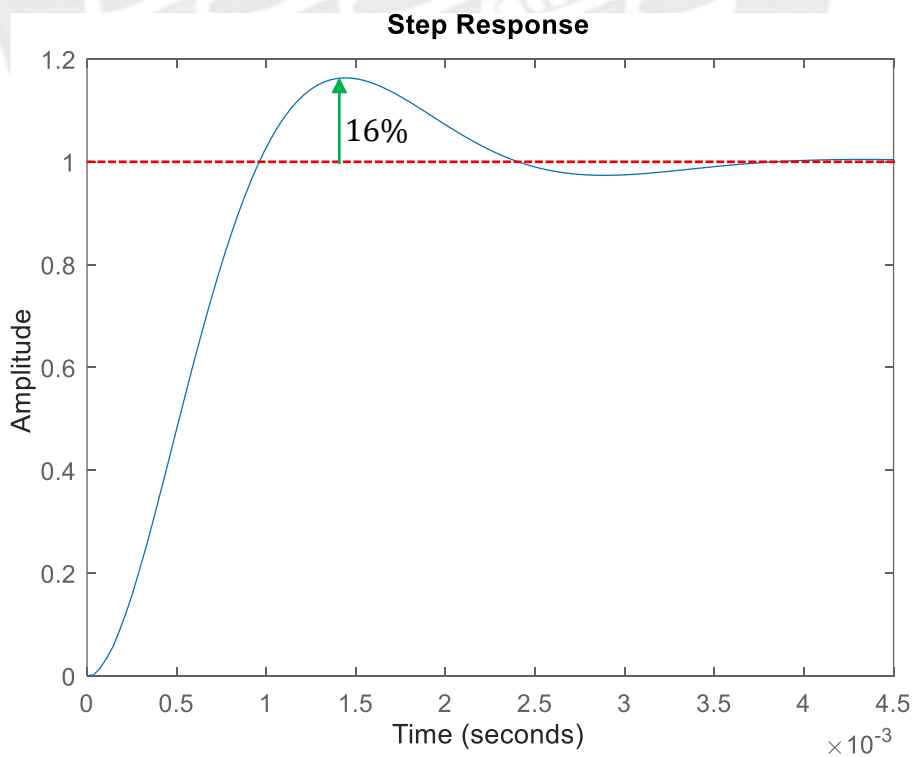


Figura 4.8 : Respuesta al escalón en lazo cerrado

Dado que el sistema es trifásico, el controlador descrito se replica tres veces, una para cada fase. Esto garantiza un control adecuado y balanceado en las tres fases del sistema, manteniendo la consistencia en el comportamiento de cada una.

4.3 Diseño del controlador de tensión (lazo externo)

El modelo para controlar la tensión del oFFset consta únicamente del capacitor C_{oFF} , que se muestra en la Figura 4.9.

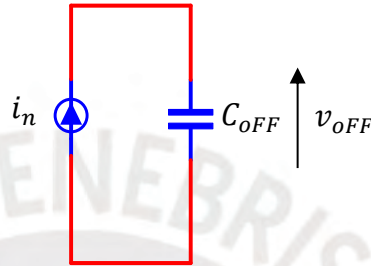


Figura 4.9 : Modelo del controlador de tensión del oFFset

De este modo, se obtiene el modelo representado en la ecuación (4.15).

$$G_{vi}(s) = \frac{v_{oFF}(s)}{i_n(s)} = \frac{1}{sC_{oFF}} \left(\frac{1}{1 + sT_p} \right) \quad (4.15)$$

Donde:

T_p : Es el tiempo de procesamiento desde la toma de la muestra (retardo).

La dinámica de este sistema de regulación de la tensión del oFFset es parecida a la dinámica del sistema de sincronismo PLL [28][29], entonces se implementa el mismo controlador óptimo simétrico.

A partir de la ecuación (4.15), se reescribe la función de transferencia en lazo abierto en la forma expresada en la ecuación (4.3). De esta manera, se definen los parámetros del controlador utilizando el método del óptimo simétrico.

$$G_{ol-vi}(s) = \frac{k_p}{C_{oFF}T_p} \frac{\left(s + \frac{1}{T_i}\right)}{s^2 \left(s + \frac{1}{T_p}\right)} = \frac{k_p}{C_{oFF}aT_p} \frac{\left(as + \frac{a}{T_i}\right)}{s^2 \left(s + \frac{1}{T_p}\right)} \quad (4.16)$$

Donde a es el factor de normalización del método óptimo simétrico. Entonces al compararse la expresión (4.16) con la (4.3), los parámetros son los siguientes:

$$\begin{cases} \frac{1}{T_p} = a w_c \\ \frac{a}{T_i} = w_c \\ \frac{k_p}{C_{OFF} a T_p} = w_c^2 \end{cases} \quad (4.17)$$

Donde w_c es la frecuencia de corte, a partir de las ecuaciones anteriores se expresan:

$$\begin{cases} w_c = \frac{1}{a T_p} \\ T_i = a^2 T_p \\ k_p = \frac{C_{OFF}}{a T_p} \end{cases} \quad (4.18)$$

La expresión (4.18) permite determinar los parámetros del controlador PI a partir del método óptimo simétrico.

En la Figura 4.10, se muestra el diagrama Bode en lazo abierto del sistema, note que el sistema presenta el comportamiento como ha sido diseñado. En donde, para el diseño del controlador PI se consideró:

$$C_{OFF} = 22 \mu F$$

$$f_s = 30 \text{ KHz}$$

$$w_c = 2\pi(10)$$

$$T_p = \frac{10}{f_s}$$

Entonces, se calcula:

$$a = 47.7465$$

$$k_p = 0.0014$$

$$T_i = 0.7599$$

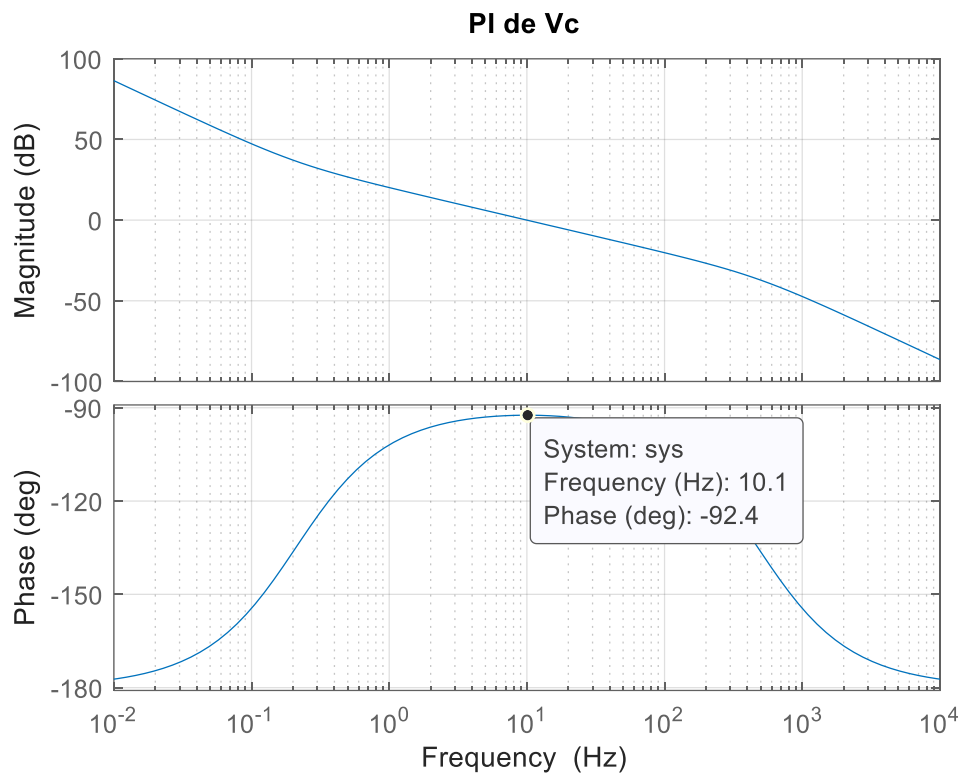


Figura 4.10 : Bode del controlador PI óptimo simétrico en lazo abierto

En consecuencia, con este diseño se obtiene un controlador robusto que garantiza un error cero al alcanzar la tensión deseada en el capacitor del offset. Esto asegura un control preciso y estable del sistema.

4.4 Diseño de la estrategia de control para la compensación de armónicos en la red trifásica

La compensación de armónicos en las redes eléctricas es fundamental para asegurar la calidad de la energía eléctrica, ya que los armónicos pueden provocar pérdidas en los equipos, sobrecalentamiento, y afectar el correcto funcionamiento de dispositivos sensibles. En aplicaciones V2G, la compensación de armónicos se convierte en un valor añadido para el cargador electrónico, mejorando la eficiencia y estabilidad del sistema. Esto se consigue al agregar un controlador resonante (R) en paralelo con el controlador PI del lazo de control interno de corriente, logrando una compensación efectiva de los armónicos presentes en la red. [30] [31]

El controlador R es expresado la ecuación (4.19):

$$G_{PR} = \frac{K_r \omega_a s}{s^2 + \omega_a s + \omega_o^2} \quad (4.19)$$

Donde:

K_r : Ganancia del controlador resonante.

ω_a : Ancho de banda del controlador resonante.

ω_o : Frecuencia de resonancia del controlador resonante.

Este no modifica la dinámica del sistema, primero se agrega un resonante en 60Hz (frecuencia fundamental) con ganancia $K_r = 256$, ancho de banda $\omega_a = 2$, el diagrama de Bode del sistema resultante se muestra en la Figura 4.11.

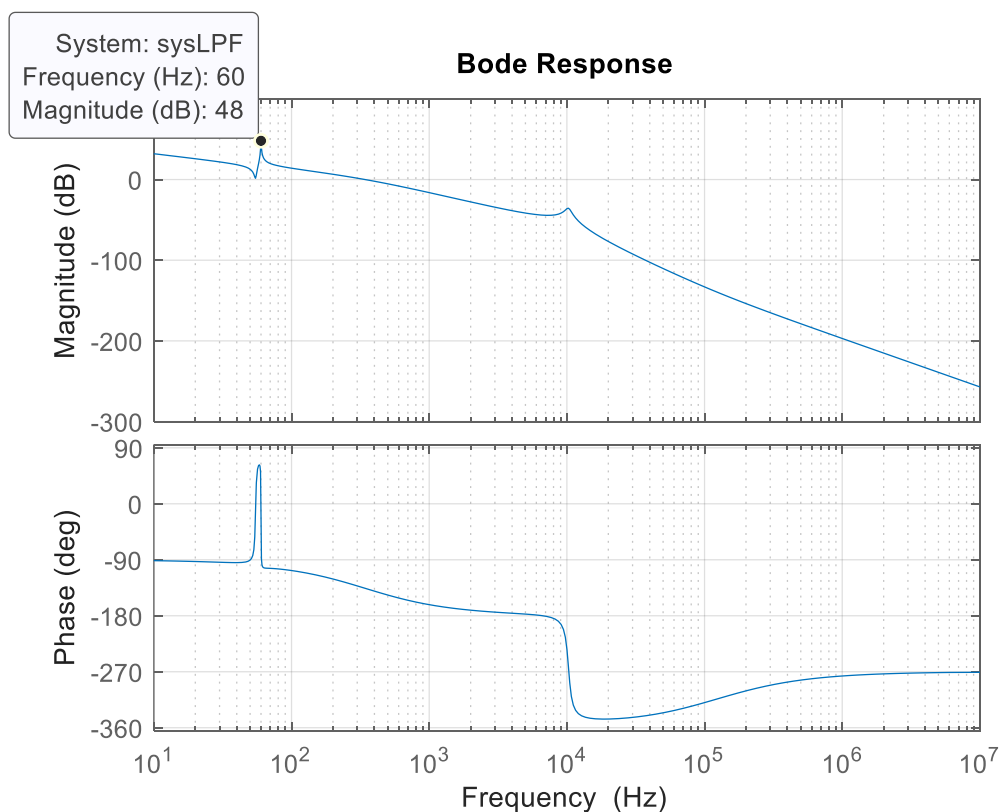


Figura 4.11 : Bode del sistema con R en 60Hz

La referencia de corriente i_j^{**} es puramente sinusoidal en la frecuencia fundamental. Al inicio del funcionamiento del convertidor electrónico, la corriente medida es cero en al transitorio, pero al contar con una alta ganancia K_r , el controlador resonante permite que la corriente siga rápidamente la referencia. Esto se debe a la capacidad del

controlador para amplificar la señal en la frecuencia de resonancia, lo que mejora la respuesta dinámica y reduce el error de seguimiento en comparación con un sistema sin un controlador resonante.

Esta misma lógica se aplica para la compensación de armónicos. Dado que la referencia de corriente no contiene armónicos, el controlador resonante genera una ganancia negativa en las frecuencias armónicas, anulando los armónicos presentes en la corriente medida. Para compensar los armónicos del tercer y quinto orden, se añaden controladores resonantes en 180 Hz y 300 Hz, respectivamente, ya que estas frecuencias están por debajo de la frecuencia de corte del filtro (400 Hz) calculada previamente.

Si se desea compensar el séptimo armónico, es decir, implementar un controlador resonante en 420 Hz, sería necesario aumentar la frecuencia de corte del filtro a aproximadamente 600 Hz. Esto garantizaría que el sistema pueda compensar adecuadamente el séptimo armónico sin interferencias o limitaciones impuestas por el filtro.

En la Figura 4.12, se presenta el diagrama de Bode con los controladores resonantes (R) añadidos para el tercer y quinto armónico al controlador con ganancias de 32 y 16, respectivamente. (ver ANEXO F)

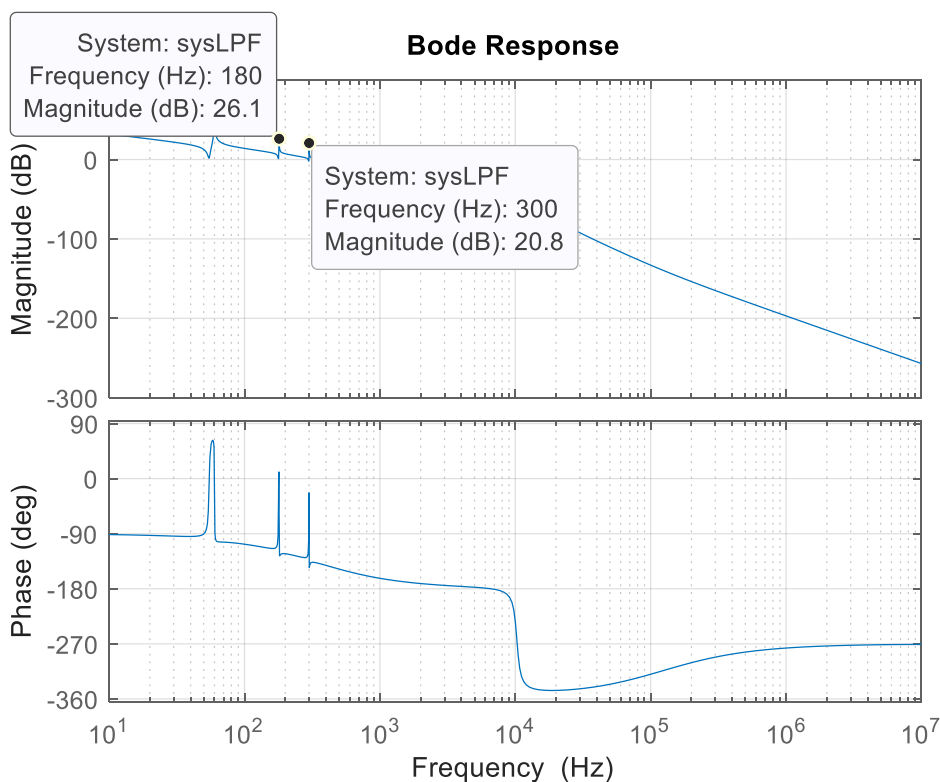


Figura 4.12 : Bode del sistema con R en 60Hz, 180Hz, 300Hz

4.5 Análisis de fallas por desequilibrio en la red trifásica

Las fallas por desequilibrio en la red trifásica son un problema común en los sistemas eléctricos, causado por diversos factores, como conexiones incorrectas, variaciones en las cargas o fallos en los equipos. Este desequilibrio provoca una distribución desigual de las corrientes y tensiones en las fases, generando pérdidas de energía, sobrecalentamiento de los transformadores, y un desgaste prematuro de los componentes conectados a la red. Además, un desequilibrio severo puede afectar la estabilidad del sistema eléctrico, ocasionando fluctuaciones de voltaje y caídas en la calidad de la energía.

Inicialmente, se ha utilizado un PLL trifásico basado en la transformada Park-Clarke, para obtener información precisa de la fase, como se detalló en el apartado 4.1. Sin embargo, este método presenta limitaciones, dado que su rendimiento disminuye cuando las señales están altamente distorsionadas o cuando el sistema está en condiciones de falla severa, como un desequilibrio significativo entre las fases.

Una alternativa es la implementación de tres SOGIs (Second-Order Generalized Integrators), uno por cada fase [29], como se muestra en la Figura 4.13 para generar las componentes ortogonales alpha (α) y beta (β). Esta técnica permite un seguimiento más preciso y robusto de las señales individuales, incluso bajo condiciones de desequilibrio y distorsión. La aplicación de un SOGI por cada línea mejora la respuesta dinámica del sistema y garantiza una mayor precisión en la estimación de las frecuencias y fases, superando así las limitaciones del PLL trifásico basado en la transformada Park-Clarke, dado que se comporta como filtro pasabanda para la señal de entrada de tensión sinusoidal v_{jn} .

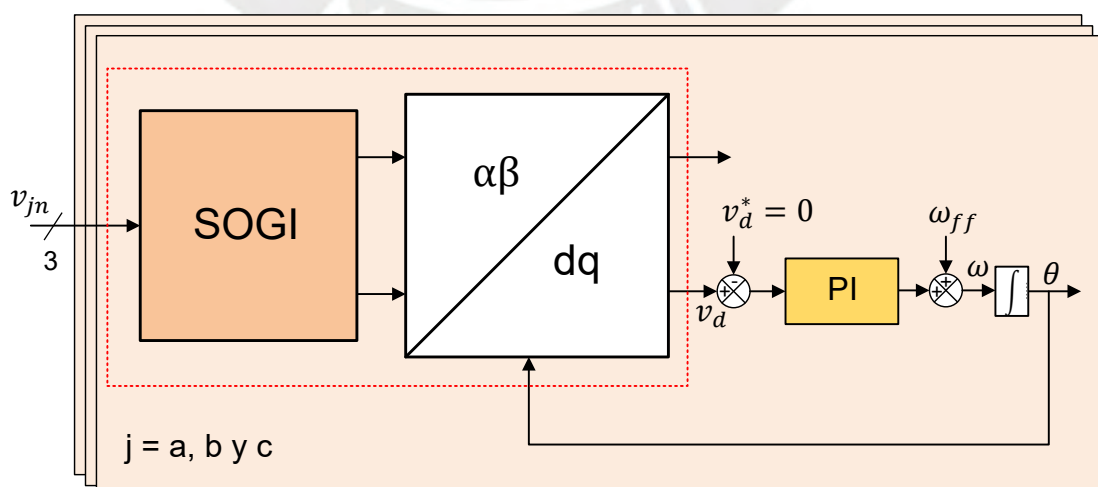


Figura 4.13 : Sistema de sincronismo PLL monofásico con SOGI

El controlador PI utilizado es el mismo que se trabajó en el apartado 4.1, con una pequeña diferencia: cuando se utiliza la transformada Park, la componente beta está adelantada a la componente alpha, mientras que en el caso del SOGI, la componente alpha está adelantada a beta. Esta diferencia en el orden de las componentes afecta el signo de las ganancias del controlador, modificándolo en función del sistema utilizado. Aunque el sistema puede operar bajo condiciones de desequilibrio y con una considerable distorsión armónica en la red, las demandas de potencia son elevadas. Por lo tanto, es crucial limitar su funcionamiento para evitar sobrecargas. Esto se logra restringiendo la caída de tensión en cada fase a un máximo de 50V antes de habilitar el control, lo que asegura una operación más segura y estable del sistema.

4.6 Diseño de la estrategia de control para implementar un amortiguamiento activo (damping virtual)

La implementación de amortiguamiento activo, también conocido como damping virtual, es una técnica avanzada que busca mejorar la estabilidad y el rendimiento de sistemas eléctricos y de control, particularmente en aquellos que involucran convertidores de potencia, accionamientos eléctricos o sistemas de generación distribuida. Este enfoque tiene como objetivo mitigar las oscilaciones no deseadas y mejorar la respuesta dinámica del sistema sin la necesidad de agregar componentes pasivos físicos, como resistencias o inductancias adicionales, que pueden ser costosos, voluminosos y menos eficientes.

Primero, se analiza el efecto de la resistencia de amortiguamiento (r_d) en el modelo descrito por la ecuación (4.7), que se presenta en la Figura 4.14. Es importante destacar que, a medida que aumenta la resistencia de amortiguamiento, la ganancia en el pico de resonancia disminuye, al igual que la variación de fase. Esto se traduce en una mayor estabilidad y robustez del sistema. Por lo tanto, una resistencia de amortiguamiento mayor resulta favorable desde el punto de vista de la estabilidad. Sin embargo, un aumento en r_d también implica mayores pérdidas, lo que reduce la eficiencia general del sistema. En la práctica, una resistencia de amortiguamiento elevada también puede contribuir a mejorar la distorsión armónica en la red. En resumen, el diseño adecuado de esta resistencia es fundamental para optimizar el rendimiento de cualquier convertidor de potencia.

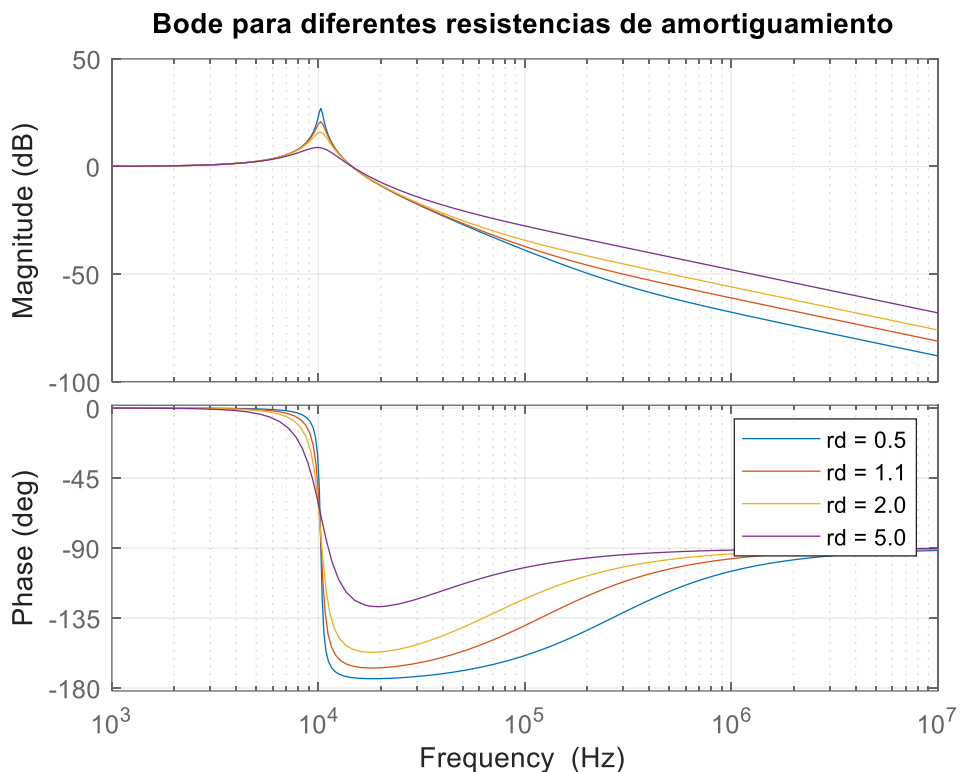


Figura 4.14 : Bode del modelo del filtro AC para diferentes resistencias de amortiguamiento

Para evitar el uso de una resistencia de amortiguamiento elevada, aunque aporta beneficios como la estabilidad y robustez, reduce la eficiencia del sistema, se implementan técnicas de control avanzadas. Estas técnicas permiten emular una resistencia virtual, que se conecta en paralelo al inductor del filtro AC de manera conveniente, tal como se ilustra en la Figura 4.15. Esta resistencia virtual proporciona el amortiguamiento necesario sin incurrir en las pérdidas asociadas a una resistencia física, logrando así un equilibrio entre estabilidad, robustez y eficiencia en el sistema.

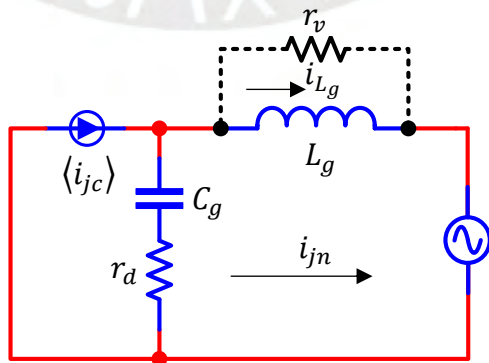


Figura 4.15 : Modelo del filtro AC con resistencia de amortiguamiento virtual

Aplicando Kirchoff sobre el circuito presentado en la Figura 4.15, se tiene el desarrollo paso a paso del modelo $i_{L_g}/\langle i_{j_c} \rangle$, que se expresa en la ecuación (4.20) que debe ser equivalente al sistema de segundo orden en la ecuación (4.21).

$$(\langle i_{j_c} \rangle - i_{j_n}) \left(\frac{1}{sC_g} + r_d \right) = i_{j_n} \left(\frac{sL_g r_v}{sL_g + r_v} \right)$$

$$\langle i_{j_c} \rangle \left(\frac{1}{sC_g} + r_d \right) = i_{j_n} \left(\frac{sL_g r_v}{sL_g + r_v} + \frac{1}{sC_g} + r_d \right)$$

$$\frac{i_{j_n}}{\langle i_{j_c} \rangle} = \frac{\left(\frac{1}{sC_g} + r_d \right)}{\left(\frac{sL_g r_v}{sL_g + r_v} + \frac{1}{sC_g} + r_d \right)}$$

$$\frac{i_{j_n}}{\langle i_{j_c} \rangle} = \frac{(1 + r_d s C_g)(s L_g + r_v)}{(s C_g (s L_g r_v) + s L_g + r_v + s C_g (s L_g + r_v) r_d)}$$

$$\frac{i_{j_n}}{\langle i_{j_c} \rangle} = \frac{(1 + r_d s C_g)(s L_g + r_v)}{s^2 L_g C_g (r_d + r_v) + s(L_g + C_g r_d r_v) + r_v}$$

$$i_{L_g} = \frac{i_{j_n} r_v}{(s L_g + r_v)}$$

$$\frac{i_{L_g}}{\langle i_{j_c} \rangle} = \frac{\frac{r_v}{L_g C_g (r_d + r_v)} (1 + r_d s C_g)}{s^2 + \frac{s(L_g + C_g r_d r_v)}{L_g C_g (r_d + r_v)} + \frac{r_v}{L_g C_g (r_d + r_v)}} \quad (4.20)$$

$$\frac{i_{L_g}}{\langle i_{j_c} \rangle} = \frac{\omega_n^2 (1 + r_d s C_g)}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.21)$$

Para que el sistema tenga polos reales y diferentes, es necesario que el factor de amortiguamiento ξ sea mayor que 1, lo que garantiza una respuesta sobreamortiguada. Esto significa que el sistema no presentará picos de resonancia, ofreciendo un comportamiento más estable y controlado, similar al filtro digital propuesto en un inicio. Entonces, comparando (4.21) con (4.20), se obtiene:

$$\omega_n^2 = \frac{r_v}{L_g C_g (r_d + r_v)}$$

$$2\xi\omega_n = \frac{(L_g + C_g r_d r_v)}{L_g C_g (r_d + r_v)}$$

Se despeja el factor de amortiguamiento ξ y con la condición anterior se obtiene la expresión (4.22).

$$\begin{aligned} \xi &= \omega_n \frac{(L_g + C_g r_d r_v)}{2r_v} \\ \omega_n \frac{(L_g + C_g r_d r_v)}{2r_v} &> 1 \\ \frac{L_g}{r_v} &> \frac{2}{\omega_n} - C_g r_d \\ r_v &< \frac{L_g}{\left(\frac{2}{\omega_n} - C_g r_d\right)} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Donde se define, una resistencia de amortiguamiento virtual crítica en la ecuación (4.23) y la frecuencia natural para una resistencia física nula es similar a ω_{cLC} en (4.24).

$$r_{v,critico} = \frac{L_g}{\left(\frac{2}{\omega_n} - C_g r_d\right)} \quad (4.23)$$

$$\omega_n^2|_{r_d=0} = \frac{1}{L_g C_g} = \omega_{cLC}^2 \quad (4.24)$$

En el convertidor ensamblado, la resistencia de amortiguamiento física es de 1.1Ω . A partir de esta, se calcula la resistencia de amortiguamiento virtual crítica, obteniéndose un valor de:

$$r_{v,critico} = 6.7422 \Omega$$

En la Figura 4.16 se muestra el diagrama de Bode para distintos valores de la resistencia de amortiguamiento virtual. Es evidente que, a medida que aumenta el valor de la resistencia, el sistema presenta una respuesta más estable y un mayor ancho de banda. Basándose en este análisis, se selecciona una resistencia de amortiguamiento virtual de 5.6Ω , que ofrece un buen equilibrio entre estabilidad y desempeño del sistema.

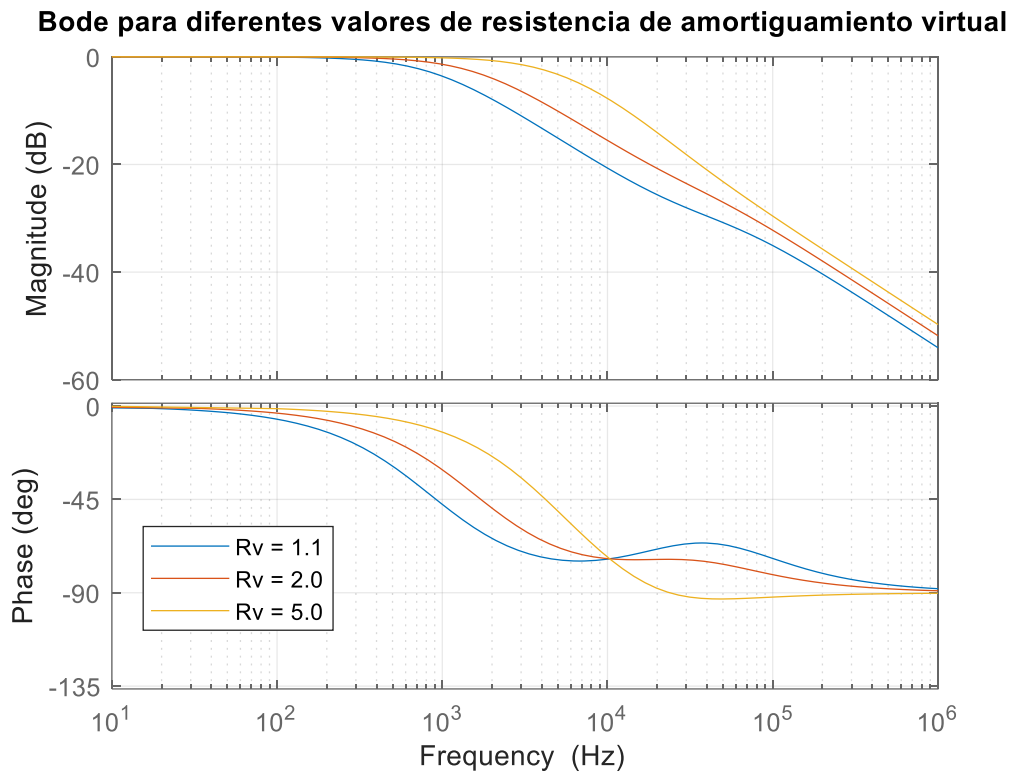


Figura 4.16 : Bode para diferentes valores de resistencia de amortiguamiento virtual

4.7 Estrategia de control aplicada al convertidor AC-DC QABRS con OFFset

En la Figura 4.1, se integran todos los controladores en el convertidor trifásico AC-DC QABRS con OFFset. El lazo de control externo proporciona una corriente en el neutro i_n para controlar la tensión del OFFset. Esta corriente se suma a la corriente de referencia i_j^* (que se construye mediante la fase del PLL), entonces la corriente de referencia i_j^{**} utilizada en el lazo de control interno es:

$$i_j^{**} = i_j^* + \frac{i_n}{3}$$

Esta corriente i_j^{**} en el lazo interno (controlador de corriente) produce una corriente de control $\langle i_j \rangle^*$, que toma como referencia la corriente en el inductor i_j , entonces como se ha visto en el apartado anterior, se debe adicionar la corriente por la resistencia de amortiguamiento virtual i_{vj} para obtener la corriente de control final $\langle i_j \rangle$ que incluye la dinámica de la resistencia de amortiguamiento virtual expresado en:

$$\langle i_j \rangle = \langle i_j \rangle^* + i_{vj} \quad (4.25)$$

Donde $j = a, b$ y c . Además i_{vj} , se obtiene de dividir la tensión en el inductor v_{Lj} entre la resistencia de amortiguamiento virtual r_v , es decir:

$$i_{vj} = \frac{v_{Lj}}{r_v} \quad y \quad v_{Lj} = L_d \frac{di_j}{dt}$$

Se debe tener en cuenta que es necesario aplicar una derivada para obtener la tensión en el inductor v_{Lj} , con el fin de evitar el uso de un sensor adicional. No obstante, este proceso puede generar inestabilidad en el sistema si la corriente medida en el inductor i_j presenta ruido de alta frecuencia. Para mitigar este efecto, es indispensable filtrar la señal previamente utilizando un filtro pasabajo (LPF) con un ancho de banda de 200 Hz, lo que ayuda a eliminar el ruido no deseado y garantizar una respuesta más estable del sistema

Finalmente, las DRs y el desfase φ , son calculados con (3.13) y (3.19), respectivamente. Sin embargo, al aplicar control, se debe agrega una ganancia dinámica G para mantener el arco seno en un valor real. Entonces los DRs, son obtenidas con la expresión (3.16).

$$\begin{cases} \frac{\alpha_a}{2} = \text{asin} \left(\frac{\langle i_a \rangle}{GI_m} \right) \\ \frac{\alpha_b}{2} = \text{asin} \left(\frac{\langle i_b \rangle}{GI_m} \right) \\ \frac{\alpha_c}{2} = \text{asin} \left(\frac{\langle i_c \rangle}{GI_m} \right) \end{cases} \quad (4.26)$$

Y el desfase φ mediante la expresión (4.27) .

$$\varphi = \text{asin} \left(\frac{GI_m}{K} \right) \quad (4.27)$$

Donde G , se obtiene en el convertidor para las diferentes zonas de potencias, por eso se tiene un bloque selector de casos.

4.8 Validación y simulación en PSIM

Mediante el software PSIM, se valida la estrategia de control propuesta para el convertidor QABRS AC-DC trifásico con oFFset. El controlador de corriente se muestra en la Figura 4.17.

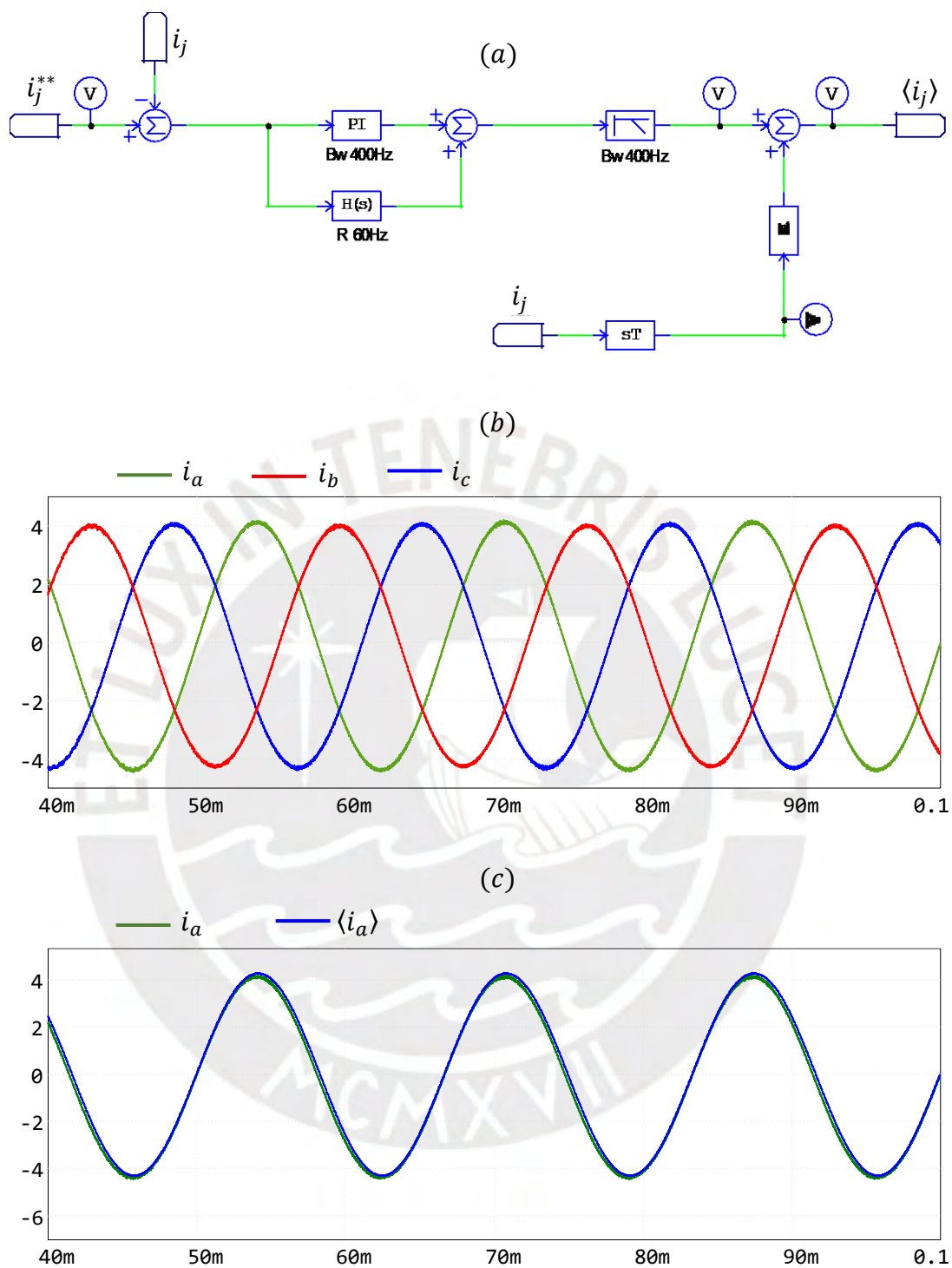


Figura 4.17 : Simulación de la estrategia control de corriente en el convertidor QABRS (a) Diagrama de bloques (b) Corrientes trifásicas (c) Referencia

En la Figura 4.17a se presenta el diagrama de bloques del controlador de corriente, el cual fue implementado inicialmente en PSIM y posteriormente en VHDL. Como se observa en la Figura 4.17c, la corriente en la red alcanza la referencia establecida, lo

que permite obtener corrientes equilibradas en la red trifásica, tal como se muestra en la Figura 4.17b. Estos resultados validan la efectividad del controlador para lograr el equilibrio en las corrientes trifásicas. La THD obtenido con el control implementado fue de 3.4%, significativamente menor al valor registrado en ausencia de control. Esto demuestra la efectividad del controlador en la reducción de la distorsión armónica total, mejorando así la calidad de la corriente en el sistema.

4.9 Pruebas experimentales

En las pruebas experimentales, se emplearon tres transformadores de alta frecuencia, cada uno con un índice de transformación diferente (para emular una perturbación). A través del control de corriente propuesto, se logró alcanzar el equilibrio en el sistema. El controlador de corriente fue desarrollado de manera incremental paso a paso, con el objetivo de evitar comportamientos inadecuados en el sistema, teniendo de premisa que el controlador de tensión está funcionando. En una primera etapa, se implementó un control no convencional en modo feedforward, en el cual se aplicó retroalimentación a la referencia, como se muestra a continuación:

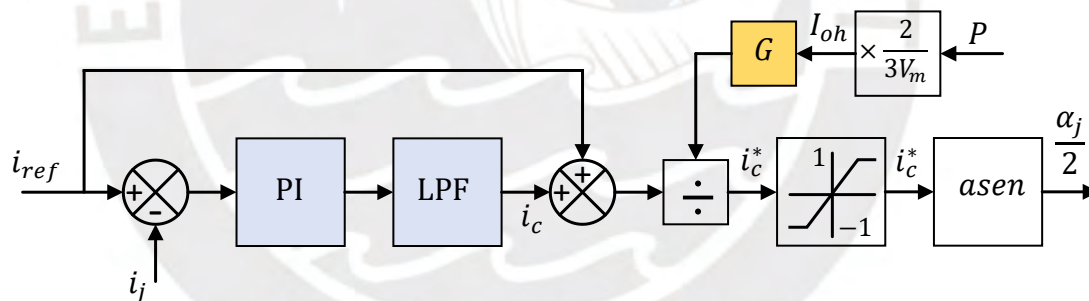


Figura 4.18 : Diagrama de bloques control feedforward fase j

En la Figura 4.18, la estrategia propuesta permite que el controlador (PI + LPF) no actúe en todo el rango, sino que introduzca solo un error mínimo, ya que la corriente de referencia se retroalimenta a la salida. Este enfoque contribuye a evitar posibles fallas en el sistema en caso de que el control no esté implementado correctamente, incrementando así la robustez y confiabilidad del sistema.

En la Figura 4.19 se presenta la corriente de red sin control (trazada en celeste), con un valor RMS de 1.2 A para una potencia de referencia de 1 kW. La principal razón por la cual no se alcanza la potencia de referencia es que la ganancia del convertidor (K) varía en función de la potencia, lo cual hace necesario implementar un sistema de

control. En contraste, la Figura 4.20 muestra la corriente de red con control (también en celeste), con un valor RMS de 1.65 A, alcanzándose la potencia de referencia. Sin embargo, la THD resulta afectado debido a la falta de un ajuste en la ganancia G , que está directamente relacionada con el factor de calidad Q .

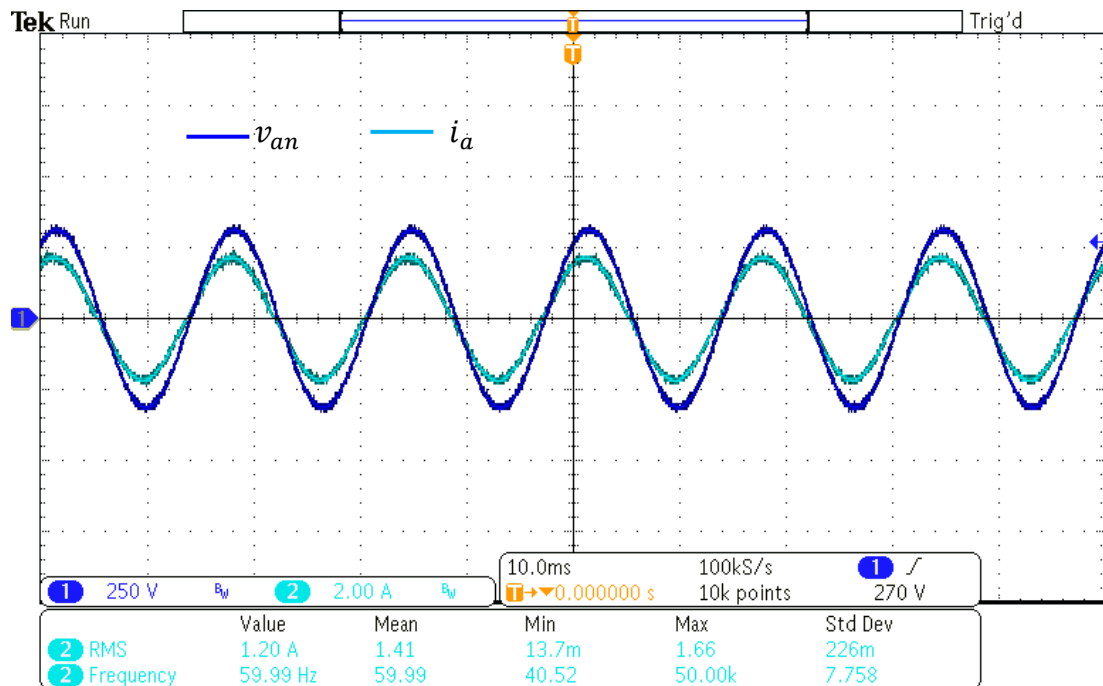


Figura 4.19 : Resultados sin control

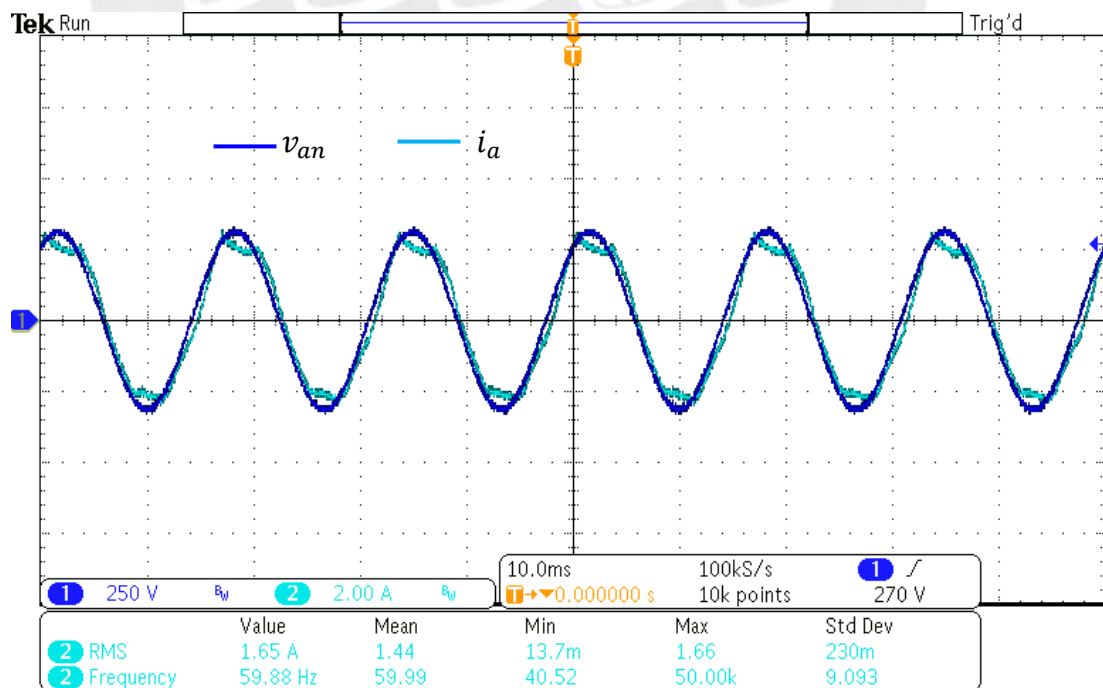


Figura 4.20 : Resultados con control feedforward

Posteriormente, al controlador presentado en la Figura 4.18 se le añade un R a 60 Hz en paralelo con el controlador PI. Esta adición permite una mejor compensación de componentes de frecuencia fundamental, reforzando la respuesta del sistema frente a perturbaciones en la frecuencia de la red y reduciendo aún más la distorsión armónica. El nuevo diagrama incorpora el R en paralelo con el PI, y se representa de la siguiente manera:

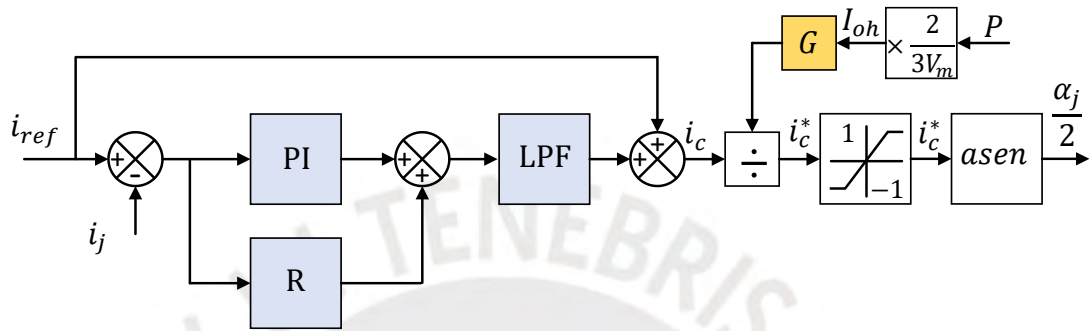


Figura 4.21 : Diagrama de bloques control feedforward con resonante en 60 Hz

En primera instancia, no se observaron cambios notorios en los resultados del control, por lo que se procedió a retirar la corriente de referencia y realizar pruebas con diferentes valores constantes de G en todo el rango de potencia. Posteriormente, se obtuvo un G dinámico adaptado a un rango de potencia específico, con el objetivo de mejorar la THD. El diagrama de bloques final se presenta a continuación:

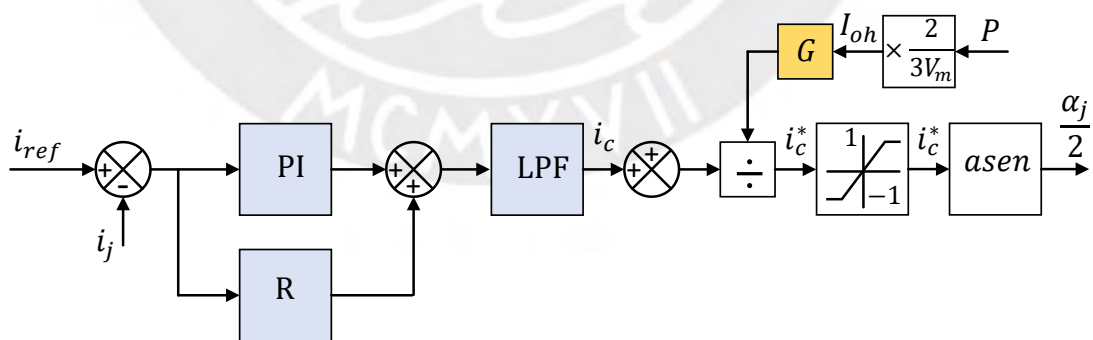


Figura 4.22 : Diagrama de bloques control sin feedforward con resonante en 60 Hz (control final)

En la Figura 4.23 se presenta el análisis de la THD en lazo abierto y en lazo cerrado, considerando diferentes valores de G que varían entre 1.25 y 1.5. En la Figura 4.23(a), G toma valores constantes en todo el rango de potencia. Se observa que la THD se

reduce significativamente al emplear un control en lazo cerrado que depende del valor de G . Específicamente, la THD disminuye notablemente para potencias cercanas a la potencia nominal cuando $G=1.25$ mientras que, para potencias más bajas, la THD se reduce considerablemente al establecer $G=1.5$.

Con esta observación, se desarrolló una segunda solución que consiste en calcular un G dinámico de acuerdo a la potencia a transferir, limitando G dentro del rango de 1.25 y 1.5. Esta estrategia resultó en cinco zonas dentro del rango de potencia, como se ilustra en la Figura 4.23(b). Se puede notar que la THD resultante se minimiza en todo el rango de potencia, alcanzando un mínimo del 1.1% para la potencia nominal.

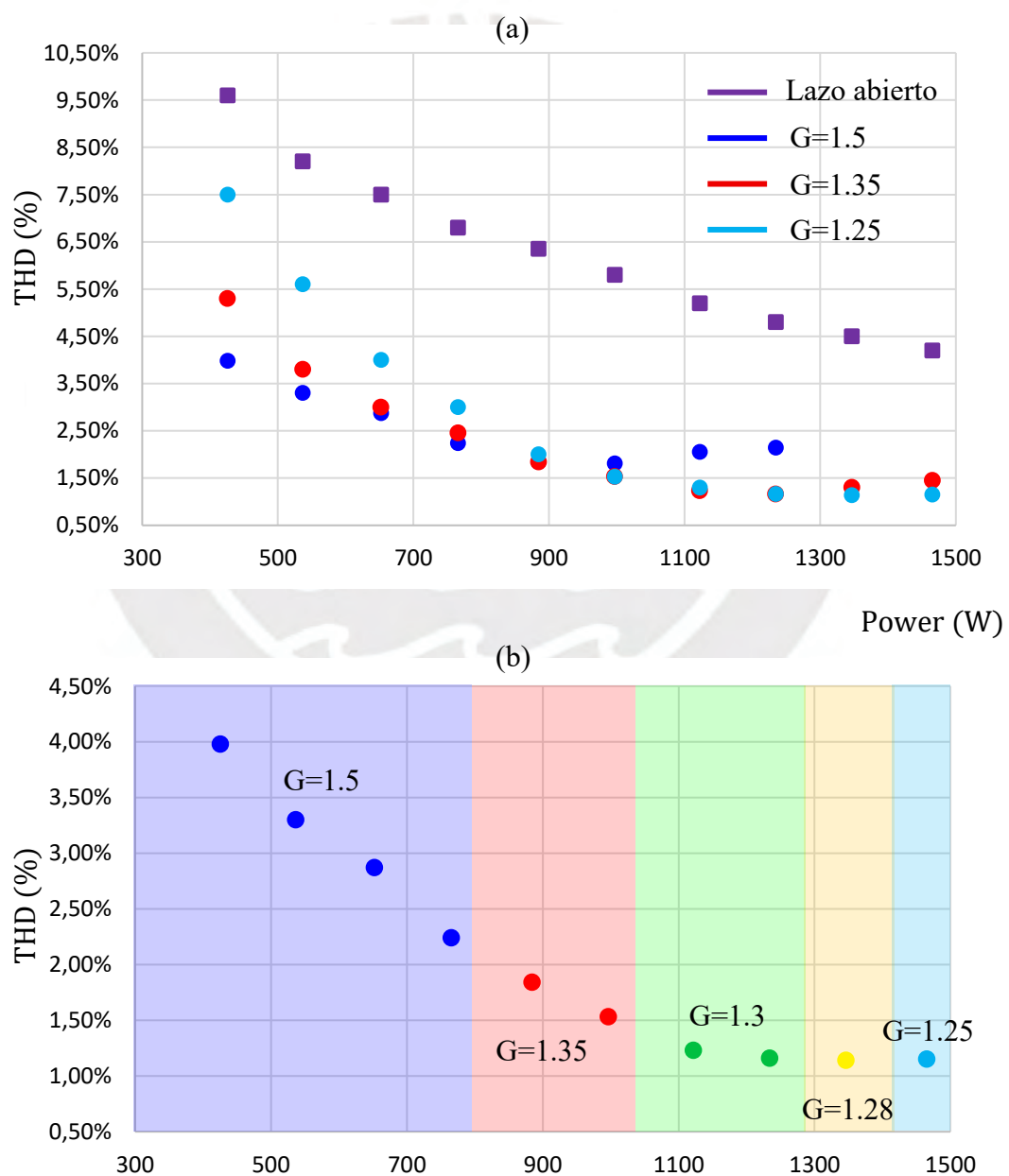


Figura 4.23 : THD para diferentes G : (a) Valores fijos (b) Valores dinámicos

En resumen, se presenta en la Tabla. 4.1 los valores G según cada zona de potencia obtenida de la Figura 4.23 que ha sido implementada en una tabla de búsqueda (LUT), donde cada zona de potencia ha sido obtenida de forma empírica.

G	Zona de potencia
1.5	[300, 800 >
1.35	[800, 1050 >
1.3	[1050, 1250 >
1.28	[1250, 1400 >
1.25	[1400, -

Tabla 4.1 : Ganancia G dinámica

Este rango proporciona un buen equilibrio entre la THD resultante y la eficiencia del convertidor.

En la Figura 4.24 se muestra el proceso de precarga de v_{OFF} y la dinámica del controlador de tensión al activarse. Inicialmente, el capacitor C_{OFF} se carga a través de los diodos del puente de MOSFETs en el lado AC, y mediante una resistencia de precarga conectada en paralelo al switch bidireccional de arranque, el cual se activa cuando la tensión v_{OFF} alcanza el valor de amplitud de voltaje $V_m = 220\sqrt{2}$. Posteriormente, en el momento t_{ON} , se inicia la estrategia de control de lazo cerrado, con una referencia de tensión $v_{OFF}^* = 350V$ y un step de potencia activa $P_g = 300 W$. En la Figura 4.24 se observa que v_{OFF} alcanza el valor de referencia v_{OFF}^* después de 360 ms, presentando un sobreimpulso de aproximadamente 2.8%.

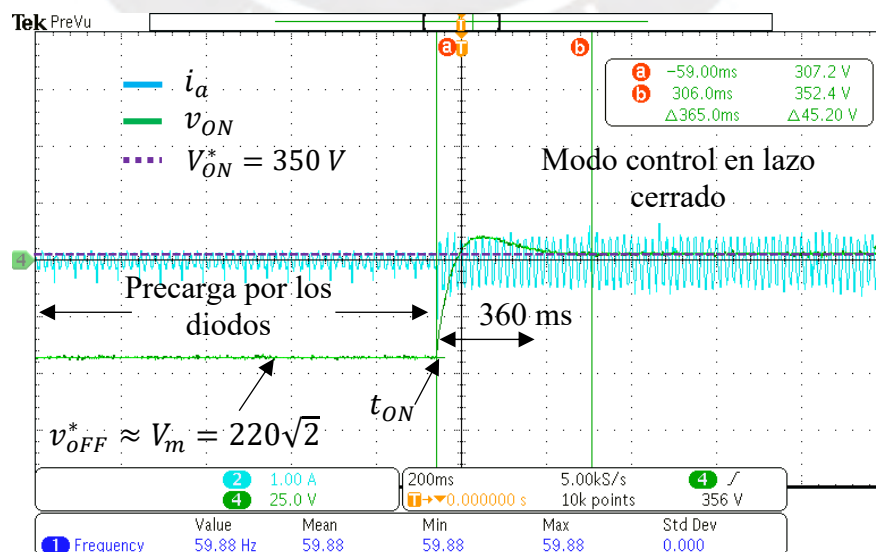


Figura 4.24 : Dinámica de la precarga y control de tensión del offset

Entonces, las tensiones de entrada del QAB, en el lado AC, son tensiones DC con un alto rizado (casi 100%) como se muestra en la Figura 4.25.

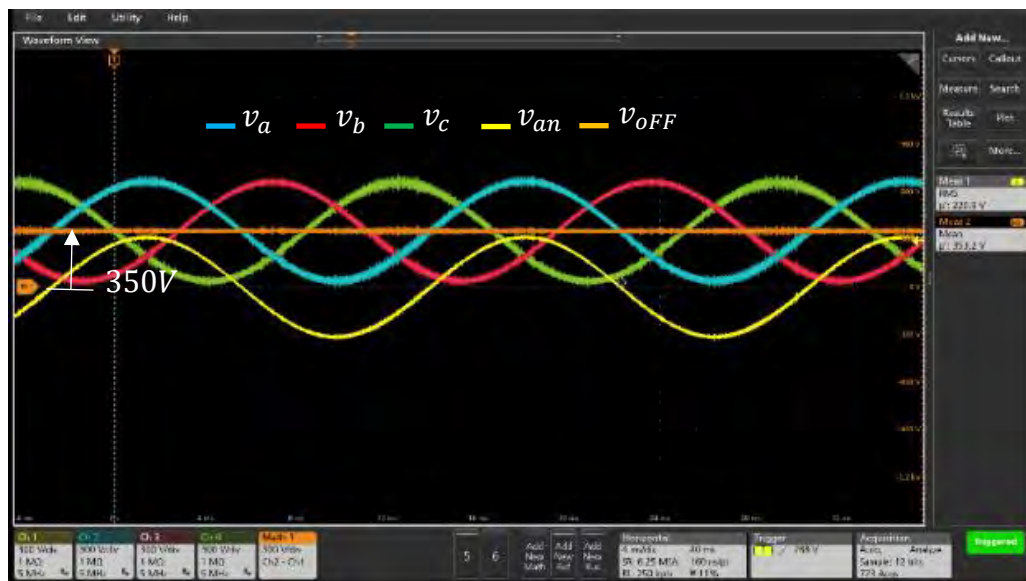


Figura 4.25 : Tensiones de entrada del QAB

La validación del flujo de potencia G2V y V2G se presenta en la Figura 4.26 y Figura 4.27, para 1.5 kW y -1.2 kW respectivamente. Como se observa, se lograron corrientes de red trifásicas equilibradas con THD de 1.15% y 1.12% respectivamente, verificando la corrección de la estrategia de control.

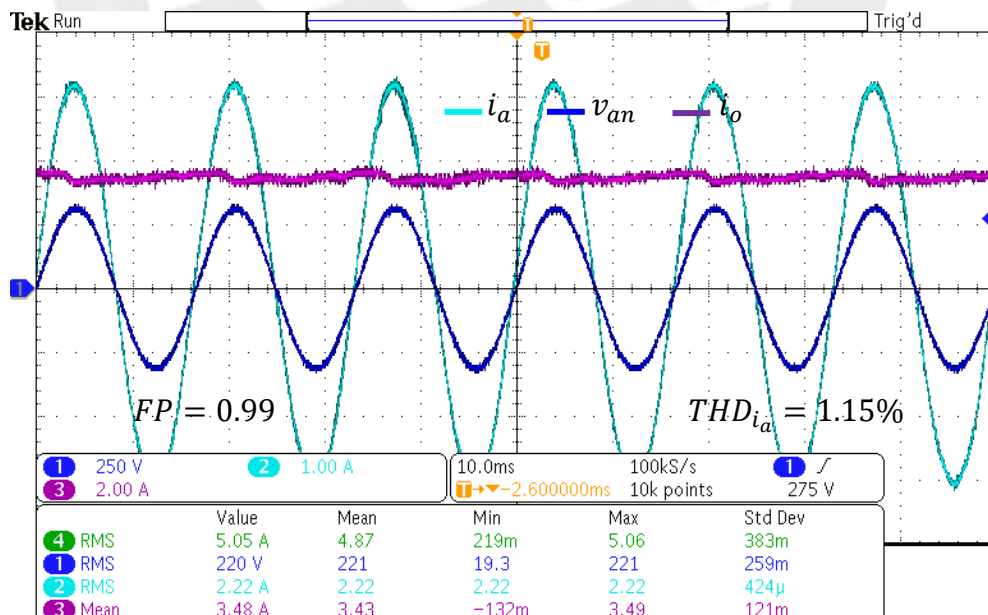


Figura 4.26 : Modo G2V para 1.5 kW

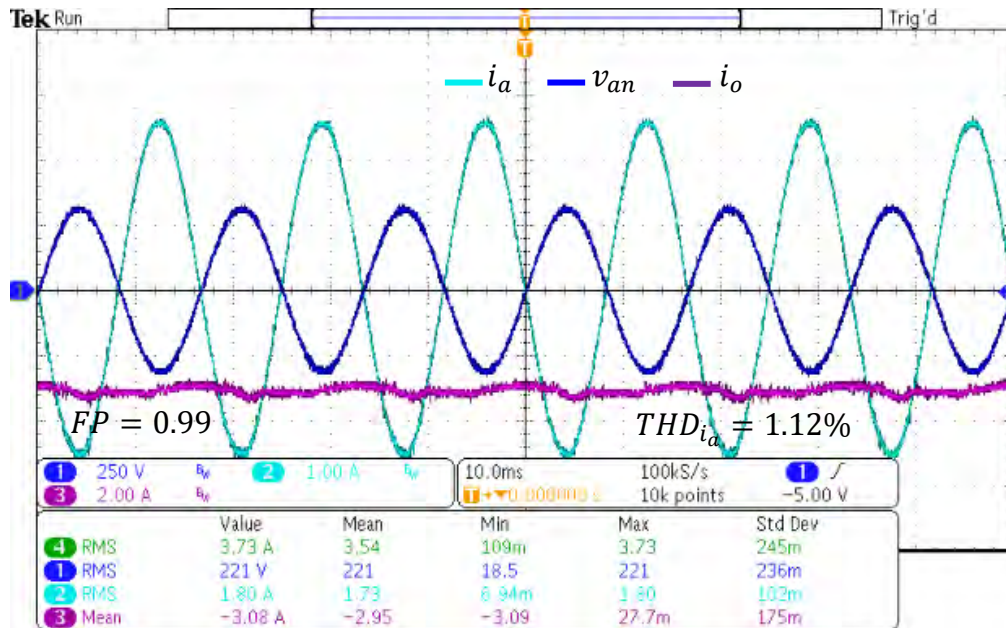


Figura 4.27 : Modo V2G para 1.2 kW

A continuación, en la Figura 4.28 se muestran las tensiones moduladas y la corriente de alta frecuencia (en el circuito de tanque) para dos periodos de red y para 1 kW en modo G2V. Se observa que la corriente de alta frecuencia tiene una amplitud casi constante, ya que la ondulación de baja frecuencia se elimina en el lado secundario de los transformadores de alta frecuencia. La amplitud de la corriente de alta frecuencia es $I_L \approx 2,82\sqrt{2} \approx 3,98 A$, valor que se aproxima a los resultados analíticos, con un error de casi el 2% debido a las pérdidas del convertidor y a las imprecisiones de las mediciones.



Figura 4.28 : Tensiones moduladas y la corriente de alta frecuencia en 1 kW

El modo ZVS se validó para el modo G2V y una potencia activa de 1.5 kW, como se observa en la Figura 4.29. En esta figura, el voltaje modulado de la fase v_{ahf} se evalúa en $\frac{\alpha_a}{2} = \omega_g t = \frac{5\pi}{8}$, mientras que el voltaje DC modulada v_{ohf} se evalúa en $\frac{\alpha_o}{2} = \frac{\pi}{2}$, es decir, sin transferencia de potencia reactiva.

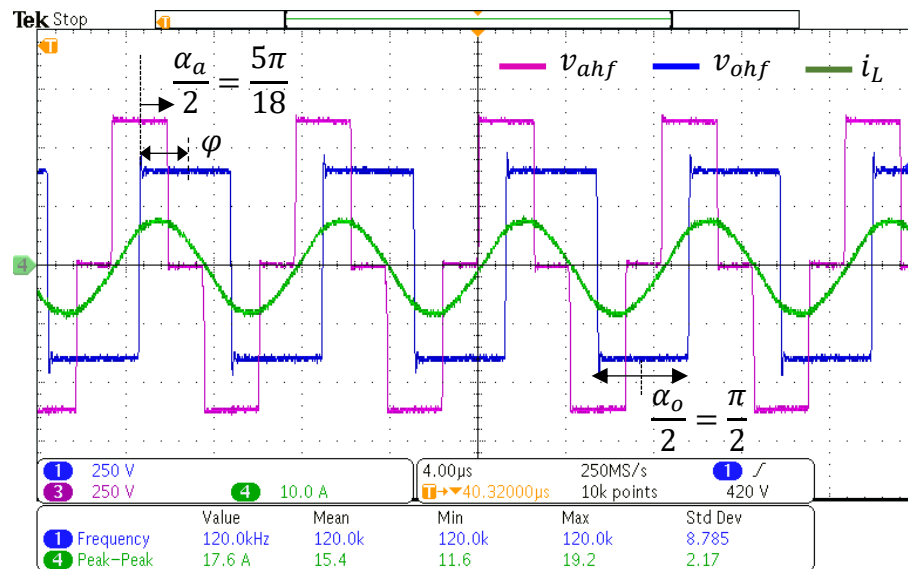


Figura 4.29 : Analisis ZVS para 1.5 KW en $\omega_g t = \frac{5\pi}{8}$

La respuesta dinámica del controlador propuesto fue evaluada ante un escalón de potencia de 420 W a 850 W, como se muestra en la Figura 4.30. Se observa que las corrientes instantáneas de la red alcanzan rápidamente sus valores deseados, lo cual valida la capacidad del controlador para responder de manera rápida y eficiente ante cambios de carga.

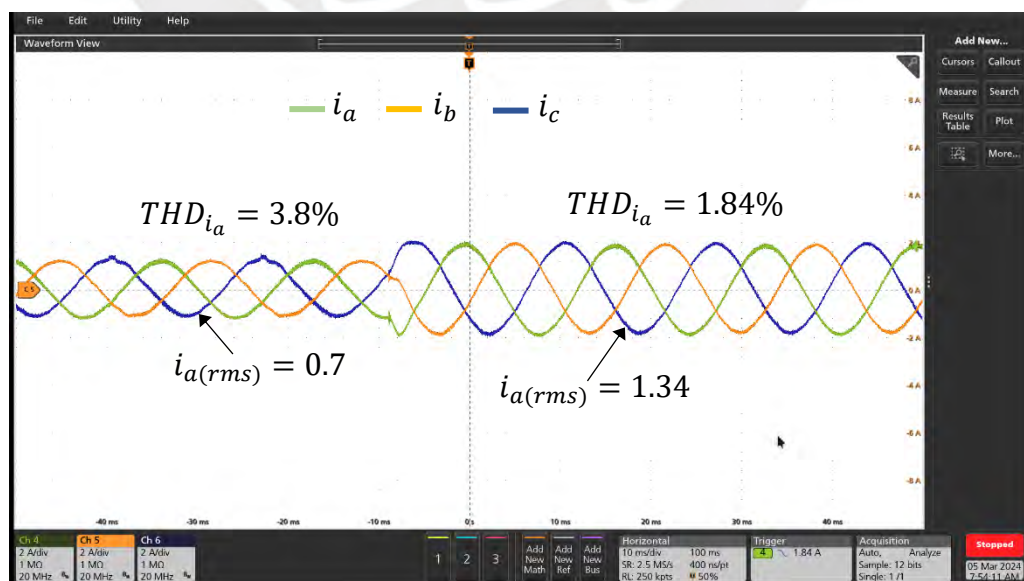


Figura 4.30 : Escalón de 420 W a 850 W al convertidor QABRS en lazo cerrado

La robustez del controlador propuesto se evaluó bajo condiciones de desequilibrio, considerando amplitudes de 210 V, 220 V y 230 V rms en cada fase, como se muestra en la Figura 4.31. Las corrientes de red se regularon para formar un sistema trifásico equilibrado con una amplitud de $I_m = 1.36$ A. A pesar de las perturbaciones en las tensiones, las corrientes de red trifásicas resultantes se aproximan a un sistema trifásico perfectamente equilibrado, lo cual confirma la eficacia y robustez de la estrategia de control propuesta.

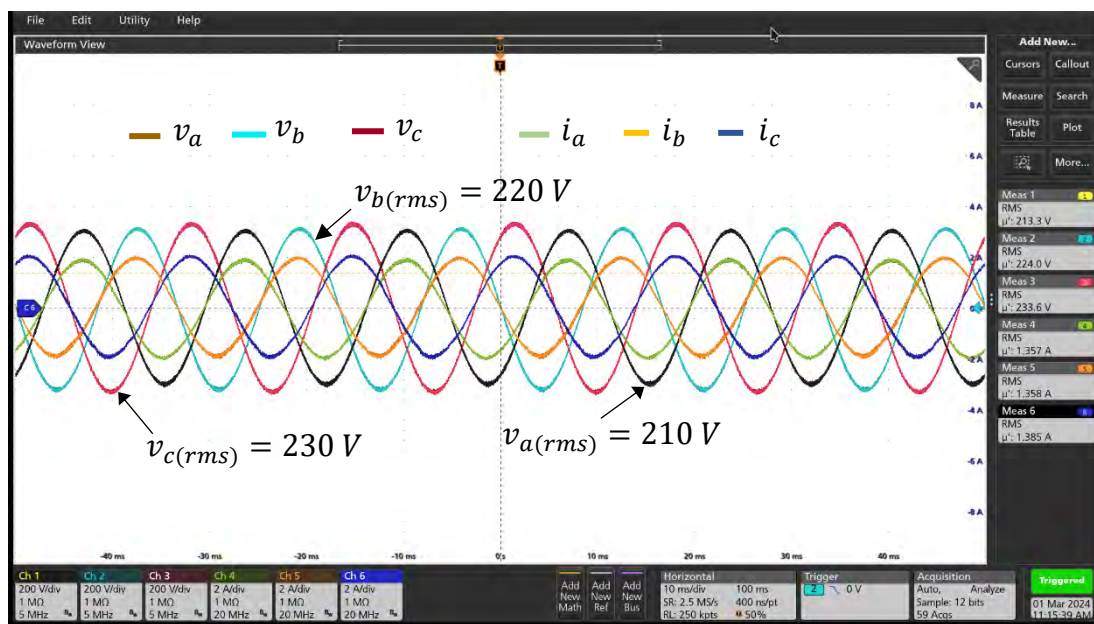


Figura 4.31 : Respuesta ante condiciones de desequilibrio

Finalmente, los resultados de eficiencia y THD para los modos G2V y V2G, sin transferencia de potencia reactiva, se presentan en Figura 4.32 y Figura 4.33, respectivamente. Las figuras muestran que la mayor eficiencia se alcanza en el modo V2G, con un 96.4%, debido a que se logra el modo ZVS en todos los ABs. En cambio, en el modo G2V, el ZVS se pierde en el AB del lado AC cuando los ángulos de los DR son pequeños. Se obtuvo una THD baja en ambos modos G2V y V2G, alrededor del 1.1% en la potencia nominal de 1.5 kW (se redujo la potencia nominal debido a la inductancia de fuga de los transformadores, que agregaron $28 \mu\text{H}$ a L_r) y una THD de 4% en 300W (20% de la potencia nominal).

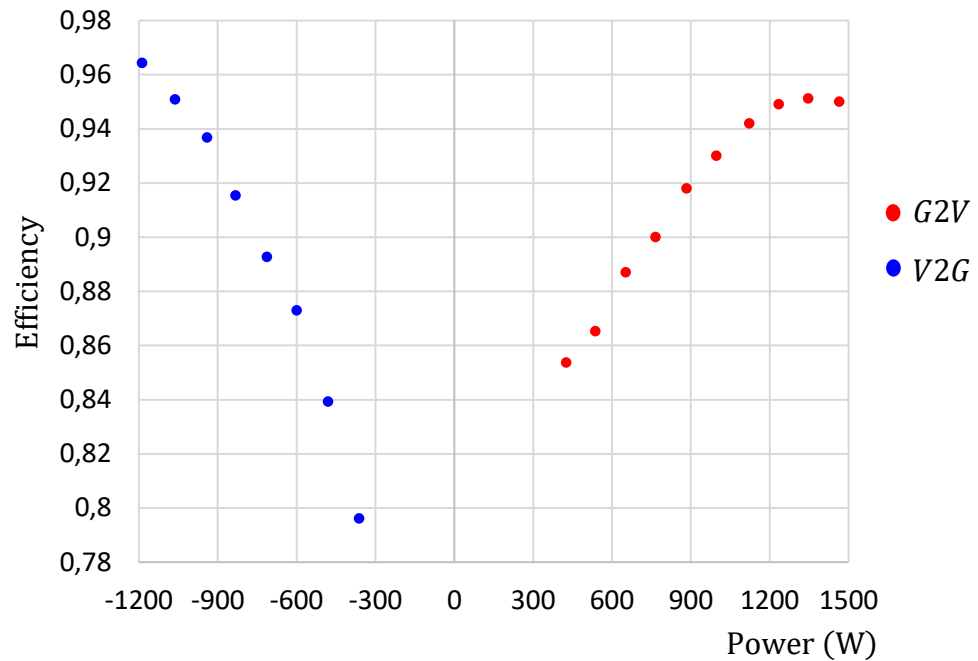


Figura 4.32 : Analisis de eficiencia en ambos modos

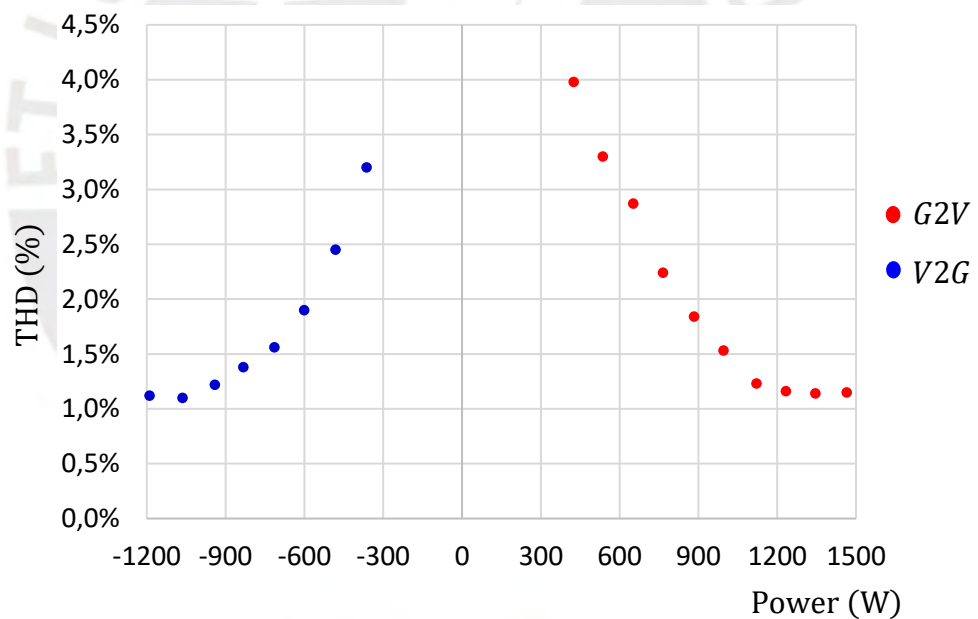


Figura 4.33 : Analisis de THD en ambos modos

La distribución teórica de pérdidas para una potencia de 1.5 kW en modo V2G se presenta en la Figura 4.34. Las pérdidas más elevadas se observan en los transformadores de alta frecuencia, principalmente debido al alto voltaje en el lado primario. Cabe destacar que el volumen de los núcleos no fue optimizado, ya que se dimensionó en función del valor máximo de voltaje, lo cual sugiere que un proceso de optimización podría reducir considerablemente estas pérdidas. Además, se

identificaron pérdidas de conducción significativas en los ABs del lado de CA debido al alto voltaje en estos componentes.

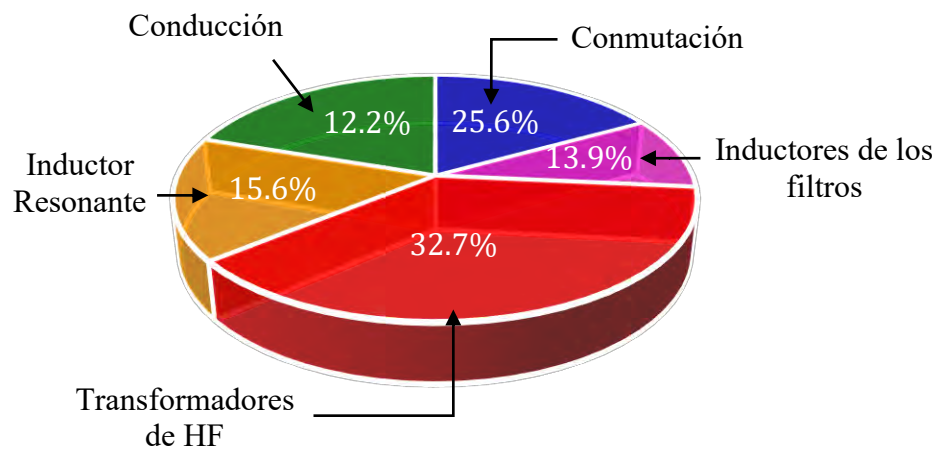


Figura 4.34 : Distribución de pérdidas en modo V2G, para la potencia nominal

En conclusión, la estrategia de modulación y control fueron implementadas con éxito, obteniendo resultados favorables que posicionan al convertidor como un excelente candidato para aplicaciones de electromovilidad. Este convertidor muestra una notable robustez frente a desequilibrios y cambios de carga, garantizando un funcionamiento estable y confiable en condiciones variables.

OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES

1. Es fundamental realizar una medición precisa de la inductancia de fuga en aplicaciones con tanque resonante, ya que esto permite determinar el valor exacto de L_r y garantiza que el sistema resuene en la frecuencia de diseño, optimizando así su eficiencia.
2. Durante la operación en los modos V2G y G2V, se observan variaciones en la eficiencia. La eficiencia más alta se alcanza en el modo V2G, dado que el modo ZVS se mantiene en todos los ABs. En el modo G2V, sin embargo, esta eficiencia se ve limitada por la pérdida de ZVS en el lado AC cuando los ángulos del DR son pequeños.
3. El controlador propuesto ha demostrado ser robusto ante desequilibrios en la red trifásica, manteniendo las corrientes de red casi equilibradas a pesar de las variaciones en los voltajes de línea, lo cual confirma la estabilidad del sistema bajo condiciones de perturbación.
4. En potencias bajas, la THD aumenta en lazo abierto, lo que podría afectar la calidad de la energía en sistemas de menor consumo y una solución ha sido el control en lazo cerrado con la ganancia G dinámica para obtener una THD baja.
5. Se sugiere realizar un análisis del campo magnético para optimizar el volumen de los núcleos de los transformadores, lo cual podría reducir las pérdidas en futuros diseños y mejorar la eficiencia del sistema.
6. Se recomienda evaluar la misma estrategia de modulación y control en un convertidor trifásico QAB AC-DC que utilice exclusivamente inductores de alta frecuencia como elementos de almacenamiento temporal, con el fin de aumentar la densidad de potencia.
7. Es aconsejable realizar un análisis de viabilidad para la implementación de una estructura grid-forming en este tipo de convertidores, permitiendo así una operación tanto aislada como conectada a la red.

CONCLUSIONES

1. Se logró diseñar un convertidor bidireccional y aislado AC-DC trifásico de una sola etapa de conversión tipo DABRS para aplicaciones de electromovilidad, en los modos G2V y V2G, con una eficiencia máxima de 96.4%.
2. La estrategia de modulación y el esquema de control implementados fueron exitosos y se validaron experimentalmente, lo que posiciona al convertidor como un excelente candidato para aplicaciones de electromovilidad V2G, especialmente bajo condiciones de desequilibrio de red.
3. Se alcanzó una eficiencia óptima en el modo V2G (96.4%), confirmando la efectividad del ZVS en los ABs del lado AC, aunque en el modo G2V se registraron menores niveles de eficiencia debido a la pérdida de ZVS en algunas condiciones.
4. Se logró una THD baja (1.12%) en la potencia nominal de 1.5 kW, lo que demuestra la capacidad del sistema para mantener una alta calidad de energía, y en potencias bajas la THD fue 4% (20% de la potencia nominal)
5. Los resultados muestran que el convertidor cumple con los requisitos de calidad de energía, eficiencia y robustez, haciéndolo ideal para sistemas de carga bidireccional de vehículos eléctricos debido a presentar baja THD (1.12%) según la normativa IEEE 519, alta eficiencia (96.4%), tolerancia a condiciones de desequilibrio y cambios bruscos de potencia en períodos cortos.
6. Se validó el desacoplamiento de potencia trifásico con la estrategia de modulación planteada al problema no lineal, reduciendo el cálculo computacional, de usar una computadora a un simple procesador.
7. Se validó en la inyección de energía reactiva, el importante papel del DR en la batería para mantener el equilibrio en el transformador de alta frecuencia, en ese sentido el convertidor QABRS presenta la capacidad de inyectar energía reactiva y activa según los requerimientos del sistema.
8. Se validó el uso del controlador resonante y el damping virtual para mejorar la corriente en la red, obteniéndose una THD baja (1.12%) según la normativa IEEE 519.
9. Se contribuyó a la generación de conocimientos con la estrategia de modulación y control planteados para este convertidor QABRS DC-AC

mediante la publicación de dos artículos en conferencia y un artículo en proceso de revisión en una revista Q1 (ver ANEXO G).



REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Sixth Assessment Report and of the Intergovernmental Panel on Climate Change, "Climate Change 2022 Mitigation of Climate Change," 2022. [Online]. Available: <https://www.ipcc.ch/>
- [2] A. K. Bhattacharjee, N. Kutkut and I. Batarseh, "Review of Multiport Converters for Solar and Energy Storage Integration," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1431-1445, Feb. 2019
- [3] G. Saldaña, J. I. San Martin, I. Zamora, F. J. Asensio, and O. Oederra, "Electric Vehicle into the Grid: Charging Methodologies Aimed at Providing Ancillary Services Considering Battery Degradation," in *Energies Journal*, vol. 12, no. 12, p. 2443, Jun. 2019
- [4] A. W. Thompson and Y. Perez, "Vehicle-to-Everything (V2X) energy services, value streams, and regulatory policy implications," *Energy Policy*, vol. 137, p. 111136, Feb. 2020.
- [5] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, "Opportunities and Challenges of Vehicle-to-Home, Vehicle-to-Vehicle, and Vehicle-to-Grid Technologies," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 11, pp. 2409–2427, Nov. 2013.
- [6] Q. Hu, S. Bu and V. Terzija, "A Distributed P and Q Provision-Based Voltage Regulation Scheme by Incentivized EV Fleet Charging for Resistive Distribution Networks," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2376-2389, Dec. 2021
- [7] J. Antoun, M. E. Kabir, R. Atallah, B. Moussa, M. Ghafouri and C. Assi, "Assisting Residential Distribution Grids in Overcoming Large-Scale EV Preconditioning Load," in *IEEE Systems Journal*, vol. 16, no. 3, pp. 4345-4355, Sept. 2022
- [8] M. Restrepo, J. Morris, M. Kazerani and C. A. Cañizares, "Modeling and Testing of a Bidirectional Smart Charger for Distribution System EV Integration," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 152-162, Jan. 2018

- [9] A. Kazemtarghi, S. Dey and A. Mallik, "Optimal Utilization of Bidirectional EVs for Grid Frequency Support in Power Systems," in IEEE Transactions
- [10] D. Sal y Rosas, A. Zarate, "Single-Phase Grid-Forming Strategy with Power Decoupling Implementation for Electrolytic-Capacitor-Free EV Smart Battery Charger", in Energies Open Access Journal, 16(2), 894, 2023
- [11] M. K. Chaitanya, A. S. Vinayak, B. J. G. Pavan, N. N. Lakshmi and K. Sandeep, "A Review of Bidirectional DC-DC, DC-AC Converters for V2G and G2V Applications," 2023 International Conference on Power, Instrumentation, Energy and Control (PIECON), Aligarh, India, 2023, pp. 1-6
- [12] F. Wu, K. Wang, G. Hu, Y. Shen and S. Luo, "Overview of Single-Stage High-Frequency Isolated AC–DC Converters and Modulation Strategies," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 2, pp. 1583-1598, Feb. 2023
- [13] J. Lee, H. Jeong, T. -T. LE and S. Choi, "Three-Phase Single-Stage Bidirectional CCM Soft-Switching AC–DC Converter with Minimum Switch Count," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 2, pp. 2052-2062, Feb. 2023
- [14] H. Kim, J. Park, S. Kim, R. M. Hakim, H. Belkamel and S. Choi, "A Single-Stage Electrolytic Capacitor-Less EV Charger With Single- and Three-Phase Compatibility," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 6, pp. 6780-6791, June 2022
- [15] M. Amirabadi, J. Baek and H. A. Toliyat, "Bidirectional Soft-Switching Series AC-Link Inverter," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 3, pp. 2312-2320, May-June 2015
- [16] D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal and N. Mohan, "A Bidirectional Soft-Switched DAB-Based Single-Stage Three-Phase AC–DC Converter for V2G Application," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, pp. 186-199, March 2019

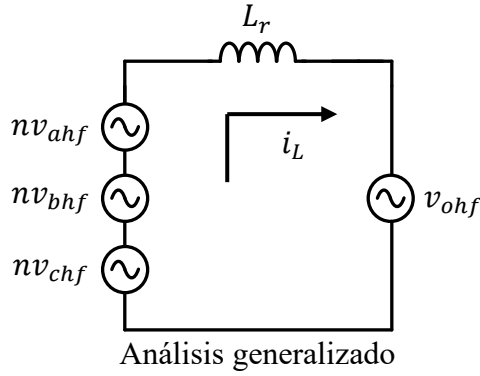
- [17] X. Li, F. Wu, G. Yang, H. Liu and T. Meng, "Dual-Period-Decoupled Space Vector Phase-Shifted Modulation for DAB-Based Three-Phase Single-Stage AC–DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6447-6457, June 2020
- [18] P. Mohseni, P. Emiliani, O. Husev, D. Vinnikov and L. Mackay, "A Comparison between Three-Phase Conventional Two-Stage AC-DC and Single-Stage Matrix Converter Approaches," 2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Tallinn, Estonia, 2023, pp. 1-6
- [19] Koochi, P., Watson, A. J., Clare, J. C., Soeiro, T. B., & Wheeler, P. W. "A Survey on Multi-Active Bridge DC-DC Converters: Power Flow Decoupling Techniques, Applications, and Challenges," in *Energies Journal*, 16(16), 5927, 2023.
- [20] D. Sal y Rosas, D. Chavez, D. Frey & J.P Ferrieux, "Single-Stage Isolated and Bidirectional Three-Phase Series-Resonant AC-DC Converter: Modulation for Active and Reactive Power Control," in *Energies Journal*, 15(21), 8070, OCT. 2022.
- [21] B. J. D. Vermulst, J. L. Duarte, C. G. E. Wijnands and E. A. Lomonova, "Quad-Active-Bridge Single-Stage Bidirectional Three-Phase AC–DC Converter With Isolation: Introduction and Optimized Modulation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2546-2557, April 2017
- [22] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design," 3rd ed. New York: Wiley, 2002.
- [23] W. Wu, Y. He, T. Tang and F. Blaabjerg, "A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4339-4350, Oct. 2013
- [24] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Three-Port Series-Resonant DC–DC Converter to Interface Renewable Energy Sources With Bidirectional Load and Energy Storage Ports," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2289-2297, Oct. 2009

- [25] J. Lu et al., "A Modular-Designed Three-Phase High-Efficiency High-Power-Density EV Battery Charger Using Dual/Triple-Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 8091-8100, Sept. 2018
- [26] T. Chen, R. Yu and A. Q. Huang, "Variable-Switching-Frequency Single-Stage Bidirectional GaN AC–DC Converter for the Grid-Tied Battery Energy Storage System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 69, no. 11, pp.10776-10786, NOV. 2022
- [27] T. Chen, R. Yu and A. Q. Huang, "Bidirectional Isolated Dual-Phase-Shift Variable-Frequency Series Resonant Dual-Active-Bridge GaN AC–DC Converter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 70, no. 4, pp.3315-3325, April 2023
- [28] Jim Ögren, "PLL design for inverter grid connection", Uppsala Universitet, 2011.
- [29] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006, pp. 1-6, doi: 10.1109/pesc.2006.1711988.
- [30] A. A. Nazeri, P. Zacharias, F. M. Ibanez and S. Somkun, "Design of Proportional-Resonant Controller with Zero Steady-State Error for a Single-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverter with an LCL Output Filter," 2019 IEEE Milan PowerTech, Milan, Italy, 2019, pp. 1-6
- [31] F. Wu, X. Li, G. Wang, H. Liu and Y. Dai, "Analysis of Effect of Grid Harmonics and Unbalance on DAB-Based Three-Phase Single-Stage AC–DC Converter and Solutions," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 1192-1202, Feb. 2022



ANEXOS

ANEXO A: ANALISIS QAB (SOLO INDUCTOR)



$$i_L = \frac{nv_{ahf} + nv_{bhf} + nv_{chf} - v_{ohf}}{j\omega_s L_r}$$

$$v_a = v_{an} + V_{OFF}$$

$$v_b = v_{bn} + V_{OFF}$$

$$v_c = v_{cn} + V_{OFF}$$

$$x_a = \text{sen}\left(\frac{\alpha_a}{2}\right)$$

$$x_b = \text{sen}\left(\frac{\alpha_b}{2}\right)$$

$$x_c = \text{sen}\left(\frac{\alpha_c}{2}\right)$$

$$x_o = \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right)$$

$$i_L = \frac{n \frac{4}{\pi} ([v_a]x_a e^{-j\varphi_a} + [v_b]x_b e^{-j\varphi_b} + [v_c]x_c e^{-j\varphi_c}) - \left(\frac{4}{\pi} V_o x_o e^{-j\varphi}\right)}{j\omega_s L_r}$$

$$i_L = \frac{4}{\pi \omega_s L_r} \frac{n([v_a]x_a e^{-j\varphi_a} + [v_b]x_b e^{-j\varphi_b} + [v_c]x_c e^{-j\varphi_c}) - (V_o x_o e^{-j\varphi})}{e^{j\frac{\pi}{2}}}$$

$$i_L = \frac{4}{\pi \omega_s L_r} \left\{ n \left([v_a]x_a e^{-j\varphi_a - \frac{\pi}{2}} + [v_b]x_b e^{-j\varphi_b - \frac{\pi}{2}} + [v_c]x_c e^{-j\varphi_c - \frac{\pi}{2}} \right) - \left(V_o x_o e^{-j\varphi - \frac{\pi}{2}} \right) \right\}$$

$$i_L = \frac{-4}{\pi \omega_s L_r} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))]$$

Cálculo de la corriente de entrada, en el puerto a es:

$$i_{alf} = n i_L \times m_a(t)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) \\
&\quad - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\
&\quad \times \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos\left((2k-1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2}\right)\right) \sin((2k-1)(\omega_s t - \varphi_a)) \right]
\end{aligned}$$

Donde m_a es la modulación por unidad del puerto a.

El valor medio por ciclo de conmutación de i_{alf} puede ser determinada como:

$$\begin{aligned}
\bar{i}_{alf} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{alf} d(\omega_s t) \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \\
&\quad + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\
&\quad \times \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos\left((2k-1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2}\right)\right) \sin((2k-1)(\omega_s t - \varphi_a)) \right] d(\omega_s t)
\end{aligned}$$

Analizando la integral entre su primer término y el resto de sus sumandos resulta:

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \\
&\quad + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\
&\quad \times \frac{4}{\pi} x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \\
&\quad + \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \\
&\quad + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\
&\quad \times \left[\sum_{k=2}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos\left((2k-1)\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2}\right)\right) \sin((2k-1)(\omega_s t - \varphi_a)) \right] d(\omega_s t)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \\
&\quad + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \times x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t - \varphi_a) x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \\
&\quad + v_b x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \\
&\quad + v_c x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c) x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a)) \\
&\quad - V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi) x_a \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a)] \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} \left[n \left(\frac{v_a x_a x_a \text{sen}(2\omega_s t - 2\varphi_a)}{2} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v_b x_a x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v_c x_a x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \right) \right. \\
&\quad \left. - V_o x_a x_o \cos(\omega_s t - \varphi) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \right] \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_b x_a x_b \cos(\omega_s t - \varphi_b) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a) \\
&\quad + v_c x_a x_c \cos(\omega_s t - \varphi_c) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a)) \\
&\quad - V_o x_a x_o \cos(\omega_s t - \varphi) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a)]
\end{aligned}$$

NOTA: $\cos(\omega_s t - \varphi_b) \text{sen}(\omega_s t - \varphi_a)$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} (\text{sen}(\omega_s t - \varphi_b + \omega_s t - \varphi_a) - \text{sen}(\omega_s t - \varphi_b - \omega_s t + \varphi_a)) \\
&= \frac{1}{2} (\text{sen}(\omega_s t - \varphi_b + \omega_s t - \varphi_a) - \text{sen}(\varphi_a - \varphi_b))
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} \left[n \left(v_b x_a x_b \left(-\frac{1}{2} \text{sen}(\varphi_a - \varphi_b) \right) + v_c x_a x_c \left(-\frac{1}{2} \text{sen}(\varphi_a \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - \varphi_c) \right) - V_o x_a x_o \left(-\frac{1}{2} \text{sen}(\varphi_a - \varphi) \right) \right] d\omega_s t \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi\omega_s L_r} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) (2\pi) \left(-\frac{1}{2} x_a \right) \left[n \left(v_b x_b (\text{sen}(\varphi_a - \varphi_b)) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v_c x_c (\text{sen}(\varphi_a - \varphi_b)) \right) - V_o x_o (\text{sen}(\varphi_a - \varphi)) \right]
\end{aligned}$$

$$i_{alf} = \left(\frac{8n}{\pi^2 \omega_s L_r} \right) x_a [n(v_b x_b \text{sen}(\varphi_a - \varphi_b) + v_c x_c \text{sen}(\varphi_a - \varphi_c)) - V_o x_o \text{sen}(\varphi_a - \varphi)]$$

De forma análoga, en el puerto b y c:

$$i_{blf} = \left(\frac{8n}{\pi^2 \omega_s L_r} \right) x_b [n(v_a x_a \text{sen}(\varphi_b - \varphi_a) + v_c x_c \text{sen}(\varphi_b - \varphi_c)) - V_o x_o \text{sen}(\varphi_b - \varphi)]$$

$$i_{clf} = \left(\frac{8n}{\pi^2 \omega_s L_r} \right) x_c [n(v_a x_a \text{sen}(\varphi_c - \varphi_a) + v_b x_b \text{sen}(\varphi_c - \varphi_b)) - V_o x_o \text{sen}(\varphi_c - \varphi)]$$



ANEXO B: COEFICIENTES DE LA SERIE DE FOURIER

Sea la serie de Fourier definida como:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t)]$$

Cálculo de a_0 , se integra ambos términos:

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) dt &= \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \{a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t)]\} dt \\ \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) dt &= \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_0 dt + \underbrace{\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t)] dt}_{= 0} \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_k \cos(k\omega_s t) dt + \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} b_k \text{sen}(k\omega_s t) dt \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{a_k \text{sen}(k\omega_s t)}{k\omega_s} \Big|_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} - \frac{b_k \cos(k\omega_s t)}{k\omega_s} \Big|_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \right) \\ &= 0 \end{aligned}$$

Se obtiene:

$$a_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} f(t) dt$$

Cálculo de a_k , se multiplica por $\cos(k\omega_s t)$:

$$f(t) \cos(m\omega_s t) = a_0 \cos(m\omega_s t) + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t)]$$

Se integra ambos términos:

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \cos(m\omega_s t) dt &= \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_0 \cos(m\omega_s t) dt + \\ &\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t)] dt \\ \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \cos(m\omega_s t) dt &= \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_k \cos(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t) dt + \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} b_k \text{sen}(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t) dt \end{aligned}$$

Aplicando la propiedad de ortogonalidad:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_k \cos(k\omega_s t) \cos(m\omega_s t) dt = 0 \text{ si } k \neq m$$

Entonces:

$$\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \cos(k\omega_s t) dt = \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_k \cos^2(k\omega_s t) dt = \frac{a_k T_s}{2}$$

Finalmente, se obtiene:

$$a_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} f(t) \cos(k\omega_s t) dt$$

Análogamente, se calcula b_k :

$$f(t) \sin(m\omega_s t) = a_0 \sin(m\omega_s t) + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t) + b_k \sin(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t)]$$

Se integra ambos términos:

$$\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \cos(m\omega_s t) dt = \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_0 \sin(m\omega_s t) dt +$$

$$\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t) + b_k \sin(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t)] dt$$

$$\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \sin(m\omega_s t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} a_k \cos(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t) dt + \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} b_k \sin(k\omega_s t) \sin(m\omega_s t) dt$$

Entonces:

$$\int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} f(t) \sin(k\omega_s t) dt = \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} b_k \sin^2(k\omega_s t) dt = \frac{b_k T_s}{2}$$

Finalmente, se obtiene:

$$b_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} f(t) \sin(k\omega_s t) dt$$

Cálculo de componentes a_0 , a_k y b_k para la onda bipolar simétrica con variación de ancho de pulso:

a) Cálculo de a_0 :

$$a_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} f(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\frac{T_s}{2}} A dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{T_s} -A dt \right) = 0$$

b) Cálculo de a_k :

$$a_k = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} f(t) \cos(k\omega_s t) dt = 0$$

c) Cálculo de b_k :

$$b_k = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} f(t) \operatorname{sen}(k\omega_s t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T_s} \left[\int_{\frac{T_s}{4} - \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T_s}{2\pi}\right)}^{\frac{T_s}{4} + \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T_s}{2\pi}\right)} A \operatorname{sen}(k\omega_s t) dt + \int_{\frac{3T_s}{4} - \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T_s}{2\pi}\right)}^{\frac{3T_s}{4} + \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T_s}{2\pi}\right)} -A \operatorname{sen}(k\omega_s t) dt \right]$$

$$b_k = \frac{A}{k\pi} \left[-\cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\alpha}{2}\right)\right) + \cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right) + \cos\left(k\left(\frac{3\pi}{2} + \frac{\alpha}{2}\right)\right) - \cos\left(k\left(\frac{3\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right) \right]$$

$$b_k = \frac{4A}{k\pi} \cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right), \quad \forall k \text{ impar}$$

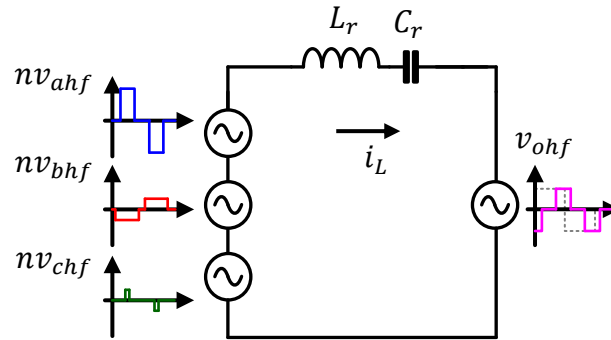
Si $k = 1$

$$b_1 = \frac{4A}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

Finalmente, se obtiene:

$$X_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4A}{k\pi} \cos\left(k\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right) \operatorname{sen}(k\omega_s t), \quad \forall k \text{ impar}$$

ANEXO C: ANALISIS QABRS (TANQUE RESONANTE)



Análisis tanque - resonante

$$i_L = \frac{nv_{ahf} + nv_{bhf} + nv_{chf} - v_{ohf}}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r}}$$

Donde:

$$v_a = v_{an} + V_{oFF}$$

$$v_b = v_{bn} + V_{oFF}$$

$$v_c = v_{cn} + V_{oFF}$$

$$x_a = \text{sen}\left(\frac{\alpha_a}{2}\right)$$

$$x_b = \text{sen}\left(\frac{\alpha_b}{2}\right)$$

$$x_c = \text{sen}\left(\frac{\alpha_c}{2}\right)$$

$$x_o = \text{sen}\left(\frac{\alpha_o}{2}\right)$$

$$i_L = \frac{n \frac{4}{\pi} ([v_a]x_a e^0 + [v_b]x_b e^0 + [v_c]x_c e^0) - \left(\frac{4}{\pi} V_o x_o e^{-j\varphi}\right)}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r}}$$

$$i_L = \frac{4}{\pi \left(\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r}\right)} \frac{n([v_a]x_a e^{-j\varphi_a} + [v_b]x_b e^{-j\varphi_b} + [v_c]x_c e^{-j\varphi_c}) - (V_o x_o e^{-j\varphi})}{e^{j\frac{\pi}{2}}}$$

$$i_L = \frac{4}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F}\right)} \left\{ n \left([v_a]x_a e^{-\frac{\pi}{2}} + [v_b]x_b e^{-\frac{\pi}{2}} + [v_c]x_c e^{-\frac{\pi}{2}} \right) - \left(V_o x_o e^{-j\varphi - \frac{\pi}{2}} \right) \right\}$$

Donde:

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad y \quad F = \frac{\omega_s}{\omega_r}$$

$$i_L = \frac{-4}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))]$$

Cálculo de la corriente de entrada, en el puerto a es:

$$\begin{aligned} i_{alf} &= ni_L \times m_a(t) \\ &= \frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\ &\quad \times \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos \left((2k-1) \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2} \right) \right) \sin((2k-1)(\omega_s t)) \right] \end{aligned}$$

Donde m_a es la modulación por unidad del puerto a.

El valor medio por ciclo de conmutación de i_{alf} puede ser determinada como:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{alf} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{alf} d(\omega_s t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\ &\quad \times \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos \left((2k-1) \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2} \right) \right) \sin((2k-1)(\omega_s t)) \right] d(\omega_s t) \end{aligned}$$

Analizando la integral entre su primer término y el resto de sus sumandos resulta:

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \times \frac{4}{\pi} x_a \text{sen}(\omega_s t) \\ &\quad + \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \\ &\quad \times \left[\sum_{k=2}^{\infty} \frac{4}{(2k-1)\pi} \cos \left((2k-1) \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_a}{2} \right) \right) \sin((2k-1)(\omega_s t)) \right] d(\omega_s t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) + v_b x_b \cos(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t)) \\
&\quad - (V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi))] \times x_a \text{sen}(\omega_s t) \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [n(v_a x_a \cos(\omega_s t) x_a \text{sen}(\omega_s t) \\
&\quad + v_b x_b \cos(\omega_s t) x_a \text{sen}(\omega_s t) + v_c x_c \cos(\omega_s t) x_a \text{sen}(\omega_s t)) \\
&\quad - V_o x_o \cos(\omega_s t - \varphi) x_a \text{sen}(\omega_s t)] \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{-4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} [-V_o x_a x_o \cos(\omega_s t - \varphi) \text{sen}(\omega_s t)]
\end{aligned}$$

NOTA: $\cos(\omega_s t - \varphi) \text{sen}(\omega_s t) = \frac{1}{2} (\text{sen}(\omega_s t - \varphi + \omega_s t) - \text{sen}(\omega_s t - \varphi - \omega_s t))$
 $= \frac{1}{2} (\text{sen}(2\omega_s t - \varphi) + \text{sen}(\varphi))$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) \int_0^{2\pi} \left[V_o x_a x_o \left(\frac{1}{2} \text{sen}(\varphi) \right) \right] d\omega_s t \\
&= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{4n}{\pi Z \left(F - \frac{1}{F} \right)} \right) \left(\frac{4}{\pi} \right) (2\pi) \left(\frac{1}{2} x_a \right) [V_o x_o \text{sen}(\varphi)] \\
i_{alf} &= [KV_o x_o \text{sen}(\varphi)] x_a
\end{aligned}$$

Donde:

$$K = \frac{8n}{\pi^2 Z \left(F - \frac{1}{F} \right)}$$

De forma análoga, en el puerto b y c:

$$i_{blf} = [KV_o x_o \text{sen}(\varphi)] x_b$$

$$i_{clf} = [KV_o x_o \text{sen}(\varphi)] x_c$$

ANEXO D: SCRIPT MATLAB DISEÑO DEL CONVERTIDOR QABRS AC-DC TRIFASICO CON OFFSET

```

% Author:
% Diseño de un convertidor QABRS con oFFset
clc,clear,close all;
%Programa para calcular los componentes
P = 2000;
Vi = 220*sqrt(2);
Vo = 400;
fs = 120e3;
ws = 2*pi*fs;
%Parametros de diseño
Q = 4;
F = 1.1;
%Calculo parametros DABRS
n = Vo/(1.5*Vi)
Ro = 3*Vi^2/(2*P);
Req = (8/pi^2)*1.5*Ro*n^2;
Z = Q*Req;
wr = ws/1.1;

%Circuito resonante
Lr = Z/wr;
Cr = 1/(Z*wr);

% Cr =
%
% 5.6246e-09

%Entonces, como se tiene capacitores de 22nF --> 4X22nF =
5.5nF
Cr = 5.5e-9
Lr = 1/((wr^2)*Cr);

% Lr =
%
% 3.8699e-04

Lr = 390e-6

%Frecuencia de resonancia
wr = 1/(sqrt(Lr*Cr));

```

```
%Factor de frecuencia
F = ws/wr
Z = sqrt(Lr/Cr);

%Factor de calidad
Ro = 3*Vi^2/(2*P);
Q = Z/((8/(pi^2))*(1.5*Ro)*n^2)

Ksr = 8*n/(Z*(F-(1/F))*pi^2)

%Calculo de la corriente maxima
phi_shift = (180/pi)*asin(P/(1.5*Ksr*Vo*Vi)) %en deg
Vihf_refsec = (4/pi)*1.5*Vi*n;
Vohf = (4/pi)*(Vo);
%Corriente maxima en el tanque resonante
Iohf_mod = sqrt(Vihf_refsec^2 + Vohf^2 -
2*Vihf_refsec*Vohf*cos(phi_shift*(pi/180)))/(Z*(F-(1/F)))

KFPGA = 1/(1.5*Ksr*Vi)
```



ANEXO E: TARJETAS IMPRESAS CONVERTIDOR QABRS AC-DC TRIFASICO

A) Puente completo conectado al sistema trifásico con offset (TABRS)

El circuito contiene:

- 4 MOSFET de potencia para cada línea del sistema trifásico (marrón).
- 2 condensadores de desacoplamiento en 0.1uF en cada brazo del puente completo.
- 1 capacitor de 1uF en la entrada del bus DC.
- Una distribución de 4 capacitores para el OFFSET de 5.6uF (350VDC).
- Tarjetas de sensores de corriente y tensión (color celeste).

La tarjeta impresa y 3D del circuito descrito, se muestra en la Figura E1 y Figura E2, respectivamente.

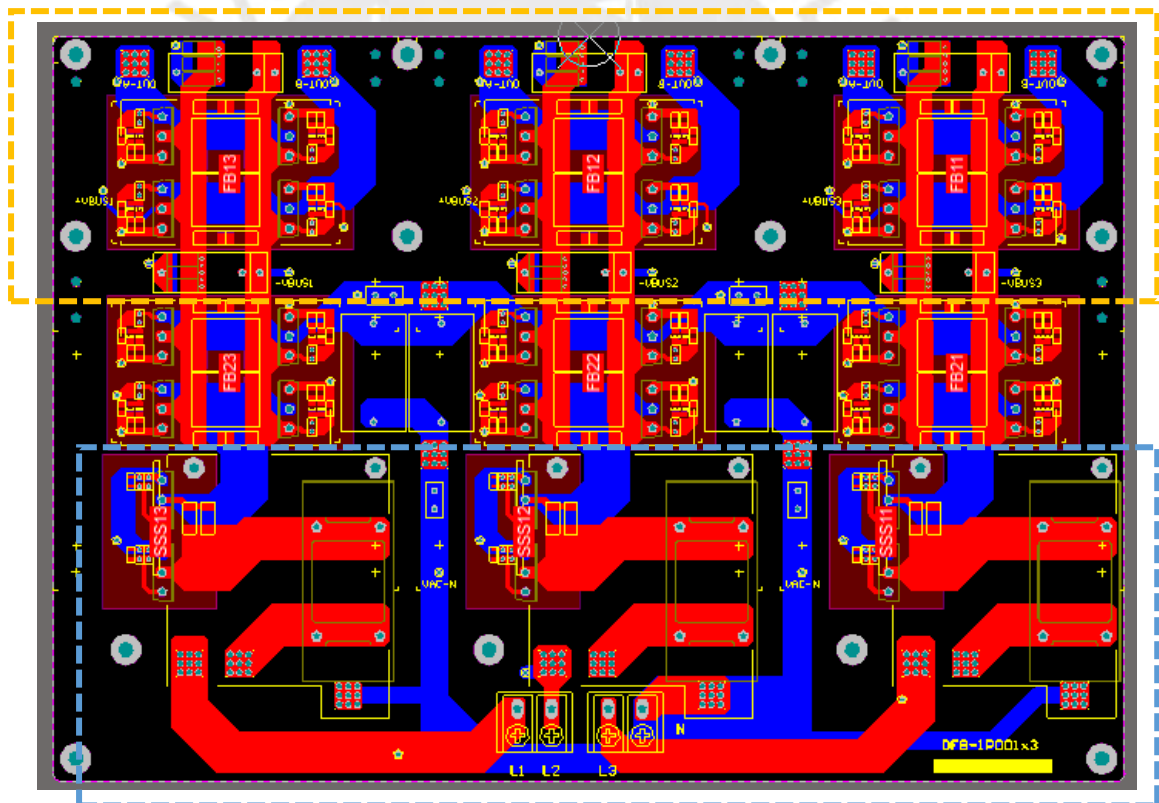


Figura E1: PCB del puente completo conectado al sistema trifásico con offset.

Las líneas de potencia son gruesas con respecto a las del driver debido a la corriente que circula en estas. Note en la figura E2, la presencia de unos puentes intermedios, para la topología de este convertidor no son usados.

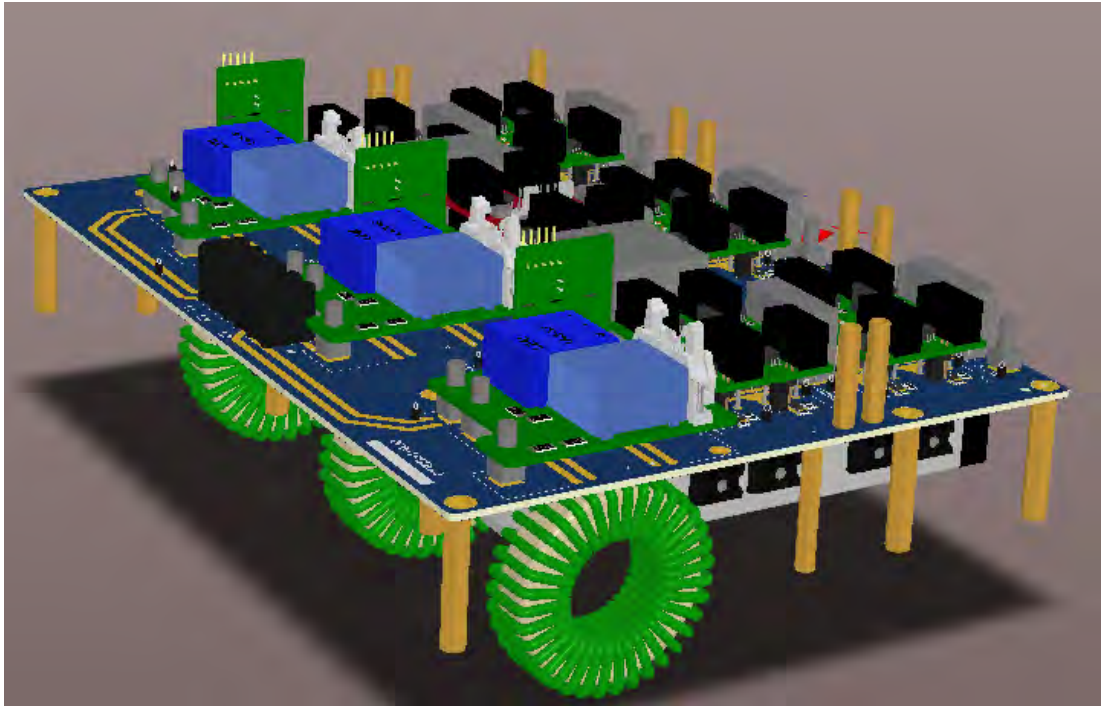


Figura E2: 3D del puente completo conectado al sistema trifásico con offset.

B) Puente completo conectado a la batería

El circuito contiene

- 4 MOSFET de potencia conectado a la batería
- 2 condensadores de desacoplamiento en $0.1\mu\text{F}$ en cada brazo del puente completo
- 2 capacitores de $10\mu\text{F}$ en la entrada del bus DC

La tarjeta impresa y 3D del circuito descrito, se muestra en la Figura E3 y Figura E4, respectivamente.

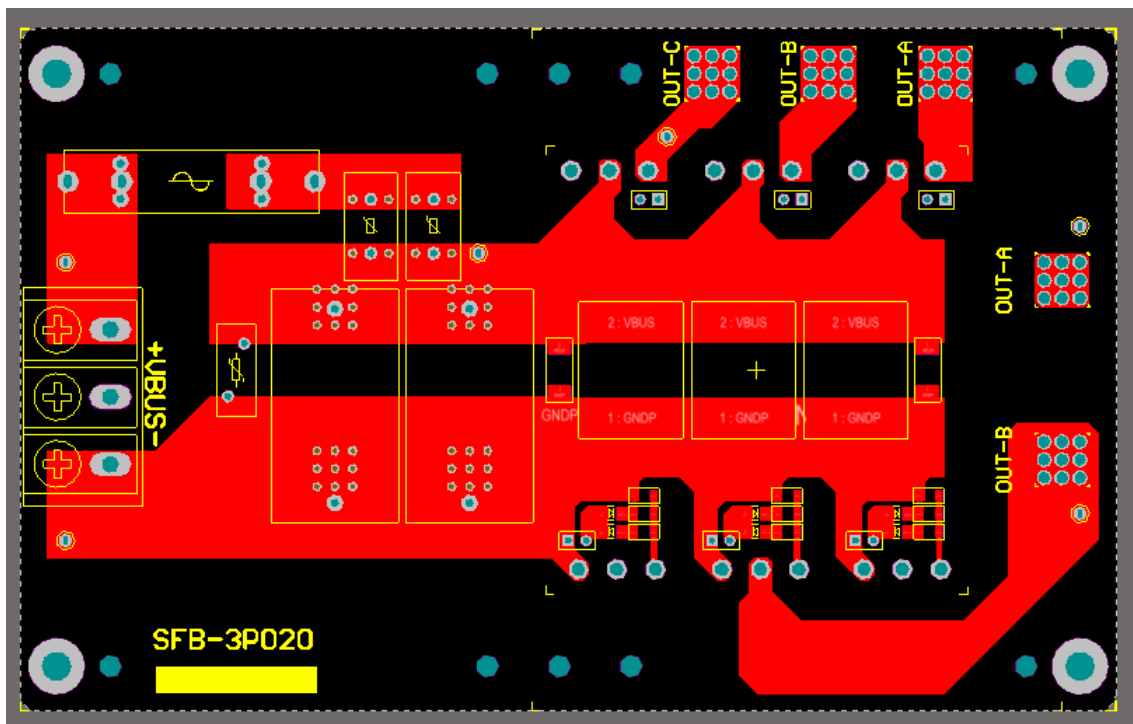


Figura E3: Puente completo conectado a la batería.

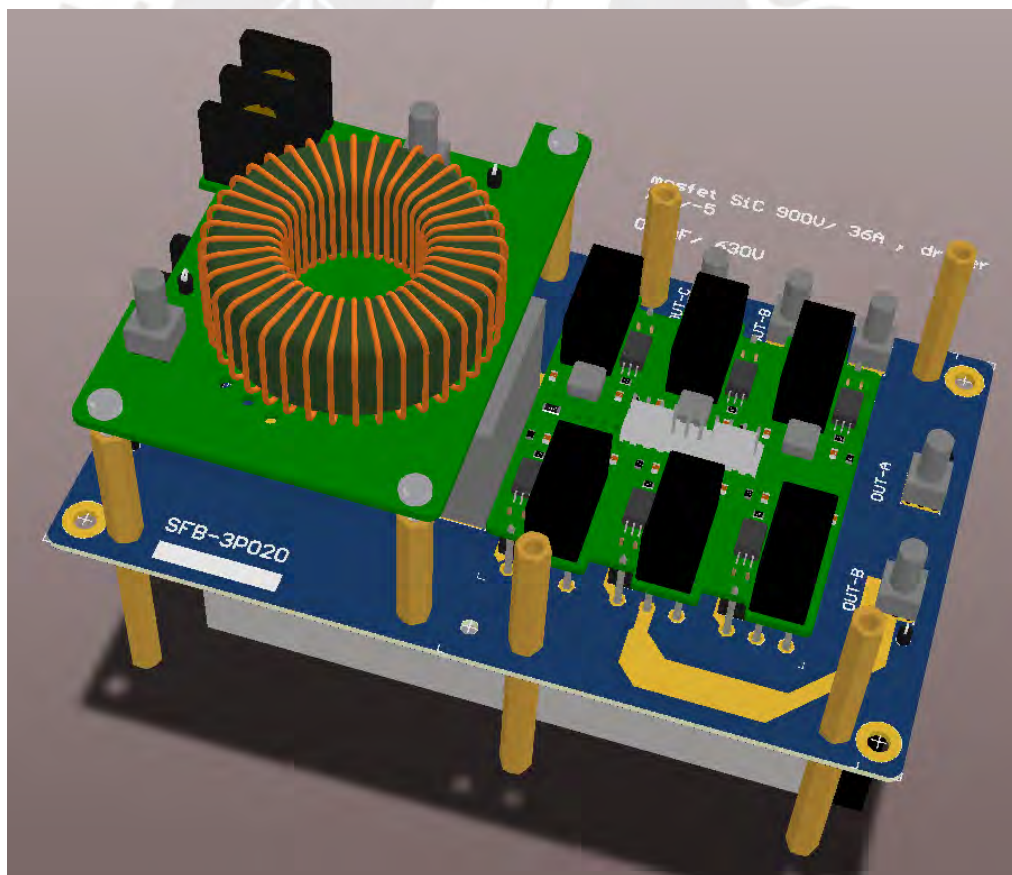


Figura E4: Puente completo conectado a la batería 3D.

En la figura se ve claramente los MOSFET de potencia, los condensadores de entrada, el inductor del filtro de entrada y los drivers.

C) Tarjeta de Control FPGA

Para el control del circuito de potencia, se vio por conveniente que este convertidor sea controlado por un FPGA, por su flexibilidad, rapidez y paralelismo. La tarjeta seleccionada para este propósito fue la tarjeta De10 Nano SoC, debido a la gran cantidad de pines disponibles y su flexibilidad al momento del diseño. Dada la gran cantidad de componentes en la PCB, y además ser necesario una plano tierra para reducir la interferencia electromagnética se usa 4 capas para este propósito. El PCB es mostrado en la siguiente figura:

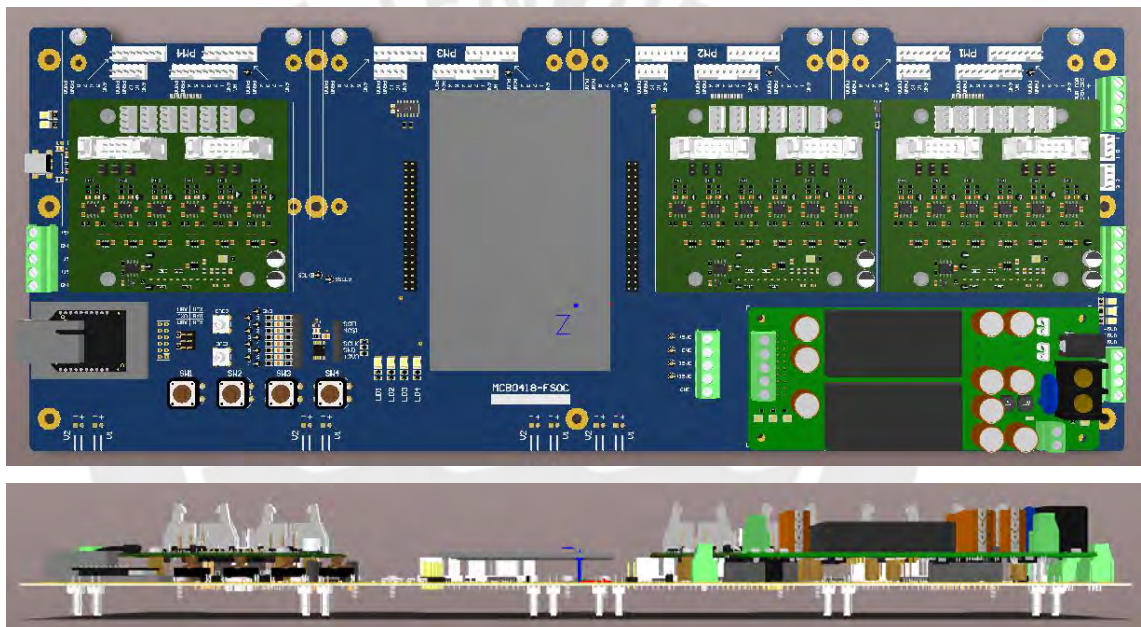


Figura E5: Tarjeta de Control De0 nano 3D.

El circuito contiene

- 3 tarjetas de instrumentación.
- 1 tarjeta de fuente de alimentación.
- 1 tarjeta De10 Nano SoC.

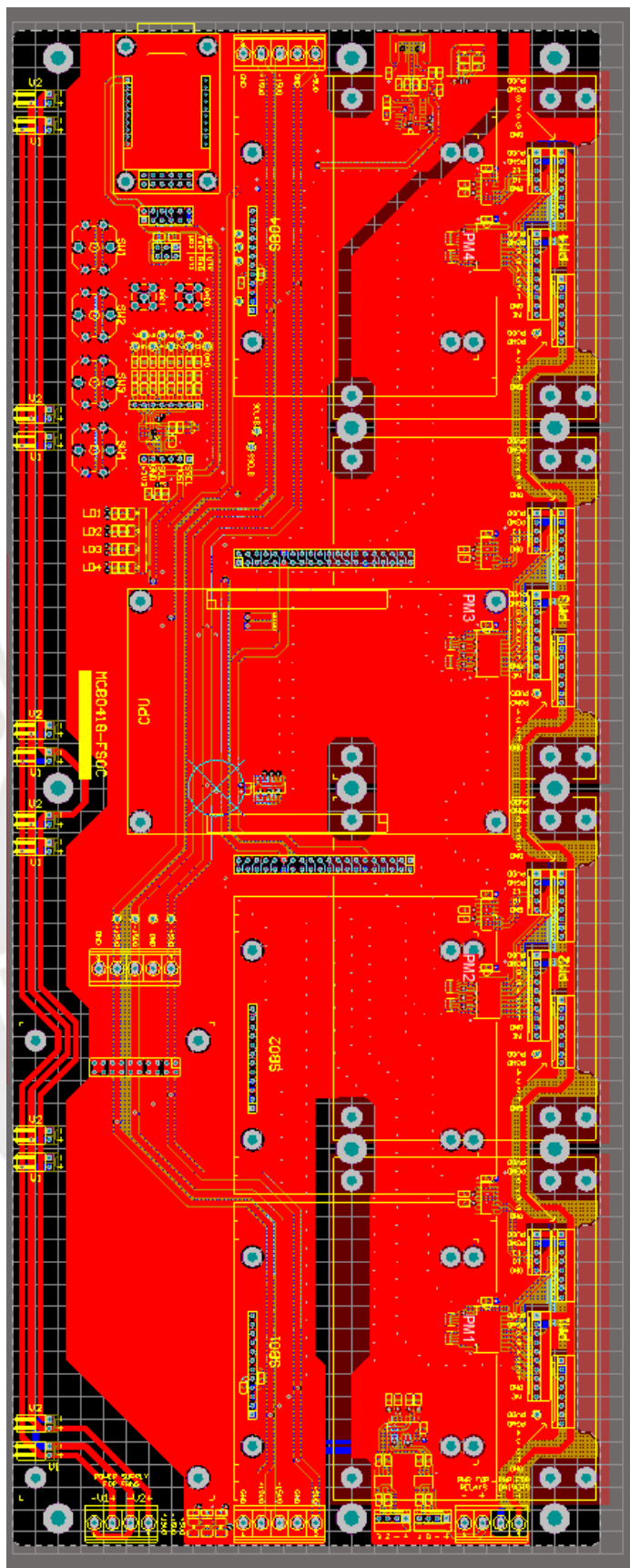


Figura E6: Tarjeta de Control De10 nano SoC PCB.

D) Tarjeta de instrumentación

La tarjeta de instrumentación contiene la electrónica analógica para adaptar el sensor de tensión y corriente al controlador, aprovechando al máximo la resolución del ADC.

Admite 6 canales.

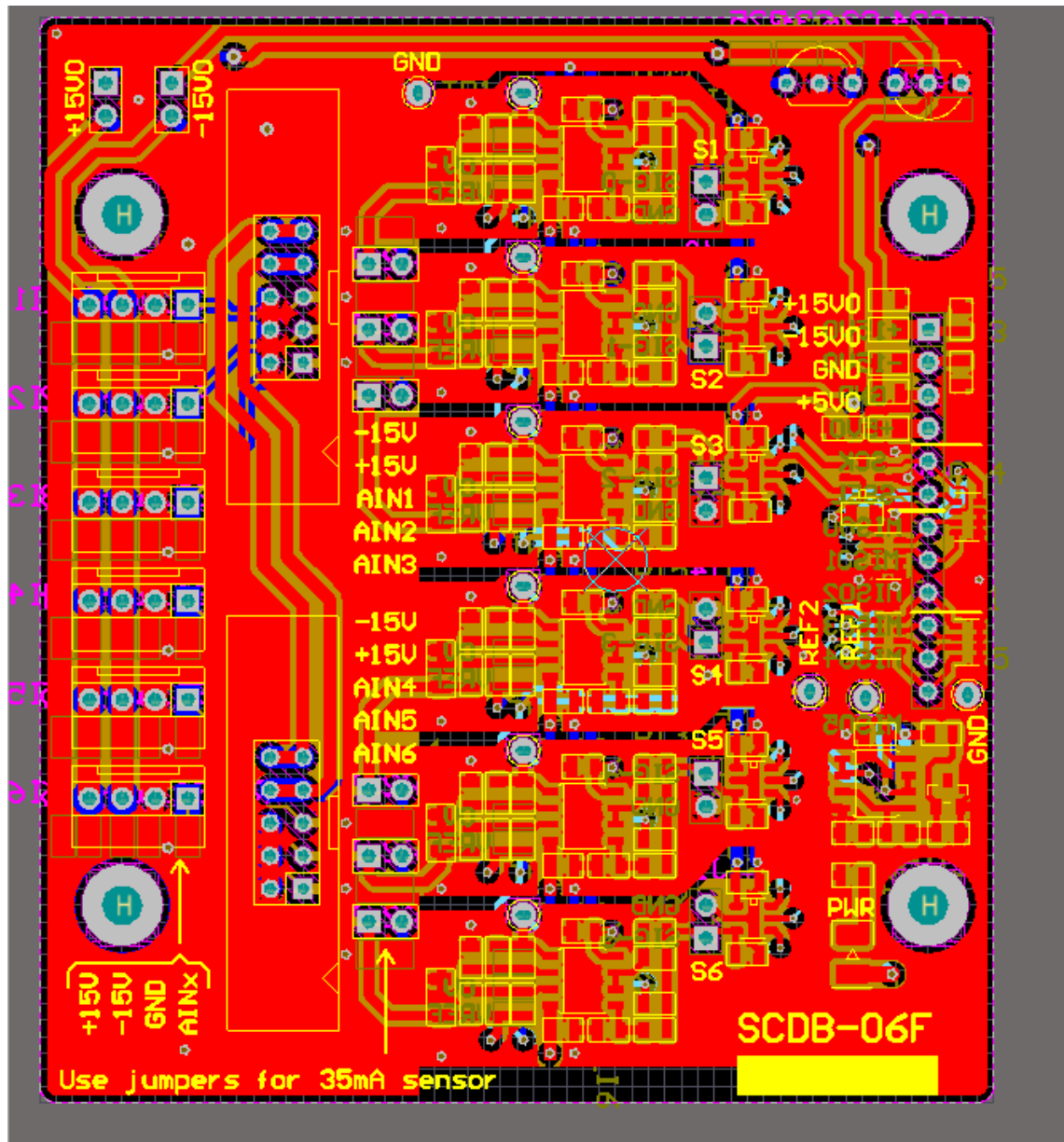


Figura E7: Tarjeta de Instrumentación PCB.

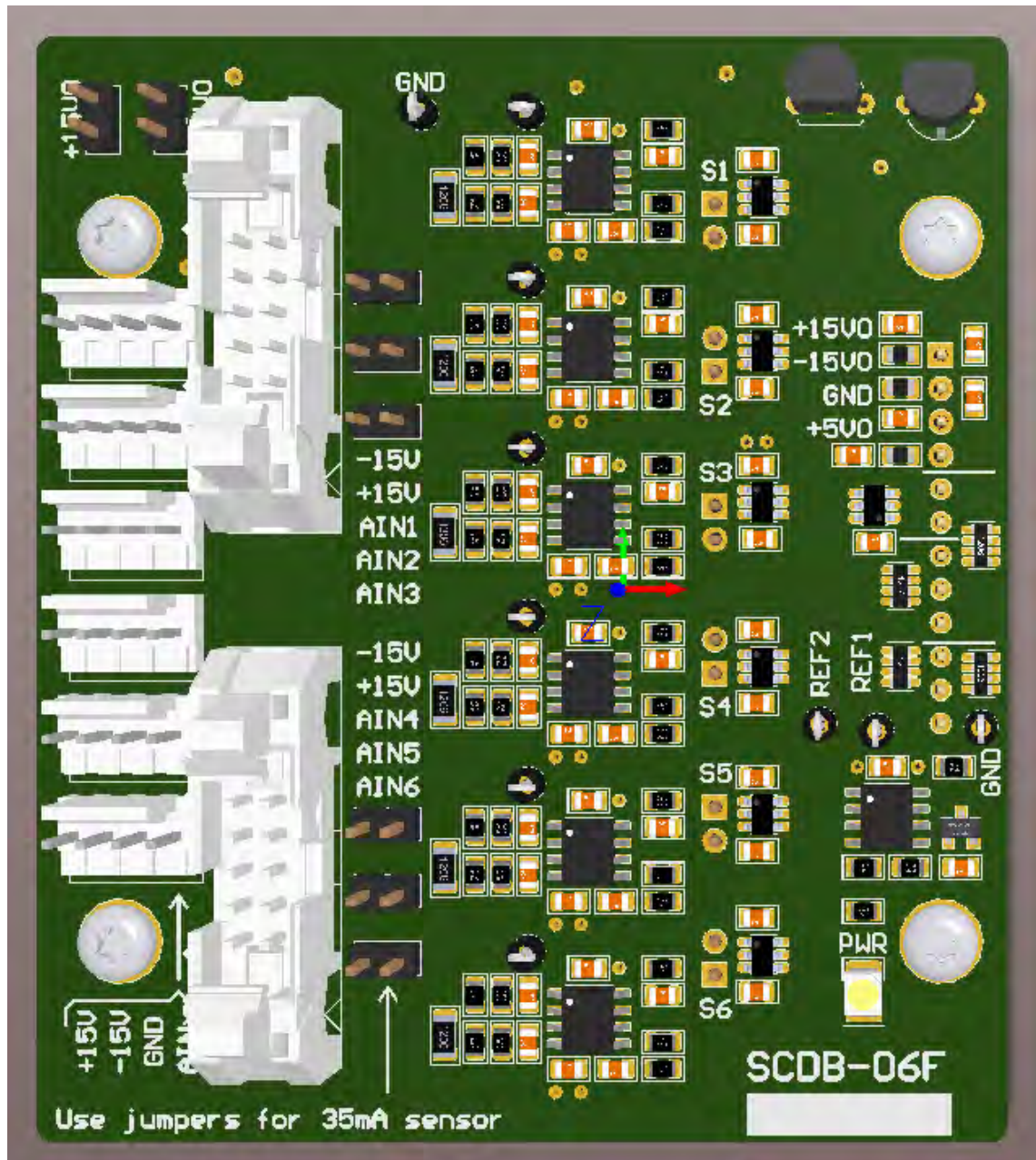


Figura E8: Tarjeta de Instrumentación 3D.

E) Tarjeta de sensores de tensión y corriente

La tarjeta de sensores adapta la tensión y corriente de red a la tarjeta de instrumentación.

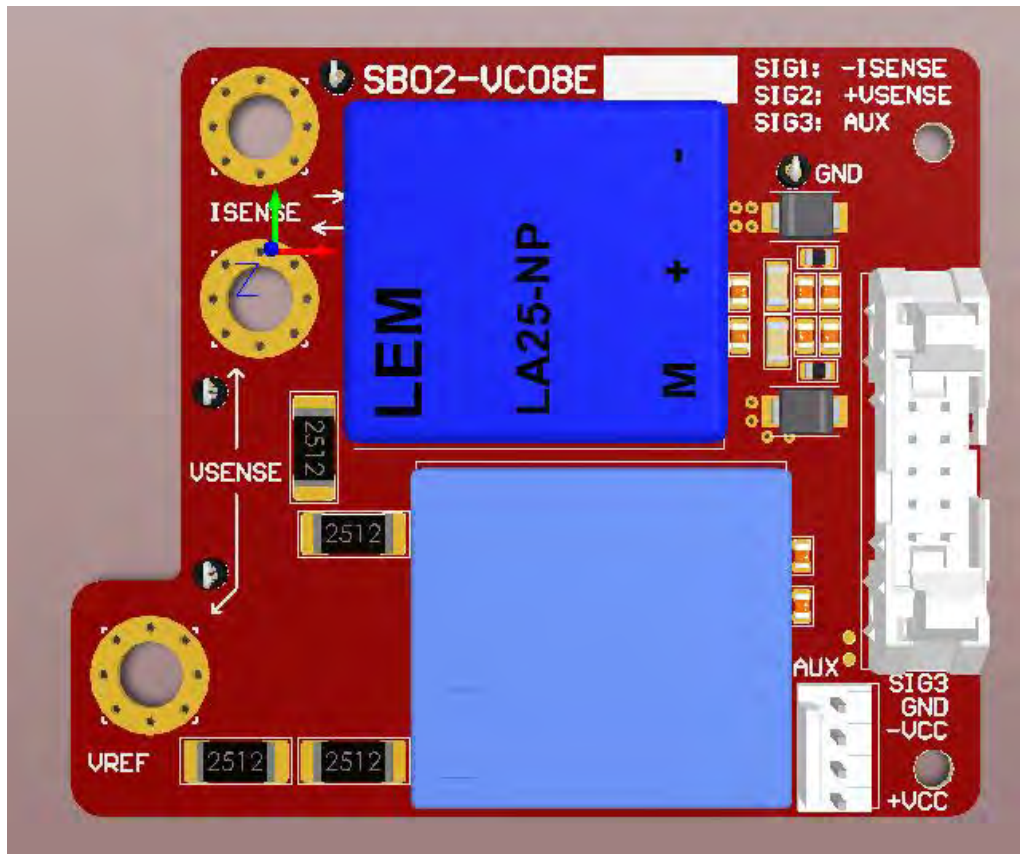


Figura E9: Tarjeta de sensores 3D.

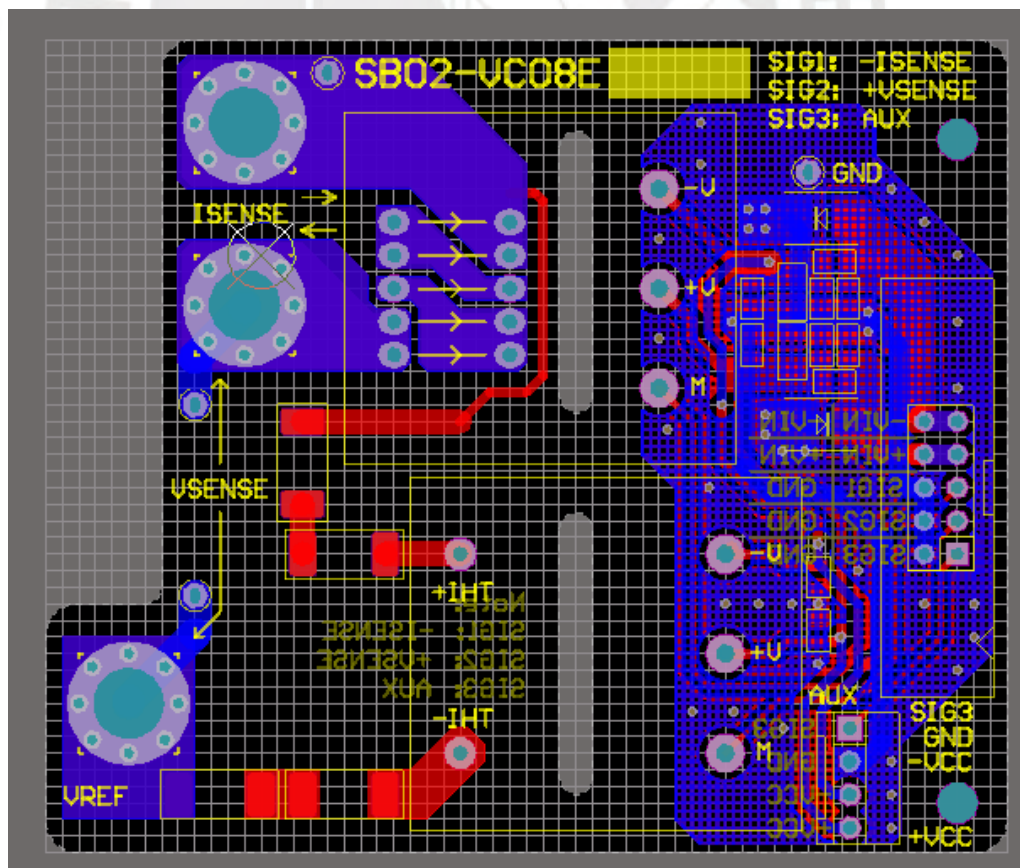


Figura E10: Tarjeta de sensores PCB.

ANEXO F: SCRIPT CONTROLADORES

```

% Author: Script controladores
close all;
clear;
clc;

fs=120e3; %frecuencia de muestreo
Ts=1/fs; %periodo de muestreo
Tr=10*Ts;

%***** FILTRO AC *****%
Lfo=200e-6;
Cfo=1.2e-6;
Rd=1.1;
RL=80e-3;
wcfo=1/sqrt(Cfo*Lfo);
fco=wcfo/(2*pi)

Rv_critica = Lfo/(2/wcfo - Cfo*Rd)

nGp2=(wcfo*wcfo)*[Rd*Cfo 1];
dGp2=[1 (Rd+RL)/Lfo (wcfo^2)]; % se ha agregado retardo
[nG2,dG2]=c2dm(nGp2,dGp2,Ts,'tustin');

opt=bodeoptions('cstprefs'); %Cambiar a Hz el eje X del bode
opt.FreqUnits = 'Hz';
sysGp2=tf(nGp2,dGp2);
figure(1);
bode(sysGp2,opt)
grid
title('Average model transfer function');

% Controlador %
wc=2*pi*400;

% LPF
n2=wc*wc;
d2=conv([1 wc],[1 wc]);
[nLPF,dLPF]=c2dm(n2,d2,Ts,'tustin');

```

```

kp=1;
ki=wc*kp;
Ti=1/ki
nPI=[kp ki];
dPI=[1 0];

% Resonante en 60HZ
wo=2*pi*60;
nR60=256*[0 2 0];
dR60=[1 2 wo^2];

nc1=conv(nPI,dR60)+conv(nR60,dPI);
dc1=conv(dPI,dR60);

% Resonante en 180 Hz
kr=32;
bw=2;
nR180=kr*[0 bw 0];
dR180=[1 bw 9*wo^2];
nGc3=conv(nc1,dR180)+conv(nR180,dc1);
dGc3=conv(dc1,dR180);

% Resonante en 300 Hz
kr=16;
bw=2;
nR300=kr*[0 bw 0];
dR300=[1 bw 25*wo^2];

nGc4=conv(nGc3,dR300)+conv(nR300,dGc3);
dGc4=conv(dGc3,dR300);

% Lazo abierto
nc=conv(nGc4,n2);
dc=conv(dGc4,d2);

[ndlo,ddlo]=c2dm(nc,dc,Ts,'tustin');

nT1=conv(nc,nGp2);
dT1=conv(dc,dGp2);
sysLPF=tf(nT1,dT1);
figure(2);

```

```

bode(sysLPF,opt);
grid;
title('Bode Response');

% figure(3);
% Glc1 = sysLPF/(1+sysLPF);
% step(Glc1)

% syms eps
% vpa(solve(16 == 100 * exp(-(eps * pi) / sqrt(1 - eps^2)), eps))

%%
% ***** Control de tension DC *****

% frecuencia de muestreo
fs=30e3;
Ts=1/fs;

% Parametros
Cf=22e-6;
fm=10; % frecuencia de corte del PI
wc=2*pi*fm;

Tr=10*(1/(fs)); % retardo de tu sistema

% Paso 1: Calculo de a
a=1/(wc*Tr);

% Paso 2: Calculo de Ti
Ti_Vc=a*a*Tr

% Paso 3: Calculo de K
kpVc=Cf/(a*Tr)
kiVc=kpVc/Ti_Vc

% Controlador PI
npi_Vc=kpVc*[Ti_Vc 1];
dpi_Vc=[Ti_Vc 0];

% nR60_Vc=2*[0 2 0];
% dR60_Vc=[1 2 wo*wo];

```

```

%
% nc_Vc=conv(npi_Vc,dR60_Vc)+conv(nR60_Vc,dpi_Vc);
% dc_Vc=conv(dpi_Vc,dR60_Vc);

% modelo de la planta
nGp=1/Cf;
dGp=conv([1 0],[Tr 1]); % considerando retardo

opt.XLim = {[0.01 10000]}; % Ajusta el rango de frecuencia en Hz (por ejemplo, entre
10 y 1000 Hz)

nT=conv(npi_Vc,nGp);
dT=conv(dpi_Vc,dGp);
figure(1);
bode(nT,dT,opt);
title('PI de Vc');
grid;

sysVC = tf(nT,dT)

% figure(2);
% Glc1 = sysVC/(1+sysVC);
% step(Glc1,5)

%%
% Grafica para diferentes valores de resistencia de amortiguamiento rd
% Parámetros constantes
Lfo = 200e-6;
Cfo = 1.2e-6;
RL = 80e-3;
Ts = 1e-4; % Tiempo de muestreo
wcfo = 1/sqrt(Cfo * Lfo);
fco = wcfo / (2 * pi);

% Rango de valores para rd
rd_values = [0.5, 1.1, 2.0, 5.0]; % Puedes cambiar los valores de rd aquí

% Opciones para el diagrama de Bode
opt = bodeoptions('cstprefs');
opt.FreqUnits = 'Hz';

```

```

% Iniciar la figura
figure;
hold on;

% Iterar sobre los diferentes valores de rd
for rd = rd_values
    % Numerador y denominador de la función de transferencia
    nGp2 = (wcfo * wcfo) * [rd * Cfo 1];
    dGp2 = [1 (rd + RL) / Lfo wcfo^2];

    % Función de transferencia en continuo
    sysGp2 = tf(nGp2, dGp2);

    % Graficar el Bode
    bode(sysGp2, opt);
end

% Agregar leyenda y título
legend(arrayfun(@(rd) sprintf('rd = %.1f', rd), rd_values, 'UniformOutput', false));
grid on;
title('Bode para diferentes resistencias de amortiguamiento');
hold off;

%%
% Graficar la resistencia virtual con un damping pequeño
% Parámetros constantes
Lfo = 200e-6;
Cfo = 1.2e-6;
Rd = 1.1;

fco = wcfo / (2 * pi);

% Rango de valores para Rv
Rv_values = [1.1, 2.0, 5.0]; % Puedes cambiar los valores de Rv aquí

% Opciones para el diagrama de Bode
opt = bodeoptions('cstprefs');
opt.FreqUnits = 'Hz';

% Iniciar la figura

```

```

figure;
hold on;

% Iterar sobre los diferentes valores de Rv
for Rv = Rv_values

    wcco = sqrt(Rv/((Rv+Rd)*(Cfo * Lfo)));

    % Numerador y denominador de la función de transferencia
    nGp2 = (wcco * wcco) * [Rd * Cfo 1];
    dGp2 = [1 (Lfo+Cfo*Rd*Rv)*(wcco * wcco/Rv) wcco^2];

    % Función de transferencia en continuo
    sysGp2 = tf(nGp2, dGp2);

    % Graficar el Bode
    bode(sysGp2, opt);
end

% Agregar leyenda y título
legend(arrayfun(@(Rv) sprintf('Rv = %.1f', Rv), Rv_values, 'UniformOutput', false));
grid on;
title('Bode para diferentes valores de resistencia de amortiguamiento virtual');
hold off;

```

ANEXO G: PAPERS

El presente trabajo de tesis ha dado lugar a dos publicaciones en conferencias internacionales y a una publicación en una revista Q1, actualmente en proceso de revisión (octubre de 2024). Esto destaca la relevancia científica de este estudio en el área de la electrónica de potencia y su contribución al campo de la electromovilidad.

Publicaciones publicadas en conferencias:

1. D. Chavez, D. S. y Rosas and J. Tafur, "Single-Stage Quad-Active-Bridge Series-Resonant AC-DC Converter: Modulation for Active and Reactive Power," 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Nashville, TN, USA, 2023, pp. 2216-2221
2. D. Sal y Rosas, D. Chavez, G. Navarro and M. Lafoz, "Isolated and Bidirectional Three-phase Single-Stage Quad-Active-Bridge Series-Resonant AC-DC converter," 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-7

Publicación en revista, en proceso:

1. D. Chavez, D. S. y Rosas and J. Tafur, "Quad-Active-Bridge Resonant-Type Single-Stage Three-Phase AC-DC Converter: Modulation and Control for V2G Applications, " in *IEEE Transactions on Power Electronics*, in process.