

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATÓLICA DEL PERÚ**

Escuela de Posgrado



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR
CC-CA MONOFÁSICO CON UN CONTROL TIPO
GRID-FORMING PARA APLICACIONES VEHICLE TO HOME**

Tesis para obtener el grado académico de Maestro en Ingeniería

Mecatrónica que presenta:

Erick Braian Pantaleon Meza

Asesor:

Julio Cesar Tafur Sotelo

Co-asesor:

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(a) de la tesis titulada(o) Diseño de un convertidor DC-AC monofásico con un control tipo Grid-Forming para aplicaciones Vehicle to Home, de el autor Erick Braian Pantaleon Meza, dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 18%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 9/05/2025.
- 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, 12 de Mayo de 2025.

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

RESUMEN

El presente trabajo de investigación desarrolla una estrategia de control de formación de red o grid forming (GFM) por sus siglas en inglés, implementado en un convertidor monofásico de dos etapas de conversión CC-CA que consiste en un convertidor de doble puente activo resonante-serie (DABSR) en cascada con un inversor de fuente de voltaje (VSI), ambas etapas están enlazadas mediante un capacitor de $700\mu\text{F}$. Esta estrategia de control se compara con otra ampliamente utilizada, la estrategia de control de seguimiento de la red o grid following (GFL) por sus siglas en inglés. Mientras que utilizando la estrategia de control GFL, el convertidor actúa como una fuente de corriente controlada que inyecta o recibe potencia hacia o desde la red; utilizando la estrategia de control GFM, el convertidor actúa como una fuente de tensión que forma su propia red, tanto amplitud como fase, esto permite que los convertidores puedan operar en modo aislado y en modo conectado a la red, lo cual es una característica fundamental para las aplicaciones vehicle to home (V2H). En esta tesis se analizan y diseñan ambas estrategias de control bajo requerimientos y condiciones de hardware similares. Se analiza y diseña cada lazo de control: potencia activa, potencia reactiva, voltaje en el bus CC, corriente CA, corriente de la batería y sincronización con la red. Los resultados en simulación muestran una mejor respuesta dinámica del convertidor GFM en comparación con el convertidor GFL. Mientras que la dinámica de potencia activa en el convertidor GFL está influenciada por la corriente de la batería, que puede presentar un nivel de ruido considerable, la dinámica de potencia activa en el convertidor GFM se modela con base en la ecuación de balanceo de un generador síncrono y se controla en la etapa CC-CA, de esta manera, su dinámica no está influenciada directamente por la corriente de la batería. En cuanto a potencia reactiva, el convertidor GFL presenta una dinámica rápida con un sobreimpulso considerable, mientras que el convertidor GFM presenta una dinámica más lenta, pero sin sobreimpulso. Por otro lado, en el bus CC, el convertidor GFL presenta un sobreimpulso mayor en comparación con el convertidor GFM.

La estrategia de control GFM se implementa en un prototipo de convertidor con una potencia nominal de 2200 VAR. Los ensayos se realizan para ambos modos de operación. En el modo aislado, se varía la carga del convertidor desde el 20% hasta el 40% de su potencia nominal para evaluar la respuesta del sistema de control. En la experimentación en modo conectado, aparece un *offset* en la corriente de la red debido a la baja calidad de la energía, para superar este problema, se adiciona un controlador PI en paralelo al controlador de la corriente de la red. Con esta modificación se elimina el *offset* en la corriente de la red y el convertidor opera de manera normal. Además, en el modo conectado, se varía la frecuencia de la red para evaluar la respuesta del controlador por pendiente, que compensa variaciones de frecuencia mediante la regulación de la potencia activa. Los resultados experimentales muestran respuestas satisfactorias del convertidor GFM en ambos modos de operación.



Dedico este trabajo a mi familia, por ser el soporte emocional que me da fuerzas para seguir adelante.

AGRADECIMIENTOS

Un agradecimiento especial a CONCYTEC-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.



ÍNDICE DE CONTENIDO

| | Pág. |
|---|------|
| INTRODUCCIÓN | 1 |
| CAPÍTULO I..... | 4 |
| CONTEXTO GENERAL..... | 4 |
| 1.1 Problemática | 4 |
| 1.2 Justificación | 6 |
| 1.3 Contribución | 6 |
| 1.4 Propuesta de solución | 7 |
| 1.5 Objetivos..... | 8 |
| 1.5.1 Objetivo general | 8 |
| 1.5.2 Objetivos específicos..... | 8 |
| 1.6 Estado del arte..... | 9 |
| 1.7 Metodología..... | 12 |
| CAPÍTULO II | 15 |
| MARCO TEÓRICO..... | 15 |
| 2.1 Estructura electrónica de una estación de recarga para VEs..... | 15 |
| 2.2 Etapa CC-CC | 16 |
| 2.3 Etapa CC-CA | 18 |
| 2.4 Estrategia de control Grid-Following | 19 |
| 2.5 Estrategia de control Grid-Forming..... | 20 |
| 2.6 Comparativa entre la estrategia de control GFL y GFM..... | 21 |
| 2.7 Sincronización | 22 |
| 2.7.1 Integrador generalizado de segundo orden SOGI..... | 22 |
| 2.7.2 Convertidor $\alpha\beta$ a dq | 23 |
| 2.8 Dimensionamiento del bus CC | 24 |
| 2.9 Cálculo de potencia en un sistema monofásico | 24 |
| 2.10 Modos de funcionamiento de un VE | 25 |
| 2.10.1 Modo conectado | 26 |
| 2.10.2 Modo aislado | 26 |
| 2.11 Tarjeta de control | 27 |
| CAPÍTULO III..... | 29 |
| IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GFL PARA UNA ESTACIÓN DE RECARGA MONOFÁSICA BIDIRECCIONAL | 29 |
| 3.1 Modelamiento del convertidor..... | 29 |
| 3.1.1 Parámetros del convertidor..... | 30 |
| 3.1.2 Análisis del filtro LCL..... | 32 |

| | | |
|--|---|-----------|
| 3.1.3 | Potencia activa y reactiva expresado en componentes dq | 34 |
| 3.1.4 | Análisis del voltaje en el bus CC..... | 35 |
| 3.1.5 | Análisis de potencia reactiva | 35 |
| 3.1.6 | Cálculo de la corriente de referencia | 36 |
| 3.1.7 | Análisis de la potencia activa | 36 |
| 3.1.8 | Control de corriente de la batería | 37 |
| 3.2 | Diseño de los controladores | 38 |
| 3.2.1 | Diseño del controlador del del bus CC..... | 39 |
| 3.2.2 | Diseño del controlador de potencia reactiva..... | 43 |
| 3.2.3 | Diseño del controlador de la corriente CA | 46 |
| 3.2.4 | Diseño del controlador de la corriente de la batería | 48 |
| 3.2.5 | Diseño del controlador de potencia activa..... | 50 |
| 3.2.6 | Ganancias de los controladores | 53 |
| 3.3 | Resultados de simulación..... | 54 |
| CAPÍTULO IV | | 63 |
| IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GFM PARA UNA ESTACIÓN DE RECARGA MONOFÁSICA BIDIRECCIONAL | | 63 |
| 4.1 | Modelamiento del convertidor..... | 63 |
| 4.1.1 | Parámetros del convertidor..... | 64 |
| 4.1.2 | Análisis de potencia en un modelo de dos fuentes de tensión..... | 65 |
| 4.1.3 | Análisis del comportamiento de un generador síncrono..... | 66 |
| 4.1.4 | Análisis del modelo de una máquina síncrona conectada a la red..... | 70 |
| 4.2 | Análisis de la estrategia de control | 72 |
| 4.2.1 | Control de potencia activa | 72 |
| 4.2.2 | Control de potencia reactiva..... | 74 |
| 4.2.3 | Análisis del control por pendiente..... | 76 |
| 4.2.4 | Análisis del control de la tensión del bus CC..... | 79 |
| 4.2.5 | Impedancia virtual | 81 |
| 4.2.6 | Análisis del control de la corriente CA | 81 |
| 4.3 | Diseño de los controladores | 83 |
| 4.3.1 | Ganancias de los controladores PI..... | 84 |
| 4.3.2 | Ganancias del controlador PR | 85 |
| 4.4 | Resultados de simulación..... | 89 |
| CAPÍTULO V | | 99 |
| MONTAJE DEL PROTOTIPO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES | | 99 |
| 5.1 | Prototipo | 99 |
| 5.1.1 | Circuito de potencia..... | 101 |
| 5.1.2 | Circuito de control..... | 101 |

| | | |
|------------------------|---|-----|
| 5.1.3 | Aspectos de seguridad en el montaje del convertidor | 102 |
| 5.2 | Entorno y operación..... | 102 |
| 5.2.1 | Entorno para pruebas experimentales..... | 103 |
| 5.2.2 | Aspecto de seguridad eléctrica en las pruebas del convertidor | 104 |
| 5.2.3 | Secuencia de operación | 105 |
| 5.3 | Resultados experimentales..... | 105 |
| 5.3.1 | Funcionamiento en modo aislado..... | 106 |
| 5.3.2 | Funcionamiento en modo conectado | 109 |
| CONCLUSIONES | | 117 |
| TRABAJOS FUTUROS | | 119 |
| BIBLIOGRAFÍA..... | | 120 |



ÍNDICE DE TABLAS

| | Pág. |
|--|------|
| Tabla 1.1: Comparación de la constante de inercia equivalente entre 1996 y 2016..... | 5 |
| Tabla 1.2. Aspectos desarrollados en la presente tesis vs trabajos previos | 12 |
| Tabla 2.1. Comparación entre las estructuras del convertidor GFL y GFM estudiados..... | 21 |
| Tabla 3.1. Parámetros de la etapa CC-CA de conversión en la estrategia de control GFL. | 30 |
| Tabla 3.2. Parámetros de la etapa CC-CC de conversión en la estrategia de control GFL | 30 |
| Tabla 3.3. Comparación entre parámetros para el control de potencia activa en el convertidor GFM | 51 |
| Tabla 3.4. Parámetros de los controladores en la estrategia de control GFL. | 54 |
| Tabla 3.5. Margen de ganancia y fase en los lazos de control para el convertidor GFL. | 54 |
| Tabla 3.6. Parámetros del convertidor GFL obtenidos a partir de la simulación. | 62 |
| Tabla 4.1. Parámetros de la etapa CC-CA de conversión en la estrategia de control GFM. | 64 |
| Tabla 4.2. Parámetros de la etapa CC-CC de conversión en la estrategia de control GFM | 64 |
| Tabla 4.3. Análisis comparativo entre el generador síncrono y el convertidor CC-CA | 69 |
| Tabla 4.4. Ganancias de los controladores <i>droop</i> | 79 |
| Tabla 4.5. Parámetros de los lazos de control en el convertidor GFM..... | 83 |
| Tabla 4.6. Ganancia de los controladores PI en el convertidor GFM..... | 84 |
| Tabla 4.7. Parámetros del controlador Proporcional Resonante..... | 88 |
| Tabla 4.8. Margen de ganancia y fase en los lazos de control para el convertidor GFM..... | 89 |
| Tabla 4.9. Secuencia de funcionamiento para la simulación del convertidor GFM..... | 90 |
| Tabla 4.10. Parámetros del convertidor GFM obtenidos a partir de la simulación | 96 |
| Tabla 5.1. Secuencia de operación del convertidor GFM. | 105 |
| Tabla 5.2. comparación entre valores teóricos y valores experimentales..... | 115 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | Pág. |
|--|------|
| Figura 1.1. Constante de inercia estimada alrededor del mundo por continentes [1]..... | 4 |
| Figura 1.2. Etapas de la propuesta de solución. | 8 |
| Figura 1.3 Impacto de las energías renovables en la capacidad de inercia [6]..... | 10 |
| Figura 1.4. Diagrama de flujo de las fases de diseño e implementación del convertidor..... | 14 |
| Figura 2.1 Estructura típica de un galvánico (a) en baja frecuencia o (b) en alta EVSE con aislamiento frecuencia [10]. | 16 |
| Figura 2.2: Topología DABSR..... | 17 |
| Figura 2.3 Estructura del inversor con fuente de voltaje..... | 18 |
| Figura 2.4: Modulación en un VSI, (a) modulación bipolar, (b) modulación unipolar. | 19 |
| Figura 2.5 Estrategia de control Grid-Following | 20 |
| Figura 2.6 Estrategia de control Grid-Forming..... | 21 |
| Figura 2.7: Diagrama de sincronización SOGI-PLL..... | 22 |
| Figura 2.8 Marcos de referencia $\alpha\beta$ y dq | 23 |
| Figura 2.9 Fasores de voltaje y corriente en el marco $\alpha\beta$ | 25 |
| Figura 2.10 Modo conectado a la red..... | 26 |
| Figura 2.11 Modo de conexión independiente. | 27 |
| Figura 2.12 Proceso de control en lazo cerrado de un convertidor. | 28 |
| Figura 3.1. Topología del convertidor en la estrategia de control GFL..... | 30 |
| Figura 3.2. Curva de atenuación de la corriente de la red..... | 32 |
| Figura 3.3 Filtro LCL..... | 33 |
| Figura 3.4 Diagrama de bloques del circuito LCL..... | 34 |
| Figura 3.5 Lazo de control para la potencia reactiva. | 35 |
| Figura 3.6 Diagrama de bloques del lazo de control integrado para el VSI..... | 36 |
| Figura 3.7 Filtro LC en el puerto CC del convertidor..... | 37 |
| Figura 3.8 Doble lazo de control potencia activa - corriente de la batería..... | 38 |
| Figura 3.9. Respuesta del sistema en lazo abierto para el control de voltaje en el bus CC..... | 42 |
| Figura 3.10. Respuesta del sistema en lazo cerrado para el control de voltaje en el bus CC..... | 42 |
| Figura 3.11. Respuesta ante una entrada escalón unitario del sistema de control de tensión en el bus CC..... | 43 |
| Figura 3.12. Diagrama de Bode en lazo abierto del del lazo de control de potencia reactiva.... | 44 |
| Figura 3.13. Diagrama de Bode del sistema en lazo cerrado para el control de potencia reactiva. | 45 |
| Figura 3.14. Respuesta ante una entrada escalón unitario del sistema de control de potencia reactiva..... | 45 |
| Figura 3.15. Diagrama de bode de la planta para el control de corriente CA. | 46 |
| Figura 3.16. Diagrama de Bode en lazo abierto del lazo de control de corriente de la red..... | 47 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.17. Diagrama de bode de lazo de control de la corriente de la batería. | 50 |
| Figura 3.18. Mapa de polos y ceros del lazo cerrado de la corriente de la batería..... | 52 |
| Figura 3.19. Diagrama de Bode en lazo abierto del lazo de control de potencia activa..... | 53 |
| Figura 3.20. Controlador PR implementado en PSIM. | 55 |
| Figura 3.21. Comportamiento del bus CC ante las distintas etapas de control. | 56 |
| Figura 3.22. Comportamiento de la potencia activa y reactiva ante las distintas etapas de control. | 57 |
| Figura 3.23. Comportamiento de la corriente CA ante las distintas etapas de control. | 58 |
| Figura 3.24. Corriente CA en la etapa de precarga..... | 59 |
| Figura 3.25. Corriente CA en la etapa de transición. | 59 |
| Figura 3.26. Corriente CA en la etapa de control de potencia activa. | 60 |
| Figura 3.27. Señales de alta frecuencia en el circuito tanque resonante. | 60 |
| Figura 3.28. Corriente de la batería..... | 61 |
| Figura 4.1. Estructura de la etapa CC-CA de conversión para la estrategia de control GFM. | 63 |
| Figura 4.2. Modelo de dos fuentes de tensión. | 65 |
| Figura 4.3. Máquina síncrona trifásica de polos salientes [25]. | 66 |
| Figura 4.4. Modelo de una máquina síncrona conectada a la red..... | 70 |
| Figura 4.5. Modelo simplificado de una máquina síncrona conectada a la red..... | 71 |
| Figura 4.6 Diagrama de bloques del control de potencia activa..... | 72 |
| Figura 4.8 Diagrama de bloques de control de potencia reactiva..... | 75 |
| Figura 4.9 Relación potencia activa - frecuencia y potencia reactiva - voltaje en el control por pendiente. | 77 |
| Figura 4.10 Diagrama de control por pendiente ante (a) variación de frecuencia (b) variación de voltaje..... | 78 |
| Figura 4.11 Modelamiento del convertidor para el control del bus CC. | 79 |
| Figura 4.12 Representación de la impedancia virtual. | 81 |
| Figura 4.13 Diagrama de bloques de la impedancia virtual. | 82 |
| Figura 4.14. Lazo del control de corriente CA..... | 82 |
| Figura 4.15 Estructura completa del control de corriente. | 83 |
| Figura 4.16 Diagrama de bode del control de potencia activa. | 84 |
| Figura 4.17 Diagrama de bode del control de potencia reactiva. | 85 |
| Figura 4.18. Diagrama de Bode del control de voltaje en el bus CC. | 85 |
| Figura 4.19 Lazo de control de corriente CA..... | 86 |
| Figura 4.20. Diagrama de Bode en lazo abierto del sistema de control de corriente CA..... | 88 |
| Figura 4.21. Diagrama de bode de lazo de control de corriente i_c | 89 |
| Figura 4.22 Voltaje en el bu CC ante la secuencia de operación del convertidor GFM..... | 90 |
| Figura 4.23. Rizado del voltaje en el bus CC en el convertidor GFM. | 91 |
| Figura 4.24. Potencia activa y reactiva en p.u. en el convertidor GFM. | 91 |

| | |
|---|-----|
| Figura 4.25. Corrientes CA que confluyen en el PCC..... | 92 |
| Figura 4.26. Señales en el circuito tanque resonante en el convertidor GFM..... | 93 |
| Figura 4.27. Corriente de la batería en el convertidor GFM. | 94 |
| Figura 4.28. Respuesta de la potencia activa en un convertidor GFM ante un paso de potencia. | 95 |
| Figura 4.29. Respuesta de la potencia reactiva en un convertidor GFM ante un paso de potencia. | 95 |
| Figura 4.30. Comparación de la respuesta de potencia activa entre GFL y GFM..... | 96 |
| Figura 4.31. Comparación de la respuesta de potencia reactiva entre GFL y GFM..... | 97 |
| Figura 4.32. Respuesta del voltaje en el bus CC ante un escalón de potencia para GFL y GFM | 98 |
| Figura 5.1. Prototipo del convertidor utilizado para pruebas experimentales. | 100 |
| Figura 5.2. Conexión entre el circuito de potencia y el circuito de control del convertidor. | 100 |
| Figura 5.3. Entorno de pruebas en el laboratorio | 103 |
| Figura 5.4. Señales moduladas y corriente resonante para el control inicial del bus CC..... | 106 |
| Figura 5.5. Transición de la corriente CA ante un incremento en la carga..... | 107 |
| Figura 5.6. Transición de la tensión en el bus CC ante un incremento de carga | 107 |
| Figura 5.7. Voltajes y corriente en alta frecuencia para un funcionamiento de 0.4 p.u. de potencia. | 108 |
| Figura 5.8. Señal de potencia activa ante un incremento de la carga. | 109 |
| Figura 5.9. Variación de la frecuencia ante un incremento de la carga. | 109 |
| Figura 5.10. Conexión del convertidor GFM con la red eléctrica..... | 110 |
| Figura 5.11. Convertidor GFM en modo conectado con <i>offset</i> | 111 |
| Figura 5.12. Control PR y PI en paralelo para el lazo de control de la corriente CA. | 112 |
| Figura 5.13. Convertidor GFM en modo conectado sin <i>offset</i> | 112 |
| Figura 5.14. Respuesta ante un decremento de la frecuencia de la red..... | 114 |
| Figura 5.15. Respuesta ante un aumento de frecuencia en la red..... | 114 |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|-------|--------------------------------------|
| GFL | : Grid-Following |
| GFM | : Grid-Forming |
| FER | : Fuentes de energía renovable |
| VE | : Vehículo eléctrico |
| CC | : Corriente Continua |
| CA | : Corriente Alterna |
| DABSR | : Dual Active Bridge Series-Resonant |
| VSI | : Voltage Source Inverter |
| V2G | : Vehicle to grid |
| V2H | : Vehicle to home |
| V2L | : Vehicle to load |
| V2X | : Vehicle to everything |



INTRODUCCIÓN

El cambio climático impulsa el desarrollo de nuevas tecnologías para disminuir la contaminación de la atmosfera, una de estas tecnologías es la movilidad eléctrica. Los vehículos eléctricos (VEs) se impulsan con motores eléctricos, los cuales son más eficientes que los motores de combustión además no emiten gases contaminantes a la atmosfera. En los últimos años la demanda de VEs se ha incrementado en todo el mundo, trayendo consigo dos aspectos importantes a considerar.

El primer aspecto es el desarrollo de la infraestructura de carga de baterías para los VEs. En el caso del Perú, el marco normativo para el desarrollo de infraestructuras de carga se dio mediante el decreto supremo N° 022-2020-EM, que contiene disposiciones sobre la infraestructura de carga y abastecimiento de energía eléctrica para la movilidad eléctrica. Sin embargo, aun existen desafíos que se deben superar, como la falta de infraestructura de carga rápida en el país, donde solo existen pocos puntos de carga a nivel nacional, aumentar la capacidad de las redes de distribución eléctrica y una regulación que permita modelos de negocio de generación distribuida para inyectar energía a la red operando en modo V2G.

El segundo aspecto es el incremento de la demanda de energía para cargar las baterías de los vehículos eléctricos. Bajo esta premisa, las fuentes de energías renovables (FER) surgen como una alternativa amigable con el medio ambiente para la producción de

energía, tales como la energía solar, eólica, mareomotriz o geotérmica. Sin embargo, a diferencia de los generadores convencionales, basados en máquinas rotativas con energía cinética, las fuentes de energía renovables son aleatorias y dependen de las condiciones ambientales. Para su inserción a la red eléctrica se utilizan convertidores electrónicos de potencia que transforman la energía captada del medio ambiente y la convierten en energía eléctrica para su transmisión y distribución.

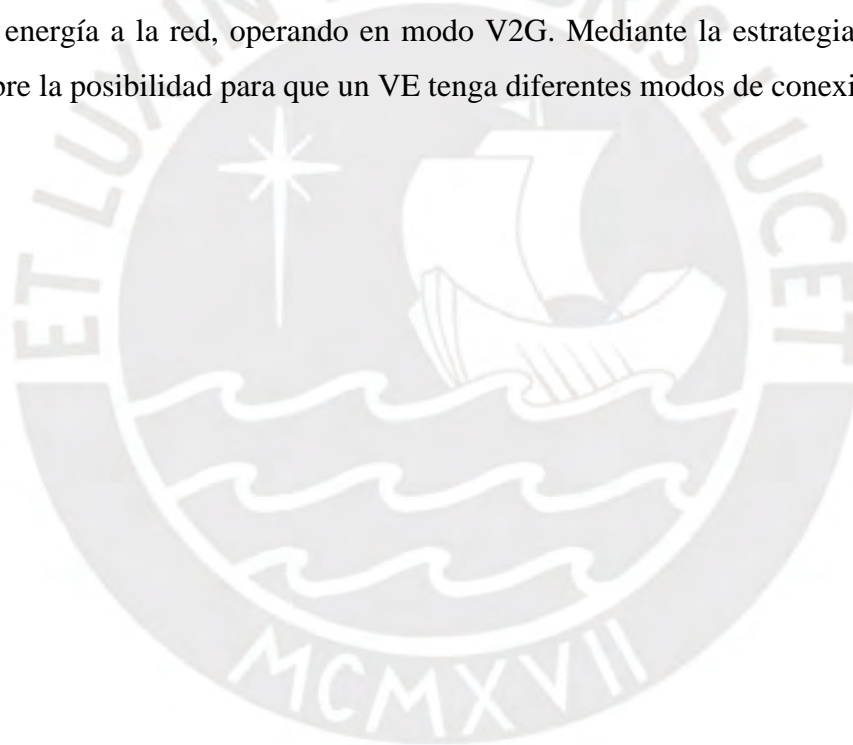
Con la inserción de las FER a la red eléctrica se disminuye la capacidad de inercia de la red, debido a la propia naturaleza de estas fuentes de energía, las cuales no tienen una componente cinética que genere inercia. La capacidad de inercia en la red es la capacidad que tiene la red de reponerse ante un cambio repentino en la demanda o producción de energía eléctrica, por ejemplo, la desconexión de una central térmica de gran capacidad.

Típicamente los convertidores de corriente continua (CC) a corriente alterna (CA), también llamados inversores, utilizados con fuentes de energías renovables están basados en una estrategia de control tipo Grid-Following (seguimiento a la red), donde el inversor se comporta como una fuente de corriente conectada a la red eléctrica, el principal objetivo al emplear esta estrategia de control es inyectar potencia activa y reactiva a la red. Sin embargo, debido a su comportamiento como fuente de corriente, es necesario que la red sea estable. Las redes eléctricas estables en frecuencia y amplitud son denominadas redes fuertes y están conformadas generalmente por generadores síncronos, los cuales proporcionan estabilidad al sistema gracias a su capacidad para regular la tensión, mantener la frecuencia y aportar inercia eléctrica frente a perturbaciones. Un ejemplo de este tipo de red es un sistema eléctrico conformado por centrales hidroeléctricas y centrales térmicas.

A diferencia de la estrategia de control GFL, la estrategia de control GFM (formación de la red) crea su propia referencia de red para modular el inversor, comportándose como una fuente de tensión. Esta estrategia de control prioriza la estabilidad de la red eléctrica, de esta manera tiene la capacidad de generar inercia ante inestabilidades en la red eléctrica. La gran ventaja de esta estrategia de control es que le permite al convertidor funcionar en modo aislado y conectado, mediante un sistema de sincronización inicial

con la red eléctrica. Debido a su comportamiento como fuente de tensión, los convertidores GFM pueden actuar como generadores síncronos, aportando estabilidad al sistema eléctrico. Por esta razón, este tipo de convertidores pueden operar en redes débiles. Un ejemplo de este tipo de red es un sistema eléctrico aislado, como los de las islas o zonas rurales con generación eléctrica limitada. También se incluyen microrredes eléctricas alimentadas en su mayor parte por fuentes de energías renovables.

Los cargadores inteligentes para VEs son convertidores electrónicos diseñados no solo para suministrar energía a los VEs y alimentar sus baterías, sino también permiten utilizar sus baterías para alimentar una carga, por ejemplo, una vivienda, operando en modo V2H, o inyectar energía a la red, operando en modo V2G. Mediante la estrategia de control GFM se abre la posibilidad para que un VE tenga diferentes modos de conexión.



CAPÍTULO I

1 CONTEXTO GENERAL

En el capítulo I de la presente tesis abarca el contexto general de la tesis, incluyendo la problemática, el estado del arte, los objetivos, el aporte, la propuesta de solución y la metodología del trabajo de investigación.

1.1 Problemática

La pérdida de la capacidad de inercia ante la inserción de las FER a la red para la producción eléctrica es un problema que conlleva a replantear como actúan los convertidores de potencia al conectarse a la red eléctrica. La capacidad de inercia, medida mediante el factor de inercia H , ha decaído en las últimas décadas en todo el mundo como se muestra en la Figura 1.1 y se resume en la Tabla 1.1 [1].



Figura 1.1. Constante de inercia estimada alrededor del mundo por continentes [1].

Tabla 1.1: Comparación de la constante de inercia equivalente entre 1996 y 2016

| Continente | África | Asia | Europa | Norteamérica | Sudamérica |
|-----------------|--------|------|--------|--------------|------------|
| H_{eq} (1996) | 4 | 4 | 4 | 4 | 3.5 |
| H_{eq} (2016) | 4.2 | 3.9 | 3.3 | 3.9 | 3.4 |

La estrategia de control GFL y GFM tienen características propias cuando operan en modo conectado a la red. Mientras la GFL se basa en el control de potencia activa y reactiva para inyectar potencia a la red, sincronizándose a través de un lazo de seguimiento de fase (PLL), la estrategia GFM se basa en el control de frecuencia y amplitud para inyectar potencia a red, sincronizándose a la red mediante un algoritmo de sincronización inicial [2]. La problemática actual en la fabricación de cargadores inteligentes para vehículos eléctricos se resume en los siguientes puntos:

- Actualmente la mayoría de los cargadores inteligentes para vehículos están basados en controladores tipo GFL y se comportan como fuentes de corriente. En general los convertidores tipo GFL no pueden operar en modo aislado ya que funcionan como una fuente de corriente y necesitan estar sincronizados con la red eléctrica, ante un corte de energía no podrían funcionar.
- La infraestructura de carga rápida en el Perú es insuficiente, actualmente solo existen pocas estaciones de carga rápida en el Perú. Esta situación desmotiva la adquisición de vehículos eléctricos por parte de los usuarios debido a la llamada “ansiedad de autonomía”.
- Las nuevas formas de conexión entre los vehículos eléctricos, la red eléctrica y las cargas locales requieren métodos de control más avanzados para ampliar la capacidad de interacción de los vehículos eléctricos.
- Los cargadores tradicionales no contemplan la bidireccionalidad ni la gestión inteligente de la carga. La energía solo fluye en una sola dirección, sin tener en cuenta que las baterías de los vehículos eléctricos también pueden ser utilizados como sistemas de respaldo en las horas de mayor demanda, generando un ahorro en la factura de electricidad.
- A diferencia de los convertidores trifásicos, existe menos investigación en el desarrollo de convertidores monofásicos, sin embargo, la mayor parte del

consumo residencial funcionan con estos sistemas, esto limita las posibilidades de los hogares a desarrollar sus propias microrredes.

- La mayoría de los trabajos de investigación solo terminan en resultados en simulación, debido a que implementar estos sistemas, conlleva una inversión monetaria en el desarrollo de prototipos de convertidores.

1.2 Justificación

En el desarrollo de convertidores monofásico, la estrategia de control GFL ha sido estudiada ampliamente y es comúnmente adoptada en convertidores de electrónica de potencia para la inserción de las FER a la red eléctrica [3]. Por otro lado, la estrategia de control GFM tienen un gran potencial para el desarrollo de las FER sin comprometer la inercia total del sistema eléctrico, ya que mediante esta estrategia de control se puede brindar soporte de estabilidad en frecuencia y amplitud a la red eléctrica, contribuyendo a la mejora del factor de inercia de la red eléctrica [4]. El presente trabajo de tesis busca obtener resultados experimentales mediante la implementación del control tipo GFM en un prototipo funcional de convertidor monofásico CC-CA en ambos modos de operación: aislado y conectado a la red. Además, se analizarán ambas estrategias de control para comprobar su funcionalidad.

1.3 Contribución

Este trabajo de tesis tiene la finalidad de desarrollar una estrategia de control para un convertidor CC-CA monofásico que opere en modo aislado y conectado de la red eléctrica, desarrollando el concepto de V2H y V2G para un VE. La contribución de este trabajo de tesis se resume en los siguientes puntos:

- Contribuir con la descarbonización del ambiente fomentando el uso de los vehículos eléctricos mediante el uso de sus baterías en redes de generación distribuida.
- Incentivar el uso de las fuentes de energía renovable con el concepto V2H para ahorrar dinero en las facturas de electricidad en un mediano plazo.
- Los convertidores GFM tienen un gran potencial en sistemas de redes débiles por ejemplo en islas, en zonas rurales, en campamentos temporales, o cualquier

instalación desconectada del Sistema Eléctrico Interconectado Nacional (SEIN) aportando con estabilidad a su sistema eléctrico.

- Desarrollar redes más resilientes en zonas rurales, donde las redes se debilitan debido a las largas distancias recorridas, o áreas con infraestructura deficiente mediante la incorporación de convertidores GFM al sistema eléctrico mejorando la estabilidad de la red eléctrica.
- Las viviendas se verán beneficiadas por un sistema capaz de operar en modo aislado, de esta manera se puede asegurar la continuidad del fluido eléctrico aun cuando haya cortes de energía por parte de la empresa distribuidora.

1.4 Propuesta de solución

La primera etapa corresponde al diseño y simulación de un convertidor CC-CA monofásico utilizando las estrategias de control GFL y GFM. Se analizan y comparan los parámetros más importantes en el desempeño del convertidor bajo ambas estrategias de control. La segunda etapa corresponde a la implementación de la estrategia de control GFM en un prototipo de convertidor CC-CA monofásico, realizando pruebas experimentales para validar su funcionamiento y analizar las principales variables del convertidor. Esta propuesta se detalla en la siguiente lista:

- Planteamiento teórico de ambas estrategias de control, mediante una justificación matemática.
- Se diseñan los controladores y se calculan las variables que intervienen en la estrategia de control a partir de los requerimientos generales del convertidor.
- Se elabora un esquema eléctrico de ambos tipos de convertidores que incluyen la parte de potencia y la parte de control, en un entorno de simulación.
- Se ensambla el convertidor con los componentes elegidos, algunos componentes como el transformador de alta frecuencia y los inductores deben ser diseñados y fabricados.
- Se genera el código para la plataforma electrónica de control.
- Se realizan las pruebas experimentales mediante una fuente CC que emule la batería del VE y una fuente CA monofásica que emule la red eléctrica.

- Se registran datos para obtener las principales características en ambos modos de operación del convertidor con un control tipo GFM.

Las etapas de la propuesta de solución se ilustran en la Figura 1.2, donde se detallará cada proceso a lo largo de la tesis.

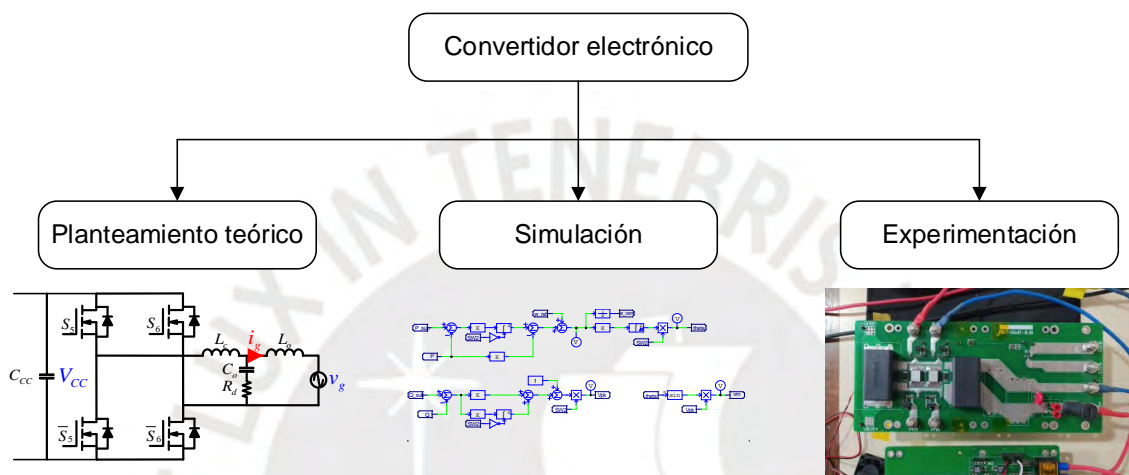


Figura 1.2. Etapas de la propuesta de solución.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo general

Diseñar e implementar un convertidor CC-CA monofásico con un control tipo Grid-Forming para aplicaciones V2H.

1.5.2 Objetivos específicos

- Definir los parámetros las condiciones de operación del convertidor.
- Diseñar la estrategia de control de un convertidor de dos etapas de conversión utilizado en estaciones de recarga bidireccionales monofásica de vehículos eléctricos, basado en la estrategia de control GFL, mediante el control del voltaje en el bus CC, potencia reactiva, corriente CA, potencia activa y corriente de la batería.
- Diseñar la estrategia de control de un convertidor de dos etapas de conversión utilizado en estaciones de recarga bidireccionales monofásica de VES, basado en

la estrategia de control GFM, mediante el control del voltaje en el bus CC, potencia activa, potencia reactiva y corriente CA, a fin de que pueda operar en modo V2H y V2G.

- Elaborar un entorno de simulación en el software PSIM mediante la construcción de un esquema eléctrico para el circuito de potencia y un diagrama de control.
- Validar mediante los resultados de simulación el diseño del convertidor aplicando las estrategias de control propuestas (GFL y GFM) en el software PSIM.
- Implementar un prototipo funcional del convertidor monofásico de dos etapas de 2200W de potencia nominal.
- Realizar pruebas experimentales en el prototipo de convertidor aplicando la estrategia de control GFM en ambos modos de operación (aislado y conectado) sometiendo al convertidor a variaciones de carga y frecuencia.
- Mostrar y registrar los datos de las principales variables del convertidor en las pruebas experimentales utilizando un osciloscopio y sondas aisladas de tensión y corriente.

1.6 Estado del arte

En los últimos años, un número cada vez mayor de VEs se han conectado a la red para cargar baterías, lo que ha provocado una mayor demanda de electricidad [5]. Esta tendencia ha llevado a un aumento en la capacidad de generación y transmisión de electricidad. Las FER han surgido como una alternativa para suministrar energía limpia en los sistemas de distribución eléctrica. Sin embargo, su integración a la red eléctrica ha provocado una reducción de su capacidad inercial [1] [6]. En la Figura 1.3 se muestran 5 curvas que describen la capacidad inercial de la red ante una variación en la frecuencia para distintos porcentajes de inserción de las FER.

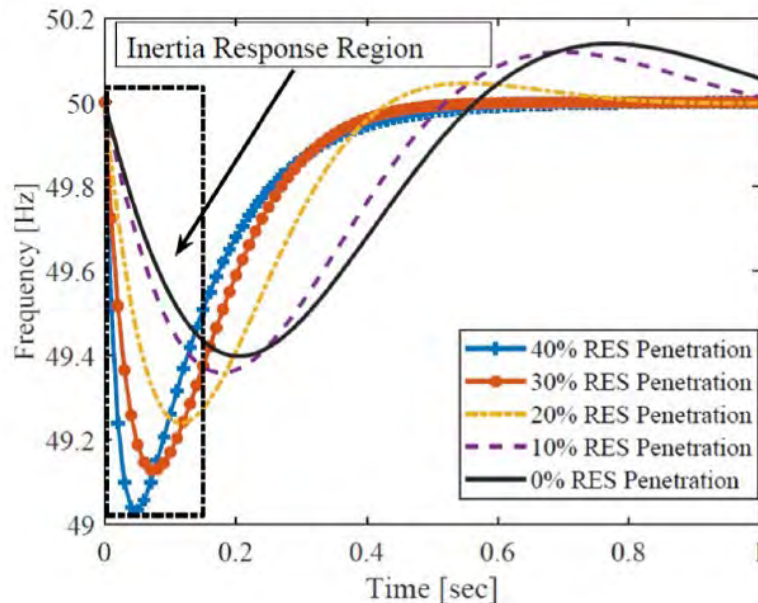


Figura 1.3 Impacto de las energías renovables en la capacidad de inercia [6].

En este contexto, se han desarrollado nuevas tecnologías, como los cargadores de baterías inteligentes (SBC), para reducir el impacto de la demanda de energía de los VEs [7]. Los SBC permiten el flujo de energía bidireccional entre el VE y la red (V2G) [8]. Además, esta tecnología abre la posibilidad de conectar vehículos eléctricos en modo autónomo para suministrar energía a los hogares (V2H), y en general la conexión de vehículos eléctricos con todo (V2X), aumentando el interés de los clientes por SBC [9].

Los convertidores aislados galvánicamente son los más apropiados para un funcionamiento seguro en modo conectado a la red [10], este aislamiento se realiza mediante un transformador de aislamiento, que puede operar en la etapa de conversión de baja o alta frecuencia. La estructura típica para SBC monofásico es un convertidor CC-CA de dos etapas de conversión compuesto por un VSI conectado en cascada con un convertidor CC-CC aislado y bidireccional [11].

Los convertidores GFL se utilizan comúnmente para suministrar energía activa y reactiva a la red. Este tipo de convertidores funciona como una fuente de corriente controlada y requiere un PLL para sincronizarse con la red CA. Sin embargo, los convertidores GFL típicos no pueden soportar inestabilidades de frecuencia en redes débiles y no pueden

funcionar en modo autónomo [12]. Por el contrario, los convertidores GFM generan su propia referencia de fase y amplitud operando como fuentes de tensión. Estos convertidores tienen la capacidad de funcionar en modo aislado y conectado, dando servicios auxiliares a la red, como soportar inestabilidades de frecuencia y tensión en redes débiles [13]. Los métodos de control para convertidores GFM se pueden dividir en tres categorías: el control voltaje-frecuencia, el bucle de sincronización de potencia (PSL) basado en el control GFM y el controlador de oscilador virtual [3].

El SBC puede funcionar en modo conectado y modo aislado intercambiando su operación entre un convertidor GFL en modo conectado y una fuente de voltaje en modo independiente. Además, se han desarrollado diferentes técnicas para sincronizar el convertidor cuando pasa del modo conectado al modo aislado y viceversa [14]. Sin embargo, ambas estrategias de control están unificadas en un convertidor GFM que puede operar en ambos modos [15].

La mayoría de los trabajos encontrados en la literatura se centran en convertidores de potencia trifásicos. En [16] se diseña un convertidor GFM basado en las ecuaciones de potencia y la ecuación de balanceo de las máquinas rotativas para proponer una estrategia de control que no requiere un PLL, esta técnica de control es evaluada solo para un convertidor de trifásico. En [17] se propone un convertidor de generador síncrono fotovoltaico (SG) basado en control GFM y probado para un convertidor de potencia trifásico. En [18] se ofrece una revisión general de los convertidores de potencia GFM monofásicos, sin embargo, no brinda ninguna información técnica para el desarrollo de estos convertidores. En [19] se propone un convertidor GFM con estructura DABSR-VSI para aplicaciones SBC con desacoplamiento de la potencia activa en el DABSR. Sin embargo, este artículo presenta resultados de simulación en tiempo real y no presenta resultados experimentales. Las redes débiles también pueden tener problemas de *offset* en el voltaje, repercutiendo de manera considerable con un *offset* en la corriente. En [20], este problema es tratado y solucionado para una estrategia de control GFL. Sin embargo, este problema aún no se ha tratado en convertidores GFM. Esta tesis adapta esa solución para resolver el problema del *offset* de corriente en un convertidor GFM.

En la Tabla 1.2 se resumen los estudios previos más importantes que se toman como referencia para la presente tesis. Además, se realiza una comparación entre los diferentes aspectos que se abordan en la tesis para remarcar el aporte realizado.

Tabla 1.2. Aspectos desarrollados en la presente tesis vs trabajos previos

| Aspecto \ Autor | Qoria [16] | Rezazadeh [18] | Sal y Rosas [19] | Pavković [20] |
|---------------------------------|------------|----------------|------------------|---------------|
| Convertidor GFM | ✓ | ✓ | ✓ | X |
| Convertidor Monofásico | X | ✓ | ✓ | ✓ |
| Red eléctrica con <i>offset</i> | X | X | X | ✓ |
| Resultados de simulación | ✓ | X | ✓ | ✓ |
| Pruebas experimentales | ✓ | X | X | X |

1.7 Metodología

La metodología empleada consiste en una serie de etapas para el diseño, fabricación y validación del convertidor, estas etapas se muestran en el diagrama de flujo de la Figura 1.4, y se especifican en los siguientes puntos:

- Planteamiento de los requerimientos del convertidor según estándares que existen actualmente en los sistemas eléctricos, por ejemplo, la tensión y frecuencia de la red eléctrica peruana o el voltaje típico para la carga de baterías de un vehículo eléctrico. También se toman en cuenta las limitaciones que existe para las pruebas del prototipo final, como las limitaciones en potencia para las fuentes de alimentación o las limitaciones en la tarjeta de control.
- Dimensionamiento de los componentes del convertidor en base a los requerimientos planteados anteriormente, para ello se toma en cuenta los valores máximos de voltaje y corriente a los que se someten los componentes.
- Modelamiento eléctrico del convertidor, se formulan las ecuaciones que describen el comportamiento del convertidor. En la estrategia de control GFL, el convertidor se diseña como una fuente de corriente controlada y en el caso del control GFM, el convertidor se diseña como una fuente de tensión.

- Diseño del sistema de control, se calculan las ganancias de los controladores en base a los requerimientos del régimen estable y transitorio del convertidor como tiempo de establecimiento, sobreimpulso o amortiguamiento.
- Simulación del sistema de potencia y sistema de control para comprobar el diseño del convertidor, se realiza un esquemático de la parte de potencia y la parte de control en el software de simulación PSIM.
- Diseño y fabricación de algunos componentes como el transformador de alta frecuencia, el inductor del tanque resonante y los inductores de los filtros de entrada y salida.
- Generación de código para la tarjeta de control mediante el software de simulación PSIM, el cual tiene una herramienta para generar el código a partir de los diagramas de bloques en el circuito de control.
- Calibración de los sensores de corriente y voltaje, se mide el *offset* de las señales que se envían al módulo ADC (*Analog-to-Digital Converter*) y se calcula la ganancia de las señales que son acondicionadas por la tarjeta de sensores y la tarjeta de instrumentación mediante la comparación de la amplitud de la señal real con la amplitud de la señal que ingresa al módulo ADC.
- Montaje del convertidor, se conectan las tarjetas de potencia con el circuito tanque resonante y los filtros de entrada y salida. Se conducen las señales de control desde la tarjeta de control hacia los drives de la tarjeta de potencia mediante cables y se conecta la tarjeta de sensores con la tarjeta de instrumentación.
- Pruebas experimentales del convertidor en el cual se miden los parámetros que se desean como el voltaje en el bus DC, la corriente CA, la tensión de la carga, la corriente en la batería, la corriente y tensiones moduladas en el tanque resonante y otras señales que sean necesarias. Todas las señales se muestran en un osciloscopio y se utilizan fuentes controladas para la seguridad en las pruebas.

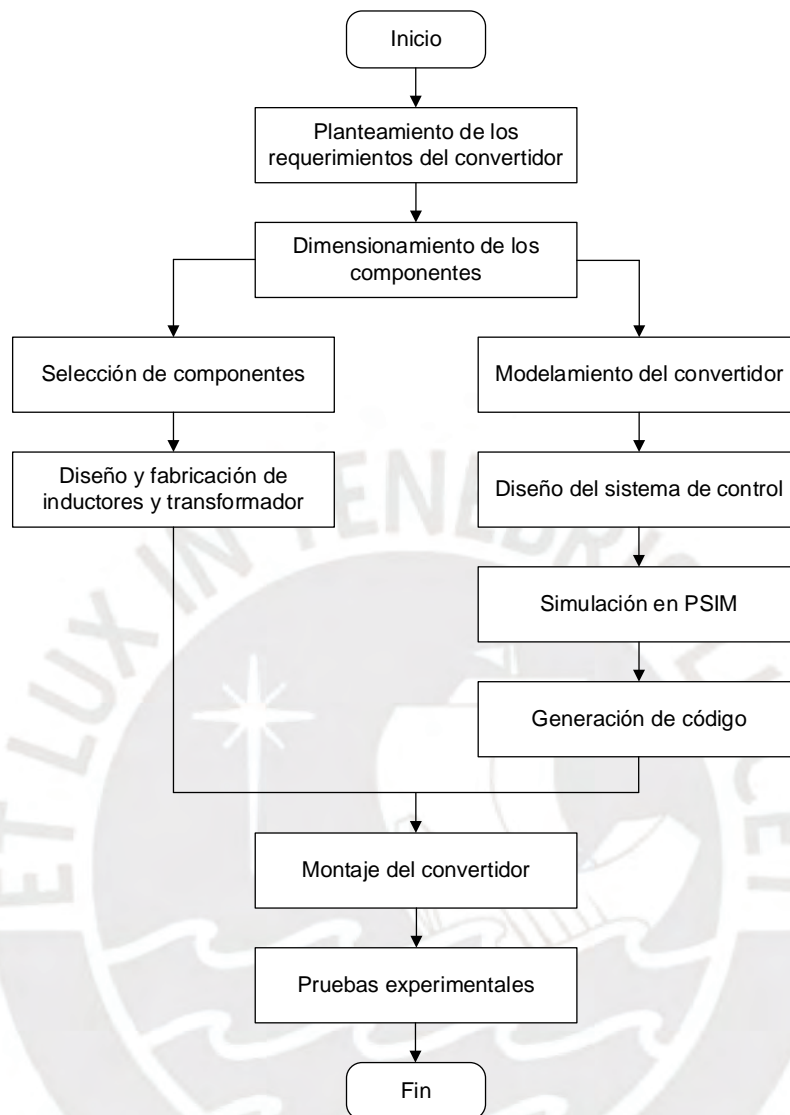


Figura 1.4. Diagrama de flujo de las fases de diseño e implementación del convertidor.

CAPÍTULO II

2 MARCO TEÓRICO

En esta sección se brinda la teoría de electrónica de potencia y de control para el desarrollo de la presente tesis. Se abordan temas de los requerimientos de la red, los modos de funcionamiento de una estación de recarga para VEs, la topología de los convertidores, las estrategias de control existentes y la modulación en ambas etapas del convertidor.

2.1 Estructura electrónica de una estación de recarga para VEs

La estructura típica de un equipo alimentador para vehículos eléctricos (EVSE) es implementado como un sistema de dos etapas, la etapa CC-CA consiste de un rectificador que puede estar conectado a la red trifásica o monofásica, mientras que la etapa CC-CC se conecta a la batería del vehículo y su función es regular voltaje y la corriente de la batería [10], para ello la EVSE debe comunicarse con el sistema que gestiona la batería del VE, este sistema se denomina BMS o *Battery management system* por sus siglas en inglés, la estructura del cargador se muestra en la Figura 2.1. El EVSE debe ser un sistema aislado galvánicamente con una gran impedancia en modo común para evitar corrientes de fugas impuesto en la norma IEC 61851-23, para este propósito se utiliza un transformador de aislamiento que puede operar en baja frecuencia al estar ubicado a la salida de la red CA o también operar en alta frecuencia, ubicándose en la etapa CC-CC.

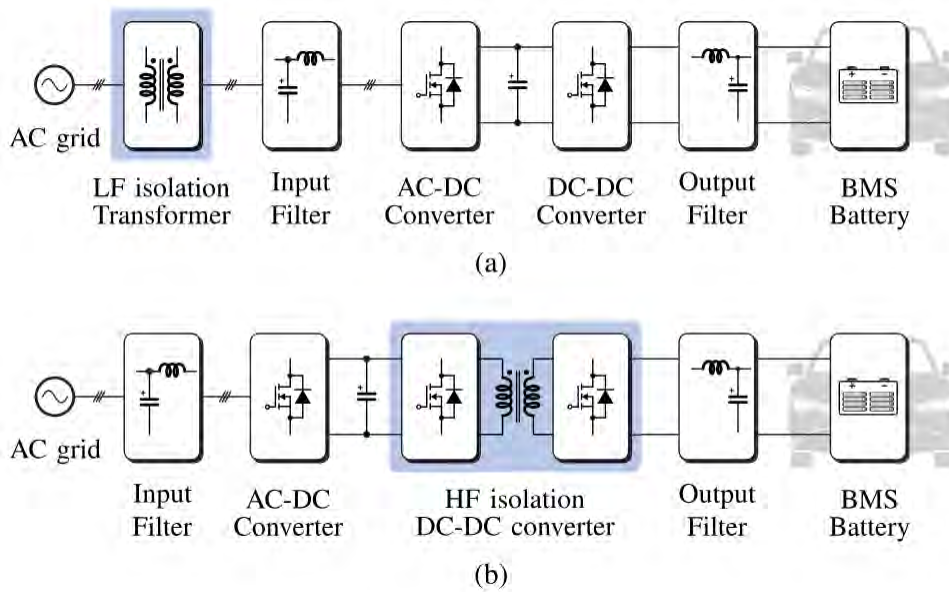


Figura 2.1 Estructura típica de un galvánico (a) en baja frecuencia o (b) en alta EVSE con aislamiento frecuencia [10].

2.2 Etapa CC-CC

La etapa CC-CC tiene la función de interactuar con la batería del VE y se acopla a la etapa CA mediante un capacitor en el bu CC. Existen diferentes topologías para convertidores CC-CC, desde las más sencillas como el convertidor elevador, el cual utiliza solo un elemento de conmutación, hasta las topologías más completas como el convertidor de doble puente activo, el cual utiliza 8 elementos de conmutación. Sin embargo, el convertidor DABSR es una topología más completa que presenta diversas ventajas frente a otras topologías.

La topología del convertidor DABSR consiste en dos puentes activos acoplados mediante un transformador de alta frecuencia con un índice de transformación de n a 1, además un tanque resonante LC en serie que actúa como filtro pasa-bandas, la topología del convertidor se muestra en la Figura 2.2. El tanque resonante sirve como un filtro pasa-bandas, minimizando la generación de ruido electromagnético, esto es crucial en entornos residenciales, donde los convertidores deben operar junto a otros dispositivos electrónicos sensibles. Además, el transformador de aislamiento opera en alta frecuencia, disminuyendo el volumen y peso del convertidor.

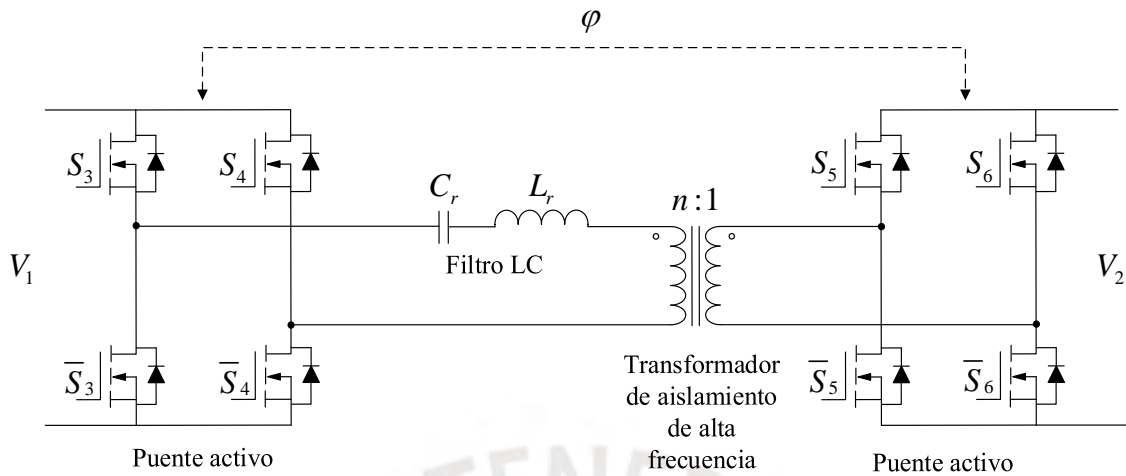


Figura 2.2: Topología DABSR

Los convertidores con topología DABSR presentan las siguientes ventajas:

- Poseen un amplio rango de operación debido a su capacidad para manejar rangos de voltajes considerables en cada puerto, lo que los hace adecuados para aplicaciones residenciales donde hay fluctuaciones de voltaje, como en hogares alimentado por paneles solares.
- Son convertidores aislados galvánicamente, lo que brinda mayor seguridad a las instalaciones eléctricas.
- Permiten conmutar suavemente, aumentando la eficiencia del convertidor.
- La modulación es relativamente sencilla y la transferencia de potencia es controlado mediante el ángulo de desfase φ entre las señales moduladas de ambos puentes activos, como se indica en la Ecuación 2.1 [21]. La demostración de la Ecuación 2.1 se explica en el Anexo A.

$$P = KV_1V_2 \sin \varphi \quad (2.1)$$

Donde P es la potencia activa en vatios, V_1 y V_2 son las tensiones de ambos puertos del DABSR en voltios y K es una constante que depende de las características del tanque resonante, su valor se puede hallar mediante la Ecuación 2.2.

$$K = \frac{8n}{\pi^2 Z (F - 1/F)} \quad (2.2)$$

Donde Z es la impedancia del filtro LC evaluado a la frecuencia de resonancia ω_r y F es la relación ω_s y ω_r , donde ω_s es la frecuencia de conmutación en rad/s, ambos valores se calculan según las Ecuaciones 2.3 y 2.4 respectivamente.

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.3)$$

$$F = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (2.4)$$

2.3 Etapa CC-CA

En la etapa CC-CA consiste en un inversor de un VSI con filtro LC como se muestra en la Figura 2.3. El puente activo modula el voltaje del bus CC utilizando una modulación por ancho de pulso sinusoidal (SVPWM, por sus siglas en inglés), que se obtiene mediante la comparación entre una onda sinusoidal, la cual actúa como señal moduladora, y una onda triangular, la cual actúa como señal portadora, como se muestra en la Figura 2.4. Por otro lado, el filtro LC elimina las componentes de alta frecuencia de la señal modulada y permite el paso de la componente a la frecuencia de la red eléctrica.

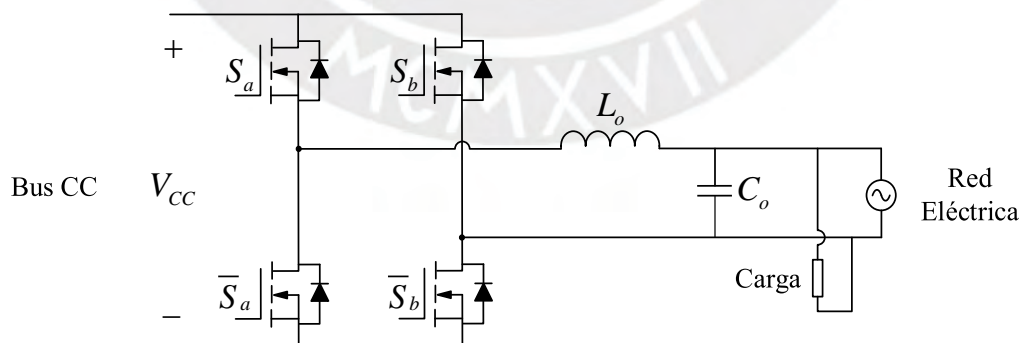


Figura 2.3 Estructura del inversor con fuente de voltaje.

Se tienen dos tipos de modulación para inversor de puente completo: modulación unipolar y la modulación bipolar [22], ambas son mostradas en la Figura 2.4.

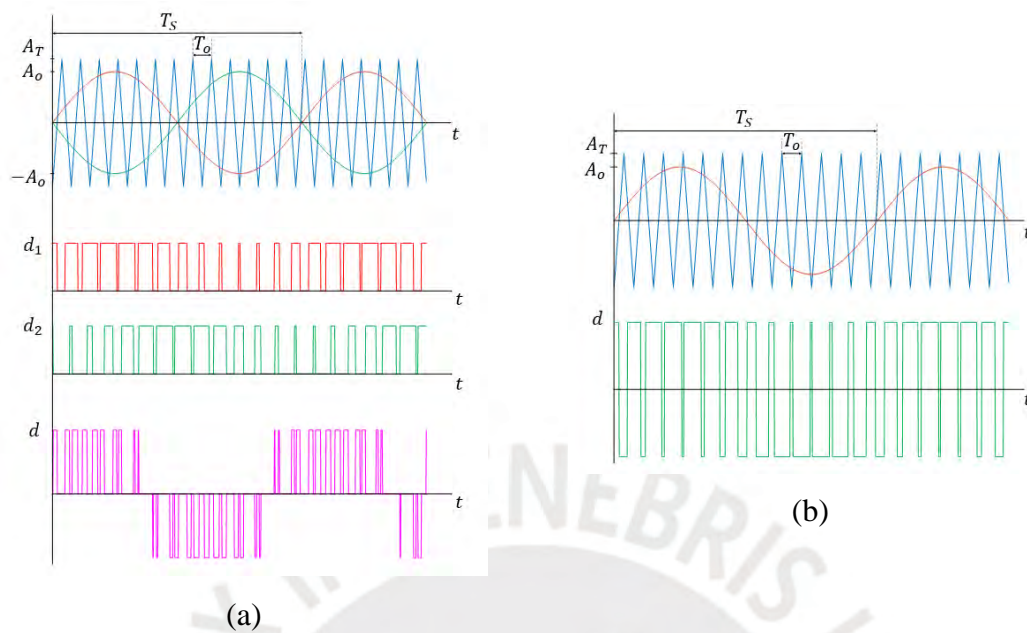


Figura 2.4: Modulación en un VSI, (a) modulación bipolar, (b) modulación unipolar.

En la modulación bipolar ambos brazos se controlan mutuamente, mientras que en la modulación unipolar cada brazo se controla de manera independiente. La señal modulada en la modulación unipolar es la diferencia entre las señales d_1 y d_2 que se obtienen de cada brazo, como se muestra en la Ecuación 2.5.

$$d = d_1 - d_2 \quad (2.5)$$

2.4 Estrategia de control Grid-Following

En esta estrategia de control el convertidor necesita estar sincronizada a la red eléctrica a través de un PLL para inyectar potencia activa o reactiva a la red. En microrredes eléctricas la estrategia de control GFL es ampliamente utilizada para inyectar potencia activa y reactiva a la red, utilizando las FER. El convertidor se conecta a la red eléctrica actuando como una fuente de corriente controlada. El diagrama de bloques de esta estrategia de control es mostrado en la Figura 2.5.

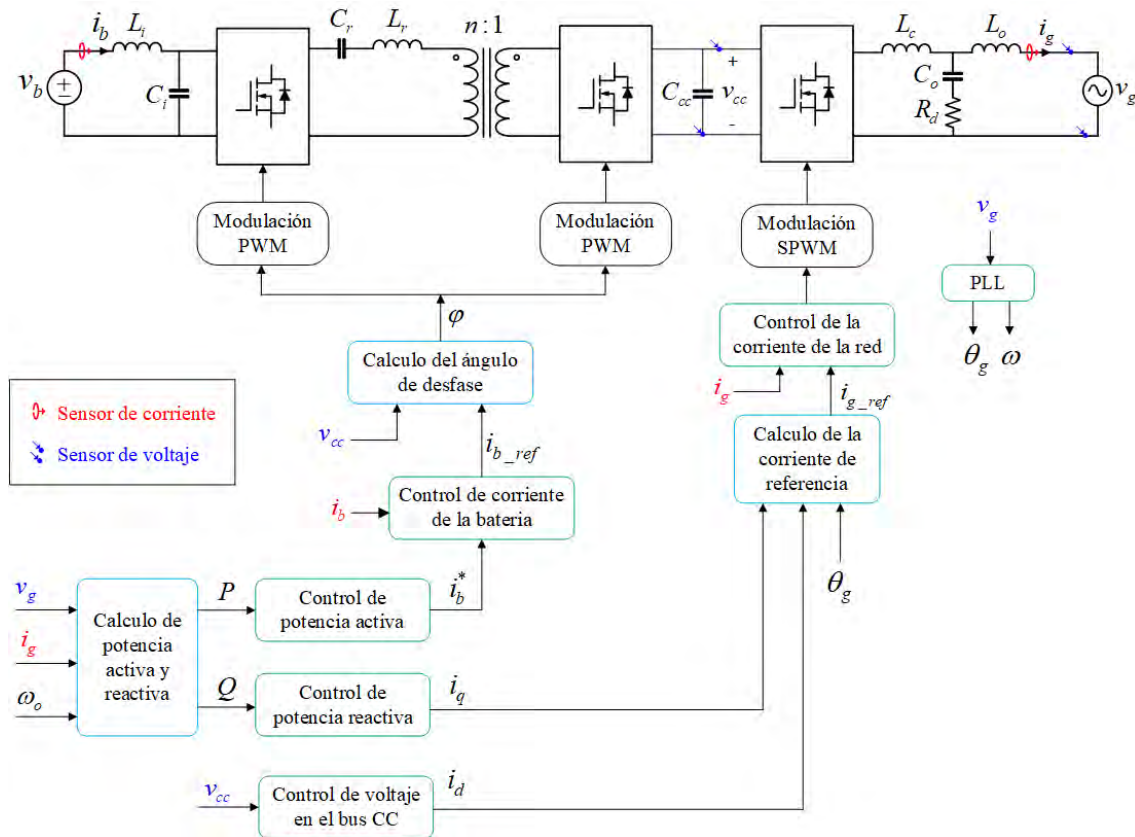


Figura 2.5 Estrategia de control Grid-Following

2.5 Estrategia de control Grid-Forming

En esta estrategia de control el convertidor forma su propia red comportándose como una fuente de voltaje. Mediante el control de potencia activa y reactiva, forma el ángulo y la amplitud, respectivamente, de la tensión generada. Esta estrategia de control prioriza la estabilidad de frecuencia y amplitud, por lo que se utiliza mayormente en redes débiles o sistemas aislados. El diagrama de bloques de esta estrategia de control es mostrado en la Figura 2.6

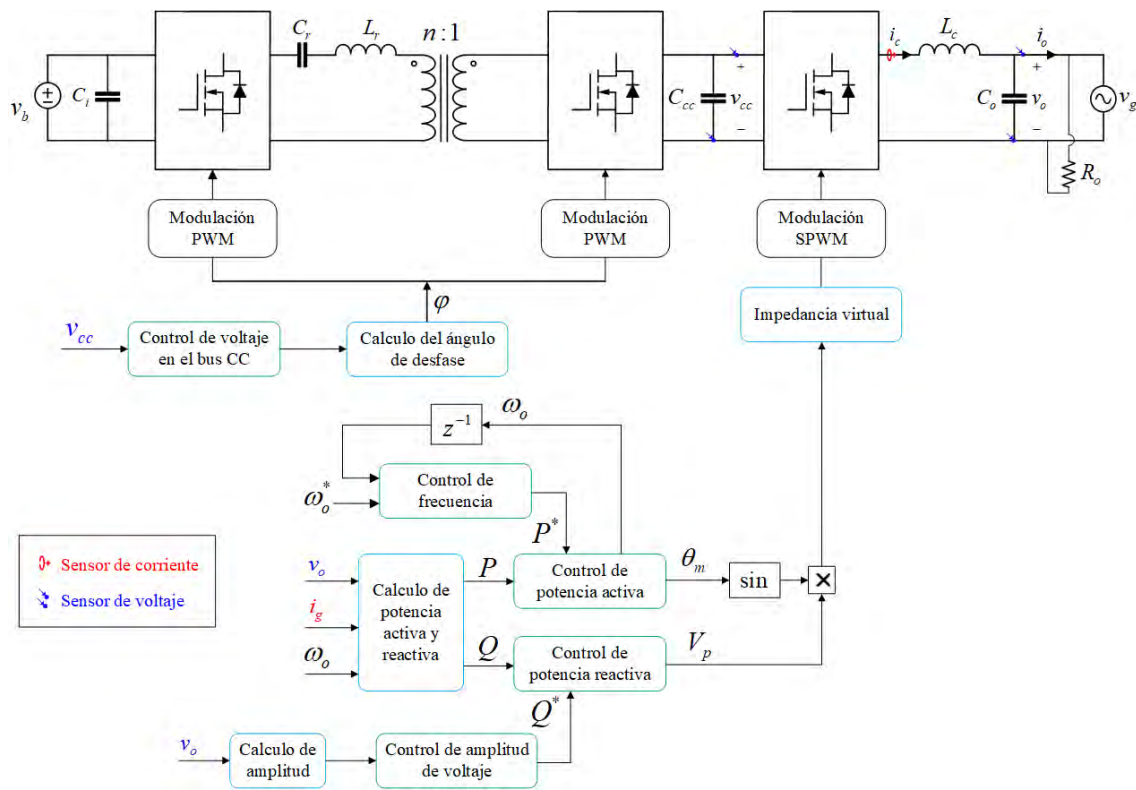


Figura 2.6 Estrategia de control Grid-Forming.

2.6 Comparativa entre la estrategia de control GFL y GFM

Si bien se ha explicado cada estrategia de control, en este apartado se resume las diferencias estructurales del convertidor en el diseño de ambas estrategias de control, mediante la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Comparación entre las estructuras del convertidor GFL y GFM estudiados.

| Características | Estrategia de control | |
|---------------------------|--|--|
| | Grid-Following | Grid-Forming |
| Filtro VSI | Filtro LCL con resistencia de amortiguamiento R_d | Filtro LC |
| ¿Qué voltajes se miden? | <ul style="list-style-type: none"> Voltaje de la red eléctrica (v_g) Voltaje del bus CC (v_{CC}) | <ul style="list-style-type: none"> Voltaje en el punto de conexión (v_o) Voltaje del bus CC (v_{CC}) |
| ¿Qué corrientes se miden? | <ul style="list-style-type: none"> Corriente de la red eléctrica (i_g) Corriente de la batería (i_b) | <ul style="list-style-type: none"> Corriente a la salida del convertidor (i_c) |
| Sincronización | Se debe sincronizar constantemente a la red mediante un PLL. | Solo se sincroniza inicialmente cuando se quiere conectar a la red. |

2.7 Sincronización

Un PLL es un sistema de control que identifica, muestrea y actúa para obtener la fase de la onda de entrada. Un integrador generalizado de segundo orden (SOGI) actúa como un filtro pasabanda sintonizado a una frecuencia específica. El sistema SOGI-PLL en los sistemas monofásicos permite obtener la fase de una onda, este sistema es ampliamente utilizado en los sistemas GFL. Mientras que en los sistemas GFM no es necesario sincronizarse continuamente mediante un PLL [12].

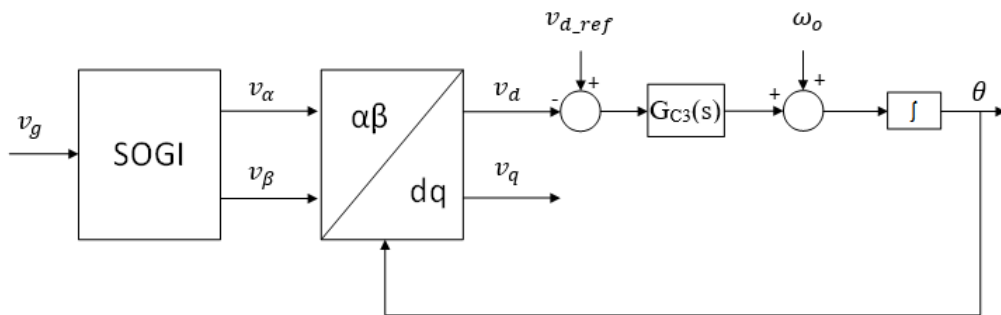


Figura 2.7: Diagrama de sincronización SOGI-PLL.

2.7.1 Integrador generalizado de segundo orden SOGI

Es un integrador de segundo orden que transforma el marco de referencia de un fasor a un marco de referencia en cuadratura $\alpha\beta$. La señal v_α está en fase con la señal v_g , mientras que la señal v_β está atrasada 90° respecto de la señal v_g , ambas señales se describen según las Ecuaciones 2.6 y 2.7 respectivamente.

$$v_\alpha = \frac{k\omega_o s}{s^2 + k\omega_o s + \omega_o^2} v_g \quad (2.6)$$

$$v_\beta = \frac{k\omega_o^2}{s^2 + k\omega_o s + \omega_o^2} v_g \quad (2.7)$$

Estas señales están sintonizadas a la frecuencia de la red (ω_o) y su selectividad depende de la ganancia k . A medida que k sea más grande, la selectividad aumenta. Típicamente esta ganancia toma valores entre 0.7 y 1.

2.7.2 Convertidor $\alpha\beta$ a dq

En la Figura 2.8 son mostrados los sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ y dq en un mismo plano de referencia. El fasor $\bar{\rho}$ y el eje de coordenadas dq giran en sentido antihorario desplazándose θ y θ' respectivamente con respecto al eje $\alpha\beta$. De esta manera el sistema $\alpha\beta$ es un marco de referencia estacionario, mientras que el sistema dq es un marco de referencia síncrono.

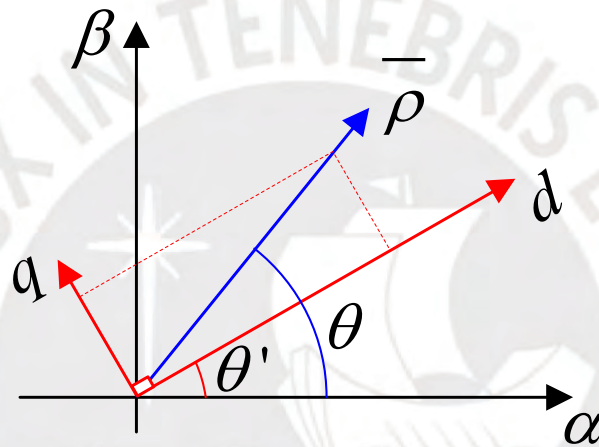


Figura 2.8 Marcos de referencia $\alpha\beta$ y dq .

El convertidor $\alpha\beta$ a dq es una matriz de transformación que convierte el marco de referencia $\alpha\beta$ a dq de un fasor. La matriz de transformación que se muestra en la Ecuación 2.8 se puede deducir a partir de la Figura 2.8, expresando el fasor $\bar{\rho}$ en ambos sistemas de coordenadas e igualando sus términos.

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta' & \sin \theta' \\ -\sin \theta' & \cos \theta' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Para ciertos casos prácticos también es conveniente tener una expresión que convierta la referencia dq en términos de $\alpha\beta$, esto se logra invirtiendo la matriz de la Ecuación 2.8 obteniendo la Ecuación 2.9.

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta' & -\sin \theta' \\ \sin \theta' & \cos \theta' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

2.8 Dimensionamiento del bus CC

En los convertidores monofásicos de dos etapas existe un desbalance de potencia instantánea entre el puerto CC y el puerto CA. Generalmente se utiliza un filtro de alta capacitancia para acoplar ambas etapas generando un bus CC [23], para dimensionar este capacitor se considera el voltaje del bus CC, la potencia aparente del convertidor (S), el rizado de voltaje en el bus CC (ΔV_{cc}) y la frecuencia de la red (ω_o). La Ecuación 2.10 se utiliza para calcular el valor de la capacitancia considerando los requerimientos del convertidor antes mencionados, su demostración se explica en el Anexo B.

$$C_{cc} = \frac{S}{\omega_o V_{cc} \Delta V_{cc}} \quad (2.10)$$

De acuerdo con la Ecuación 2.10, si se quiere tener un rizado pequeño se necesitará un capacitor C_{cc} más grande. Por ejemplo, considerando una potencia de 2200VA, una tensión en el bus CC de 400V y la frecuencia de la red de $2\pi(60)$ rad/s. Para tener un rizado de 10V se necesitaría un capacitor de 1.45 mF, mientras que para tener un rizado de 20V se necesitaría un capacitor de 730 μ F. Sin embargo, se debe tener un balance entre costo y beneficio ya que una capacitancia más grande implica un capacitor más grande y por ende un mayor peso y volumen del convertidor.

2.9 Cálculo de potencia en un sistema monofásico

Los componentes alfa y beta de voltaje y corriente se pueden deducir a partir de la Figura 2.9, donde se muestran ambos vectores en el marco de referencia $\alpha\beta$. A partir de estas componentes se pueden deducir las expresiones para el cálculo de potencia activa y reactiva. La impedancia inductiva absorbe potencia reactiva y es considerada positiva, mientras que la impedancia capacitiva brinda potencia reactiva y es considerada negativa.

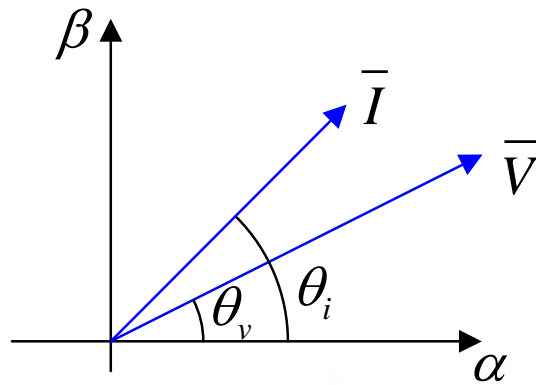


Figura 2.9 Fasores de voltaje y corriente en el marco $\alpha\beta$.

Para la potencia activa se tienen las Ecuaciones 2.11 a 2.13:

$$P = \frac{VI}{2} \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.11)$$

$$P = (V \cos \theta_v I \cos \theta_i + V \sin \theta_v I \sin \theta_i)/2 \quad (2.12)$$

$$P = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)/2 \quad (2.13)$$

Para la potencia reactiva se tienen las Ecuaciones 2.14 a 2.16:

$$Q = \frac{VI}{2} \sin(\theta_v - \theta_i) \quad (2.14)$$

$$Q = (V \sin \theta_v I \cos \theta_i - V \cos \theta_v I \sin \theta_i)/2 \quad (2.15)$$

$$Q = (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)/2 \quad (2.16)$$

2.10 Modos de funcionamiento de un VE

Los cargadores inteligentes permiten alternar el funcionamiento de un VE entre ambos modos de operación. Generalmente en el modo conectado todas las cargas son alimentadas por la red eléctrica y el convertidor opera para brindar soporte en frecuencia y amplitud, mientras que en modo aislado el convertidor actúa como una fuente de tensión, alimentando a las cargas locales o a fuentes de alimentación independientes de la red eléctrica.

2.10.1 Modo conectado

En el modo conectado existe una interacción entre el VE, la carga doméstica y la red eléctrica. En esta interacción, la red eléctrica y el VE son bidireccionales, es decir que puede dar como recibir energía, mientras que la carga domiciliaria solo puede recibir energía. Usualmente el vehículo se carga con la energía de la red (G2V). Sin embargo, también es posible utilizar las baterías de los VEs para suministrar energía a la red (V2G). Los cargadores con estrategia de control GFL encajan en este tipo de modo debido a que necesitan estar conectados a la red para tener estabilidad. Mientras que los cargadores con estrategia de control GFM también tienen la capacidad de operar en modo conectado con la posibilidad de brindar servicios especiales a la red eléctrica [9].

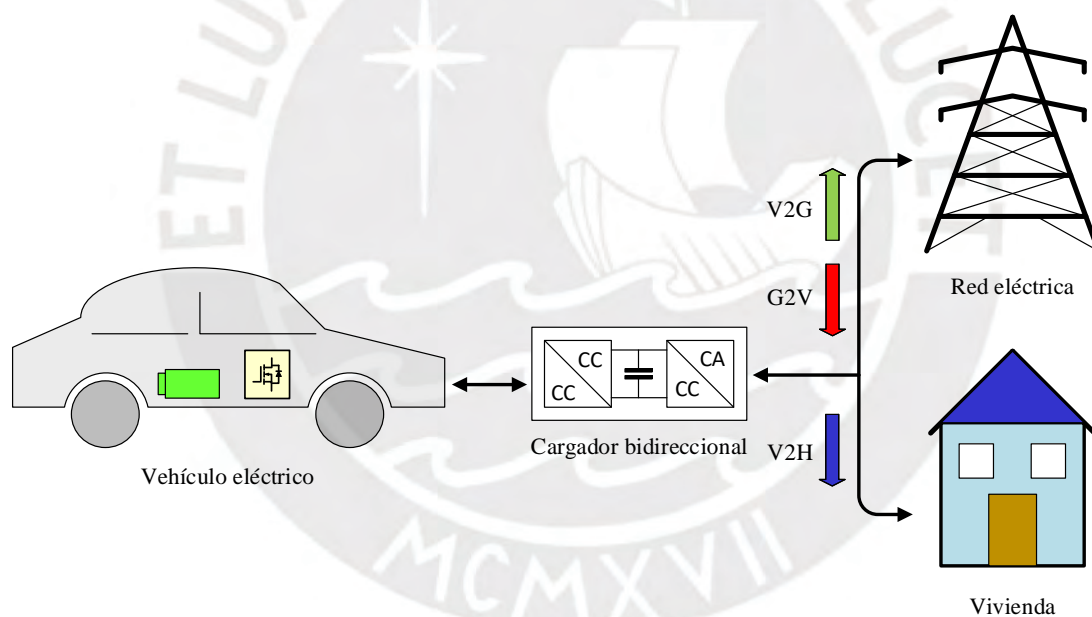


Figura 2.10 Modo conectado a la red.

2.10.2 Modo aislado

En este caso solo existe interacción entre el vehículo eléctrico y la carga doméstica (V2L). Las cargas domésticas solo reciben energía, por lo que el flujo de potencia es unidireccional. Sin embargo, la carga local puede incluir la carga de otro vehículo, de esta manera se tendría una conexión vehicle to vehicle (V2V). También cabe la posibilidad de conectar una flota de vehículos eléctricos como generadores creando un bus AC que pueda suministrar energía a un edificio (V2B). Este modo de conexión lo pueden realizar

únicamente los convertidores con estrategia de control GFM, ya que generan su propia referencia de voltaje y fase, actuando como fuentes de tensión.

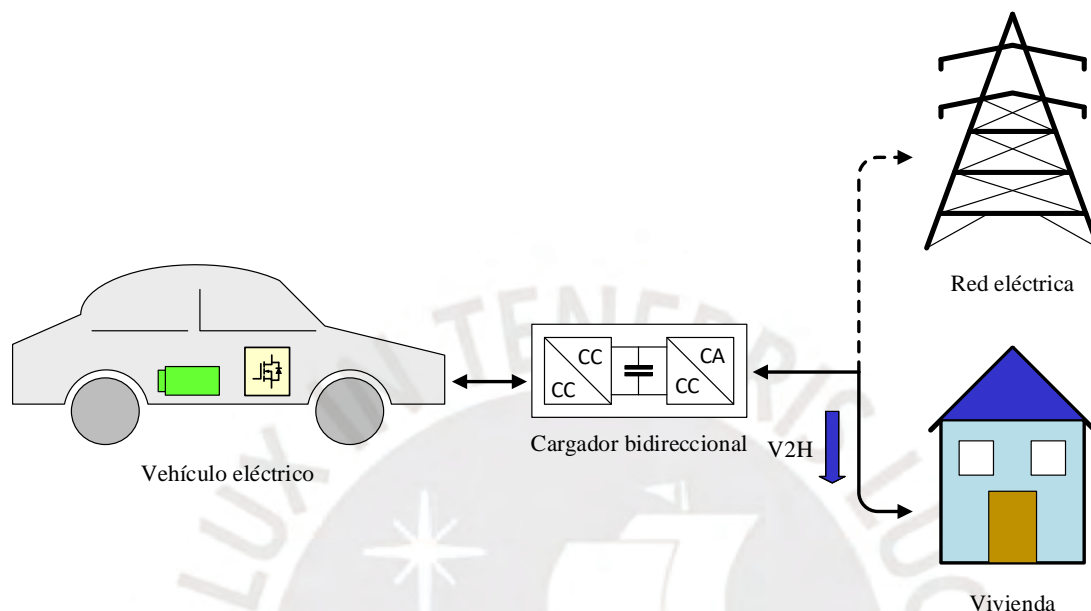


Figura 2.11 Modo de conexión independiente.

2.11 Tarjeta de control

Un convertidor electrónico puede dividirse en dos partes: el circuito de potencia, donde se manipulan tensiones y corrientes altas, y el circuito de control donde se manipulan señales de bajo nivel de voltaje y corriente. La tarjeta de control es el elemento fundamental del circuito de control, en esta se procesa las señales de entrada y se generan señales de salida. Ambos circuitos interactúan a través de los sensores y actuadores. Mediante los sensores, se leen las variables físicas del convertidor (voltaje y corriente) en forma de señales de voltaje de bajo nivel, mientras que los actuadores envían señales PWM desde la tarjeta de control hacia el circuito de potencia mediante el uso de drivers que genera las señales de disparo a los mosfets. En la Figura 2.12, el proceso de control del convertidor es mostrado.

La tarjeta de control que utiliza el prototipo de convertidor es la TMS320F28379D de Texas Instruments. Este microcontrolador cuenta con salidas PWM de alta resolución, módulos de conversión de señales analógicas a digitales (ADC). Además, poseen múltiples interfaces de comunicación, como SPI, UART, I2C entre otros. Su frecuencia

de operación base es de 200MHz, utilizando un cristal de 20MHz y un PLL interno para aumentar la frecuencia del sistema.

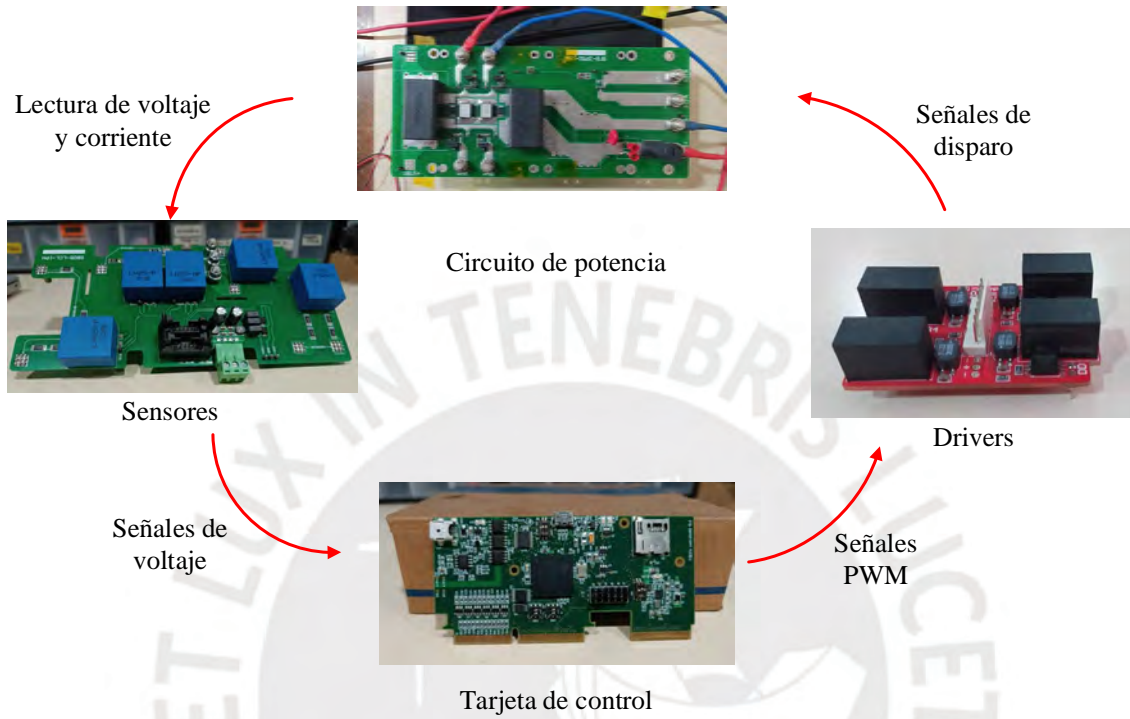


Figura 2.12 Proceso de control en lazo cerrado de un convertidor.

CAPÍTULO III

IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GFL PARA UNA ESTACIÓN DE RECARGA MONOFÁSICA BIDIRECCIONAL

En este capítulo se desarrolla una estrategia de control GFL aplicada a un convertidor bidireccional de dos etapas de conversión CC-CA monofásico.

3.1 Modelamiento del convertidor

La etapa CC-CA del convertidor consiste en un VSI, que consta de un puente activo (AB3) y un filtro LCL; mientras que la etapa CC-CC consiste en un convertidor DABSR, que consta de dos puentes activos (AB1 y AB2) acoplados por un circuito resonante serie LC. La topología completa del convertidor es mostrada en la Figura 3.1. Ambas etapas están enlazadas mediante un capacitor C_{CC} del tipo electrolítico, el cual se encarga de compensar el desbalance de potencia instantáneo entre el puerto CC y el puerto CA. El convertidor se modela como una fuente de corriente controlada que se conecta a la red, con la capacidad de suministrar y recibir potencia activa y reactiva.

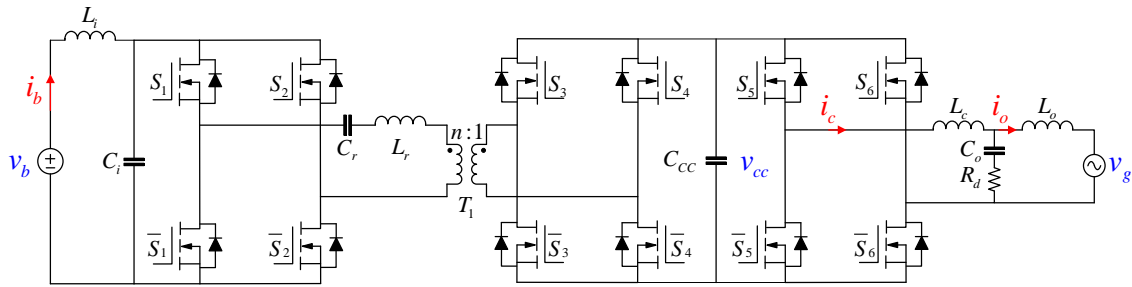


Figura 3.1. Topología del convertidor en la estrategia de control GFL.

3.1.1 Parámetros del convertidor

Los valores nominales del funcionamiento del convertidor para la etapa de conversión CC-CA y CC-CC se muestran en la Tabla 3.1 y Tabla 3.2 respectivamente, entre ellos se tienen: la potencia nominal del convertidor, la red eléctrica CA, el voltaje de la batería, la frecuencia de conmutación para cada etapa de conversión, seleccionada en relación a la frecuencia de operación base de la tarjeta de control utilizada, y el voltaje del bus CC que une ambas etapas de conversión. Con estos parámetros se dimensionan los componentes en ambas etapas del convertidor. Se toma como referencia el trabajo realizado en [24], donde se diseña un convertidor electrónico de la misma topología.

Tabla 3.1. Parámetros de la etapa CC-CA de conversión en la estrategia de control GFL.

| Parámetro | Valor |
|--------------------------------------|----------------------|
| Potencia nominal P_o | 2200W |
| Frecuencia de conmutación f_s | 20 kHz |
| Parámetros de la red eléctrica v_g | 220V rms 60Hz |
| Corriente de la red i_g | 10A rms |
| Voltaje del bus CC V_{cc} | 400V |
| $L_c R_c$ | 1.2mH 0.044 Ω |
| R_d | 5.5 Ω |
| $L_o R_o$ | 0.4mH 0.015 Ω |
| C_o | 4.7 μ F |
| Z_o nominal | 22 Ω |

Tabla 3.2. Parámetros de la etapa CC-CC de conversión en la estrategia de control GFL

| Parámetro | Valor |
|-----------------------------|-------------|
| Potencia nominal | 1700W |
| Frecuencia de conmutación | 120 kHz |
| Voltaje de la batería V_b | 400V |
| C_{cc} | 700 μ F |

El inductor L_c se dimensiona utilizando la Ecuación 3.1, que toma en cuenta el factor de rizado η que para este caso se elige un valor de 10%.

$$L_c = \left(1 - \frac{v_g \sqrt{2}}{V_{CC}}\right) \frac{v_g}{2f_s \eta i_g} \quad (3.1)$$

Por otro lado, para evitar que el factor de potencia del inversor conectado a la red sea demasiado bajo, la potencia reactiva absorbida por la capacitancia del filtro no debe exceder el 5% de la potencia activa nominal. Por lo tanto, para dimensionar el valor de la capacitancia se utiliza la Inecuación 3.2.

$$C_o \leq \frac{5\%}{\omega_o Z_o} \quad (3.2)$$

Con un valor de capacitancia de $4.7\mu\text{F}$ se obtiene factor de atenuación del del 3.9%, lo cual cumple la condición.

Con los valores dimensionados de L_c y C_o se dimensiona el inductor L_o en base a la atenuación de la componente de alta frecuencia ω_o de la corriente i_c , esta atenuación se calcula mediante la Ecuación 3.3, donde $r = L_o/L_c$.

$$\left| \frac{\hat{i}_g(s)}{\hat{i}_c(s)} \right| = \frac{1}{|1 + r(1 + s^2 L_o C_o)|} \Big|_{s=j\omega_s} \quad (3.3)$$

A partir de la relación de la Ecuación 3.3, se construye la curva de atenuación vs r , la cual es mostrada en Figura 3.2. Entonces, para que la atenuación sea menor al 5% la relación r debe ser mayor a 0.24. Entonces se elige una relación de 1/3, de esta manera inductancia de L_o debe ser la tercera parte de la inductancia de L_c .

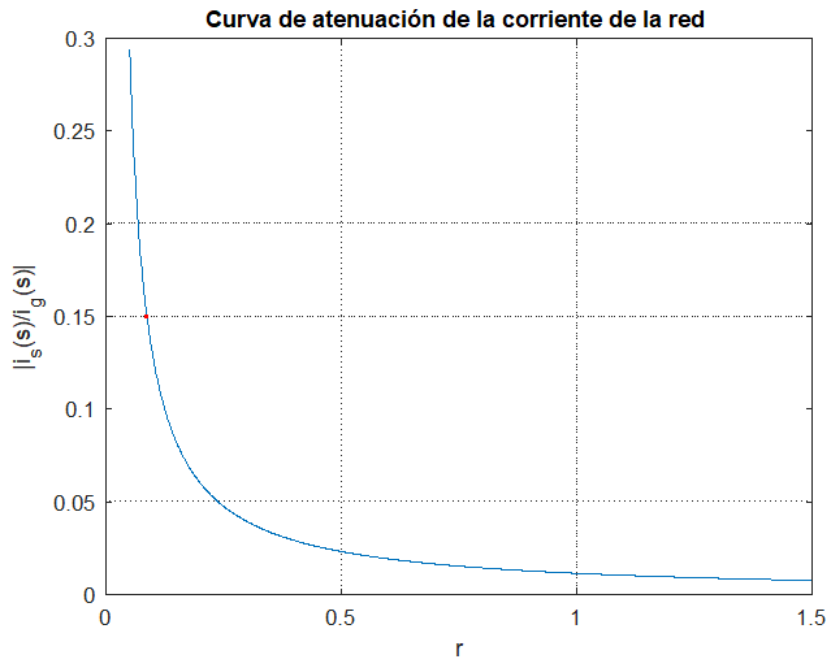


Figura 3.2. Curva de atenuación de la corriente de la red

En la estrategia de control GFL, se utiliza una resistencia de amortiguamiento en el filtro LCL para atenuar la ganancia sintonizada a la frecuencia de resonancia ω_r , de esta manera se mejora la estabilidad en el lazo de control de corriente de la red. El valor de esta resistencia debe ser similar a la magnitud de la impedancia del capacitor en serie C_o evaluado en ω_r , que se calcula con la Ecuación 3.4.

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_c + L_o}{C_o L_c L_o}} \quad (3.4)$$

Entonces la resistencia de amortiguamiento se determina de manera aproximada utilizando la Ecuación 3.5.

$$R_d \approx \frac{1}{\omega_r C_o} \quad (3.5)$$

3.1.2 Análisis del filtro LCL

Al comportarse el convertidor como una fuente de corriente conectada a la red, es conveniente utilizar un filtro LCL en esta estrategia de control. Además, se adiciona una

resistencia en serie con el capacitor C_o que servirá para atenuar la ganancia del filtro LCL sintonizada en ω_r . El circuito completo es mostrado en la Figura 3.3.

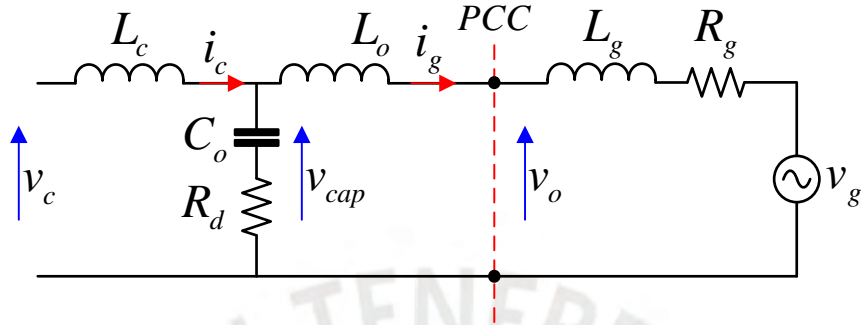


Figura 3.3 Filtro LCL.

En esta estrategia de control la red eléctrica debe ser estable en amplitud y frecuencia, por ello la caída de tensión de la red eléctrica puede considerarse despreciable, realizando esta suposición, la tensión en el punto de conexión común (PCC) se puede considerar aproximadamente igual a la tensión de la red ($v_o \approx v_g$).

Realizando el análisis del circuito LCL mediante las leyes de Kirchhoff, se plantean las Ecuaciones 3.6 a 3.8 en términos de Laplace.

$$\frac{v_{cap} - v_g}{sL_o} = i_g \quad (3.6)$$

$$(i_c - i_g) \left(\frac{1}{sC_o} + R_d \right) = v_{cap} \quad (3.7)$$

$$\frac{v_c - v_{cap}}{sL_c} = i_c \quad (3.8)$$

Utilizando las Ecuaciones 3.6 a 3.8, se construye un diagrama de bloques, mostrado en la Figura 3.4, que representa la conexión entre las diferentes señales que interactúan con el filtro LCL.

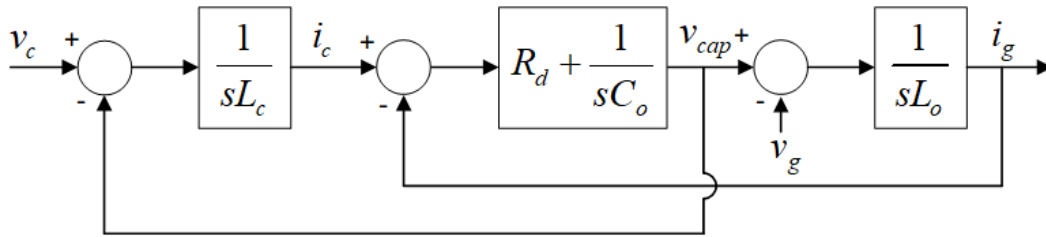


Figura 3.4 Diagrama de bloques del circuito LCL

Considerando a v_g como una señal de perturbación, no es considerado en el análisis en pequeña señal, se puede determinar la función de transferencia entre la corriente de la red i_g y la tensión del convertidor v_c , la cual se describe en la Ecuación 3.9.

$$G_g(s) = \frac{i_g(s)}{v_c(s)} = \frac{sR_d C_o + 1}{(s^2 L_c L_o C_o + sR_d C_o (L_c + L_o) + (L_c + L_o))s} \quad (3.9)$$

3.1.3 Potencia activa y reactiva expresado en componentes dq

La potencia activa (P) y reactiva (Q) se modelan mediante las ecuaciones que las describen. Utilizando las Ecuaciones 2.13 y 2.16 para P y Q en el sistema $\alpha\beta$, y la Ecuación 2.9, se realiza una transformación de coordenadas para determinar P y Q en el sistema de referencia dq . Las componentes en directa y cuadratura del voltaje de la red v_g se expresan como las señales v_d y v_q respectivamente y están en voltios, mientras que las componentes en directa y cuadratura de la corriente de la red i_g se expresan como las señales i_d e i_q respectivamente y están en amperios.

$$P = (v_d i_d + v_q i_q) / 2 \quad (3.10)$$

$$Q = (v_q i_d - v_d i_q) / 2 \quad (3.11)$$

Cuando el sistema esta sincronizado con la red, las componentes q y d de la tensión alcanzan valores de cero y de la amplitud de la red (V_g), respectivamente. Es decir $v_q = 0$ y $v_d = V_g$, ya que son controladas mediante el lazo PLL. De esta manera las Ecuaciones 3.10 y 3.11 se simplifican obteniendo las Ecuaciones 3.12 y 3.13.

$$P = V_g i_d / 2 \quad (3.12)$$

$$Q = -V_g i_q / 2 \quad (3.13)$$

3.1.4 Análisis del voltaje en el bus CC

El valor medio del voltaje del bus CC debe ser regulado para mantener la estabilidad ante cambios que impliquen un incremento o decremento en la potencia de operación del convertidor. El capacitor del bus CC compensa la diferencia entre la potencia instantánea entre el puerto CC, en este caso la potencia que brinda la batería, y la potencia del puerto CA. Se considera solamente potencia activa, ya que en CC no existe la potencia reactiva. En la Ecuación 3.14 se plantea una expresión para calcular la variación instantánea de energía almacenada por el capacitor en el bus CC.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{cc} V_{cc}^2 \right) = V_b I_b - V_g i_d / 2 \quad (3.14)$$

Desarrollando la Ecuación 3.14 y considerando que la potencia que brinda la batería es controlada y constante, se deduce una función de transferencia, descrita en la Ecuación 3.15, que relaciona el voltaje en el bus CC con la componente i_d de la corriente.

$$G_v(s) = \frac{V_{cc}(s)}{i_d(s)} = -\frac{V_g}{2V_{cc}C_{cc}s} \quad (3.15)$$

3.1.5 Análisis de potencia reactiva

La potencia reactiva se modela de acuerdo con la Ecuación 3.13, según esta ecuación la relación entre Q y la componente i_q de la corriente es constante e igual a $-V_g/2$. Con este modelo se diseña un controlador $G_{cq}(s)$ para regular la potencia reactiva que maneja el convertidor. El lazo de control de Q es mostrado en la Figura 3.5.

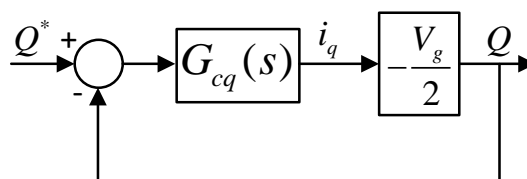


Figura 3.5 Lazo de control para la potencia reactiva.

3.1.6 Cálculo de la corriente de referencia

La referencia de la corriente CA se construye a partir de las componentes de corriente d y q que se obtienen del control de tensión en el bus CC y potencia reactiva respectivamente. Se calcula la amplitud I_m y la fase ϕ_i para construir esta referencia utilizando las Ecuaciones 3.16 y 3.17 respectivamente.

$$I_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.16)$$

$$\phi_i = \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) \quad (3.17)$$

Mediante el diseño de los controladores se construye el diagrama de control mostrado en la Figura 3.6. Los tres lazos de control están integrados para obtener la señal moduladora “ m ” que al compararse con una señal triangular de frecuencia f_s genera las señales PWM para el puente activo del VSI.

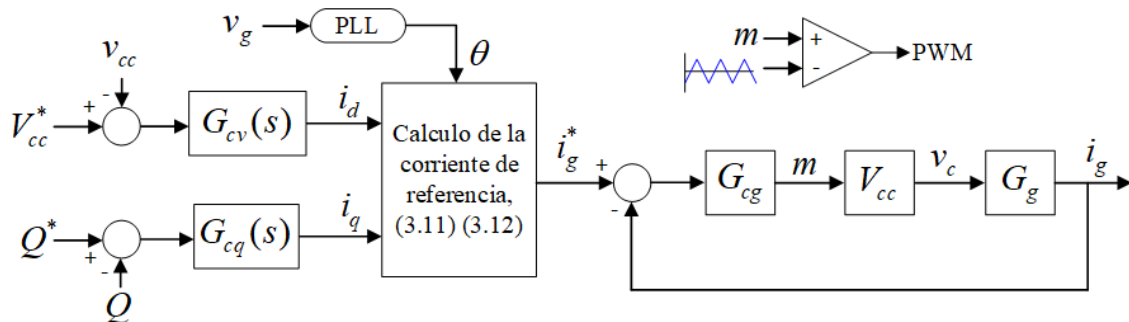


Figura 3.6 Diagrama de bloques del lazo de control integrado para el VSI

3.1.7 Análisis de la potencia activa

EL lazo de control de la potencia activa se modela en base a la potencia que la batería recibe o suministra en el puerto CC, la tensión de la batería V_b se considera constante y se calcula según la Ecuación 3.18.

$$\frac{P}{i_b} = V_b \quad (3.18)$$

3.1.8 Control de corriente de la batería

El modelamiento de la planta de corriente está basado en el filtro LC que se conecta entre la batería y el puente activo AB1, el circuito es mostrado en la Figura 3.1. Este filtro suaviza la corriente rectificadora que ingresa al puente activo AB1 denominada i_i , el cual presenta una componente en CC y una componente en alta frecuencia.

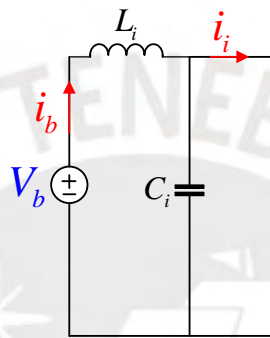


Figura 3.7 Filtro LC en el puerto CC del convertidor

A partir de la Figura 3.7 y considerando que la tensión de la batería es constante, entonces su valor en pequeña señal no cambia, la función de transferencia entre la corriente de la batería i_b y el promedio de la corriente i_i es obtenida, esta se muestra en la Ecuación 3.19 y describe el comportamiento de un filtro LC con amortiguamiento.

$$G_b(s) = \frac{i_b(s)}{\langle i_1 \rangle(s)} = \frac{sR_C C_i + 1}{s^2 L_i C_i + s(R_C + R_L) C_i + 1} \quad (3.19)$$

Donde $\langle i_1 \rangle(s)$ es el promedio de la corriente i_i en términos de Laplace y R_C y R_L son las resistencias propias del capacitor C_i y del inductor L_i respectivamente. En base a las Ecuaciones 3.18 y 3.19 se construye un doble lazo de control para potencia activa, lazo externo, y corriente de la batería, lazo interno. El doble lazo de control es mostrado en la Figura 3.8.

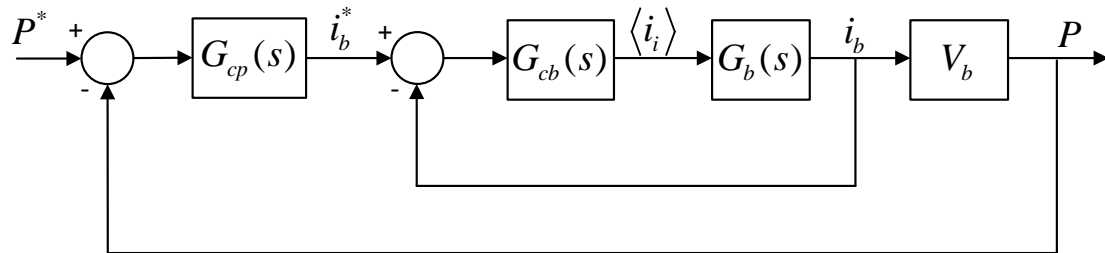


Figura 3.8 Doble lazo de control potencia activa - corriente de la batería.

Donde P^* es la referencia de la potencia activa, i_b^* es la referencia de la corriente de la batería y $G_{cp}(s)$ y $G_{cb}(s)$ son los controladores de potencia activa y corriente de la batería respectivamente.

3.2 Diseño de los controladores

Cada lazo de control se diseña a partir de diversas especificaciones que debe cumplir el convertidor. Tanto la etapa CC-CC como la etapa CC-CA utilizan un doble lazo de control. El sistema de doble lazo de control consta de un lazo interno y un lazo externo, ambos lazos son interdependientes y actúan de manera coordinada para garantizar la estabilidad del sistema. A continuación, se mencionan algunas características del sistema de doble lazo de control:

- El lazo externo genera la referencia para el lazo interno. En el caso estudiado, en la etapa CC-CA los lazos externos generan la referencia para la corriente de la red i_g^* , como se observa en la Figura 3.6, mientras que en la etapa CC-CC el lazo externo genera la referencia para la corriente de la batería i_b^* , como se muestra en la Figura 3.8.
- El lazo interno tiene una dinámica más rápida que el lazo externo, esto significa que tarda menos tiempo en estabilizarse y seguir su referencia antes de que el lazo externo genere un nuevo cambio.
- Si el lazo interno no está bien diseñado, puede introducir oscilaciones o inestabilidad que afectan al lazo externo. De manera similar, si el lazo externo responde demasiado rápido, puede saturar o desestabilizar al lazo interno.

3.2.1 Diseño del controlador del del bus CC

Los lazos de control del bus CC, potencia reactiva y corriente de la red se integran dentro de un solo lazo de control mostrados en la Figura 3.6, este sistema se podría considerar como un doble lazo de control, donde el lazo externo está conformado por los lazos de control de potencia reactiva y voltaje en el bus CC, mientras que el lazo interno corresponde al lazo de control de la corriente CA. El lazo interno de control es mucho más rápido que los lazos externos, con esta consideración cada lazo se diseña de manera independiente.

Un controlador proporcional integral (PI) es propuesto para mantener constante de voltaje en el bus CC, denotado como $G_{cv}(s)$. Así, el modelo de la planta en lazo abierto, $G_{vla}(s)$, se representa mediante la Ecuación 3.20.

$$G_{vla}(s) = \left(-\frac{V_g}{2V_{cc}C_{cc}s} \right) \left(\frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \right) \quad (3.20)$$

El cálculo de las ganancias k_{pv} y k_{iv} se basa en establecer el ancho de banda del sistema en lazo cerrado, el cual se aproxima a la frecuencia de corte del sistema en lazo abierto. Se reescribe la Ecuación 3.20 obteniendo Ecuación 3.21. La ganancia K_{cc} se calcula según la Ecuación 3.22.

$$G_{vla}(s) = K_{cc} \left(\frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s^2} \right) \quad (3.21)$$

$$K_{cc} = -\frac{V_g}{2V_{cc}C_{cc}s} \quad (3.22)$$

Se calcula el módulo de G_{vla} y se iguala a 1 (0 dB) para hallar la frecuencia de corte ω_c . Esta igualdad se expresa en la Ecuación 3.23 y se reescribe en la Ecuación 3.24.

$$|G_{vla}(j\omega_c)| = \frac{\sqrt{(K_{cc}k_{pv}\omega_c)^2 + (K_{cc}k_{iv})^2}}{\omega_c^2} = 1 \quad (3.23)$$

$$K_{cc}k_{iv}\sqrt{\left(\frac{k_{pv}}{k_{iv}}\omega_c\right)^2 + 1} = \omega_c^2 \quad (3.24)$$

Resolver la Ecuación 3.24 para hallar un valor exacto de ω_c es complicado, así que se realizan aproximaciones para hallarlo. Se tienen los siguientes tres casos:

Caso 1: Cuando $\omega_c \ll \frac{1}{k_{pv}/k_{iv}}$ o también $\omega_c \ll \frac{1}{T_{iv}}$, se puede realizar la aproximación expresada en la Ecuación 3.25

$$\sqrt{\left(\frac{k_{pv}}{k_{iv}}\omega_c\right)^2 + 1} \approx 1 \quad (3.25)$$

La Ecuación 3.25 es reemplazada en la Ecuación 3.24, y se calcula el valor de k_{iv} según la Ecuación 3.26. Además, considerando la primera condición, se puede establecer que $1/T_{iv}$ esta alejado de ω_c por un factor de 10, entonces se calcula T_{iv} según la Ecuación 3.27.

$$k_{iv} = \frac{\omega_c^2}{K_{cc}} \quad (3.26)$$

$$T_{iv} = \frac{1}{10\omega_c} \quad (3.27)$$

Caso 2: Cuando $\omega_c = \frac{1}{k_{pv}/k_{iv}}$ o también $\omega_c = \frac{1}{T_{iv}}$, reemplazando esta condición en la Ecuación 3.24, se obtiene la Ecuación 3.28 para calcular k_{iv} . Además, con la Ecuación 3.29 se calcula T_{iv} .

$$k_{iv} = \frac{\omega_c^2}{K_{cc}\sqrt{2}} \quad (3.28)$$

$$T_{iv} = \frac{1}{\omega_c} \quad (3.29)$$

Caso 3: Cuando $\omega_c \gg \frac{1}{k_{pv}/k_{iv}}$ o también $\omega_c \gg \frac{1}{T_{iv}}$, se puede realizar la aproximación expresada en la Ecuación 3.30.

$$\sqrt{\left(\frac{k_{pv}}{k_{iv}}\omega_c\right)^2 + 1} \approx \frac{k_{pv}}{k_{iv}}\omega_c \quad (3.30)$$

La Ecuación 3.30 es reemplazada en la Ecuación 3.24, y se calcula el valor k_{pv} según la Ecuación 3.31. Además, considerando la primera condición, se puede establecer que ω_c está alejado de $1/T_{iv}$ por un factor de 10, entonces se calcula T_{iv} con la Ecuación 3.32.

$$k_{pv} = \frac{\omega_c}{K_{cc}} \quad (3.31)$$

$$T_{iv} = \frac{10}{\omega_c} \quad (3.32)$$

Se ha considerado que el sistema debe tener un ancho de banda aproximadamente igual a la cuarta parte de la frecuencia de la red, es decir 15Hz. Entonces, se establece ω_c en $2\pi(15)$ rad/s para calcular T_{iv} , k_{pv} y k_{iv} en cada caso.

El diagrama bode del sistema en lazo abierto para cada caso es mostrado en la Figura 3.9. La frecuencia de corte para todos los casos se ubica en 15.1Hz y también que el caso 3 es el que tiene un mayor margen de fase con un valor de 84.3° . Esta característica es importante para la robustez del sistema. Por lo tanto, se elige el caso 3 para el diseño del controlador PI.

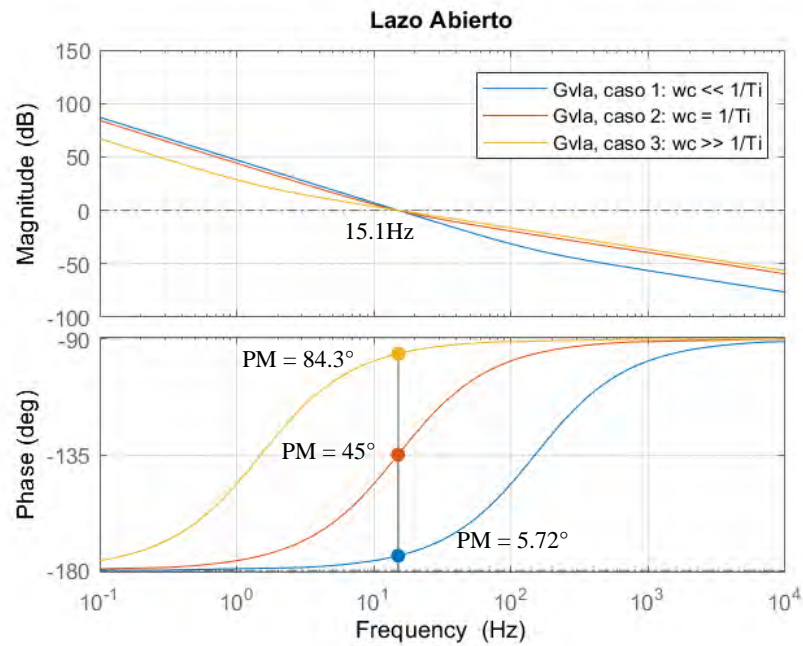


Figura 3.9. Respuesta del sistema en lazo abierto para el control de voltaje en el bus CC.

Para verificar el ancho de banda se grafica el diagrama de Bode del sistema en lazo cerrado $G_{vlc}(s)$ para cada caso, los cuales se muestran en la Figura 3.10. Se observa que para el caso 3, el ancho de banda es 16.5Hz, un valor cercano al ancho de banda propuesto, lo que verifica el diseño del controlador.

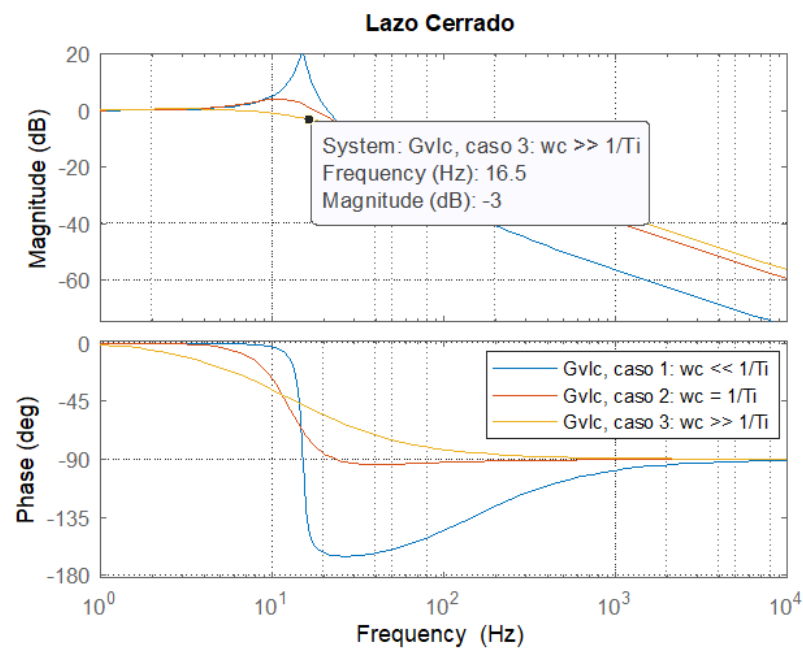


Figura 3.10. Respuesta del sistema en lazo cerrado para el control de voltaje en el bus CC.

Finalmente, se grafica la respuesta ante un escalón unitario, mostrado en la Figura 3.11. Se observa que el caso 3 no es oscilatorio, lo cual es deseable para el control de tensión en el bus CC. Además, tiene un sobreimpulso de 107% y un tiempo de establecimiento de 0.187s.

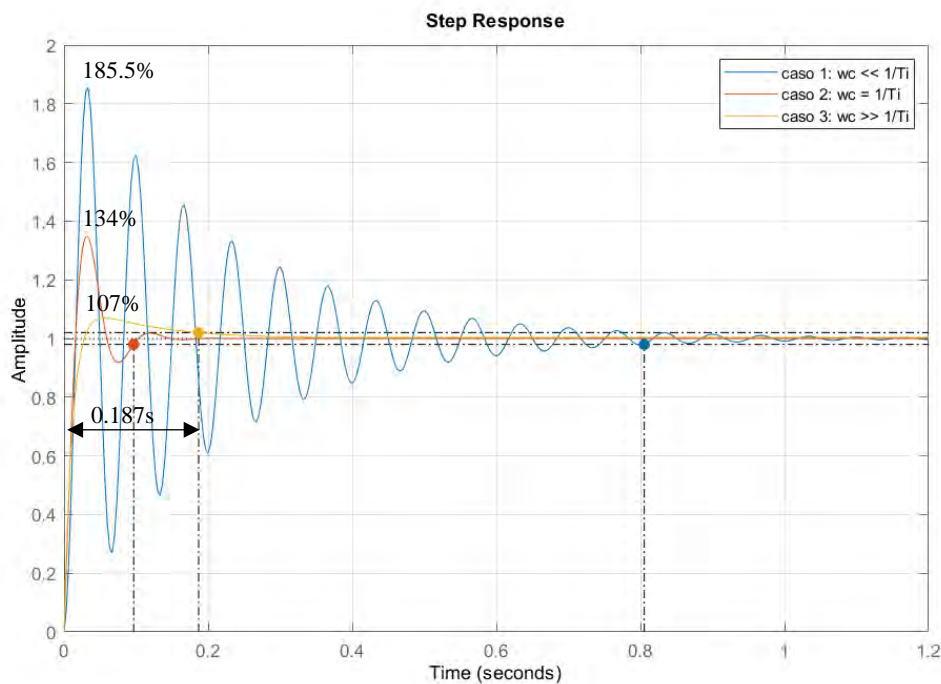


Figura 3.11. Respuesta ante una entrada escalón unitario del sistema de control de tensión en el bus CC.

3.2.2 Diseño del controlador de potencia reactiva

El modelo de la planta para el control de potencia reactiva mostrada en la Ecuación 3.13 es una simple ganancia, considerando que la red eléctrica es estable en amplitud, debido a que es una red fuerte. El error en estado estable se elimina con un integrador, de esta manera se obtiene un sistema de primer orden en la función de transferencia en lazo cerrado. El sistema debe responder lentamente, ya que un cambio en esta variable es considerado como una perturbación para el control del bus CC. La función de transferencia del sistema en lazo abierto y cerrado se muestran en las Ecuaciones 3.33 y 3.34 respectivamente.

$$G_{qla}(s) = \frac{k_{iq}}{s} \left(-\frac{V_g}{2} \right) \quad (3.33)$$

$$G_{qlc}(s) = -\frac{k_{iq}V_g/2}{s - k_{iq}V_g/2} \quad (3.34)$$

Para que el sistema sea estable la ganancia integral k_{iq} debe ser negativa, este valor se calcula de acuerdo con el ancho de banda elegido para el sistema BW_q , en este caso se elige un valor de 4Hz por considerarse un valor alejado del ancho de banda del sistema de control de voltaje del bus CC. Con estas consideraciones, la ganancia del integrador se calcula de acuerdo con la Ecuación 3.35.

$$k_{iq} = -\frac{2BW_q}{V_g} \quad (3.35)$$

Se bosqueja el diagrama de Bode de $G_{qla}(s)$ para comprobar la estabilidad del sistema, este diagrama es mostrado en la Figura 3.12. Se observa que la frecuencia de corte en lazo abierto es de 4 Hz, este valor se aproxima al ancho de banda de $G_{qlc}(s)$, el cual es 3.99 Hz, como se muestra en la Figura 3.13.

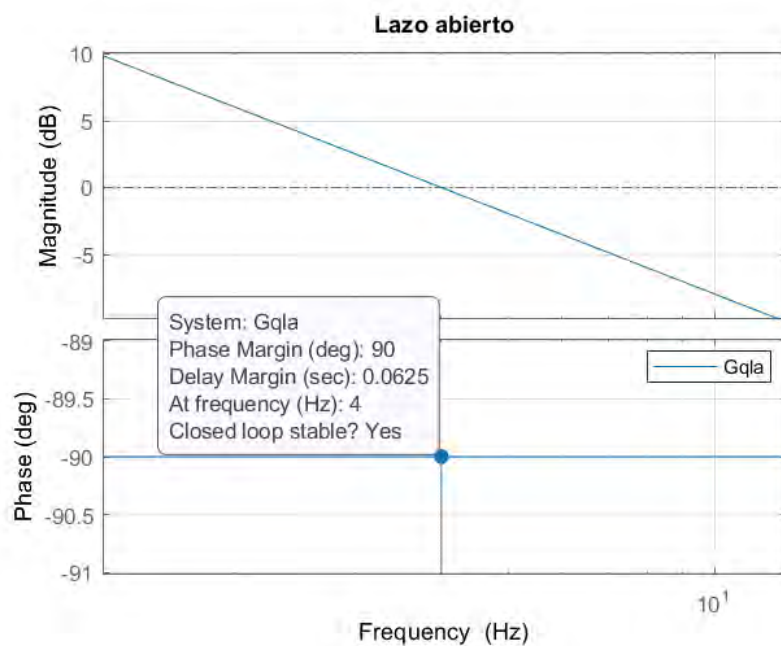


Figura 3.12. Diagrama de Bode en lazo abierto del del lazo de control de potencia reactiva.

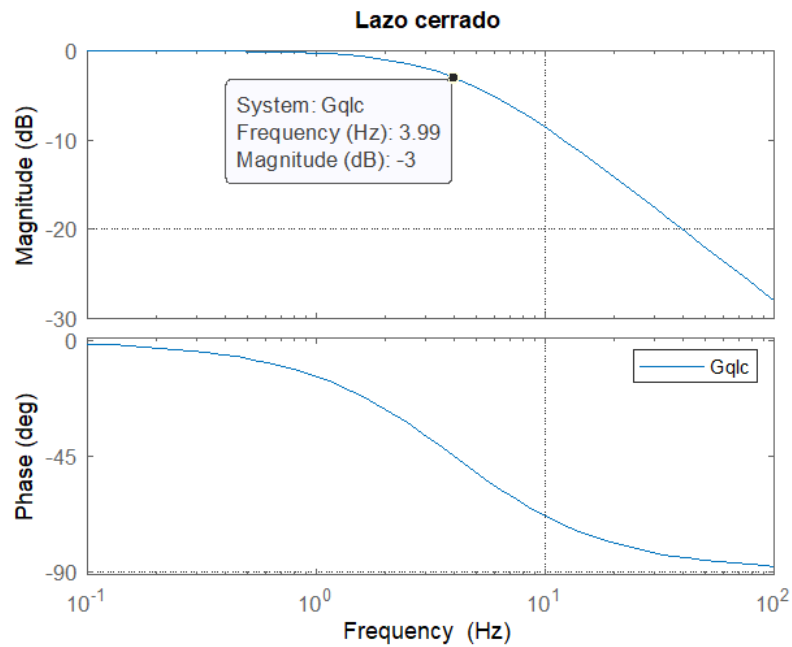


Figura 3.13. Diagrama de Bode del sistema en lazo cerrado para el control de potencia reactiva.

Finalmente, la respuesta del sistema ante una entrada escalón unitario es mostrado en la Figura 3.14. Este sistema es de primer orden y su tiempo de establecimiento es de 0.156s.

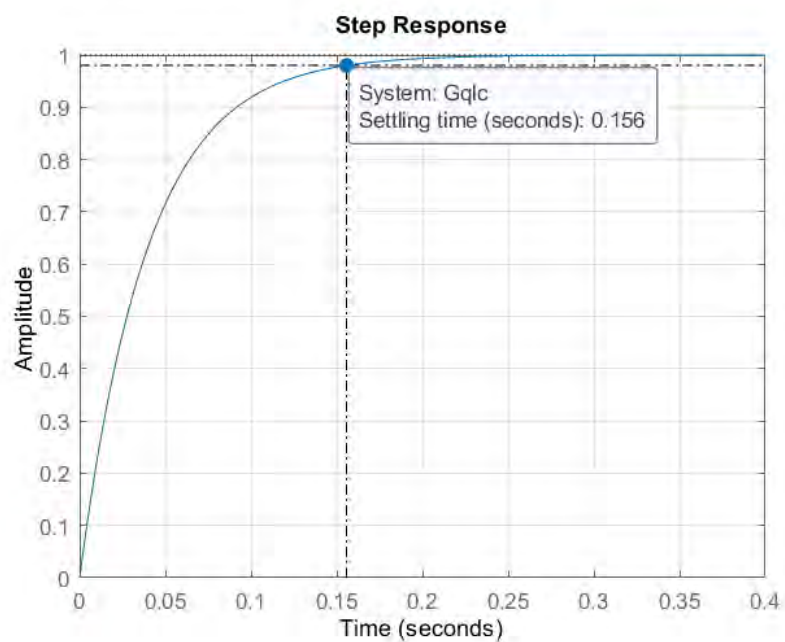


Figura 3.14. Respuesta ante una entrada escalón unitario del sistema de control de potencia reactiva

3.2.3 Diseño del controlador de la corriente CA

El controlador que se utiliza para el lazo de control de corriente CA es un controlador Proporcional Resonante (PR) con amortiguamiento, el cual está sintonizado a la frecuencia ω_o , donde $\omega_o = 2\pi(60)$. Este controlador, descrito en la Ecuación 3.36, es útil para controlar señales sinusoidales debido a su alta ganancia alrededor de la frecuencia natural ω_o y actúa como un filtro pasabandas.

$$G_{cg}(s) = \left(k_p + k_r \frac{B_h s}{s^2 + B_h s + \omega_o^2} \right) \quad (3.36)$$

La planta se describe mediante una función de transferencia entre la señal de i_g y la señal moduladora m , a esta función se le denomina G_{ig} y se determina mediante la Ecuación 3.37. El diagrama de Bode de G_{ig} es mostrado en la Figura 3.15 y se observa que el sistema no es estable en lazo cerrado.

$$G_{ig}(s) = \frac{i_g(s)}{m(s)} = V_{cc} G_g(s) \quad (3.37)$$

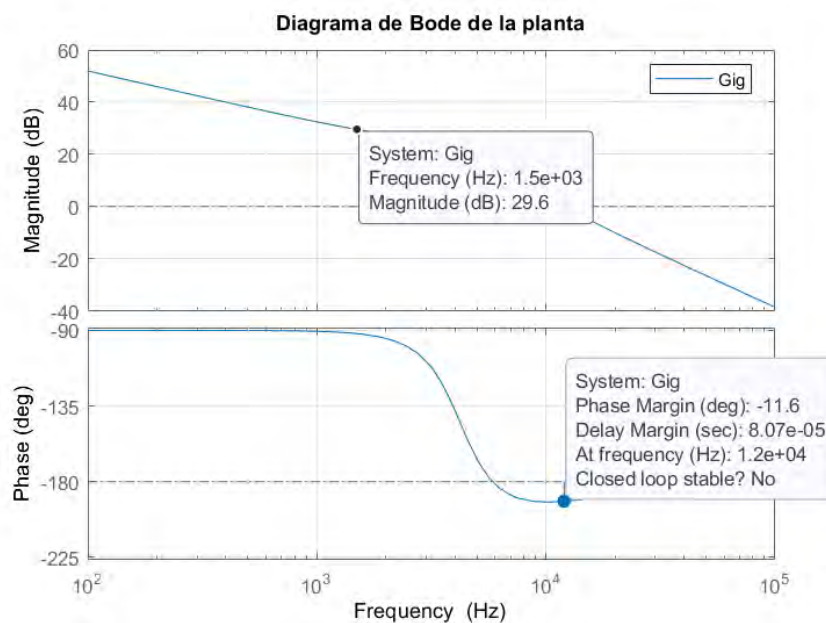


Figura 3.15. Diagrama de bode de la planta para el control de corriente CA.

El factor de amortiguamiento B_h del controlador PR se considera igual al 0.2% de ω_o . La función de transferencia en lazo abierto G_{gla} se muestra en la Ecuación 3.38.

$$G_{gla}(s) = \frac{k_p}{s} \left(\frac{s^2 + B_h \left(\frac{k_r}{k_p} + 1 \right) s + \omega_o^2}{s^2 + B_h s + \omega_o^2} \right) \frac{V_{cc}(sR_d C_o + 1)}{s^2 L_c L_o C_o + sR_d C_o (L_c + L_o) + (L_c + L_o)} \quad (3.38)$$

La ganancia proporcional del controlador PR se sintoniza para obtener una frecuencia de corte del sistema en lazo abierto de 1500 Hz. Como se observa en la Figura 3.16, la ganancia necesaria para que la frecuencia pase por 0dB a 1500Hz es de -29.6 dB, a esta ganancia se le denomina margen de ganancia inicial GM_0 , entonces la ganancia necesaria k_p se calcula según la Ecuación 3.39. Por otro lado, la ganancia k_r debe ser un valor alto, debido a que se quiere tener una ganancia alta a la frecuencia sintonizada.

$$k_p = 10^{\frac{GM_0}{20}} \quad (3.39)$$

El diagrama de Bode del lazo abierto del control de corriente es mostrado en la Figura 3.16, el sistema presenta una frecuencia de corte de 1500Hz y un margen de fase de 81.2°.

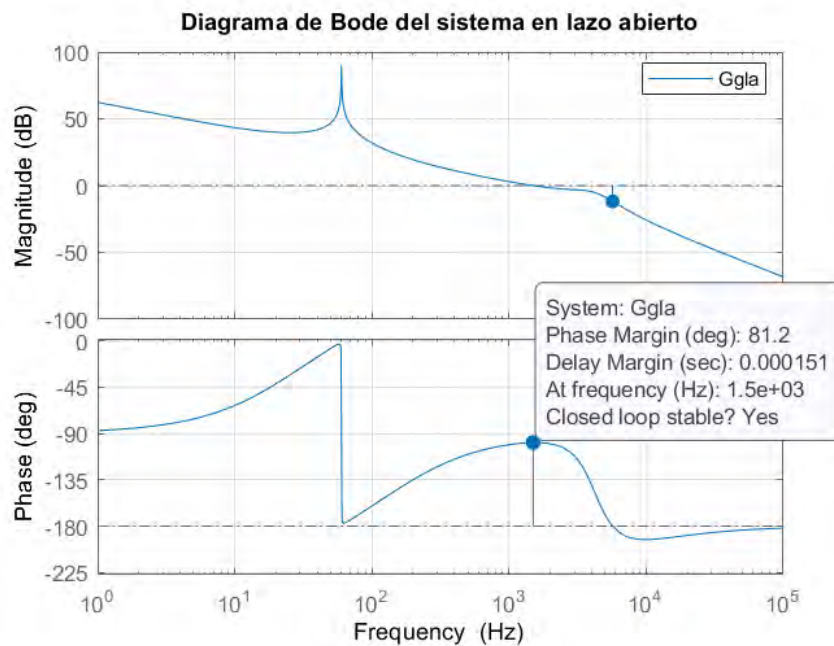


Figura 3.16. Diagrama de Bode en lazo abierto del lazo de control de corriente de la red.

3.2.4 Diseño del controlador de la corriente de la batería

El diseño de este controlador se analiza mediante la función de transferencia descrita en la Ecuación 3.19. La componente R_c es considerada muy pequeña y se puede aproximar a cero, mientras la componente R_l es pequeña, pero aun considerable para que el sistema no sea oscilante. Con estas consideraciones se reescribe la Ecuación 3.19 y se forma la Ecuación 3.40.

$$G_b(s) = \frac{1}{s^2 L_i C_i + s R_l C_i + 1} \quad (3.40)$$

Al ser R_l un valor pequeño, el sistema descrito en la Ecuación 3.40 presenta un pico de resonancia y su factor de amortiguamiento es muy bajo. Si el sistema en la Ecuación 3.40 es comparada con una función de transferencia subarmortiguada de segundo orden, sus parámetros se describen en las Ecuaciones 3.41 a 3.43.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (3.41)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (3.42)$$

$$\xi = \frac{R_l}{2Z} \quad (3.43)$$

Donde:

ω_n : Frecuencia natural [rad/s].

Z : Impedancia evaluado a la frecuencia natural [ohm]

ξ : Factor de amortiguamiento.

El factor de amortiguamiento ξ es muy pequeño debido a que R_l es considerado muy pequeño. Entonces, la aproximación entre la frecuencia de resonancia y la frecuencia natural del sistema es válida, es decir $\omega_r \approx \omega_n$. Otro efecto que produce el bajo factor de

amortiguamiento es un gran pico de ganancia M_r evaluado en ω_r , la cual se calcula según la Ecuación 3.44.

$$M_r = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3.44)$$

Se propone un controlador PI para controlar la corriente de la batería, la ganancia proporcional k_{pb} está diseñada para atenuar el pico de resonancia y asegurar que el pico de resonancia se sitúe por debajo de los 0dB, el controlador PI se diseña con una ganancia proporcional igual a la inversa de M_r atenuado por 1.2 veces, como se muestra en la Ecuación 3.45.

$$k_{pb} = \frac{1}{1.2M_r} \quad (3.45)$$

Mientras que la inflexión del controlador PI, definido por la inversa de la constante de tiempo integral $1/T_{ib}$, se ubica una década antes de la frecuencia ω_n , como se muestra en la Ecuación 3.46.

$$T_{ib} = \frac{10}{\omega_n} \quad (3.46)$$

De esta manera la función de transferencia del sistema en lazo abierto se describe en la Ecuación 3.47, a partir de esta ecuación se construye la función de transferencia en lazo cerrado, utilizando una realimentación unitaria, esta se muestra en la Ecuación 3.48.

$$G_{bla}(s) = \frac{\omega_n^2 k_{pb} (s + 1/T_{ib})}{s^3 + 2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s} \quad (3.47)$$

$$G_{blc}(s) = \frac{\omega_n^2 k_{pb} (s + 1/T_{ib})}{s^3 + 2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 (k_{pb} + 1)s + \omega_n^2 k_{pb}/T_{ib}} \quad (3.48)$$

El diagrama de Bode de las funciones de transferencia en lazo abierto y en lazo cerrado es mostrado en la Figura 3.17 para verificar la estabilidad del sistema. Se observa que el sistema presenta un ancho de banda de 1.31 Hz.

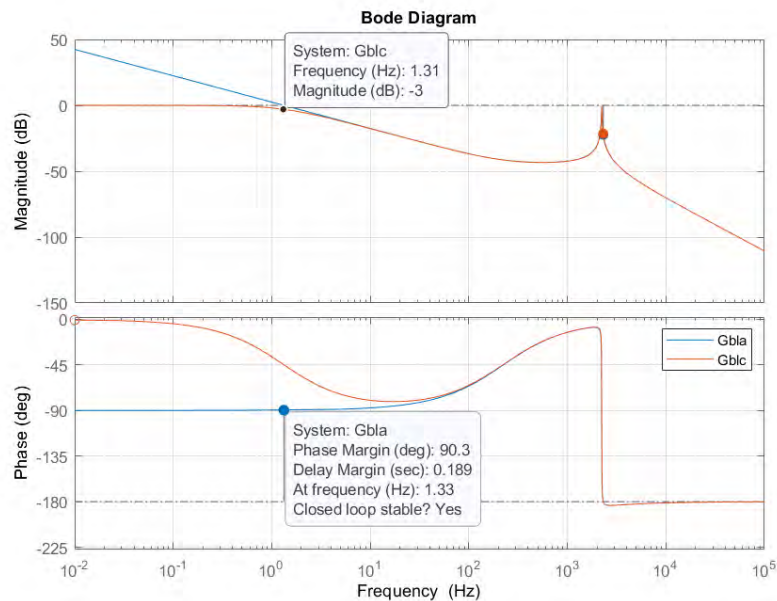


Figura 3.17. Diagrama de bode de lazo de control de la corriente de la batería.

3.2.5 Diseño del controlador de potencia activa

En el lazo de control de la potencia activa se toma en cuenta el controlador de potencia activa G_{cp} , la función de transferencia G_{blc} y la tensión nominal de la batería V_b . La función de transferencia descrita en la Ecuación 3.48 puede ser representada como un sistema que presenta dos polos complejos conjugados y un polo real, esta se muestra en la Ecuación 3.49. Esta representación es posible debido a que proviene de una función de transferencia con un factor de amortiguamiento muy bajo.

$$G_{blc}(s) = \frac{K(s + z_1)}{(s + p)(s^2 + 2f\omega s + \omega^2)} \quad (3.49)$$

Reescribiendo la Ecuación 3.49, se obtiene la Ecuación 3.50.

$$G_{blc}(s) = \frac{K(s + z_1)}{s^3 + (2f\omega + p)s^2 + (\omega^2 + 2f\omega p)s + p\omega^2} \quad (3.50)$$

Los coeficientes de las Ecuaciones 3.48 y 3.50 se igualan término a término, como se muestra en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Comparación entre parámetros para el control de potencia activa en el convertidor GFM

| Termino | Según (3.50) | Símbolo | Según (3.48) | Ecuación |
|---------|-------------------------|---------|----------------------------|----------|
| a_3 | 1 | 1 | 1 | - |
| a_2 | $2f\omega + p$ | a | $2\xi\omega_n$ | (3.51) |
| a_1 | $\omega^2 + 2f\omega p$ | b | $\omega_n(k_{pb} + 1)$ | (3.52) |
| a_0 | $p\omega^2$ | c | $\omega_n^2 k_{pb}/T_{ib}$ | (3.53) |

De la Ecuación 3.53 se despeja ω y se reemplaza en la Ecuación 3.52, obteniendo la Ecuación 3.54.

$$\frac{c}{p} + 2f\sqrt{\frac{c}{p}}p = b \quad (3.54)$$

De la Ecuación 3.54 se despeja f , obteniendo la Ecuación 3.55.

$$f = \frac{b - c/p}{2\sqrt{cp}} \quad (3.55)$$

Las variables f y ω se reemplazan en la Ecuación 3.51, obteniendo la Ecuación 3.56.

$$2\left(\frac{b - c/p}{2\sqrt{cp}}\right)\sqrt{\frac{c}{p}} + p = a \quad (3.56)$$

Reescribiendo la Ecuación 3.56, se obtiene la Ecuación 3.57.

$$p^3 - ap^2 + bp - c = 0 \quad (3.57)$$

Los valores a , b y c son conocidos, ya que se obtienen a partir de los parámetros ξ , ω_n , k_{pb} y T_{ib} que se han calculado previamente. Se resuelve la Ecuación 3.57 y se obtiene dos raíces complejas conjugadas y una raíz real $p = 8.2839$, este valor también se obtiene graficando el diagrama de polos y ceros en Matlab de la función de transferencia mostrada en la Ecuación 3.48, este diagrama se muestra en la Figura 3.18.

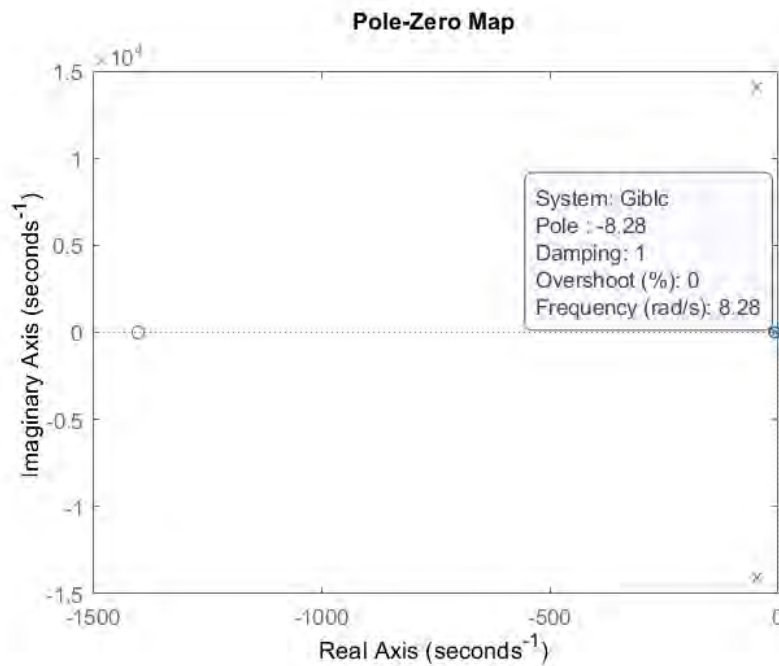


Figura 3.18. Mapa de polos y ceros del lazo cerrado de la corriente de la batería.

Un controlador PI es propuesto para controlar la potencia activa. La función de transferencia del sistema en lazo abierto se describe en la Ecuación 3.58.

$$G_{pla}(s) = \frac{K(s + z_1)}{(s + p)(s^2 + 2f\omega s + \omega^2)} \frac{k_{pp}(s + 1/T_{ip})}{s} V_b \quad (3.58)$$

Para reducir el orden del sistema se elimina el cero del controlador con el polo real de la planta. El mismo polo que se ha hallado anteriormente. Para mantener las características del sistema el controlador proporcional compensa la ganancia V_b . Por lo tanto, la constante de tiempo integral y la ganancia proporcional del controlador PI se calculan con las Ecuaciones 3.59 y 3.60 respectivamente.

$$T_{ip} = \frac{1}{p} \quad (3.59)$$

$$k_{pp} = \frac{1}{V_b} \quad (3.60)$$

El diagrama de Bode en lazo abierto es mostrado en la Figura 3.19 para analizar la estabilidad del sistema. Al igual que la Figura 3.17, se observa el pico de resonancia del filtro LC, este pico de resonancia puede influir en la respuesta de la potencia activa, generando pequeñas oscilaciones a la frecuencia de resonancia. Aunque el sistema podría mejorar atenuando aún más el pico de resonancia, esto provocaría una respuesta más lenta en la potencia activa.

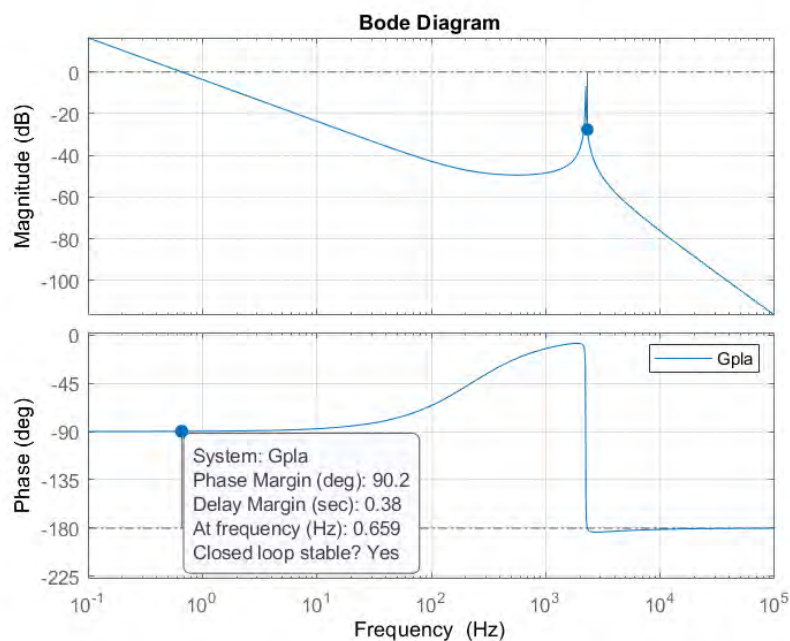


Figura 3.19. Diagrama de Bode en lazo abierto del lazo de control de potencia activa.

3.2.6 Ganancias de los controladores

El diseño de los controladores y los requerimientos que se han mencionado, permiten obtener analítica o gráficamente los valores de las ganancias de los distintos controladores que se han propuesto para cada lazo de control. Estas ganancias se resumen en la Tabla 3.4, además se indica a que lazo pertenecen y el ancho de banda de cada lazo de control.

Tabla 3.4. Parámetros de los controladores en la estrategia de control GFL.

| Lazo de control | Ancho de banda del sistema | Ganancia | Valor |
|---|----------------------------|----------|--------|
| Controlador de voltaje en el bus CC | 15 Hz | k_{pv} | -0.17 |
| | | k_{iv} | -1.60 |
| Controlador de la potencia reactiva Q | 4 Hz | k_{iq} | -0.16 |
| Controlador de la corriente de la red | 1500 Hz | k_p | 0.033 |
| | | k_r | 50 |
| | | B_h | 0.75 |
| Controlador de la corriente de la batería | 1.31 Hz | k_{pb} | 0.006 |
| | | k_{ib} | 8.33 |
| Controlador de la potencia activa P | 0.66 Hz | k_{pp} | 0.0013 |
| | | k_{ip} | 0.0104 |

La robustez del sistema de control se verifica en ambas etapas del convertidor, analizando el margen de ganancia (MG) y el margen de fase (MF) de cada lazo de control, estos valores son mostrados en la Tabla 3.5. Para que un sistema sea robusto debe tener un MG de al menos 6dB y un MF de al menos 30°. Se observa en la Tabla 3.5 que todos los lazos de control cumplen esta condición.

Tabla 3.5. Margen de ganancia y fase en los lazos de control para el convertidor GFL.

| Lazo de control | Margen de ganancia | Margen de fase |
|-------------------------|--------------------|----------------|
| Voltaje en el bus CC | ∞ | 84.3° |
| Potencia reactiva Q | ∞ | 90° |
| Corriente de la red | 11.8 dB | 81.2° |
| Corriente de la batería | ∞ | 90.3° |
| Potencia activa P | 27.6 dB | 90.2° |

3.3 Resultados de simulación

Se construye el circuito de potencia y el sistema de control en el software de simulación PSIM. Se utilizan los valores dimensionados del convertidor y los valores de las ganancias de los controladores mostrados en la Tabla 3.4.

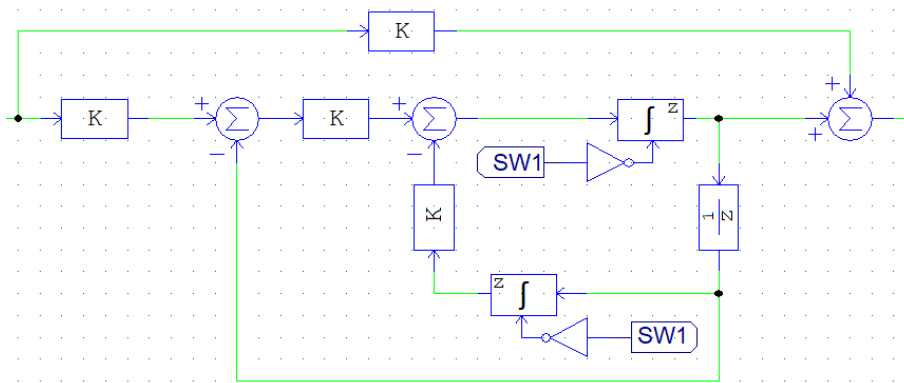


Figura 3.20. Controlador PR implementado en PSIM.

En la Figura 3.20 se muestra un ejemplo de la implementación del controlador PR para el lazo de corriente en PSIM, cada lazo de control se implementa con bloques independientes y para la realimentación de una señal se utiliza un retardo unitario de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación que se sirve como frecuencia base para el funcionamiento del sistema de control.

En la estrategia de control GFL, la etapa CC-CA controla el bus CC y la corriente CA que se inyecta o recibe de la red, mientras que la etapa CC-CC controla el flujo de potencia activa, tanto su dirección como su magnitud. La secuencia de operación del convertidor se realiza mediante los siguientes pasos:

- Precarga del bus CC: Antes de controlar el bus CC, el capacitor del bus CC debe precargarse, para disminuir el pico de corriente al momento de activar el control CC-CA, ya que una diferencia de tensión grande entre la red CA y el capacitor completamente descargado producirá una sobrecorriente que se le exigiría a la red CA. Para el proceso de precarga se utiliza una resistencia en serie entre la red CA y el capacitor y se deja actuar al puente activo AB3 como un rectificador de onda completa, al final el capacitor de enlace estará cargado con una tensión aproximada de 305V.
- Control de la etapa CC-AC: Primeramente, el PLL del convertidor debe estar sincronizado con el ángulo de la onda de tensión de la red CA. Luego de la sincronización se activa el control de la etapa CC-CA controlando el bus CC y la corriente CA. La referencia del voltaje del bus CC es una rampa que va desde

305V y se satura en 400V, como es mostrado en la Figura 3.21, de esta manera la tensión del bus CC sube de manera progresiva.

- Control de la etapa CC-CC: Una vez controlada el voltaje del bus CC y la corriente CA, se desactiva la resistencia de precarga cortocircuitándola. Luego se activa el control de la etapa CC-CC, el cual consiste en un doble lazo de control con un lazo externo de potencia y un lazo interno de corriente de la batería, para que finalmente el efecto de los controladores se vea reflejado en el desfase del ángulo entre las señales moduladas del puente AB1 y AB2.

El voltaje en el bus CC durante las diversas etapas de control es mostrado en la Figura 3.21. También se observa con detalle el estado transitorio de voltaje al activarse la etapa CC-CC. El tiempo de establecimiento al 2% para el voltaje medio del bus CC es aproximadamente 0.16s, mientras que el voltaje alcanza un valor máximo de 418V.

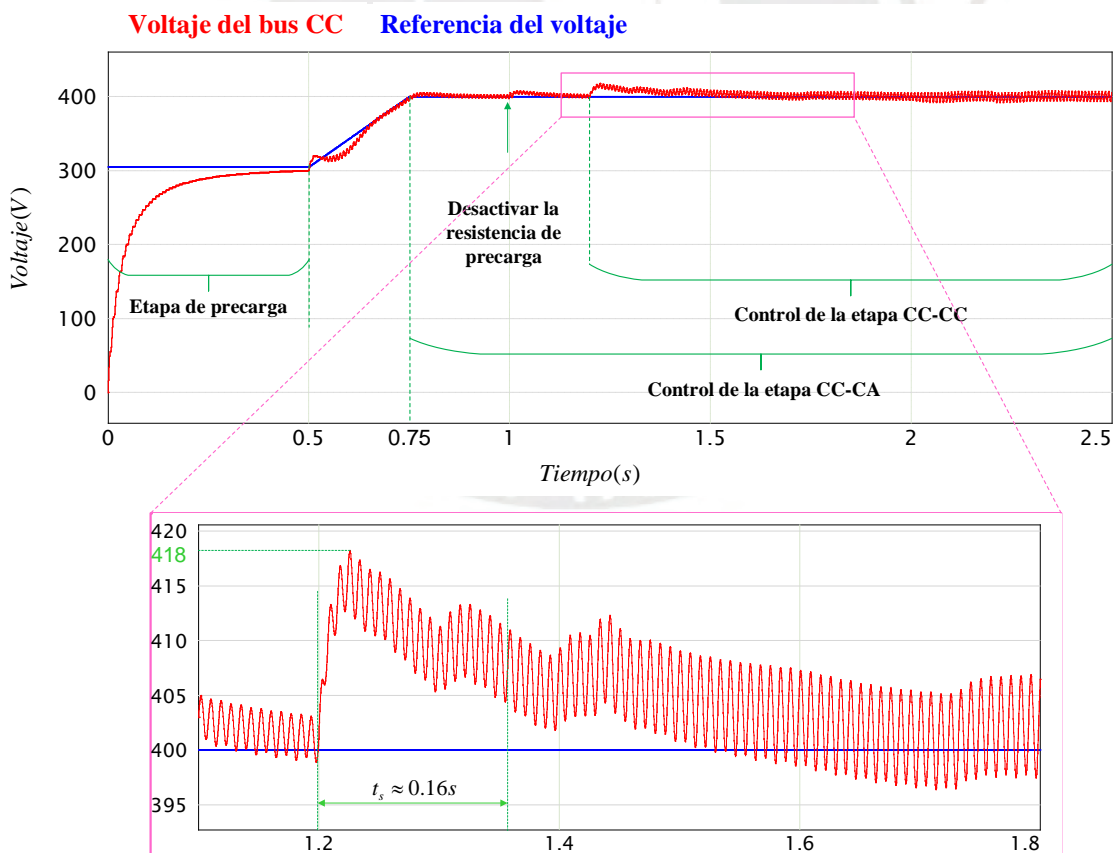


Figura 3.21. Comportamiento del bus CC ante las distintas etapas de control.

Para estos resultados de simulación, se ha establecido inicialmente una referencia de potencia reactiva de 500 VAR que se activa en la etapa CC-CA, mientras que la referencia de potencia reactiva se ha establecido en 1000 W, y se activa en la etapa CC-CC. Luego, en 2.5s se realiza un paso de potencia reactiva y se establece su referencia en 1000 VAR, esta secuencia se muestra más detalladamente en la Figura 3.22.

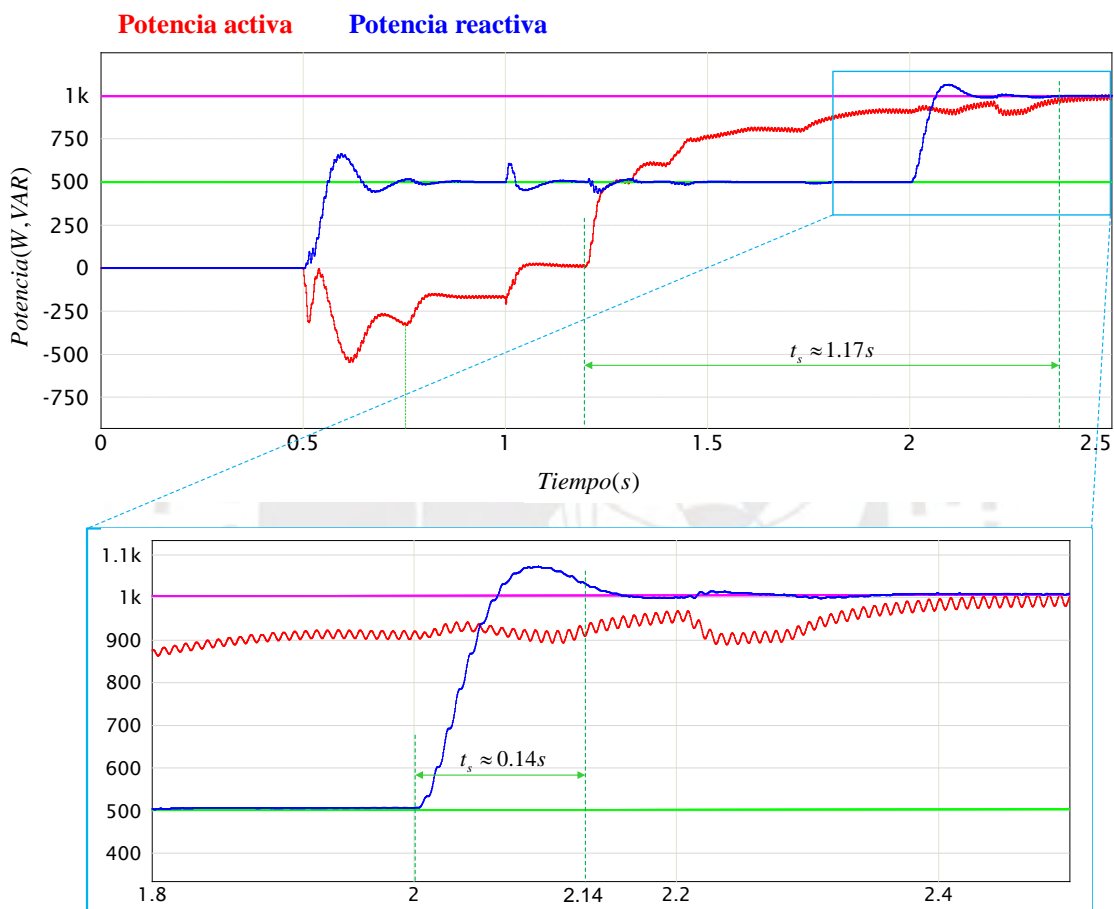


Figura 3.22. Comportamiento de la potencia activa y reactiva ante las distintas etapas de control.

En la Figura 3.22 se observa una variación de la potencia activa antes que se active la etapa CC-CC, estas variaciones se pueden dividir en tres fases. La primera fase transcurre entre 0.5s y 0.75s, en el cual el voltaje del bus CC se incrementa gradualmente, en esta fase la red eléctrica envía potencia activa y reactiva al convertidor para cargar el bus CC. La segunda fase transcurre entre 0.75s y 1s, cuando el voltaje del capacitor ha alcanzado un voltaje de 400V, en este caso el convertidor recibe potencia activa porque aún esta activado la resistencia de pre carga. Mientras que la tercera fase transcurre entre 1s y 1.2s,

donde se ha desactivado la resistencia de precarga, por ello la potencia activa se mantiene en 0W.

El tiempo de establecimiento al 2% para la potencia reactiva es aproximadamente 0.14 s. Este valor se mide cuando la referencia tiene cambio desde 500 VAR hasta los 1000 VAR. Se realiza la medición en dicho punto porque el voltaje del bus CC ya ha alcanzado su valor estable. Por otro lado, el tiempo de establecimiento al 2% para la potencia activa es aproximadamente 1.17 s. Este valor se mide desde que se activa la etapa CC-CC hasta que la potencia activa alcanza un valor aproximado de 980W.

La corriente CA para las distintas etapas de control es mostrada en la Figura 3.23. La primera etapa se considera la de precarga del capacitor del bus CC, para ello el puente activo AB3 se comporta como un rectificador. Inicialmente, la corriente CA es grande, como lo muestra la Figura 3.24, esto se debe a la diferencia entre la tensión de la red y la tensión del bus CC que inicialmente es 0V. Sin embargo, esta corriente es alta por un corto periodo de tiempo y se puede regular con el valor de la resistencia de precarga.

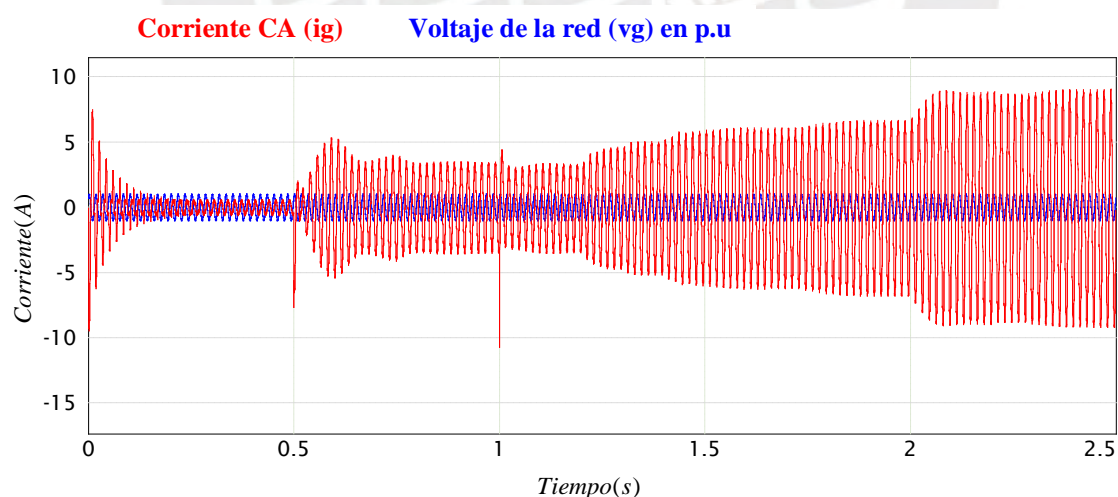


Figura 3.23. Comportamiento de la corriente CA ante las distintas etapas de control.

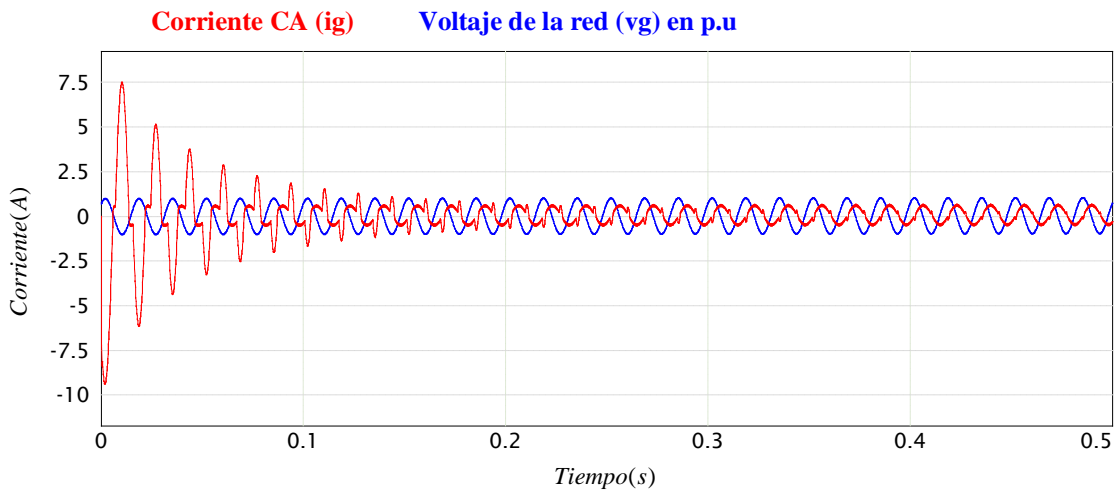


Figura 3.24. Corriente CA en la etapa de precarga.

La etapa de transición comprende desde la activación del control de la etapa CC-CA hasta la activación del control de la etapa CC-CC. Durante esta etapa no se ejerce control sobre la potencia activa, por lo que esta se ajusta a las condiciones del convertidor, como es mostrada en la Figura 3.25. En el momento de la conexión con la red, existe un pequeño pico de corriente; sin embargo, este solamente dura un instante de tiempo muy pequeño.

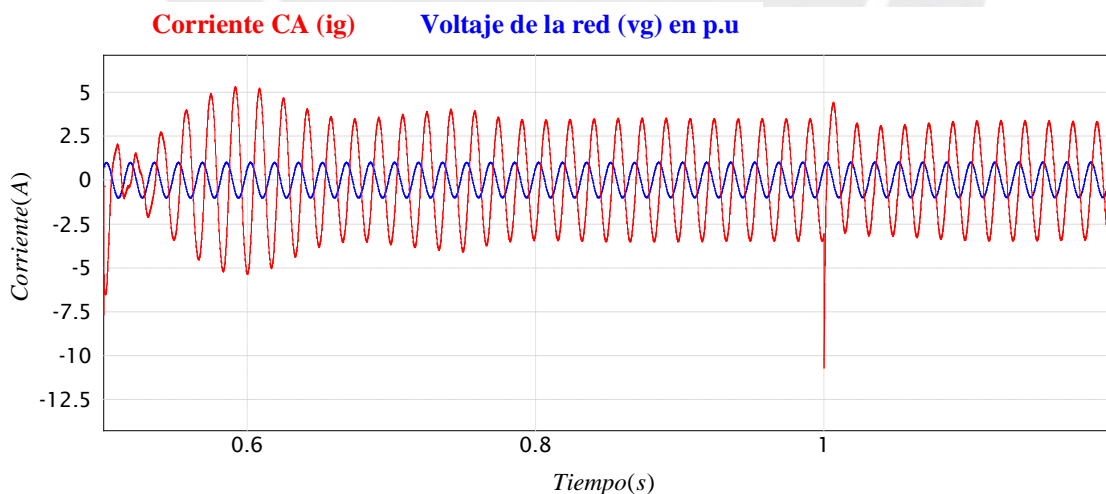


Figura 3.25. Corriente CA en la etapa de transición.

Cuando el sistema alcanza su estado estable, la potencia activa y reactiva alcanzan valores de 1000W y 1000VAR respectivamente. De esta manera la corriente esta atrasada a la

tensión en un ángulo de 45° con un factor de potencia de 0.707, como es mostrada en la Figura 3.26, mientras que la amplitud de la corriente se establece en 9.02 A.

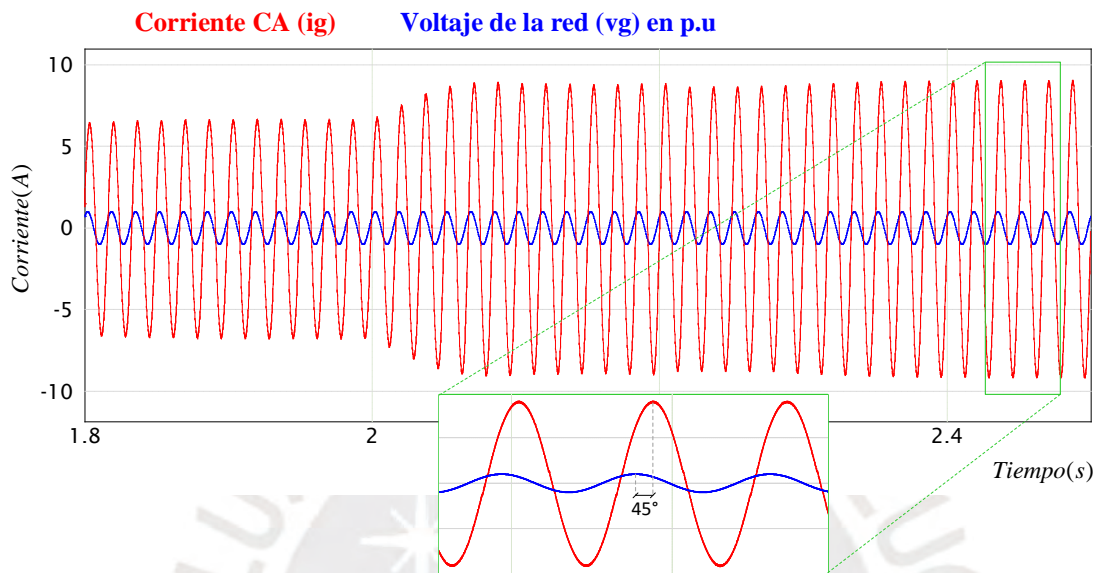


Figura 3.26. Corriente CA en la etapa de control de potencia activa.

En el circuito tanque resonante el voltaje modulado en el lado primario, lado de la batería, adelanta al voltaje modulado en el lado secundario, lado del bus CC. Entonces, el flujo de potencia irá desde la batería hasta la red (B2G), como es mostrado en la Figura 3.27.

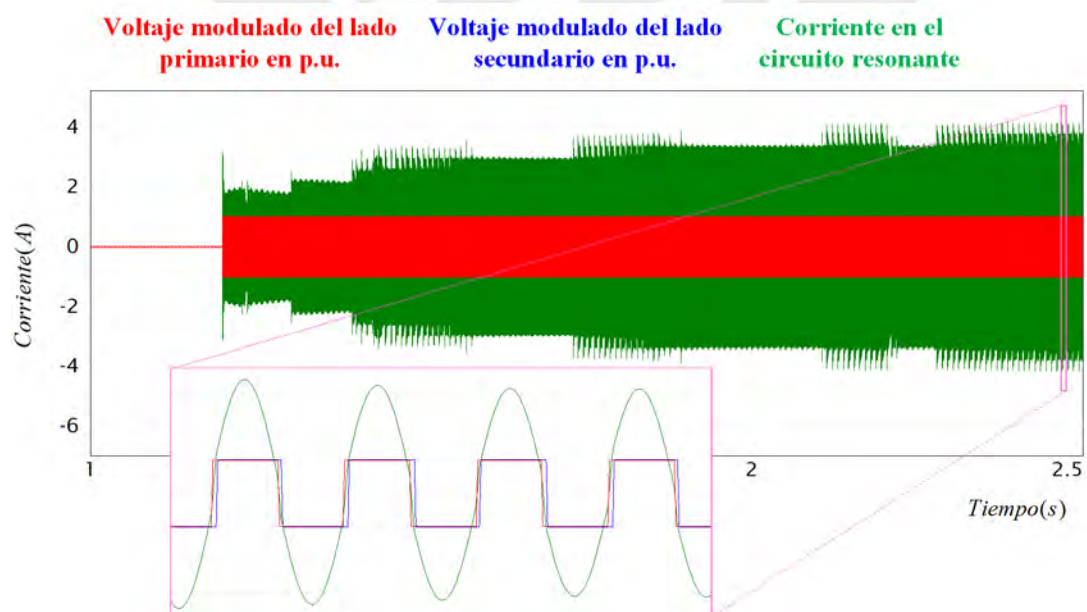


Figura 3.27. Señales de alta frecuencia en el circuito tanque resonante.

La corriente de alta frecuencia es sinusoidal, como lo muestra Figura 3.27, ya que el circuito RC en serie filtra el primer armónico de las señales moduladas. Sin embargo, se observa que existe una pequeña envolvente a una frecuencia de 120Hz en la corriente resonante, esto se debe a que el rizado en el bus CC se propaga hacia ambas etapas de conversión del convertidor. En la etapa CC-CC este rizado se propaga mediante la

La Figura 3.28 muestra la corriente de la batería y su referencia, esta se activa en la etapa CC-CC. Sin embargo, se observa que esta corriente es afectada por el rizado de voltaje de 120Hz en el bus CC que se propaga hacia la batería. En [19] se propone utilizar un desacoplamiento activo de potencia para atenuar este rizado, utilizando el ancho de pulso como una variable que puede variar de acuerdo con la señal en baja frecuencia adicionando un grado de libertad al sistema. A pesar de ruido presente en la corriente de la batería, este logra seguir a su referencia y finalmente se estabiliza en su punto de operación de 2.5 A.

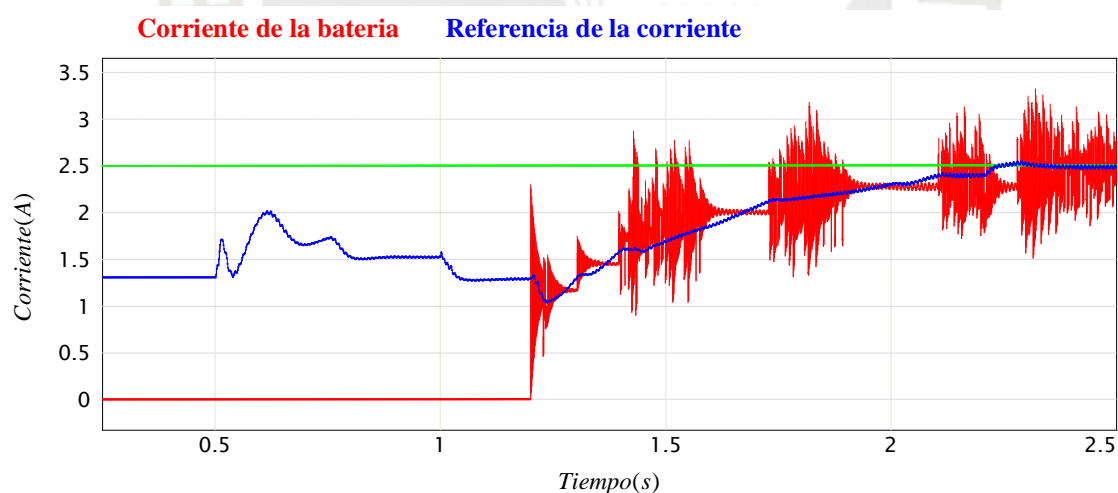


Figura 3.28. Corriente de la batería

En la Tabla 3.6 se resumen los principales valores obtenidos de los parámetros en la simulación del convertidor GFL. En estado estable, el convertidor opera a una potencia de 1414 VA con un factor de potencia de 0.707 en el lado de corriente alterna, mientras que en lado de corriente continua opera con una corriente aproximada de 2.5A.

Tabla 3.6. Parámetros del convertidor GFL obtenidos a partir de la simulación.

| Variable | Parámetro | Valor |
|------------------------------------|---------------------------------|-------|
| Voltaje en el bus CC | Tiempo de establecimiento | 0.16s |
| | Máximo sobreimpulso | 418V |
| Corriente de la red | Máxima corriente en la precarga | 9A |
| Potencia reactiva | Tiempo de establecimiento | 0.14s |
| Potencia activa | Tiempo de establecimiento | 1.17s |
| Corriente en el circuito resonante | Amplitud | 3.4 A |



CAPÍTULO IV

IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL GFM PARA UNA ESTACIÓN DE RECARGA MONOFÁSICA BIDIRECCIONAL

La estrategia de control tipo GFM aplicado a un convertidor CC-CA monofásico desarrollada en la presente tesis se basa en la emulación de un generador síncrono. En el presente capítulo se desarrolla el modelamiento, análisis y diseño de la estrategia de control en el dominio de frecuencia mediante diagramas de Bode y los resultados en simulación del funcionamiento del convertidor.

4.1 Modelamiento del convertidor

El modelamiento del convertidor está basado en el comportamiento de un generador síncrono. La estructura de la etapa de conversión CC-CA es mostrada en la Figura 4.1.

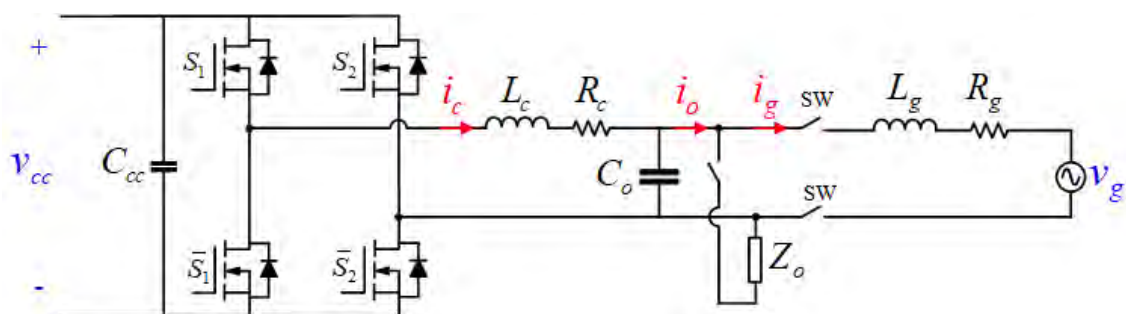


Figura 4.1. Estructura de la etapa CC-CA de conversión para la estrategia de control GFM.

Se utiliza la ecuación de balanceo que describe el comportamiento mecánico-eléctrico del generador y las ecuaciones de potencia activa y reactiva para el modelamiento del convertidor.

4.1.1 Parámetros del convertidor

Los parámetros del convertidor son mostrados en la Tabla 4.1. En ambas estrategias de control los parámetros de potencia, voltaje en el bus CC, voltaje de la batería, corriente de la red CA y frecuencia de conmutación son los mismos. Por ello los componentes tienen los mismos valores en ambos sistemas de control.

Sin embargo, se tienen dos diferencias con respecto al convertidor GFL, la primera es que la etapa CC-CA utiliza un filtro LC en el VSI y la segunda es que en esta estrategia de control se considera una impedancia de línea Z_g que consta de una reactancia de línea X_c y una resistencia de línea R_g . La reactancia y resistencia de línea dependerán de las características propias de la red eléctrica. Según las consideraciones de diseño, la reactancia de línea se considera un 5% de la impedancia base y la resistencia de línea un 10% de la reactancia de línea.

Tabla 4.1. Parámetros de la etapa CC-CA de conversión en la estrategia de control GFM.

| Parámetro | Valor |
|---------------------------------|----------------------|
| Potencia nominal P_o | 2200W |
| Frecuencia de conmutación f_s | 20 kHz |
| Parámetros de la red v_g | 220V rms 60Hz |
| Corriente de la red i_g | 10A rms |
| Voltaje del bus CC V_{cc} | 400V |
| $L_c R_c$ | 1.2mH 0.044 Ω |
| $L_g R_g$ | 2.9mH 0.11 Ω |
| C_o | 4.7 μ F |
| Z_o nominal | 22 Ω |

Tabla 4.2. Parámetros de la etapa CC-CC de conversión en la estrategia de control GFM

| Parámetro | Valor |
|-----------------------------|-------------|
| Potencia nominal | 1700W |
| Frecuencia de conmutación | 120 kHz |
| Voltaje de la batería V_b | 400V |
| C_{cc} | 700 μ F |

4.1.2 Análisis de potencia en un modelo de dos fuentes de tensión

Mediante este análisis se obtendrán las ecuaciones de potencia activa y reactiva transferida en un modelo de dos fuentes de tensión que representan la tensión de un generador síncrono, $V_m e^{j\theta_m}$, y la tensión de la red eléctrica, $V_g e^{j\theta_g}$. Ambas fuentes de tensión están conectadas mediante una impedancia inductiva $Z = R + jX$.

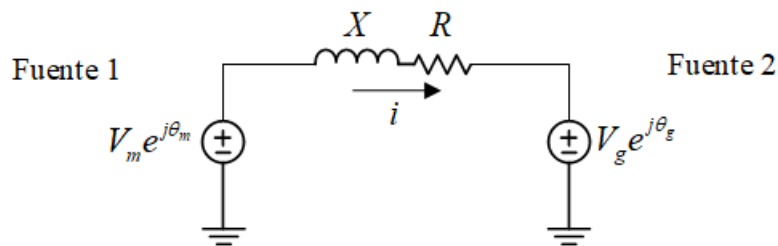


Figura 4.2. Modelo de dos fuentes de tensión.

Realizando un análisis por medio de mallas en el circuito, se puede demostrar que la potencia activa y reactiva se calculan mediante las Ecuaciones 4.1 y 4.2.

$$P = \frac{1}{X} V_m V_g \sin(\theta_m - \theta_g) \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{1}{X} (V_m^2 - V_m V_g \cos(\theta_m - \theta_g)) \quad (4.2)$$

Suponiendo que $\Delta\theta = \theta_m - \theta_g \approx 0$, se puede linealizar las Ecuaciones 4.1 y 4.2 alrededor del punto cero y se obtienen las Ecuaciones 4.3 y 4.4.

$$P \approx \frac{1}{X} V_m V_g \Delta\theta \quad (4.3)$$

$$Q \approx \frac{1}{X} V_m (V_m - V_g) \quad (4.4)$$

Se define un parámetro k que se representa en la Ecuación 4.5.

$$k = \frac{V_m V_g}{X} \quad (4.5)$$

El análisis se realizará para una sola fase del generador síncrono, ya que se está trabajando con un convertidor monofásico. El comportamiento de un generador síncrono se describe mediante la Ecuación 4.7 que está basada en la segunda ley de Newton.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \quad (4.7)$$

T_m : Torque mecánico [Nm].

T_e : Torque eléctrico [Nm].

J : Momento de inercia [kg.m²].

ω : Velocidad angular del rotor [rad/s].

La dimensión del torque es Nm y la dimensión de potencia es Nm/s, entonces se puede expresar ambos torques en términos de potencia, como se muestra en la Ecuación 4.8.

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} \quad (4.8)$$

P_m : Potencia mecánica [W]

P_e : Potencia eléctrica [W]

ω : Frecuencia angular nominal del generador [rad/s]

Se utiliza el sistema p.u. para representar la frecuencia de la red, tomando como referencia la frecuencia base $\omega_o = 2\pi(60)$ rad/s. La frecuencia en p.u. es obtenida a partir de la Ecuación 4.9.

$$\omega = \omega_{pu} \omega_o \quad (4.9)$$

Entonces, reemplazando ω de la Ecuación 4.9 en la Ecuación 4.8, se obtiene la Ecuación 4.10.

$$J \omega_o^2 \frac{d\omega_{pu}}{dt} = P_m - P_e \quad (4.10)$$

El convertidor tiene la capacidad de operar al 100% solo con potencia activa, por lo que la potencia base, denotada como S_b , es igual a la potencia nominal P_o , y sus unidades están en vatios (W). Se divide la Ecuación 4.10 entre S_b , como es mostrado en la Ecuación 4.11, obteniendo la potencia mecánica y eléctrica expresadas en el sistema p.u., como se muestra en la Ecuación 4.12.

$$\frac{J\omega_o^2}{S_b} \frac{d\omega_{pu}}{dt} = \frac{P_m}{S_b} - \frac{P_e}{S_b} \quad (4.11)$$

$$2 \left(\frac{1J\omega_o^2}{2 S_b} \right) \frac{d\omega_{pu}}{dt} = P_{mpu} - P_{epu} \quad (4.12)$$

Se introduce el parámetro del factor de inercia, denotado como H y calculado según la Ecuación 4.13.

$$H = \frac{1J\omega_o^2}{2 S_b} \quad (4.13)$$

Entonces, rescribiendo la Ecuación 4.12 se obtiene la Ecuación 4.14.

$$2H \frac{d\omega_{pu}}{dt} = P_{mpu} - P_{epu} \quad (4.14)$$

Donde:

P_{mpu} : Potencia mecánica por unidad.

P_{epu} : Potencia eléctrica por unidad.

ω_{pu} : Frecuencia angular por unidad.


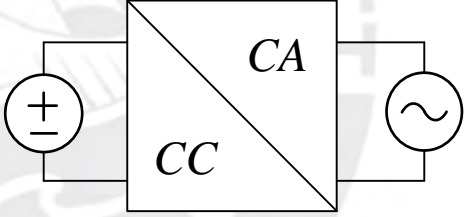
H: Factor de inercia [s].

Cabe resaltar que los parámetros en el sistema p.u. son adimensionales ya que los valores absolutos han sido divididos entre sus valores base, los cuales tienen las mismas dimensiones.

Para entender mejor el concepto de factor de inercia H , se brinda un ejemplo una central térmica que produce energía eléctrica. En esta central, uno de sus generadores tiene un momento de inercia J de 80 kgm^2 , rota con una velocidad de 376.99 rad/s y produce una potencia aparente de 1 MVA , para calcular su factor de inercia, se utiliza la Ecuación 4.13. Entonces, $H = 0.5(80)(376.99)^2/10^6$, y se obtiene un factor de inercia $H = 5.68 \text{ s}$. El H equivalente en una red eléctrica se determina mediante el promedio ponderado de los H en cada generador conectado, considerando su inercia y su potencia nominal.

Un análisis comparativo para adaptar el modelo del generador síncrono a un convertidor CC-CA es mostrado en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Análisis comparativo entre el generador síncrono y el convertidor CC-CA

| Generador síncrono | Convertidor CC-CA |
|--|---|
|  |  |
| <p>Ecuación dinámica:</p> $2H \frac{d\omega_{pu}}{dt} = P_{mpu} - P_{epu}$ <p>Donde las unidades en p.u. son:</p> <p>P_{mpu}: Potencia mecánica del generador</p> <p>P_{epu}: Potencia eléctrica del generador</p> <p>ω_{pu}: Frecuencia del rotor</p> | <p>Ecuación dinámica:</p> $2H \frac{d\omega_{pu}}{dt} = P^* - P$ <p>Donde las unidades en p.u. son:</p> <p>P^*: Potencia de referencia del convertidor</p> <p>P: Potencia del convertidor</p> <p>ω_{pu}: Frecuencia de la red</p> |

Considerando solo las pequeñas variaciones para la frecuencia, la frecuencia en p.u. se expresa en la Ecuación 4.15.

$$\omega_{pu} = \Delta\omega_{pu} + 1 \quad (4.15)$$

Entonces para el convertidor CC-CA se deduce la Ecuación 4.16, que describe la variación de la frecuencia en p.u. del generador emulado en términos de Laplace:

$$\Delta\omega_{pu}(s) = \frac{1}{2HS} (P^* - P) \quad (4.16)$$

4.1.4 Análisis del modelo de una máquina síncrona conectada a la red

Una impedancia virtual debe ser considerada en el modelamiento del convertidor para emular una máquina síncrona, esta impedancia viene dada por $Z_v = R_v + jX_v$. El modelo también contempla la impedancia de la red eléctrica $Z_g = R_g + jX_g$, que depende de las características de la red eléctrica, y la impedancia de la carga que se conecta al punto de conexión común (PCC) $Z_o = R_o + jX_o$. El modelo del generador síncrono que interactúa con la red y las cargas locales es mostrado en la Figura 4.4.

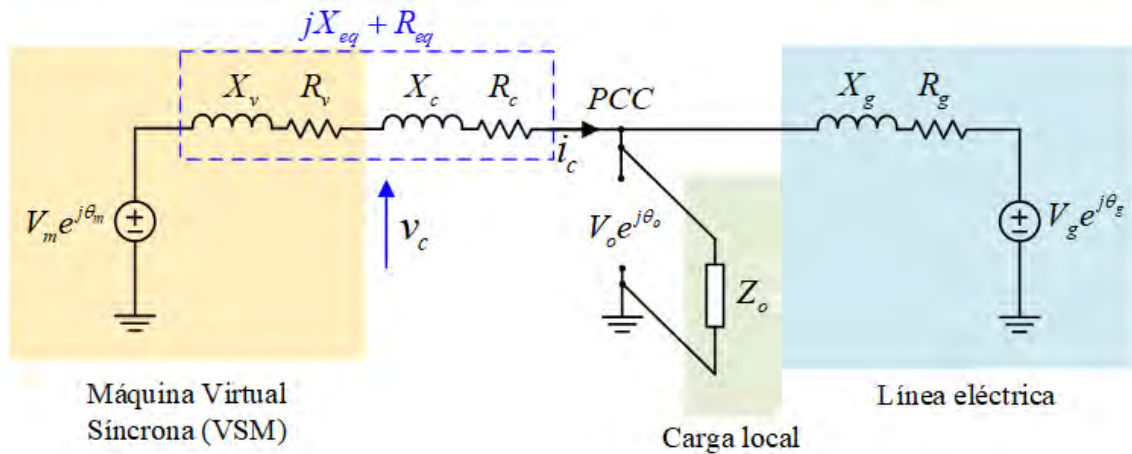


Figura 4.4. Modelo de una máquina síncrona conectada a la red.

El circuito es simplificado para utilizar el modelo de dos fuentes de tensión mostrado en la Figura 4.2. Para ello se suman la impedancia virtual y la impedancia del convertidor, obteniendo la impedancia equivalente $jX_{eq} + R_{eq}$. Además, se obtiene la impedancia equivalente de Thévenin visto desde el punto de conexión común (PCC) hacia la red, $jX_{Th} + R_{Th}$, para ello se consideran la impedancia de la red Z_v y la impedancia de la carga Z_o . El modelo de la Figura 4.4 se simplifica en la Figura 4.5.

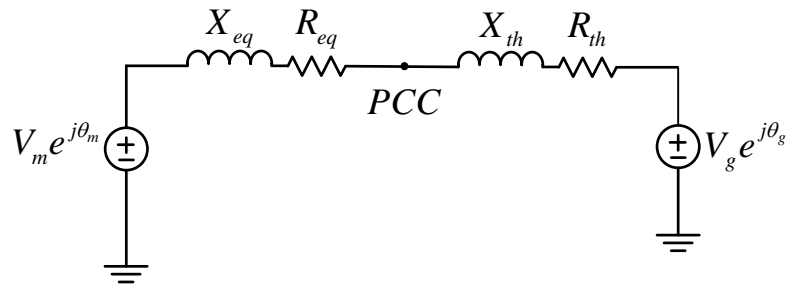


Figura 4.5. Modelo simplificado de una máquina síncrona conectada a la red.

La reactancia y resistencia equivalentes son calculados según las Ecuaciones 4.17 y 4.18 respectivamente, mientras que la reactancia y resistencia de Thévenin con las Ecuaciones 4.19 y 4.20 respectivamente.

$$X_{eq} = X_v + X_c \quad (4.17)$$

$$R_{eq} = R_v + R_c \quad (4.18)$$

$$X_{th} = \frac{R_o(R_g^2 + X_g^2) + R_g(R_o^2 + X_o^2)}{(R_g + R_o)^2 + (X_g + X_o)^2} \quad (4.19)$$

$$R_{th} = \frac{X_o(R_g^2 + X_g^2) + X_g(R_o^2 + X_o^2)}{(R_g + R_o)^2 + (X_g + X_o)^2} \quad (4.20)$$

La reactancia y resistencia total del sistema se calculan con las Ecuaciones 4.21 y 4.22 respectivamente.

$$X_{total} = X_{eq} + X_{th} \quad (4.21)$$

$$R_{total} = R_{eq} + R_{th} \quad (4.22)$$

Se establece un parámetro k_{total} que se calcula con la Ecuación 4.23.

$$k_{total} = \frac{k_c k_g}{k_c + k_g} \quad (4.23)$$

Donde los parámetros k_c y k_g se calculan con las Ecuaciones 4.24 y 4.25 respectivamente.

$$k_c = \frac{1}{X_{eq}} \quad (4.24)$$

$$k_g = \frac{1}{X_{th}} \quad (4.25)$$

Entonces en el sistema p.u. la potencia activa se calcula mediante la Ecuación 4.26.

$$P = \frac{k_c k_g}{k_c + k_g} \Delta\theta = k_{total} \Delta\theta \quad (4.26)$$

4.2 Análisis de la estrategia de control

En un convertidor GFM, la etapa de conversión CC-CC controla la tensión del bus CC para mantener el voltaje estable, ante variaciones en la potencia. Por otro lado, en la etapa de conversión CC-CA se controla la potencia activa y reactiva, y la corriente CA del convertidor.

4.2.1 Control de potencia activa

La potencia mecánica es referencia de potencia P^* , ya que es la potencia que se quiere emular en el convertidor. El diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.6 corresponde al lazo de control de potencia y se construye mediante las Ecuaciones 4.15, 4.16 y 4.26.

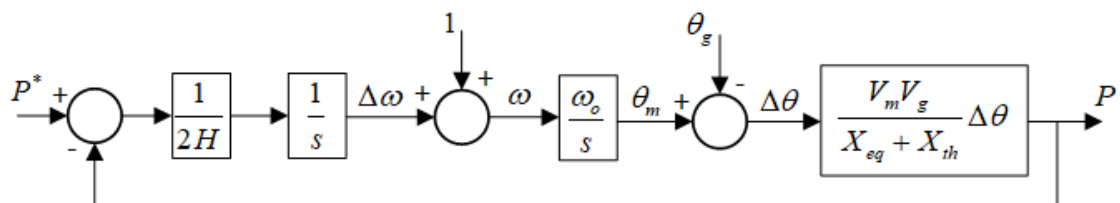


Figura 4.6 Diagrama de bloques del control de potencia activa.

Realizando la función de transferencia en lazo cerrado se obtiene un modelo oscilatorio de segundo orden descrito en la Ecuación 4.27.

$$P(s) = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_o k_{total}} s^2 + 1} P^* - \frac{\frac{2H}{\omega_o} s^2}{\frac{2H}{\omega_o k_{total}} s^2 + 1} \theta_g \quad (4.27)$$

Este modelo no conviene por ser puramente oscilante, entonces se le adiciona un factor k_p en el lazo de potencia para generar un modelo de segundo orden amortiguado, como se propone en [16]. De esta manera el nuevo lazo de control es mostrado en la Figura 4.7.

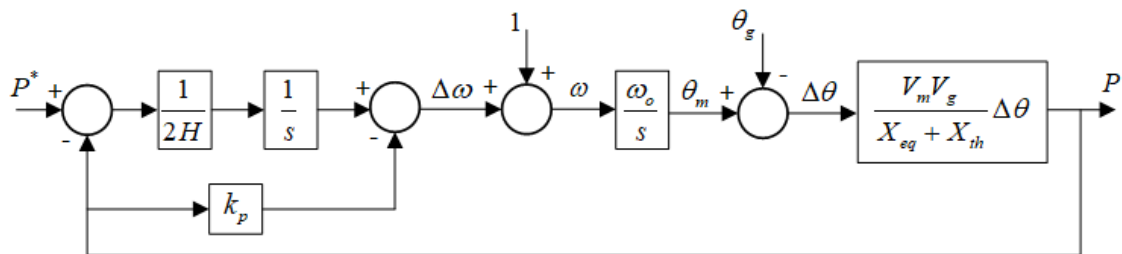


Figura 4.7 Diagrama de bloques del control de potencia activa con un factor k_p de amortiguamiento.

Realizando la función de transferencia del modelo se obtiene la Ecuación 4.28.

$$P(s) = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_o k_{total}} s^2 + 2Hk_p s + 1} P^* - \frac{\frac{2H}{\omega_o} s^2}{\frac{2H}{\omega_o k_{total}} s^2 + 2Hk_p s + 1} \theta_g \quad (4.28)$$

Considerando que la variación de θ_g es una perturbación para el sistema, solo se considera la señal P^* como entrada. En lazo cerrado, la función de transferencia del sistema $G_{plc}(s)$ se representa en la Ecuación 4.29.

$$G_{plc}(s) = \frac{P(s)}{P^*(s)} = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_o k_{total}} s^2 + 2Hk_p s + 1} \quad (4.29)$$

Luego, para encontrar las ganancias del controlador el sistema se modela como una función generalizada de segundo orden, mostrado en la Ecuación 4.30.

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (4.30)$$

Comparando ambas funciones de transferencia se determina las ganancias H y k_p según las Ecuaciones 4.31 y 4.32 respectivamente.

$$H = \frac{\omega_o k_{total}}{2\omega_n^2} \quad (4.31)$$

$$k_p = \frac{\xi}{\sqrt{\frac{H\omega_o k_{total}}{2}}} \quad (4.32)$$

4.2.2 Control de potencia reactiva

La Ecuación 4.4 que calcula la potencia reactiva, se desarrolla para obtener la Ecuación 4.33.

$$Q \approx \frac{V_m^2}{X} - \frac{V_m V_g}{X} \quad (4.33)$$

Esta expresión se linealiza alrededor del punto Q_0 mediante derivadas parciales según la Ecuación 4.34, resultando la Ecuación 4.35.

$$Q - Q_0 \approx \left. \frac{\partial Q}{\partial V_m} \right|_0 (V_m - V_{m0}) + \left. \frac{\partial Q}{\partial V_g} \right|_0 (V_g - V_{g0}) \quad (4.34)$$

$$Q - Q_0 \approx \frac{2V_{m0} - V_{g0}}{X} (V_m - V_{m0}) - \frac{V_{m0}}{X} (V_g - V_{g0}) \quad (4.35)$$

En el sistema en p.u. los valores de operación nominal son $Q_0 = 0$, $V_{m0} = V_{g0} = 1$. Estos valores se reemplazan en la Ecuación 4.35 resultando la Ecuación 4.36, y finalmente se simplifica en la Ecuación 4.37.

$$Q \approx \frac{1}{X} (V_m - 1) - \frac{1}{X} (V_g - 1) \quad (4.36)$$

$$Q \approx \frac{V_m}{X} - \frac{V_g}{X} \quad (4.37)$$

Considerando a V_g como una señal de perturbación, la entrada del sistema será la señal V_m , finalmente la función de transferencia para el control de potencia reactiva es mostrada en la Ecuación 4.38.

$$\frac{Q}{V_m} \approx \frac{1}{X} = \frac{1}{X_{total}} \quad (4.38)$$

Se tiene la opción de trabajar con un modelo puramente reactivo. Sin embargo, en este caso se considera que la impedancia total no sea puramente reactiva, sino que tiene una resistencia asociada. Con esta consideración se modifica la función de transferencia de la Ecuación 4.38, y se muestra en la Ecuación 4.39.

$$\frac{Q(s)}{V_m(s)} = \frac{1}{\frac{X_{total}}{\omega_b} s + R_{total}} \quad (4.39)$$

Luego se adiciona el valor de $V_g = 1$ p.u. para compensar la perturbación en el lazo de control. El lazo de control para la potencia reactiva es mostrado en la Figura 4.8.

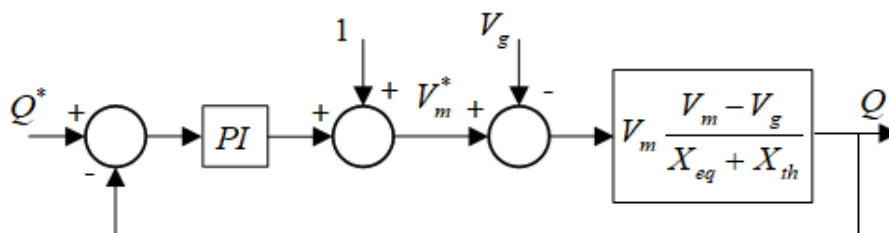


Figura 4.8 Diagrama de bloques de control de potencia reactiva.

Por tratarse de un sistema de primer orden, se agrega un controlador PI al lazo de control, este controlador se expresa en la Ecuación 4.40 y su relación de parámetros en la Ecuación 4.41. También es posible expresar el controlador PI según la Ecuación 4.42. El diseño del controlador PI se basa en la cancelación del polo de la planta y del cero introducido por

el controlador PI, de esta manera la función de transferencia en lazo cerrado se simplifica en un sistema de primer orden.

$$G_{cq}(s) = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \quad (4.40)$$

$$k_{iq} = k_{pq}/T_{iq} \quad (4.41)$$

$$G_{cq}(s) = k_{iq} \left(\frac{T_{iq}s + 1}{s} \right) \quad (4.42)$$

La función de transferencia en lazo abierto $G_{qla}(s)$ es mostrada en la Ecuación 4.43.

$$G_{qla}(s) = k_{iq} \left(\frac{T_{iq}s + 1}{s} \right) \frac{1/R_{total}}{\frac{X_{total}}{R_{total}\omega_b} s + 1} \quad (4.43)$$

Mediante la eliminación de un cero con un polo, se calcula el parámetro del tiempo integral T_{iq} , como se muestra en la Ecuación 4.44.

$$T_{iq} = \frac{X_{total}}{R_{total}\omega_b} \quad (4.44)$$

Finalmente, el sistema en lazo cerrado $G_{qlc}(s)$ es una función de primer orden, como se muestra en la Ecuación 4.45. El ancho de banda de $G_{qlc}(s)$ debe ser menor que la frecuencia base ω_o para no amplificar la ganancia de la señal.

$$G_{qlc}(s) = \frac{G_{qla}(s)}{1 + G_{qla}(s)} = \frac{1}{\frac{s}{k_{iq}/R_{total}} + 1} \quad (4.45)$$

4.2.3 Análisis del control por pendiente

El control por pendiente, también conocido como control *droop*, compensa frecuencia variando el nivel de potencia activa, mientras que el voltaje se compensa variando el nivel de potencia reactiva. Las ganancias k_ω y k_V son las pendientes de la relación potencia

activa-frecuencia y potencia reactiva-voltaje respectivamente, como se muestra en la Figura 4.9.

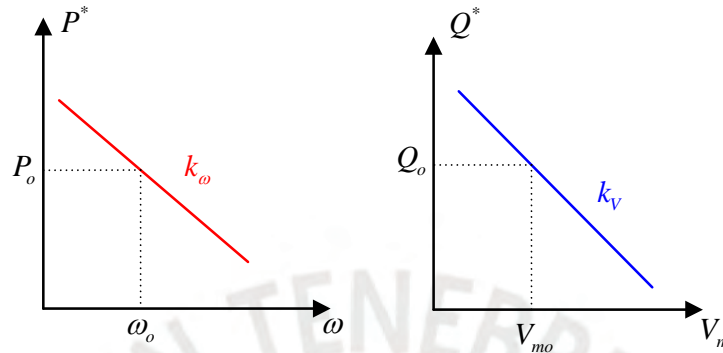


Figura 4.9 Relación potencia activa - frecuencia y potencia reactiva - voltaje en el control por pendiente.

Cuando el nivel de frecuencia ω aumenta por encima de su valor nominal ω_o el control *droop* disminuye la potencia activa proporcional a la variación de frecuencia multiplicado por un factor k_ω , mientras que cuando disminuye la frecuencia por debajo de su valor nominal el control *droop* aumenta la potencia activa proporcional a la variación de la frecuencia multiplicado por el factor k_ω . De igual manera cuando hay una variación de la amplitud del voltaje V_m en el PCC, ya sea aumentando o disminuyendo desde su valor nominal, el control *droop* disminuye o aumenta el valor de la potencia reactiva proporcional a esa variación multiplicada por un factor k_V .

Las ganancias k_ω y k_V se calculan con la relación de los valores máximos de potencia activa y reactiva considerados, y las máximas variaciones en frecuencia y amplitud de voltaje respectivamente. Estas ganancias se calculan con las Ecuaciones 4.46 y 4.47.

$$k_\omega = \frac{P_{max}}{\Delta\omega_{max}} \quad (4.46)$$

$$k_V = \frac{Q_{max}}{\Delta V_{max}} \quad (4.47)$$

Los diagramas de bloques de los controladores por pendiente de frecuencia-potencia activa y voltaje-potencia reactiva, se muestran en la Figura 4.10 (a) y (b) respectivamente.

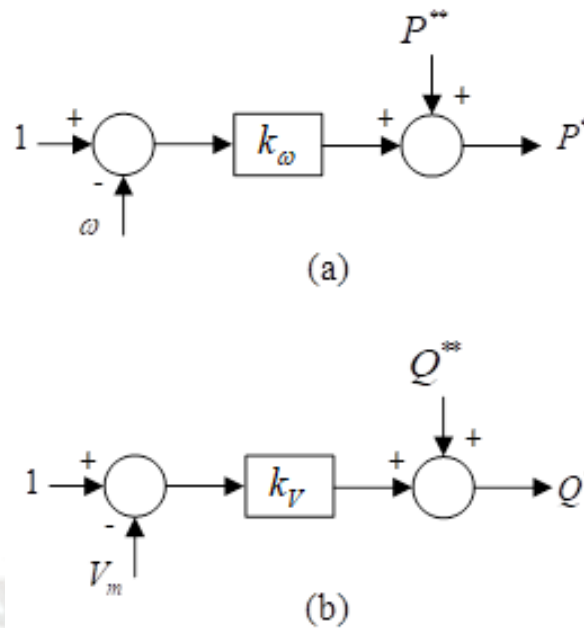


Figura 4.10 Diagrama de control por pendiente ante (a) variación de frecuencia (b) variación de voltaje.

Se ha considerado que la variación máxima en frecuencia de la red eléctrica es de 0.3Hz y la potencia activa máxima que alcanzaría el convertidor es de 1.25 p.u. Con estos valores, se calcula la ganancia k_ω según la Ecuación 4.48.

$$k_\omega = \frac{1.25}{(2\pi)0.3/\omega_o} \quad (4.48)$$

Se ha considerado que la variación máxima de voltaje en la red eléctrica es de 0.1 p.u. y la potencia reactiva máxima que alcanzaría el convertidor es de 1.25 p.u. Con estos valores, se calcula la ganancia k_V según la Ecuación 4.49.

$$k_V = \frac{1.25}{0.1} \quad (4.49)$$

Estas ganancias son calculadas con las Ecuaciones 4.48 y 4.49 y se resumen en la Tabla 4.4. Estas ganancias también pueden ser expresadas en términos absolutos, multiplicando cada termino, numerador y denominador, por su respectivo valor base, de esta manera k_ω y k_V tendrían unidades de W/(rad/s) y VAR/V respectivamente.

Tabla 4.4. Ganancias de los controladores *droop*

| | |
|------------------------------------|--------------------|
| Control <i>droop</i> de frecuencia | $k_{\omega} = 250$ |
| Control <i>droop</i> de voltaje | $k_V = 12.5$ |

4.2.4 Análisis del control de la tensión del bus CC

A diferencia del control tipo GFL, en la estrategia de control GFM la tensión del bus CC es controlador por la etapa CC. De esta manera la etapa CC observa a la etapa CA como una carga, entonces el convertidor CA se modela como una carga resistiva con resistencia R_b , ante una perturbación de esta carga el voltaje del bus CC se regula para mantener un valor de voltaje estable. El circuito modelado del convertidor es mostrado en la Figura 4.11, donde la etapa CC-CC se comporta como una fuente de corriente controlada y la etapa CC-CA como una carga resistiva R_b .

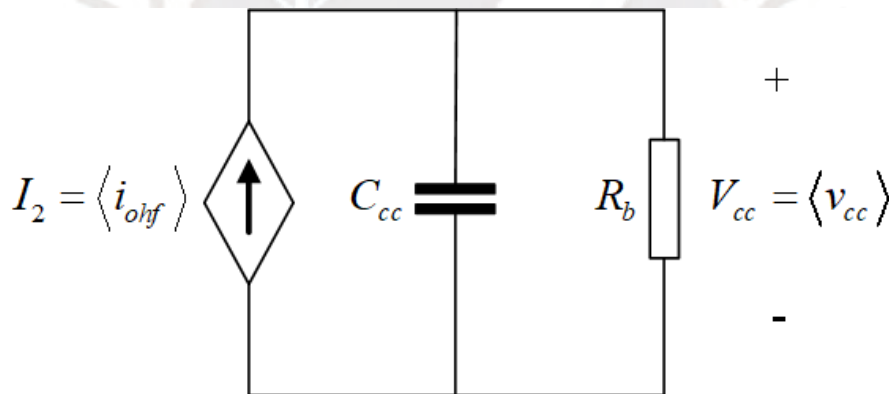


Figura 4.11 Modelamiento del convertidor para el control del bus CC.

La función de transferencia se obtiene calculando la impedancia equivalente entre el capacitor del bus y la carga equivalente, como se muestra en la Ecuación 4.50.

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_2(s)} = \frac{R_b}{sC_{cc}R_b + 1} \quad (4.50)$$

El valor de la resistencia R_b que representa la etapa CC-CA se calcula con los valores nominales de carga, como se muestra en la Ecuación 4.51. Por lo tanto, el modelo es más preciso cuando el convertidor opera cerca de los valores nominales de potencia.

$$R_b = \frac{V_{cc}^2}{P_o} \quad (4.51)$$

Se propone utilizar un controlador PI, debido a que este controlador es adecuado para señales de referencia constante debido a su capacidad de eliminar el error en estado estacionario. En este caso, se quiere mantener el valor medio del voltaje v_{cc} en 400V. La función de transferencia en lazo abierto G_{vla} se muestra en la Ecuación 4.52. La estrategia de control consiste en cancelar el polo de la planta con el cero introducido por el controlador PI. Así, $G_{vla}(s)$ se simplifica en la Ecuación 4.53.

$$G_{vla}(s) = k_{iv} \left(\frac{sT_{iv} + 1}{s} \right) \left(\frac{R_b}{sC_{cc}R_b + 1} \right) \quad (4.52)$$

$$G_{vla}(s) = \frac{k_{iv}R_b}{s} \quad (4.53)$$

Con la eliminación del polo y cero, el parámetro de tiempo integral se calcula con la Ecuación 4.54.

$$T_{iv} = C_{cc}R_b \quad (4.54)$$

La función de transferencia en lazo cerrado $G_{vlc}(s)$ se muestra en la Ecuación 4.55, mientras que su ancho de banda se calcula con la Ecuación 4.56.

$$G_{vlc}(s) = \frac{G_{vla}(s)}{1 + G_{vla}(s)} = \frac{1}{\frac{s}{k_{iv}R_b} + 1} \quad (4.55)$$

$$BW_v = k_{iv}R_b \quad (4.56)$$

El ancho de banda del sistema BW_v debe ser menor a la frecuencia del rizado de voltaje, el cual es 120 Hz. También se calcula la ganancia proporcional del controlador con la relación de los parámetros del controlador PI como se muestra en la Ecuación 4.57.

$$k_{pv} = k_{iv}T_{iv} \quad (4.57)$$

Además, se utiliza un filtro rechaza banda para atenuar el rizado de voltaje, ya que lo que se quiere controlar es el valor medio del voltaje en el bus CC.

4.2.5 Impedancia virtual

El circuito correspondiente al modelo del convertidor GFM es mostrado en la Figura 4.12. Este incluye una impedancia virtual $R_v + jX_v$, la cual emula el comportamiento de la impedancia de un generador síncrono. Por ello, se debe considerar la caída de tensión producida por esta impedancia para obtener la tensión v_c del convertidor.

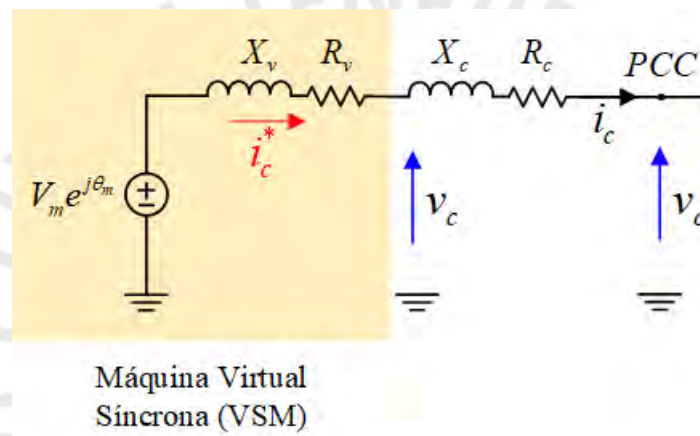


Figura 4.12 Representación de la impedancia virtual.

4.2.6 Análisis del control de la corriente CA

El modelamiento del convertidor GFM para el modo conectado se basa en la impedancia virtual del modelo de un generador síncrono como es mostrado en la Figura 4.12. La referencia de la corriente es obtenida calculando la admitancia total que incluye la admitancia del convertidor y la admitancia virtual, mientras que el modelo del convertidor solo considera la admitancia propia del convertidor. A partir de la Figura 4.12, se plantean las Ecuaciones 4.58 y 4.59.

$$\frac{i_c^*}{v_m - v_o} = \frac{1}{(R_c + R_v) + j(X_c + X_v)} \quad (4.58)$$

$$\frac{i_c}{v_c - v_o} = \frac{1}{R_c + jX_c} \quad (4.59)$$

Se realiza una transformada de Laplace de la Ecuación 4.58, obteniendo el modelo de la corriente de referencia expresada en la Ecuación 4.60.

$$\frac{I_c^*(s)}{V_m(s) - V_o(s)} = \frac{1}{(R_c + R_v) + s(L_c + L_v)} \quad (4.60)$$

La Ecuación 4.60. representa un filtro de primer orden, cuyo diagrama de bloques es mostrado en la Figura 4.13.

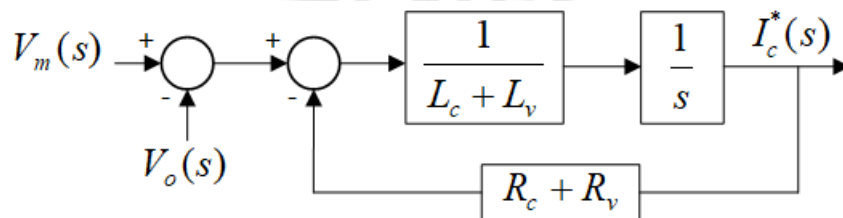


Figura 4.13 Diagrama de bloques de la impedancia virtual.

El modelo para el control de la corriente i_c se obtiene transformando la Ecuación 4.59 en términos de Laplace, así se obtiene $G_i(s)$ descrita en la Ecuación 4.61

$$G_i(s) = \frac{I_c(s)}{V_c(s) - V_p(s)} = \frac{1}{R_c + sL_c} \quad (4.61)$$

Se utiliza un controlador PR sintonizado en 60Hz para controlar la corriente i_c . Este controlador es útil para controlar señales sinusoidales debido a su alta ganancia alrededor de la frecuencia natural ω_o y actúa como filtro pasabandas. El lazo de control es mostrado en la Figura 4.14.

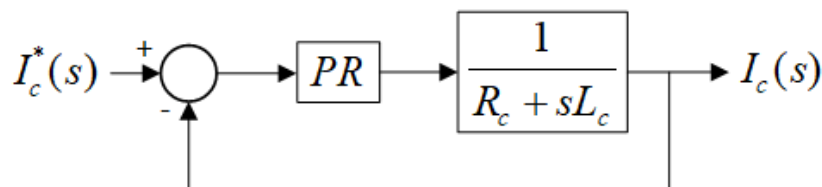


Figura 4.14. Lazo del control de corriente CA.

Finalmente, el diagrama de control completo que incluye la impedancia virtual y la modulación es mostrado en la Figura 4.15.

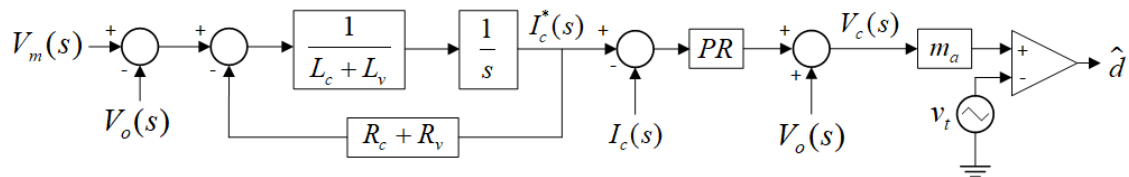


Figura 4.15 Estructura completa del control de corriente.

Donde:

- m_a : índice de modulación en amplitud.
- v_t : señal portadora.
- \hat{d} : Señal modulada por ancho de pulsos.

4.3 Diseño de los controladores

El diseño requiere una lista de requerimientos para el cálculo de las ganancias, estos requerimientos consisten en las características dinámicas de los controladores y se listan en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5. Parámetros de los lazos de control en el convertidor GFM.

| | | |
|---------------------------------|---------------------------|---------|
| Control de potencia activa | Tiempo de establecimiento | 0.3 s |
| | Factor de amortiguamiento | 1.0 |
| Control de potencia reactiva | Ancho de banda | 1.6 Hz |
| Control de voltaje en el bus CC | Ancho de banda | 30 Hz |
| Control de la corriente CA | Ancho de banda | 1500 Hz |

Los parámetros dinámicos de la potencia activa y reactiva son lentos para evitar transiciones rápidas. El ancho de banda del control del bus CC se elige en base a la frecuencia de rizado del bus CC, para atenuar la ganancia a la frecuencia de rizado en el bus CC de 120 Hz, se elige un ancho de banda igual a la cuarta parte de la frecuencia del rizado del bus CC. Por otro lado, la dinámica del control de corriente CA debe ser rápida, es por ello se elige un ancho de banda considerablemente alto, pero por debajo de la frecuencia de conmutación.

4.3.1 Ganancias de los controladores PI

Con los requerimientos de la Tabla 4.5 y el análisis realizado para los diferentes lazos de control, se calcula las ganancias de los controladores PI de potencia activa, reactiva y del controlador de voltaje del bus CC. Estas ganancias se resumen en la Tabla 4.6.

Tabla 4.6. Ganancia de los controladores PI en el convertidor GFM.

| Lazo de control | Parámetros | Calculado según la ecuación |
|-----------------------------------|-------------------|-----------------------------|
| Controlador de potencia activa | $H = 5.3179$ | (4.31) |
| | $k_p = 0.0141$ | (4.32) |
| Controlador de potencia reactiva | $k_{pq} = 0.0040$ | (4.41) |
| | $k_{iq} = 0.1508$ | (4.45) |
| Controlador de voltaje del bus CC | $k_{pv} = 0.1319$ | (4.57) |
| | $k_{iv} = 2.5918$ | (4.56) |

Utilizando estos controladores en sus lazos respectivos, se construyen los diagramas de Bode para los lazos de potencia activa y reactiva, y del control de voltaje en el bus CC, los cuales son mostrados en la Figura 4.16, Figura 4.17 y Figura 4.18 respectivamente.

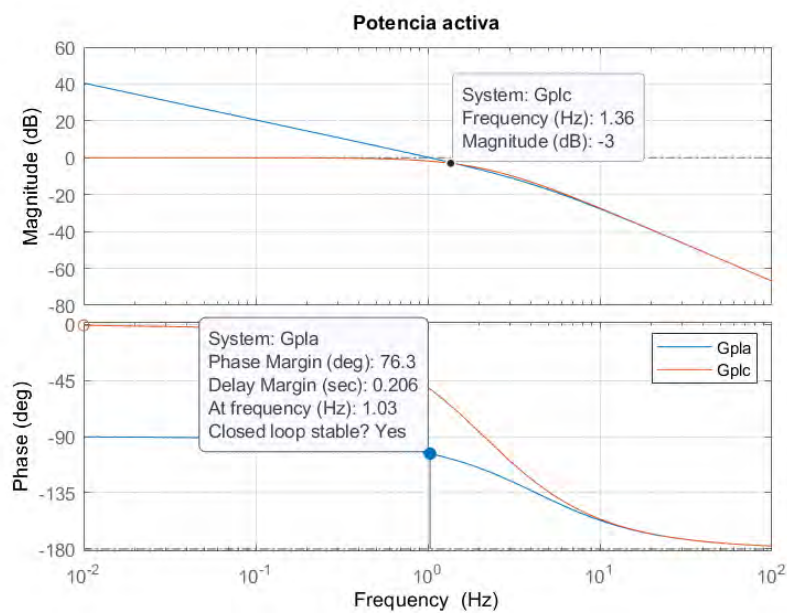


Figura 4.16 Diagrama de bode del control de potencia activa.

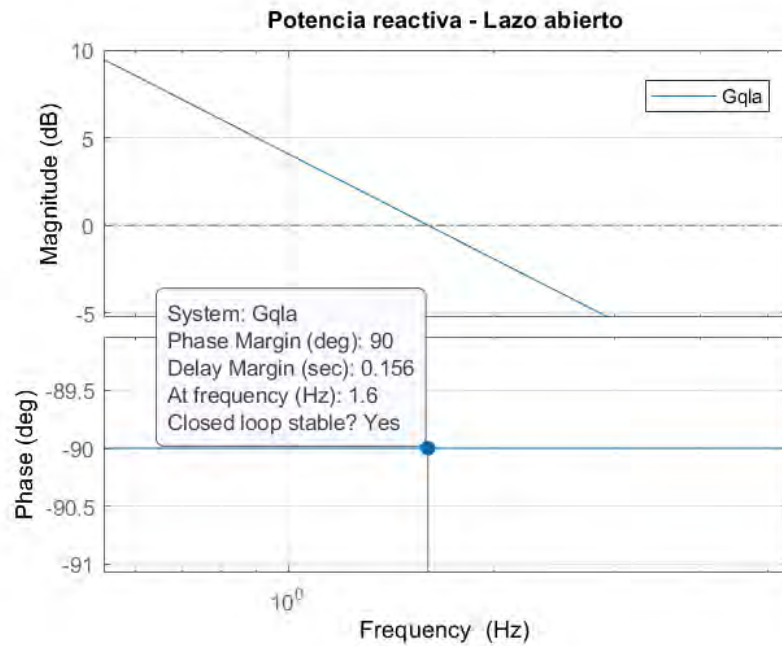


Figura 4.17 Diagrama de bode del control de potencia reactiva.

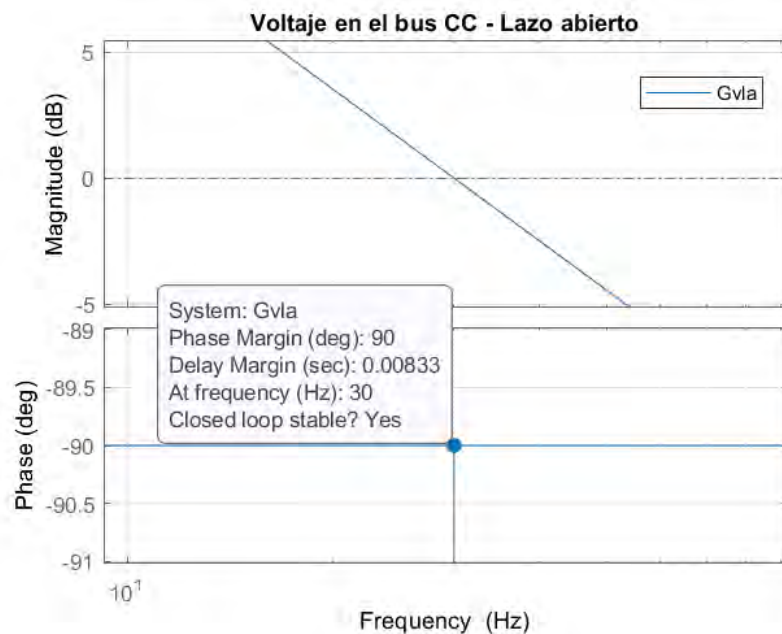


Figura 4.18. Diagrama de Bode del control de voltaje en el bus CC.

4.3.2 Ganancias del controlador PR

Los parámetros del controlador PR se sintonizarán mediante el método del módulo óptimo descrito en el Anexo C, este método prioriza la rapidez del lazo de control, por

ello es adecuado para el lazo de control de corriente CA. Sin embargo, el método del módulo óptimo trabaja con un controlador PI, por ello primero se hallarán las ganancias de un controlador PI y mediante un ajuste en la ganancia proporcional se obtendrá las ganancias del controlador PR para obtener el ancho de banda requerido.

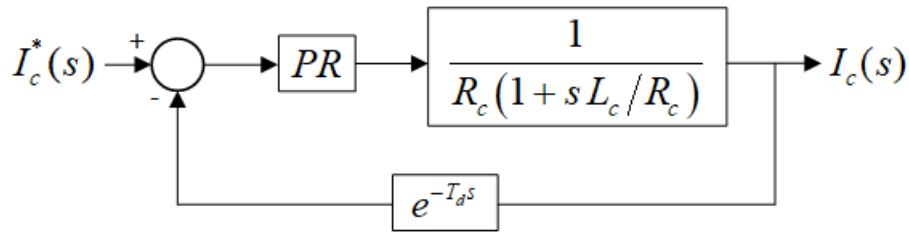


Figura 4.19 Lazo de control de corriente CA.

En el lazo de control mostrado en la Figura 4.19, se considera un retardo en la realimentación, debido a que la dinámica del sistema es rápida. Mediante la serie de Taylor se aproxima el retardo a una función de transferencia de primer orden descrita en la Ecuación 4.62.

$$e^{-T_d s} \approx \frac{1}{sT_d + 1} \quad (4.62)$$

Para garantizar muestreo adecuado, el retardo T_d debe ser, como máximo, igual a la mitad del periodo de muestreo T_s , como es mostrado en la Ecuación 4.63.

$$T_d = T_s/2 \quad (4.63)$$

Se reescribe la Ecuación 4.61, obteniendo la Ecuación 4.64.

$$G_i(s) = \frac{1}{R_c \left(1 + s \frac{X_c}{\omega_o R_c}\right)} \quad (4.64)$$

Se expresan los parámetros de reactancia y resistencia en p.u., los cuales se expresan en las Ecuaciones 4.65 y 4.66 respectivamente.

$$x_{cpu} = \frac{X_c}{Z_b} \quad (4.65)$$

$$r_{cpu} = \frac{R_c}{Z_b} \quad (4.66)$$

Donde:

- x_{cpu} : Reactancia del inductor L_c en el sistema por unidad.
- r_{cpu} : Resistencia R_c en el sistema por unidad.

Se expresa nuevamente la función de transferencia $G_i(s)$ en el sistema p.u., mostrado en la Ecuación 4.67.

$$G_i(s) = \frac{1}{r_c \left(1 + s \frac{x_c}{\omega_o r_c}\right)} \quad (4.67)$$

El lazo abierto de corriente se expresa en la Ecuación 4.68.

$$G_{ila}(s) = k_{pc} \left(\frac{sT_{ic} + 1}{sT_{ic}}\right) \frac{1}{r_c} \left(\frac{1}{s \frac{x_c}{\omega_o r_c} + 1}\right) \left(\frac{1}{sT_d + 1}\right) \quad (4.68)$$

Entonces, mediante el método del módulo óptimo se obtienen las Ecuaciones 4.69 a 4.71 para calcular las ganancias del controlador PR.

$$T_{ic} = \frac{x_c}{\omega_o r_c} \quad (4.69)$$

$$k_{pc} = \frac{\left(\frac{x_c}{\omega_o r_c}\right) r_c}{2T_d} = \frac{x_c}{2\omega_o T_d} \quad (4.70)$$

$$k_{ic} = k_{pc}/T_{ic} \quad (4.71)$$

El controlador PR se configura con las ganancias calculadas y con un factor de amortiguamiento B_h igual al 0.2 % de la frecuencia sintonizada ω_o . Luego, el controlador

PR reemplaza al controlador PI en la Ecuación 4.68, y se construye el diagrama de Bode en lazo abierto para verificar el ancho de banda del sistema, identificando el cruce por 0 dB. Este diagrama es observado en la Figura 4.20.

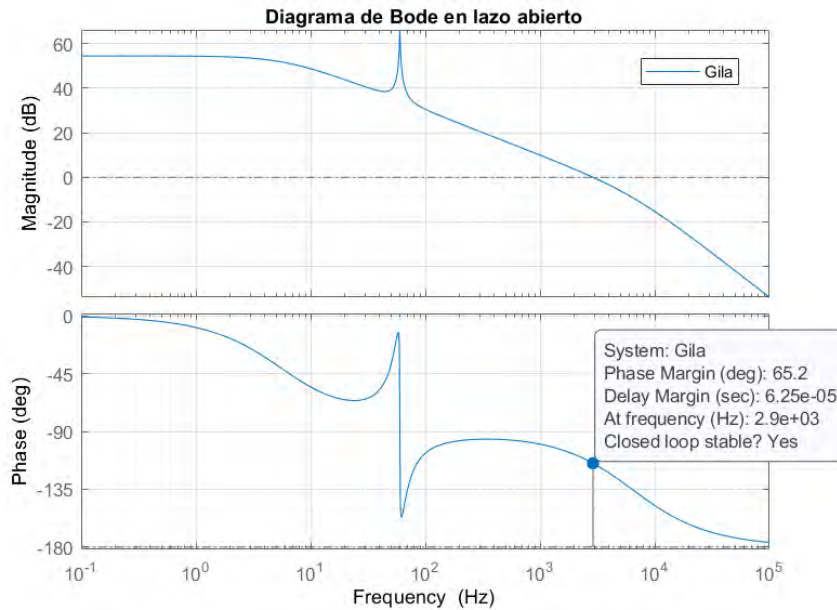


Figura 4.20. Diagrama de Bode en lazo abierto del sistema de control de corriente CA.

El cruce por cero del sistema se encuentra en 2.9 kHz. Sin embargo, de acuerdo con los parámetros de la Tabla 4.5 el ancho de banda requerido es de 1.5 kHz, por ello se ajusta la ganancia proporcional utilizando la Ecuación 3.39. De esta manera se obtienen las ganancias del controlador PR para el ancho de banda deseado, estas ganancias se resumen en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7. Parámetros del controlador Proporcional Resonante.

| Parámetro | Valor |
|-----------|---------|
| k_{pc} | 0.5294 |
| k_{ic} | 19.9579 |
| B_h | 3.77 |

Con las ganancias de la Tabla 4.7 en el controlador PR se construye el diagrama de Bode del lazo de corriente i_c mostrado en la Figura 4.21. El lazo de control tiene un margen de fase de 76.1° lo que le da la condición de estable en lazo cerrado.

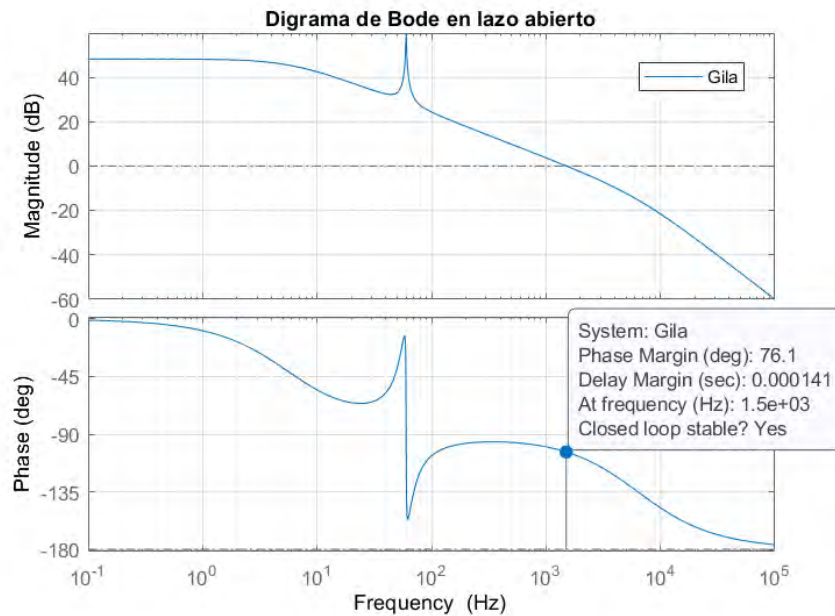


Figura 4.21. Diagrama de bode de lazo de control de corriente i_c .

La robustez del sistema de control es verificada en ambas etapas del convertidor analizando los márgenes de ganancia y fase en cada lazo de control, estos valores son mostrados en la Tabla 4.8 . Para que un sistema sea robusto debe tener un margen de ganancia de al menos 6 dB y un margen de fase de al menos 30° . En la Tabla 4.8 se observa que todos los lazos de control cumplen esa condición.

Tabla 4.8. Margen de ganancia y fase en los lazos de control para el convertidor GFM.

| Lazo de control | Margen de ganancia | Margen de fase |
|---------------------------------|--------------------|----------------|
| Potencia activa | ∞ | 76.3° |
| Potencia reactiva | ∞ | 90 |
| Voltaje en el bus CC | ∞ | 90 |
| Corriente del convertidor i_c | ∞ | 76.1° |

4.4 Resultados de simulación

La simulación del circuito eléctrico y la lógica de control se realizaron en el software de simulación PSIM. Se Establece la secuencia de operación mostrada en la Tabla 4.9 para activar el control en cada etapa de conversión y mostrar el comportamiento de las diferentes señales del convertidor ante diferentes condiciones y modos de operación.

Tabla 4.9. Secuencia de funcionamiento para la simulación del convertidor GFM.

| Tiempo | Secuencia |
|--------|---|
| 0.1 s | Encender el convertidor DABSR para el control de tensión del bus CC |
| 0.8s | Encender el VSI |
| 1.2 s | Activar la carga 2 (0.4 p.u.) |
| 1.6 s | Conexión con la red |
| 2.0 s | Desactivación del PLL |
| 2.8 s | Variación de la frecuencia de la red |

La respuesta del control de voltaje del bus CC ante la secuencia de operación descrita en la Tabla 4.9 es mostrada en la Figura 4.22. La referencia de voltaje se incrementa progresivamente desde 0V hasta 400V en un intervalo de 0.5s.

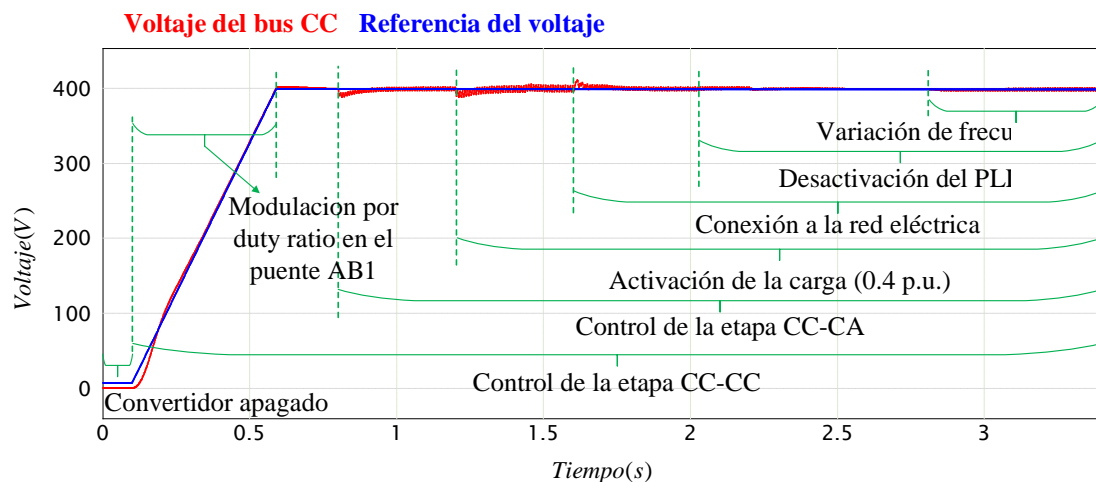


Figura 4.22 Voltaje en el bu CC ante la secuencia de operación del convertidor GFM.

En los convertidores monofásicos, el bus CC presenta un rizado de baja frecuencia, mostrado en la Figura 4.23. Según la Ecuación (2.10) el rizado aumenta cuando el convertidor maneja más potencia, esto se observa cuando el convertidor incrementa la potencia que suministra a una carga desde 0.2 p.u. a 0.4 p.u.

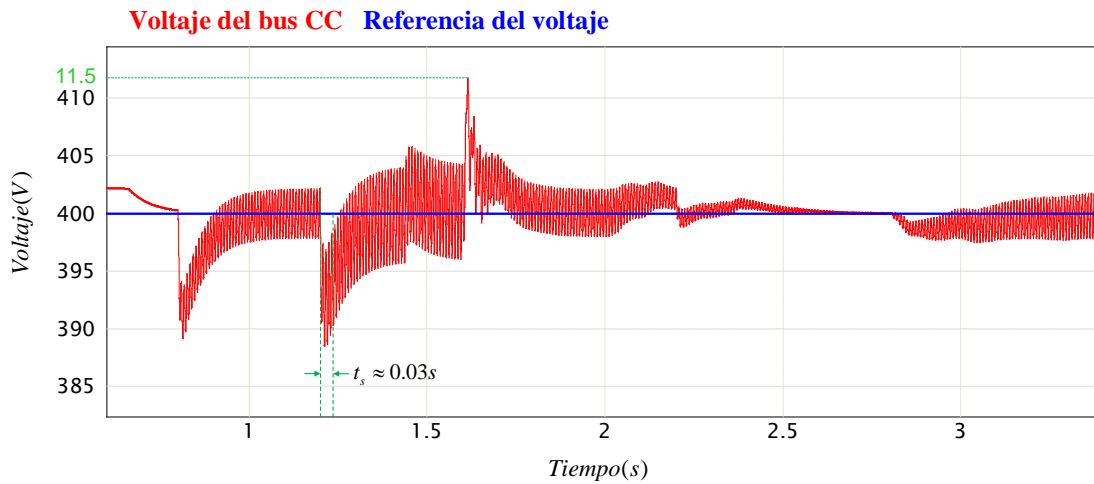


Figura 4.23. Rizado del voltaje en el bus CC en el convertidor GFM.

La respuesta del control de potencia activa y reactiva son mostradas en la Figura 4.24. En modo aislado, cuando la carga resistiva en el PCC varía desde 110 ohm hasta 55 ohm, la potencia se incrementa desde 0.2 p.u. hasta 0.4 p.u. aproximadamente. Cuando el sistema pasa al modo conectado en 1.6s, tanto la red como el convertidor suministran energía a las cargas que se conectan en el PCC, y la potencia del convertidor se aproxima a 0.2 p.u., como se observa en la Figura 4.24.

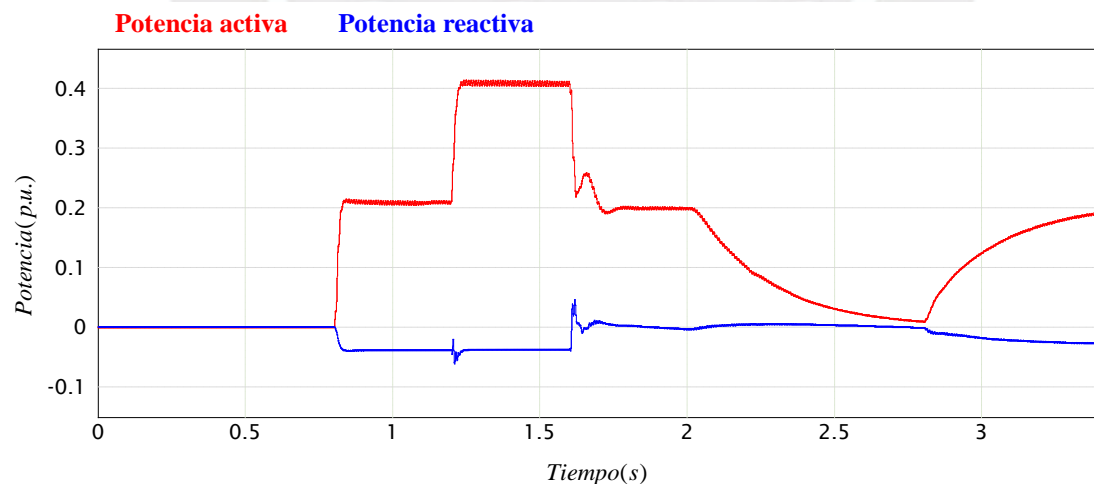


Figura 4.24. Potencia activa y reactiva en p.u. en el convertidor GFM.

Siguiendo con la secuencia, cuando se desactiva la sincronización la red suministra toda la energía que requieren las cargas en el PCC, de esta manera el convertidor deja de suministrar energía a las cargas locales como se muestra en la Figura 4.25.

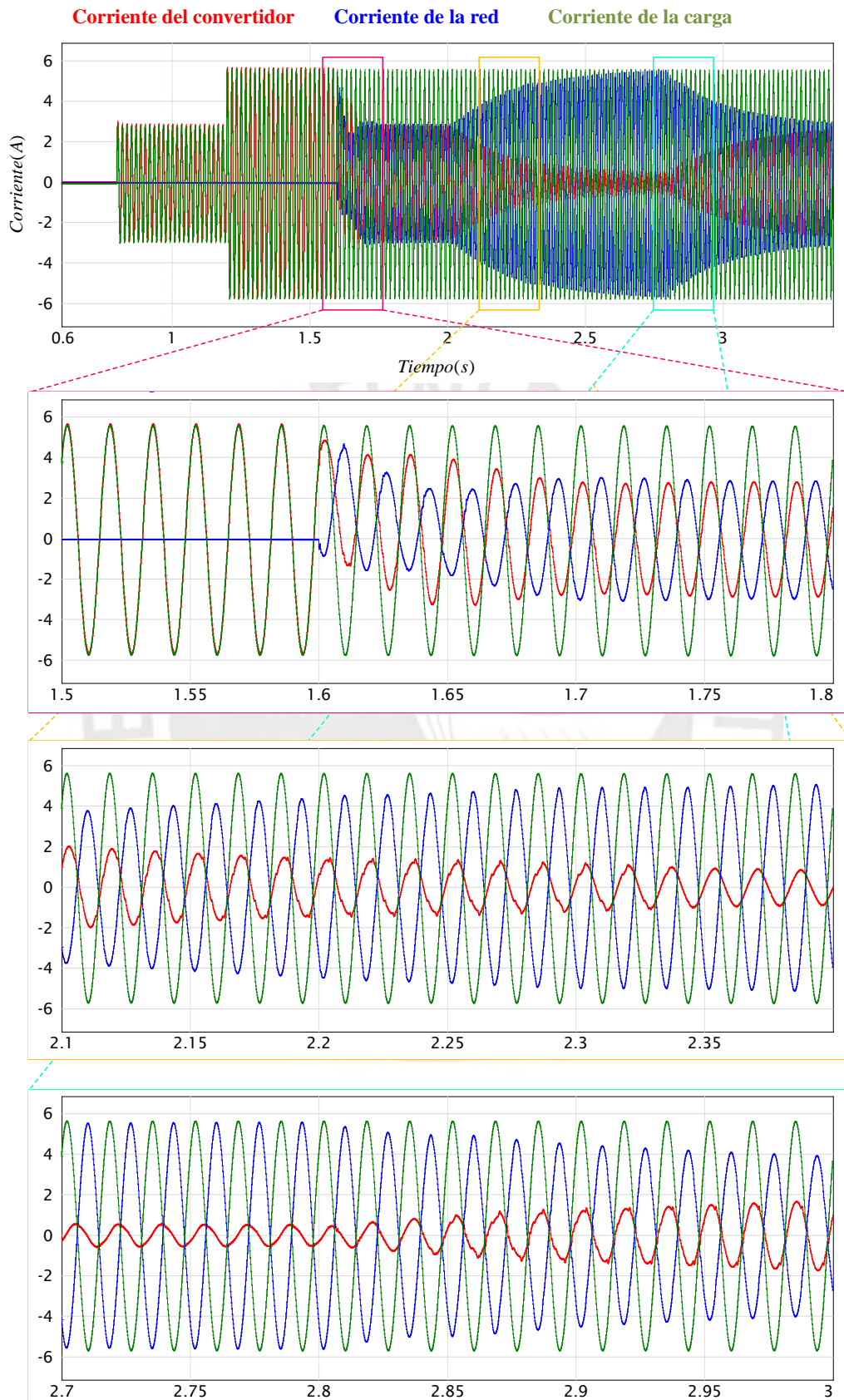


Figura 4.25. Corrientes CA que confluyen en el PCC.

Si se aplica una caída de frecuencia de 0.05Hz en la red eléctrica, el convertidor suministra una potencia proporcional a esta variación de la frecuencia. Por la acción del control *droop*, el convertidor suministra una potencia de 0.2083 p.u. hacia el PCC, lo que se refleja en una corriente de 2.8 A rms aproximadamente, como es mostrada en la Figura 4.25.

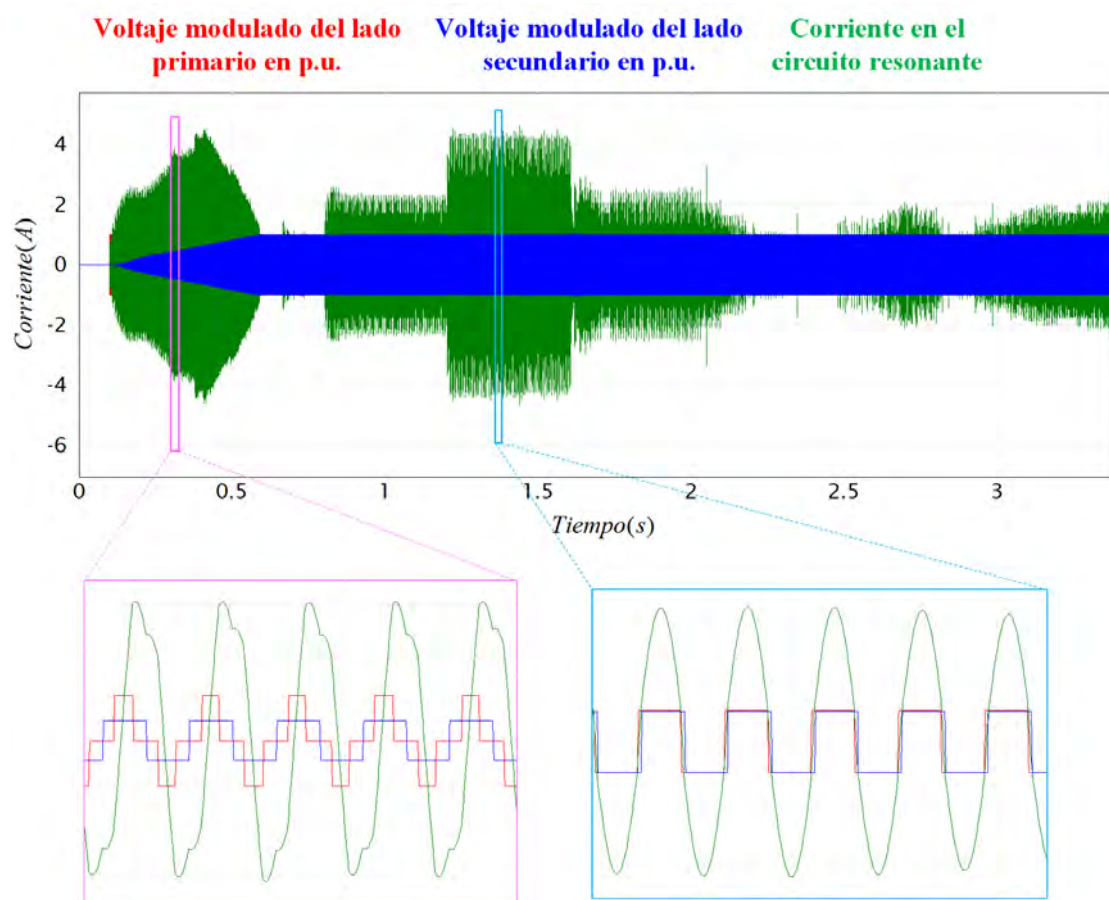


Figura 4.26. Señales en el circuito tanque resonante en el convertidor GFM.

Las señales de voltaje moduladas por los puentes activos AB1 de color rojo y AB2 de color azul son mostradas en la Figura 4.26. Inicialmente se utiliza una modulación por *duty ratio* que consiste en aumentar el ancho de pulso del puente AB1 desde 0° hasta 180° para aumentar progresivamente la tensión en el bus CC. Esto se puede observar en la etapa inicial de la modulación, donde la corriente en el circuito tanque resonante se ve distorsionada por este motivo. En el modo aislado, funcionando con carga resistiva, y en

el modo conectado, la corriente toma forma sinusoidal y se alcanza ZVS en algunos tramos. Sin embargo, la señal de rizado del bus CC se acopla a la corriente del circuito resonante produciendo una envolvente que hace variar la amplitud de la corriente en baja frecuencia.

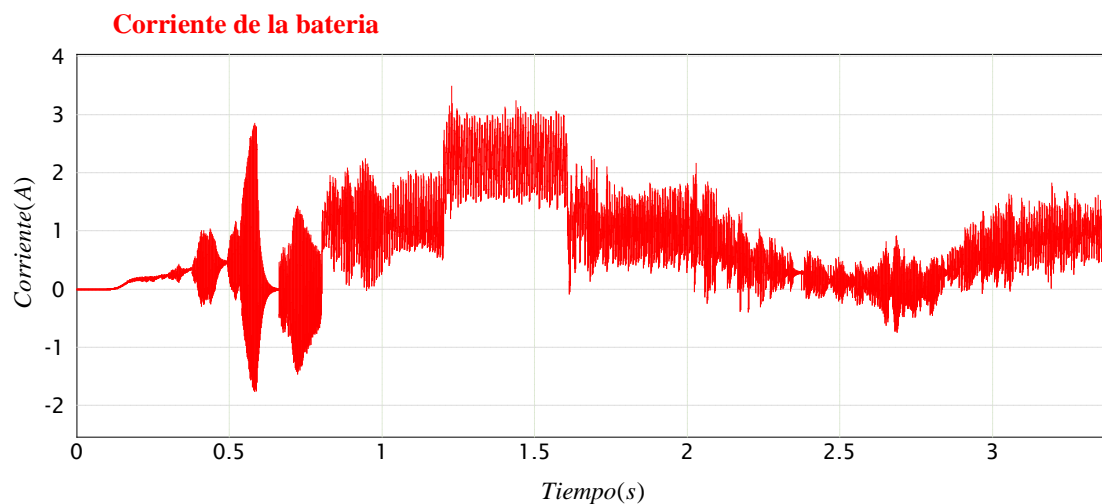


Figura 4.27. Corriente de la batería en el convertidor GFM.

La corriente de la batería, mostrada en la Figura 4.27, no está controlada directamente, sino que actúa según el requerimiento de potencia activa que le imponga la etapa CC-CA. Se observa que el rizado de 120Hz se propaga hacia la batería. Al igual que en el caso del convertidor GFL, se podría utilizar la técnica de desacoplamiento desarrollada en [19] para evitar que este rizado se propague hacia la batería y distorsione la corriente.

La estrategia de control GFM desarrollada en este capítulo, utiliza controladores por pendiente de frecuencia y amplitud, mostrados en la Figura 4.10, los cuales generan las referencias para la potencia activa y reactiva respectivamente. Sin embargo, para analizar únicamente el efecto de los controladores se omiten los controladores por pendiente y se establece directamente el valor referencia de la potencia activa y reactiva deseada. Esto se realiza con el propósito de comparar esta estrategia con la estrategia de control GFL, en la cual no se utilizan los controladores por pendiente.

Se utiliza entradas tipo escalón con amplitud de 0.5 p.u. en la referencia de potencia para analizar la respuesta del lazo de control. La respuesta de la potencia activa es mostrada en la Figura 4.28, la cual tiene una respuesta críticamente amortiguada con un tiempo de establecimiento de 0.44 s. Mientras que la respuesta de la potencia reactiva es mostrada en la Figura 4.29, la cual tiene un comportamiento de primer orden con un tiempo de establecimiento de 5.18 s.

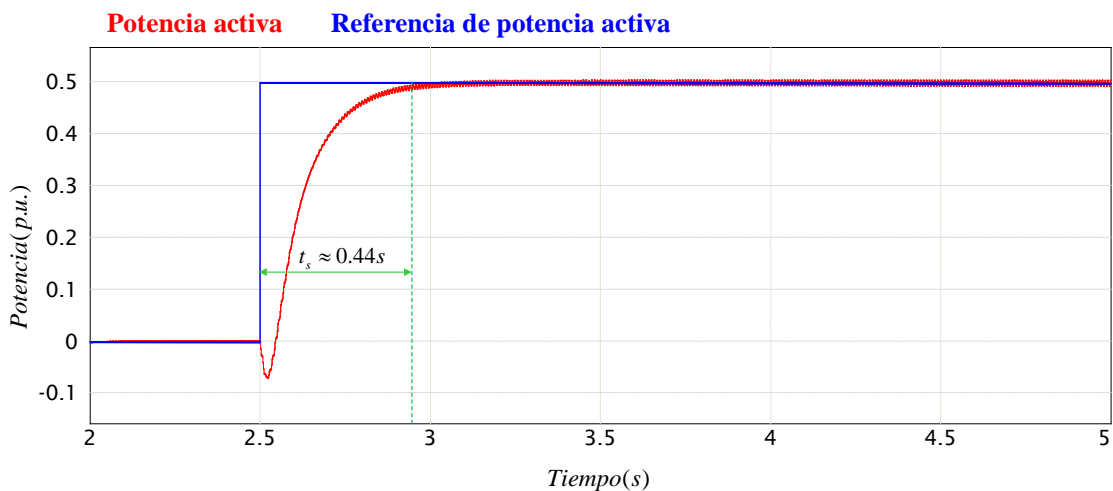


Figura 4.28. Respuesta de la potencia activa en un convertidor GFM ante un paso de potencia.

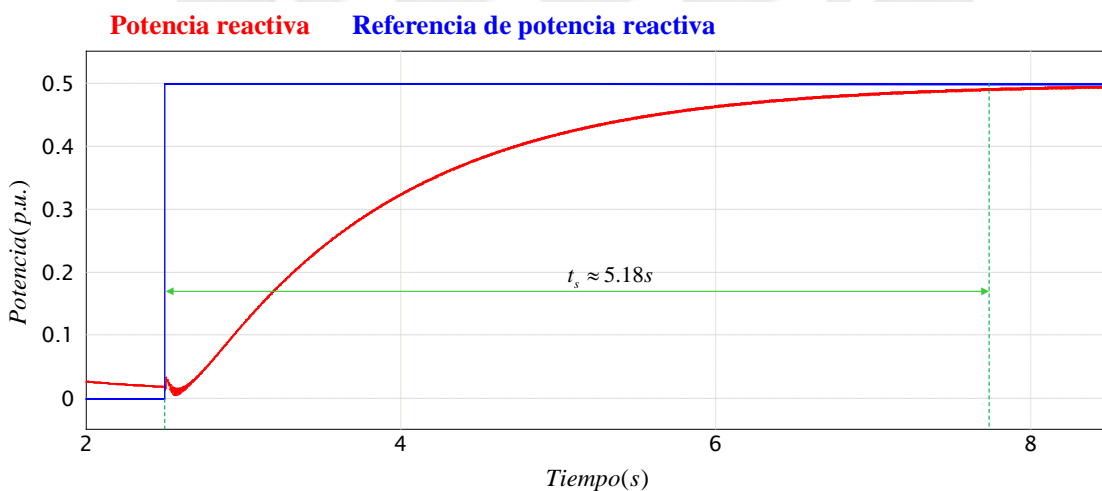


Figura 4.29. Respuesta de la potencia reactiva en un convertidor GFM ante un paso de potencia.

En la Tabla 4.10 se resumen los principales resultados obtenidos de los parámetros en la simulación del convertidor GFM.

Tabla 4.10. Parámetros del convertidor GFM obtenidos a partir de la simulación

| Variable | Parámetro | Valor |
|------------------------------------|--|---------|
| Voltaje en el bus CC | Tiempo de establecimiento | 0.03 s |
| | Máximo valor en la conexión | 411.5 V |
| Corriente de la red | Máximo valor en la conexión | 4.73 A |
| Potencia activa | Tiempo de establecimiento | 0.44 s |
| Potencia reactiva | Tiempo de establecimiento | 5.18 s |
| Corriente en el circuito resonante | Máxima corriente en la precarga del bus CC | 4.5 A |

La comparación en la respuesta de la potencia activa ante una referencia escalón de 1100W de ambas estrategias de control es mostrada en la Figura 4.30. Se observa que en la estrategia de control GFM se tiene un ascenso más suave en la potencia, mientras que en GFL la potencia primero sube rápidamente, pero luego sube de manera progresiva mediante pequeños pasos, esto se debe a que en la estrategia de control GFL, la potencia activa se controla desde la etapa CC-CC y esta influenciada por la corriente de la batería, ya que ambos forman un doble lazo de control.

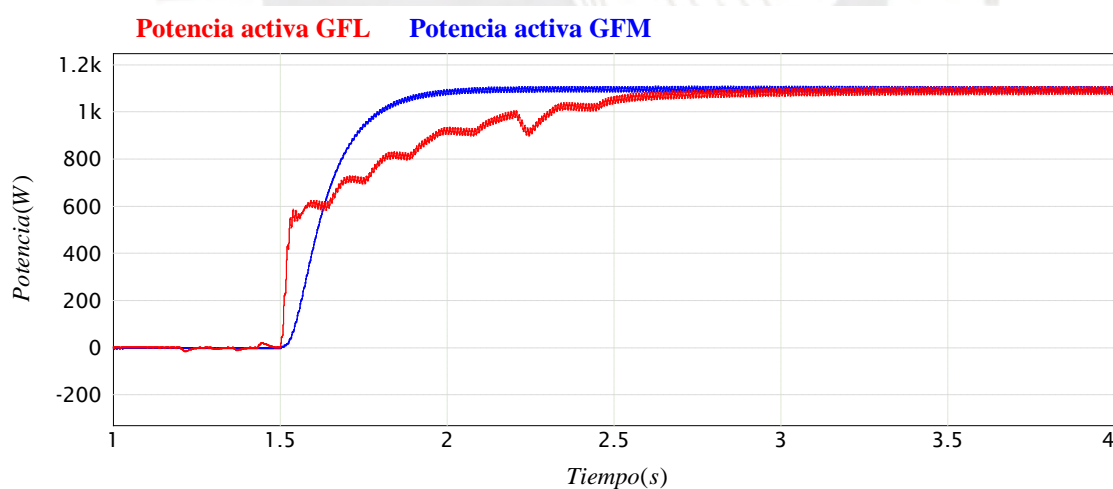


Figura 4.30. Comparación de la respuesta de potencia activa entre GFL y GFM

La comparación en la respuesta de potencia reactiva ante una referencia escalón de 1100 VAR es mostrada en la Figura 4.31. En la comparación se observa que la respuesta de potencia reactiva de la estrategia de control GFL es significativamente más rápida que en la estrategia de control GFM, además tiene un sobreimpulso aproximado del 14.36 %,.

alcanzando un valor máximo de 1258 VAR, esto se debe a que la dinámica en la estrategia de control GFL es más rápida, ya que se ha considerado un ancho de banda aproximado de 4Hz, mientras que el ancho de banda considerado en la estrategia de control GFM fue 1.6 Hz. En la estrategia de control GFL solo se ha considerado un integrador como controlador para la planta, de esta manera solo se tiene un parámetro de control (k_{iq}). Sin embargo, para mejorar la respuesta dinámica se podría haber utilizado un controlador con más parámetros.

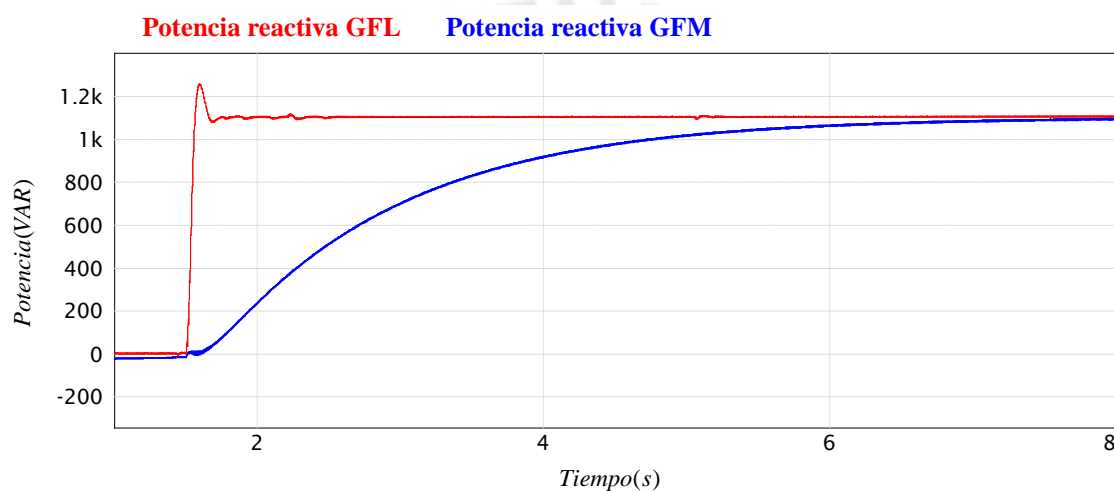


Figura 4.31. Comparación de la respuesta de potencia reactiva entre GFL y GFM

La comparación de la respuesta de voltaje en el bus CC entre ambas estrategias de control ante los escalones simultáneos de potencia activa y reactiva de 1100 W y 1100 VAR respectivamente se muestra en la Figura 4.32, este cambio ocurre a los 1.5 s. En la comparación se observa un sobreimpulso hacia arriba para la estrategia de control GFL alcanzando un voltaje máximo de 420V. Mientras que en la estrategia de control GFM este cambio produce un sobreimpulso hacia abajo, alcanzando un voltaje mínimo de 392V.

En la estrategia de control GFL, cuando ocurre el escalón de potencia, la etapa CC-CC, donde se controla la potencia activa, suministra energía a la etapa CC-CA para que lo envíe a la red, ya que el convertidor opera en modo B2G. Entonces, la energía que suministra la etapa CC-CC se almacena momentáneamente en el capacitor del bus CC, lo que provoca un incremento de la tensión del bus CC hasta que la etapa CC-CA lo regula.

Por otro lado, en la estrategia de control GFM, cuando ocurre el escalón de potencia, la etapa CC-CA, donde la potencia activa es controlada, suministra energía a la red, ya que el convertidor opera en modo B2G. Entonces, la etapa CC-CA extrae energía del bus CC de manera instantánea, lo que provoca que el voltaje del bus CC disminuya hasta que la etapa CC-CC lo regula.

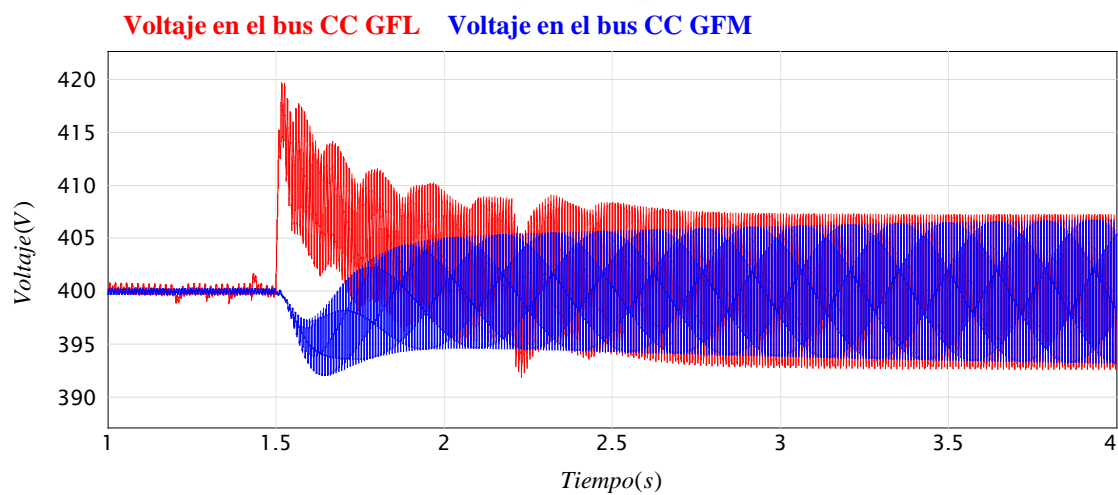


Figura 4.32. Respuesta del voltaje en el bus CC ante un escalón de potencia para GFL y GFM

CAPÍTULO V

MONTAJE DEL PROTOTIPO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo describe el prototipo utilizado en el laboratorio, los materiales utilizados para la experimentación y se abordan los resultados experimentales de la investigación.

5.1 Prototipo

El prototipo del convertidor desarrollado es mostrado en la Figura 5.1, cada elemento del prototipo se nombra con su respectivo símbolo y sus valores son especificados en la Tabla 4.1 y Tabla 4.2. La etapa CC-CC consiste en un convertidor DABSR diseñado para una potencia de 1700W, en esta etapa de conversión se utilizan los puentes AB1 y AB2, su topología es mostrada en la Figura 2.2. Por otro lado, la etapa CC-CA consiste en un VSI diseñado para una potencia de 2200W, en esta etapa de conversión se utiliza el puente AB3 con un filtro LC, su topología se muestra en la Figura 2.3. Aunque hay una diferencia en la potencia de diseño de ambas etapas de conversión, se pueden realizar pruebas experimentales siempre y cuando no se supere la menor potencia nominal.

Los circuitos impresos para el prototipo se han desarrollado en el software *Altium Designer* y su disposición para cada tarjeta se muestra en el Anexo D. Este prototipo de convertidor tiene dos secciones fundamentales: el circuito de potencia y el circuito de control, la conexión entre ambos circuitos se muestra en la Figura 5.2.

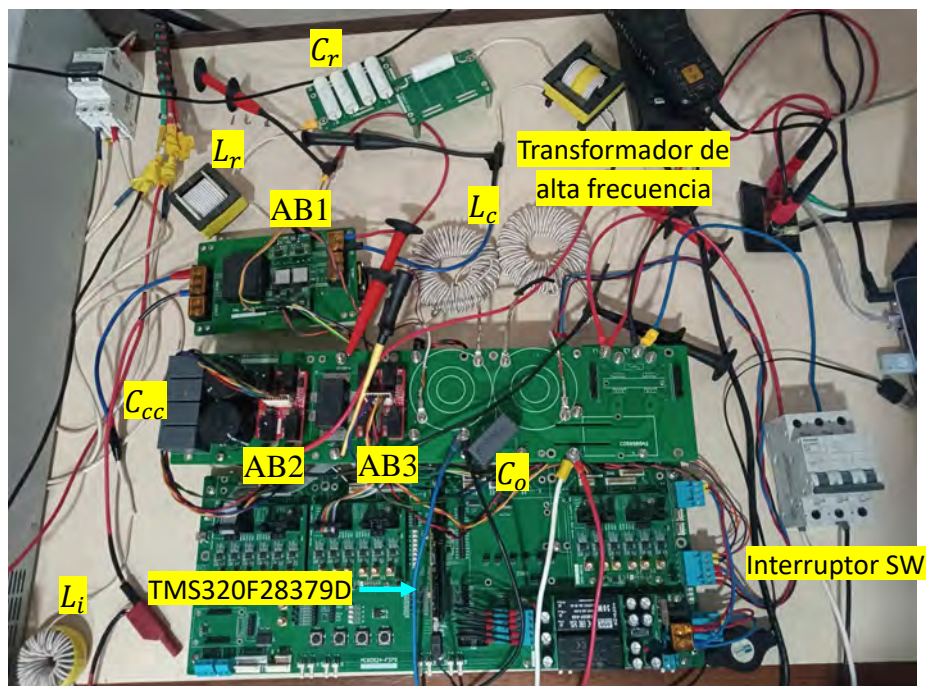
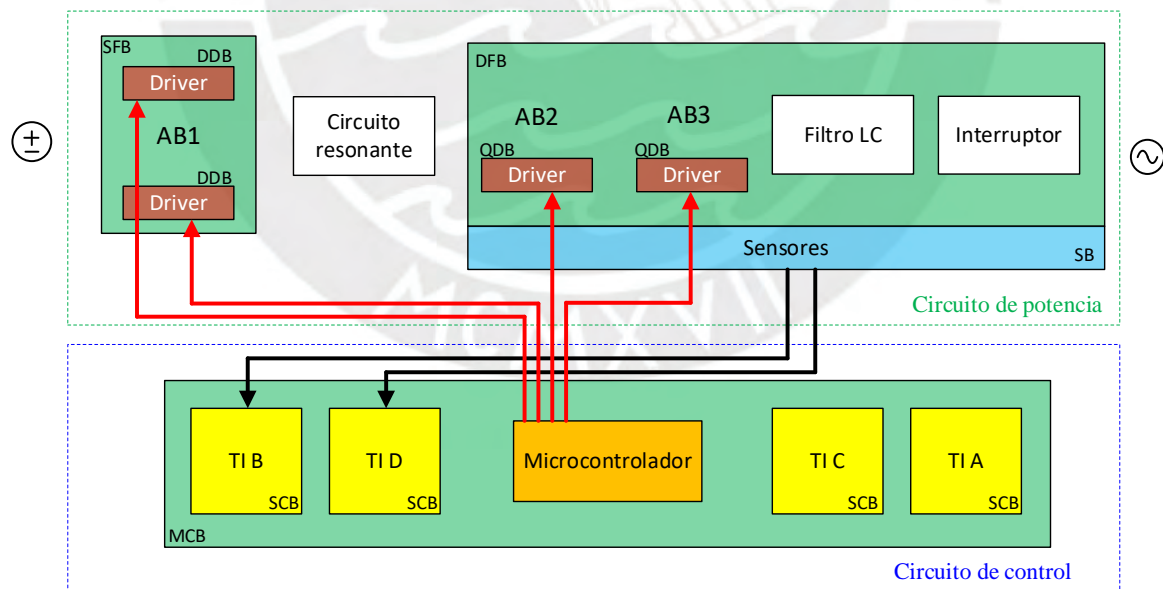


Figura 5.1. Prototipo del convertidor utilizado para pruebas experimentales.



TI: Tarjeta de Instrumentación
 AB: Puente activo (Active Bridge)
 Microcontrolador: TMS320F28379D

Figura 5.2. Conexión entre el circuito de potencia y el circuito de control del convertidor.

5.1.1 Circuito de potencia

Este circuito opera con tensiones en el orden de los cientos de voltios, por ejemplo, 220V CA de la red y 400V en el bus CC, mientras que las corrientes están en el orden de los amperios. Este circuito presenta dos puertos: el puerto CC y el puerto CA. El convertidor diseñado es bidireccional: si la corriente fluye del puerto CC al puerto CA, el convertidor actuará como un inversor, mientras que si la corriente fluye en sentido contrario actuará como un rectificador. El circuito de potencia consta de los siguientes componentes:

- Un puente activo AB1 (SFB)
- Circuito resonante
- Un puente activo doble AB2 y AB3 (DFB)
- Un circuito LC
- Un interruptor manual (ITM)
- Tarjeta de sensores (SB)
- Driver simple (SDB)
- Driver doble (DDB)

5.1.2 Circuito de control

Este circuito realiza el procesamiento de las diferentes señales que maneja el convertidor, como las señales de los sensores, de instrucciones y de comando. El microcontrolador fue seleccionado los diversos recursos que posee, cuenta con 12 pares de salidas PWM, tiene una gran cantidad de módulos ADC para captar las señales analógicas y dos módulos DAC (*Digital-to-Analog Converter*) que se utilizan para mostrar las variables internas del microcontrolador. Además, funciona con una frecuencia base de 200MHz, lo que lo hace ideal para garantizar una buena resolución en las señales de salida PWM en los convertidores de potencia. El circuito de control consta de los siguientes componentes:

- Un microcontrolador TMS320F28379D de Texas Instruments
- Tarjeta de control central (MCB).
- Tarjeta de Instrumentación (TI).

5.1.3 Aspectos de seguridad en el montaje del convertidor

Se deben tener en cuenta ciertos aspectos de seguridad eléctrica necesarios en el montaje del convertidor que se mencionan a continuación:

- **Revisión de los dispositivos:** Antes del montaje del convertidor se debe revisar los diversos dispositivos. En la etapa de potencia se revisan los mosfets con la ayuda de un multímetro, mientras que el valor de los inductores, los capacitores y el transformador se revisan con un medidor de impedancia.
- **Verificación de los sensores:** se debe verificar que las señales entregadas por los sensores de voltaje y corriente sean los valores correctos. Si hay una diferencia entre las señales medidas y las señales reales se deben verificar las ganancias y el *offset* de las tarjetas de instrumentación.
- **Verificación de los actuadores:** se debe verificar que todas las señales PWM necesarias estén activas en el microcontrolador, además se debe verificar la correcta conexión y posición de las señales PWM para cada mosfet.
- **Verificación de la temperatura:** Cuando se energiza la tarjeta de control se debe verificar que ningún componente presente una temperatura anormal. Por ejemplo, si un regulador de voltaje de algún driver presenta una temperatura elevada, esto podría indicar que el mosfet correspondiente a ese *driver* está dañado. Una cámara térmica permite verificar la temperatura de los diversos dispositivos de manera segura, ya que esta realiza mediciones a distancia.
- **Verificación en el montaje:** Se debe verificar que los dispositivos tengan un buen ajuste mecánico y el buen contacto eléctrico, ya que algunos elementos van atornillados entre sí o a una placa de circuito impreso.

5.2 Entorno y operación

Antes de las pruebas se prepara el entorno para la operación del convertidor, se deben tener en cuenta los aspectos de seguridad para las personas que realizan las pruebas y los materiales que se van a utilizar para obtener los datos del funcionamiento en las diversas etapas de operación. Además, se debe seguir rigurosamente la secuencia de operación paso por paso.

5.2.1 Entorno para pruebas experimentales

El entorno para las pruebas experimentales es mostrado en la Figura 5.3. Las pruebas son realizadas con fuentes programables que permiten establecer un nivel de voltaje y limitar la corriente, estas fuentes brindan mayor seguridad al momento de hacer las pruebas. La programación de la tarjeta TMS320F28379D se realiza mediante la generación de código en el mismo software de simulación PSIM. El código se importa al IDE *Code Composer Studio* para subir el programa a la tarjeta.

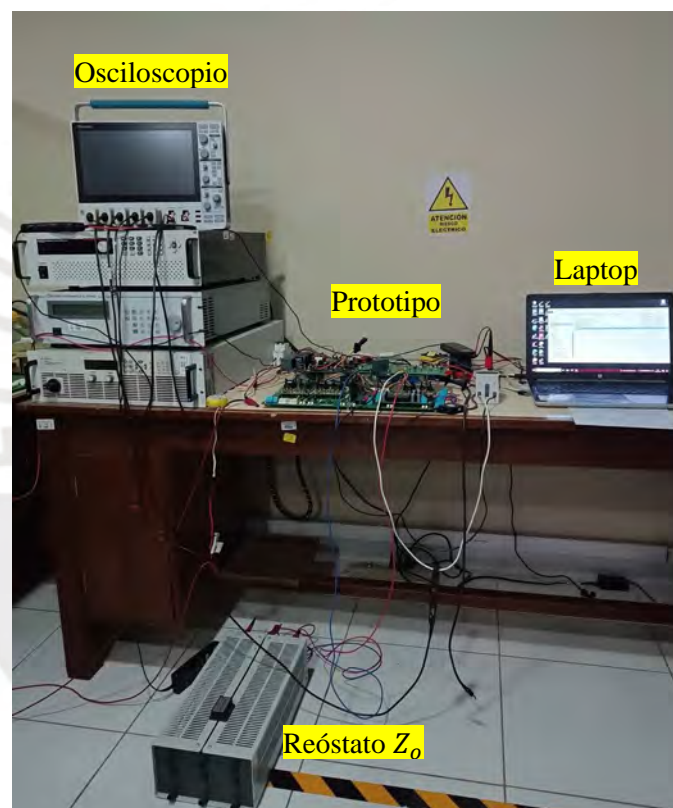


Figura 5.3. Entorno de pruebas en el laboratorio

Los componentes que se utilizan en el entorno de pruebas se mencionan a continuación:

- Prototipo del convertidor
- Fuente CA programable
- Fuente CC programable
- Osciloscopio de 6 canales
- Sonda diferencial para medir tensión

- Sonda de corriente
- Reóstato
- Laptop

5.2.2 Aspecto de seguridad eléctrica en las pruebas del convertidor

En las pruebas experimentales se deben tener en cuenta ciertos aspectos de seguridad antes, durante y después del funcionamiento del convertidor.

Antes de las pruebas experimentales:

- Se debe verificar que ambas fuentes programables (CC y CA) tengan una limitación adecuada de corriente. Es decir, la corriente debe estar limitada a un valor cercano a lo requerido por el convertidor cuando opera a potencia nominal, con un margen adicional que permita superar ligeramente los valores nominales. Este margen se ha establecido en un 20%.
- Es importante colocar correctamente las puntas de pruebas de voltaje y las sondas de corriente en los lugares donde se desea medir.
- Se debe configurar el osciloscopio en tiempo y amplitud para obtener las imágenes que representan la transición o el estado estacionario de las variables.

Durante las pruebas experimentales

- Mantener una distancia de seguridad cuando el convertidor está en operación, la secuencia de funcionamiento se puede programar en el microcontrolador o también se puede indicar que secuencia se quiere realizar mediante los botones.
- Medir la temperatura con la cámara térmica para verificar que los dispositivos se encuentren en el rango de temperatura adecuado. Si se nota que algún dispositivo está alcanzando una temperatura muy elevada, se debe apagar el convertidor y verificar el dispositivo.

Después de las pruebas experimentales:

- Asegurarse que todos los capacitores estén completamente descargados, para ello se ha colocado una pequeña resistencia de gran valor en paralelo a los capacitores del bus CC en cada puente activo. Esta resistencia no influye en el

comportamiento del convertidor y descarga lentamente los capacitores cuando el convertidor se ha apagado.

- Antes de manipular el convertidor asegurarse que las fuentes estén apagadas y no haya carga residual en ningún capacitor.

5.2.3 Secuencia de operación

Se establece una secuencia de operación para el funcionamiento del convertidor que se explica en la Tabla 5.1. Primero se inicia el convertidor en modo aislado y luego pasa al modo conectado.

Tabla 5.1. Secuencia de operación del convertidor GFM.

| Operación en modo aislado | |
|--------------------------------------|--|
| 1 | Energizar la tarjeta de control, la tarjeta de instrumentación, la tarjeta de sensores y los drivers |
| 2 | Encender la etapa CC para el control del bus CC. |
| 3 | Encender la etapa CA para el control de la tensión CA. Para su operación en modo independiente se coloca una carga resistiva (reóstato) en el PCC. |
| Operación en modo conectado a la red | |
| 4 | Se activa la sincronización entre el ángulo del transformador y el ángulo de la red. |
| 5 | Una vez que los ángulos estén sincronizados, se conecta el convertidor a la red mediante un interruptor manual. |
| 6 | Se desactiva la sincronización, ya que ahora la fase lo impone la red |
| 7 | Se varía la frecuencia de la red para comprobar la respuesta del controlador <i>droop</i> . |

5.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales se muestran mediante las formas de onda de las diferentes variables que se capturan con el osciloscopio. El convertidor opera primero en modo conectado y luego en modo aislado, siguiendo la secuencia descrita en la Tabla 5.1.

5.3.1 Funcionamiento en modo aislado

En este modo de operación el convertidor no está conectado a la red eléctrica y solo opera con cargas locales conectadas en el PCC. Como se muestra en la Tabla 5.1, se sigue desde la acción 1 hasta la 3 para operar el convertidor en modo aislado.

Inicialmente el bus CC no tiene tensión, mientras que la batería tiene una tensión de 400V. Si se aplicara directamente el control del bus CC se generaría una sobrecorriente en el circuito tanque resonante por la gran diferencia de tensión entre ambos puertos del DABSR. Para superar este problema, se utiliza la estrategia de modulación por *duty ratio* que consiste en modular el puente activo AB1 con un ancho de pulso simétrico que aumenta gradualmente. De esta manera, el voltaje efectivo de la batería aumenta gradualmente desde 0V hasta 400V como se muestra en la Figura 5.4.

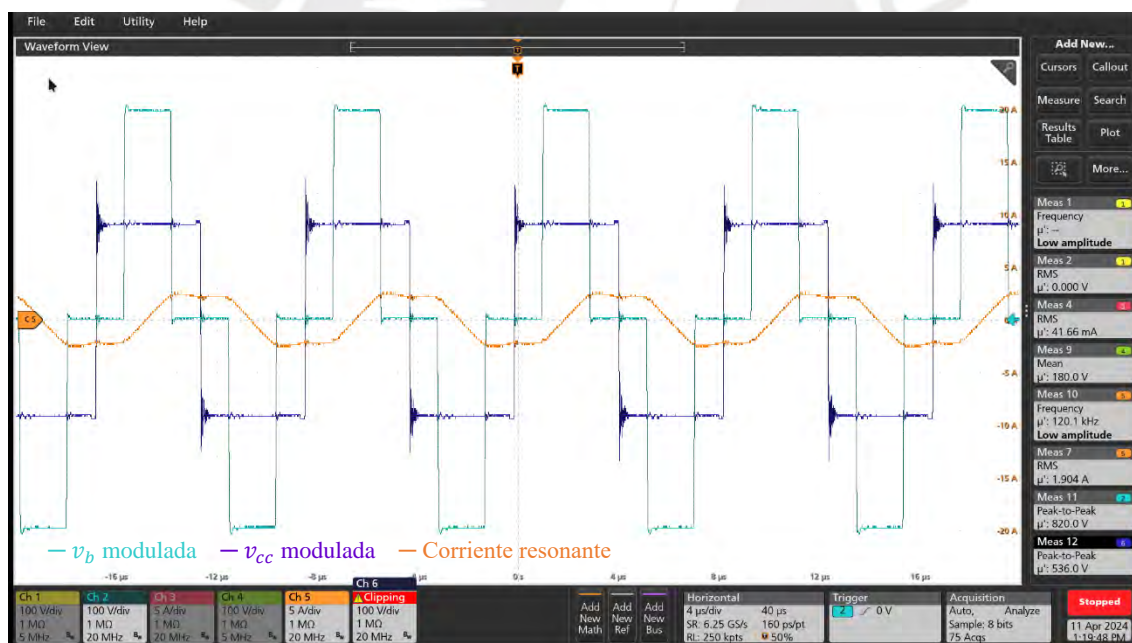


Figura 5.4. Señales modulas y corriente resonante para el control inicial del bus CC.

Una vez que el voltaje en el bus CC está controlado, se activa la etapa de control CC-CA en modo aislado. Por defecto, se coloca una carga resistiva de 0.2 p.u. en el PCC, y luego se aumenta la carga a 0.4 p.u. para verificar la respuesta del control ante variaciones de carga. Al aumentar la carga, se le exige mayor potencia al convertidor, provocando un incremento de la corriente desde 2A rms hasta 4A rms, como se muestra en la Figura 5.5.

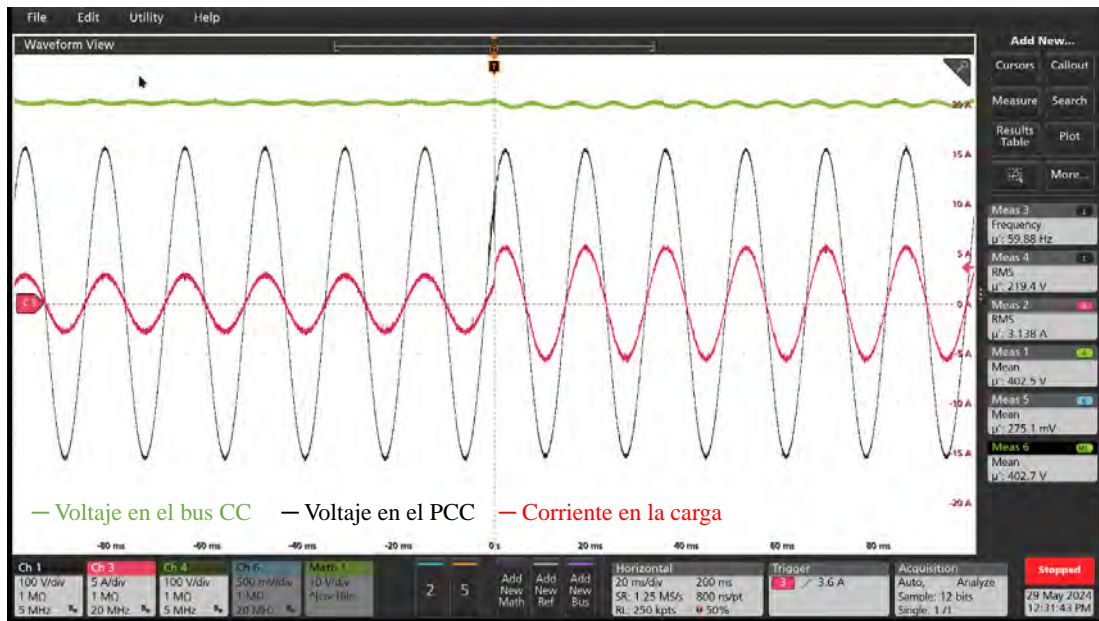


Figura 5.5. Transición de la corriente CA ante un incremento en la carga.

Al duplicar la carga, el rizado en el bus CC aumenta al doble, como es mostrado en la Figura 5.6. En estado transitorio se observa que la tensión baja por un instante de tiempo, pero después recupera su valor nominal por efecto del control.

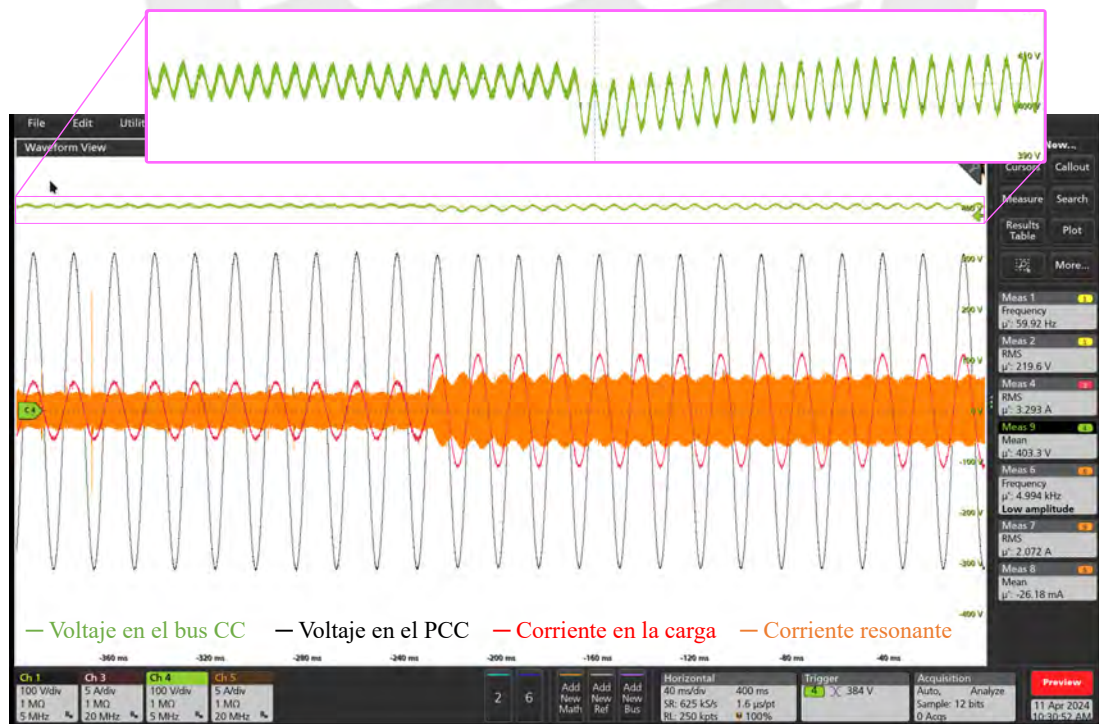


Figura 5.6. Transición de la tensión en el bus CC ante un incremento de carga

En la Figura 5.6 también se observa un cambio en la corriente de alta frecuencia, que corresponde a la señal de color naranja. Los voltajes modulados y la corriente en alta frecuencia en una ventana de tiempo más reducida son mostrados en la Figura 5.7. El voltaje modulado de la batería adelanta al voltaje modulado del bus CC, lo que indica que el flujo de potencia tiene dirección desde la batería hacia la carga. De esta manera el convertidor se encuentra en modo de operación V2L o V2H. Además, se observa una conmutación suave en los puentes activos que modulan estas señales (AB1 y AB2), alcanzando una condición de ZVS (*zero voltage switching*).

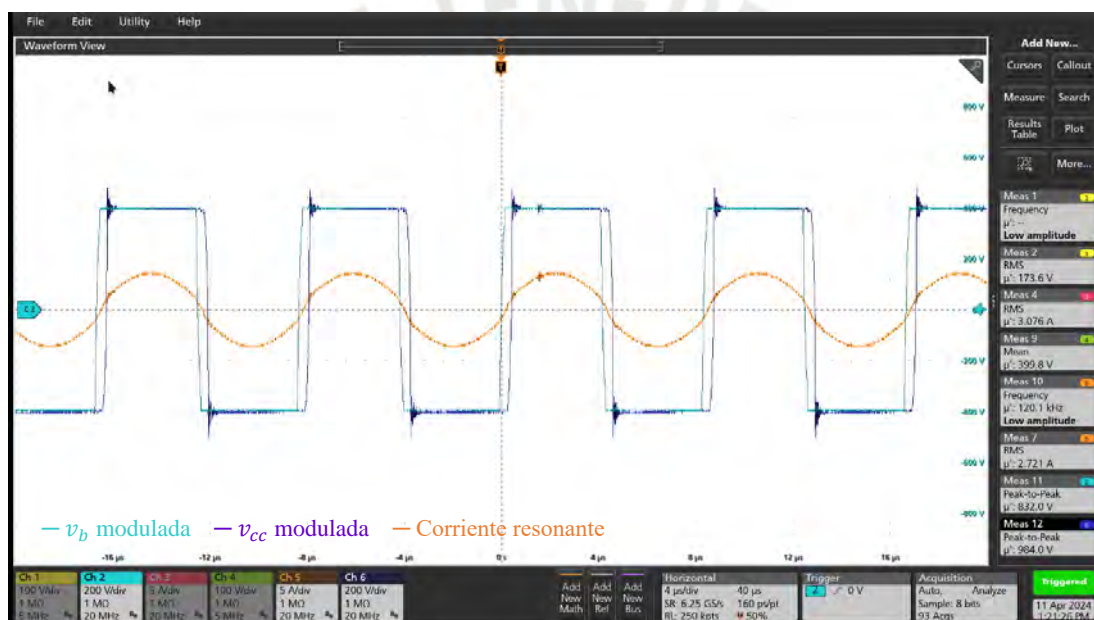


Figura 5.7. Voltajes y corriente en alta frecuencia para un funcionamiento de 0.4 p.u. de potencia.

La señal de potencia activa se visualiza mediante un módulo DAC del microcontrolador. Esta señal se incrementa al duplicar la carga, como se observa en la Figura 5.8. La señal de potencia está escalada pero mantiene la proporción que indica un incremento del doble de potencia activa.

La frecuencia se regula mediante la acción del control *droop* de frecuencia-potencia activa. Un incremento en la potencia activa del convertidor de 0.2 p.u. a 0.4 p.u., provoca una disminución de la frecuencia desde 59.95 Hz hasta los 59.90 Hz, como se muestra en la Figura 5.9.

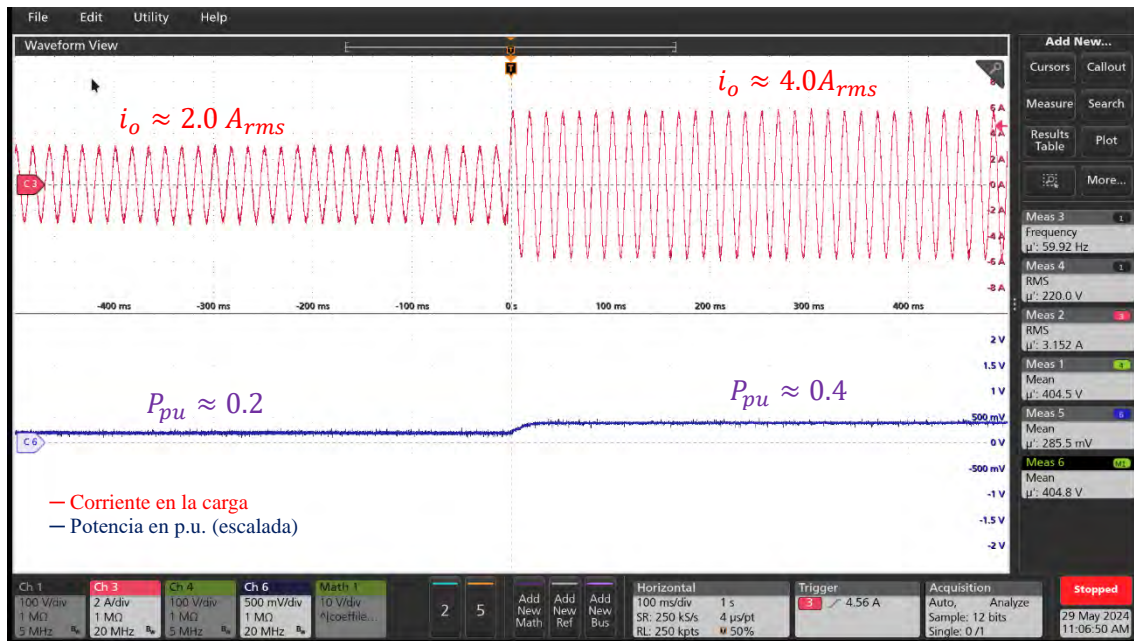


Figura 5.8. Señal de potencia activa ante un incremento de la carga.

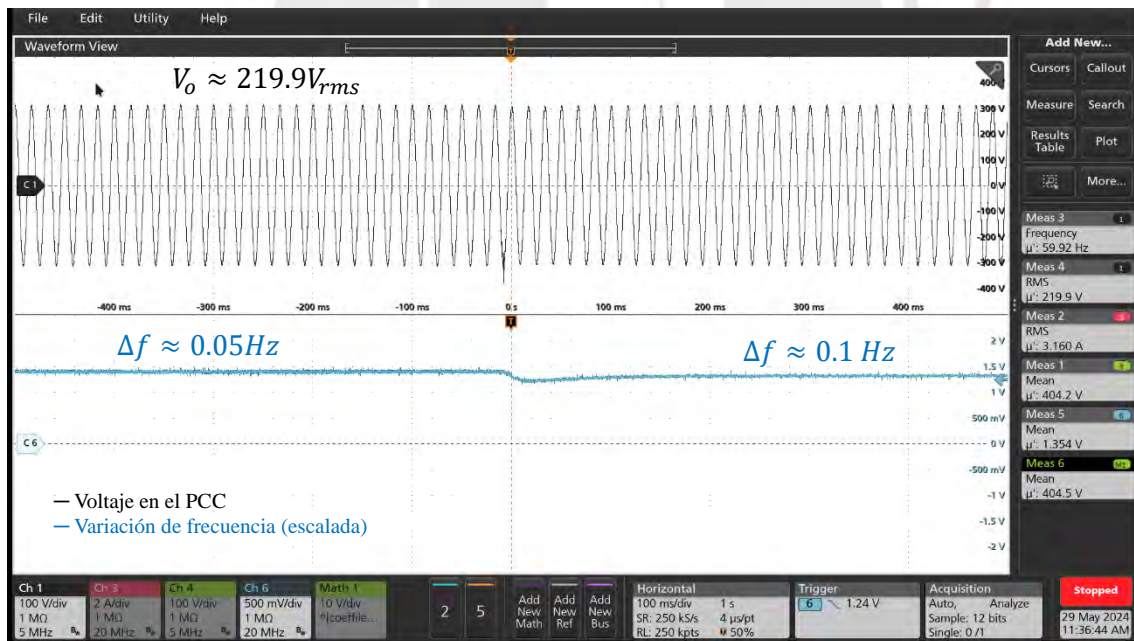


Figura 5.9. Variación de la frecuencia ante un incremento de la carga.

5.3.2 Funcionamiento en modo conectado

En este modo de funcionamiento el convertidor se conecta a la red eléctrica. Antes de la conexión, el convertidor debe sincronizarse con la red eléctrica para evitar una sobrecorriente. Por ello, se utiliza un seguidor de fase PLL que permite obtener el ángulo

de la red eléctrica (θ_g). Luego se compara θ_g con el ángulo formado por el convertidor (θ_m) con el objetivo de minimizar la diferencia entre estos dos ángulos. Dado que θ_g y θ_m tienen una forma escalonada de diente de sierra que se observa en la señal del PLL mostrada en la Figura 5.10, se limita esta diferencia entre $-\pi$ y π , y luego se multiplica esta diferencia por una ganancia de 0.2, esta ganancia define la rapidez con la cual θ_m se aproxima a θ_g . Finalmente, la señal se realimenta a la referencia de frecuencia en el control *droop* de frecuencia-potencia activa con el objetivo de que el convertidor genere un ángulo θ_m próximo a θ_g .

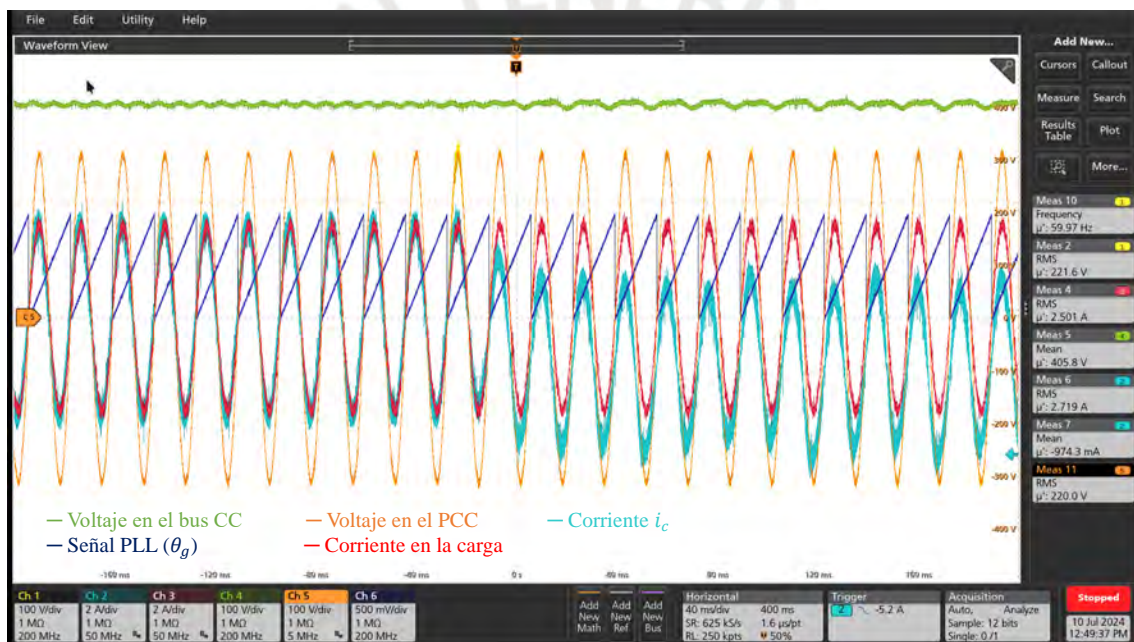


Figura 5.10. Conexión del convertidor GFM con la red eléctrica.

El momento entre la conexión del convertidor con la red eléctrica es mostrado en la Figura 5.10. En el modo conectado, la corriente i_c adquiere un *offset* negativo, esto se debe a que la tensión de la red presenta un pequeño *offset* de 1.1V que repercute considerablemente en la corriente de la red.

En la Figura 5.11 se observan las ondas de corriente en estado estable, en este caso la onda de color rojo corresponde a la corriente de la red medido en sentido contrario ($-i_g$) y la onda de color celeste es la corriente del convertidor (i_c). Mientras i_c adquiere un *offset* negativo, $-i_g$ adquiere un *offset* positivo, ya que la suma de ambas ondas genera la

onda de corriente de la carga resistiva, esta onda no tiene un *offset* ya que es proporcional a la tensión en el PCC, como se muestra en la Figura 5.10. Esta condición también afecta al capacitor del bus CC, ya que, al haber *offset*, no solo existe un rizado de 120Hz, sino que ahora aparece un rizado de 60Hz como se observa en la Figura 5.11.

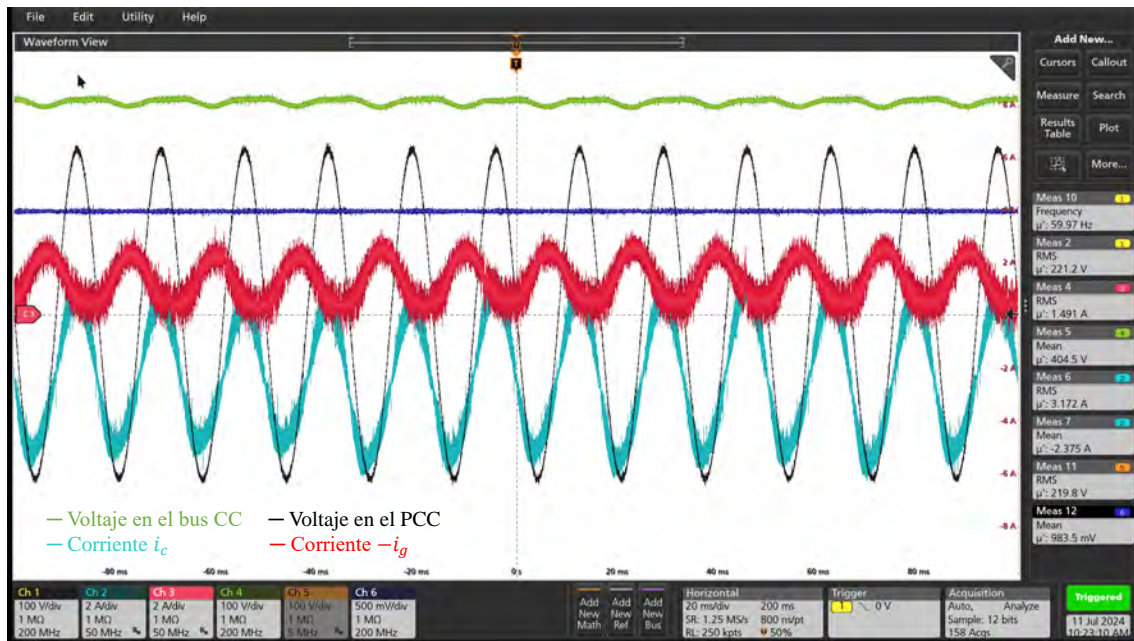


Figura 5.11. Convertidor GFM en modo conectado con *offset*.

Este problema es tratado en [20], donde ha propuesto agregar un controlador PI en paralelo al controlador PR en el lazo de control de corriente, este esquema de control es mostrado en la Figura 5.12. Las ganancias del controlador PI se puede considerar igual a las ganancias del controlador PR. No se realiza un análisis exhaustivo para determinar las ganancias, ya que no es de interés su comportamiento en estado transitorio, sino su respuesta en estado estable, es decir que verdaderamente elimine el *offset* de la corriente.

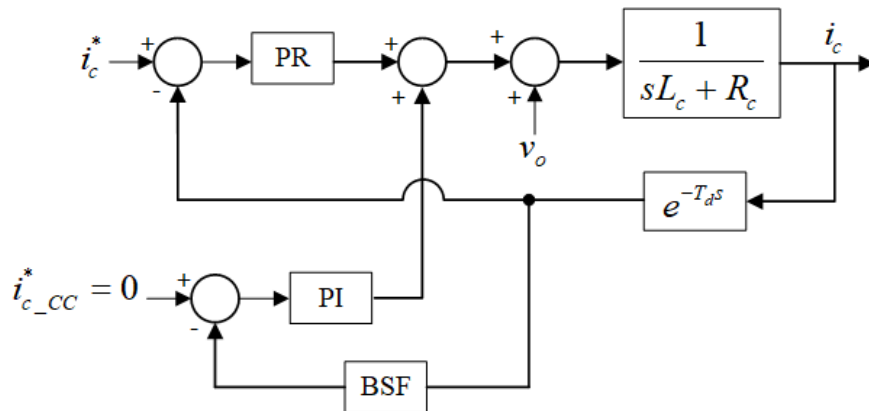


Figura 5.12. Control PR y PI en paralelo para el lazo de control de la corriente CA.

El lazo de control auxiliar está referenciado a cero para eliminar el *offset*, además se agrega un filtro rechaza-banda sintonizado a 60Hz, ya que lo que interesa para este lazo solamente es la componente CC. Finalmente, agregando el lazo de control auxiliar se elimina el *offset* tanto de la corriente del convertidor como de la corriente de la red, el resultado de aplicar este controlador es mostrado en la Figura 5.13.

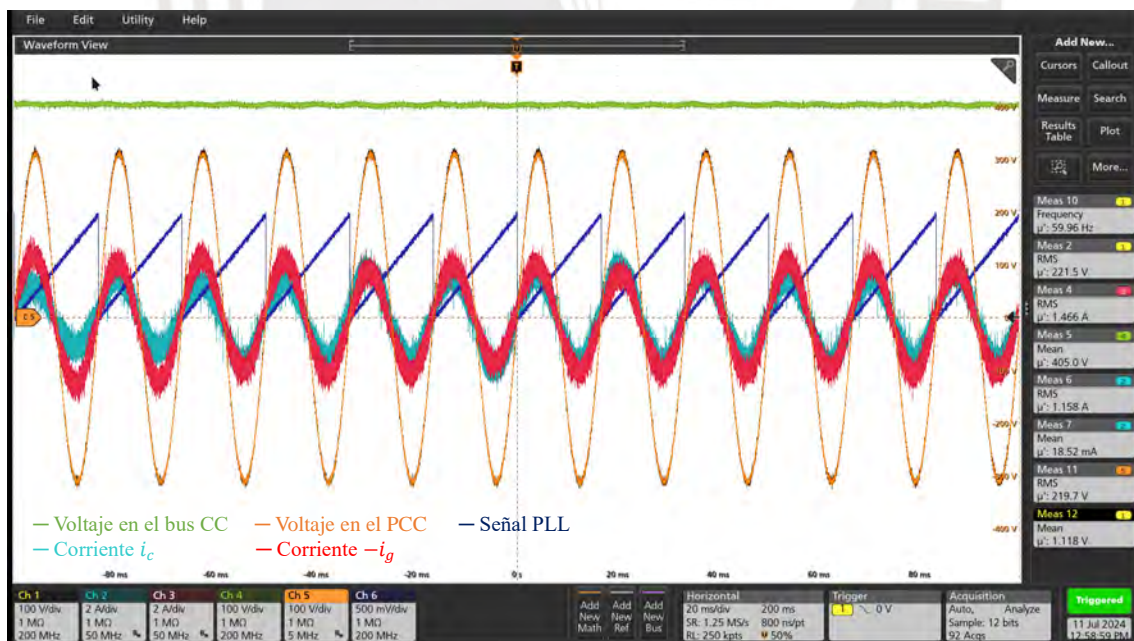


Figura 5.13. Convertidor GFM en modo conectado sin *offset*.

Idealmente la frecuencia de la red eléctrica debería ser 60Hz. Sin embargo, por diversos factores, como las cargas conectadas al PCC, la frecuencia no es exactamente 60Hz. En

este caso hay una variación de frecuencia entre 0.03 Hz y 0.04 Hz, ya que las mediciones que se muestran en la Figura 5.12 y Figura 5.13 registran valores de 59.97 Hz y 59.96 Hz respectivamente.

La potencia, expresada en vatios (W), que brinda el convertidor ante una determinada variación de frecuencia Δf se calcula con la Ecuación 4.62, para ello se escala la ganancia k_ω con los valores nominales de potencia (P_o) y frecuencia (ω_o).

$$P_{\Delta f} = k_\omega \left(\frac{P_o}{\omega_o} \right) 2\pi \Delta f \quad (5.1)$$

Utilizando la Ecuación 5.1, se calcula la corriente suministrada por el convertidor hacia la carga, para variaciones de frecuencia de 0.03 Hz y 0.04 Hz se obtienen valores de 1.25 A rms y 1.66 A rms respectivamente. Experimentalmente, la corriente que suministra el convertidor hacia la carga es de 1.158 A rms, mientras que la corriente suministrada por la red hacia la carga es de 1.466 A rms, estos valores se miden mediante el osciloscopio y son mostrados en la Figura 5.13.

Cuando el convertidor esta operando en modo conectado se disminuye la frecuencia de la red eléctrica hasta 59.95 Hz, para observar la respuesta del sistema de control. Esta variación produce un incremento de la corriente del convertidor, onda roja. Mientras que la corriente de la red medida en sentido contrario, onda celeste, disminuye. Esta variación es lenta ya que el lazo de control de potencia activa se ha diseñado con un tiempo de establecimiento de 0.3s. Por otro lado, cuando la frecuencia de la red aumenta, ocurre el efecto contrario como es mostrado en la Figura 5.15.

En ambas figuras también se observa el transitorio de frecuencia de la tensión propia del convertidor, señal azul, que se regula mediante el control de potencia activa y se visualiza mediante una salida del módulo DAC.

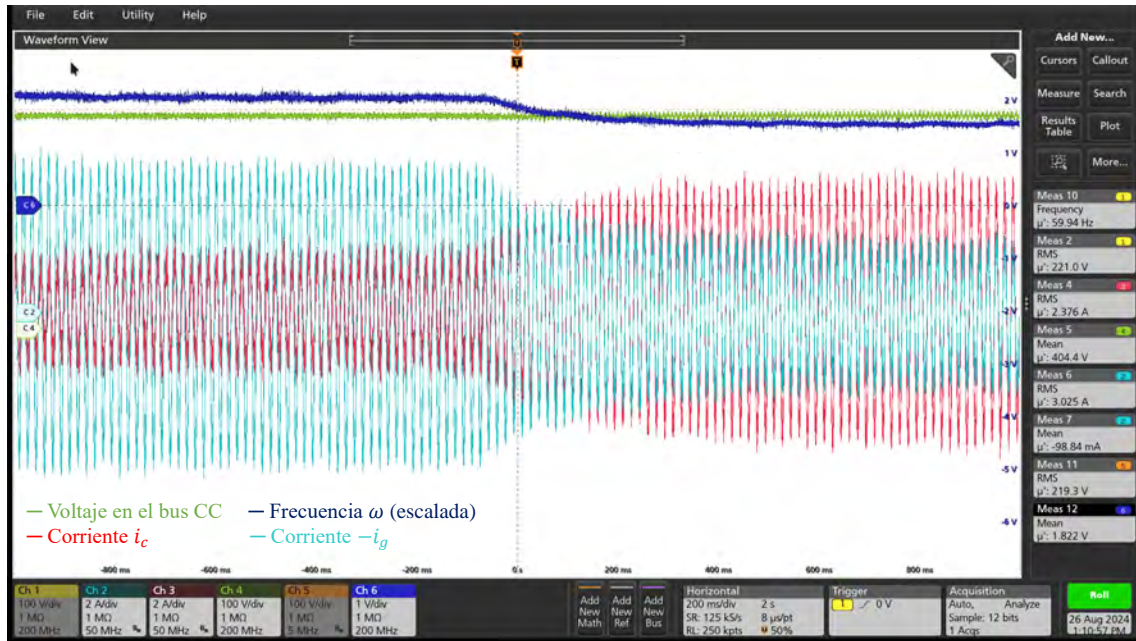


Figura 5.14. Respuesta ante un decremento de la frecuencia de la red.

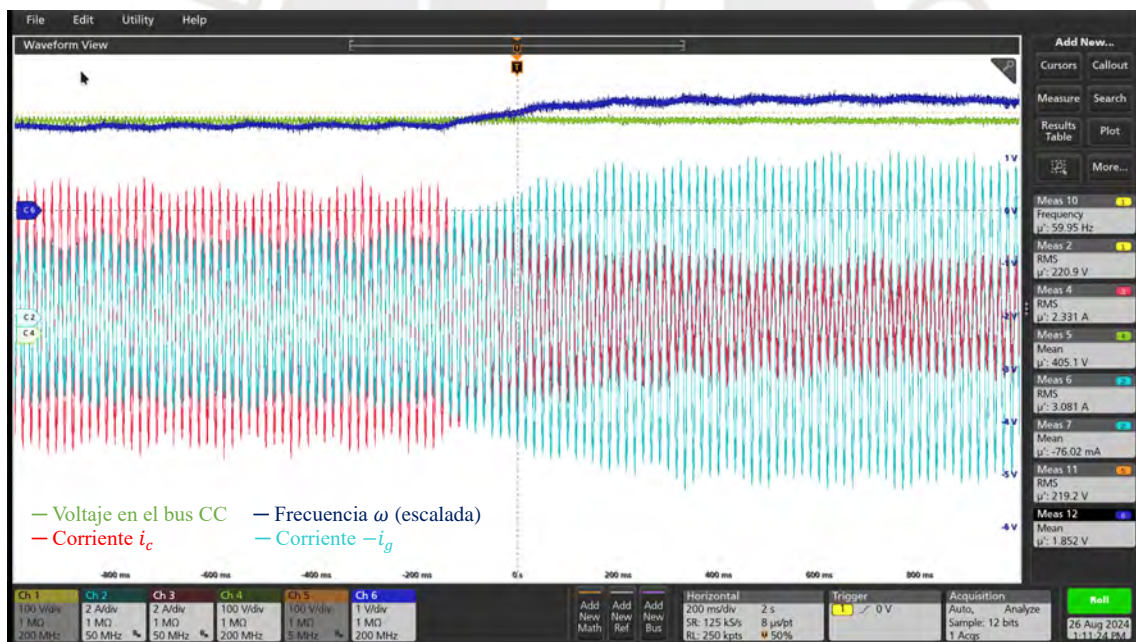


Figura 5.15. Respuesta ante un aumento de frecuencia en la red.

En la Tabla 5.2, se comparan los resultados obtenidos experimentalmente con los valores teóricos. El valor de los resultados experimentales puede diferir de los teóricos con un margen de error pequeño. Este error en la medición puede deberse principalmente a los

instrumentos de medición o a los errores en el escalamiento cuando se miden las señales de los sensores.

Tabla 5.2. comparación entre valores teóricos y valores experimentales

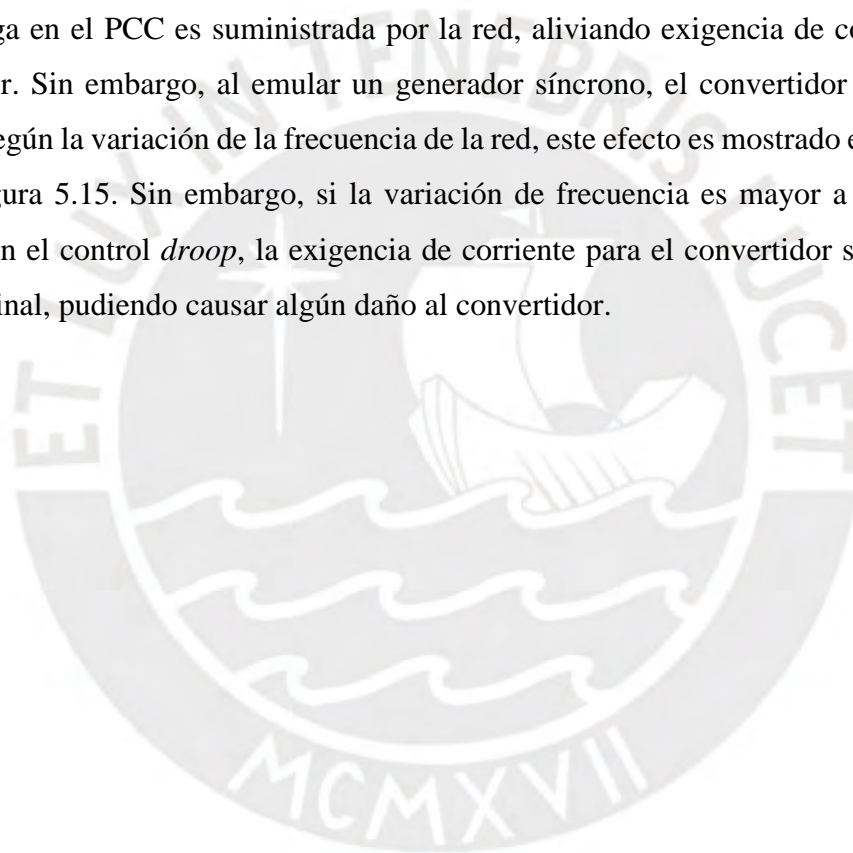
| Variable | Valor teórico | Valor experimental | Error |
|---|---------------|--------------------|--------|
| Voltaje en el bus CC. | 400V | 405V | 1.25% |
| Corriente en la carga modo aislado (0.4 p.u.) | 4A rms | 3.995A rms | 0.125% |
| Corriente modo conectado ($\Delta f = 0.03 \text{ Hz}$) i_c | 1.25A rms | 1.158A rms | 7.36% |
| Corriente modo conectado ($\Delta f = 0.04 \text{ Hz}$) i_c | 1.66A rms | 1.158A rms | 30.24% |
| Voltaje en el punto de conexión común | 220V rms | 219.4V-221.6V | 0.727% |

Los errores son relativamente bajos excepto para la corriente i_c en modo conectado, esto puede ser debido a que la corriente i_c presenta un alto ruido de conmutación, debido a que esta corriente todavía no ha sido filtrada por el filtro LC. Se pueden agregar filtros en los instrumentos de medición para que la toma de datos sea más precisa en las señales con alto ruido. Además, el error entre los valores teóricos y experimentales se reduce a medida que el convertidor alcanza su potencia nominal, en el modo conectado a la red observado en la Figura 5.13 el convertidor solo trabaja al 11.58% de su potencia nominal.

La estabilidad del convertidor para cada modo de operación depende de diversas características que se imponen en su funcionamiento. En modo aislado se tiene un mayor control sobre la tensión y corriente que genera el convertidor, tanto en amplitud como en frecuencia. Al no haber interacción con la red eléctrica, el sistema evita los problemas relacionados con la sincronización, así como fallas o distorsiones provenientes de la red, como los armónicos. Sin embargo, una variación brusca en la carga genera una perturbación en el voltaje generado por el convertidor en el PCC como se observa en la Figura 5.5.

Al emular un generador síncrono, el convertidor regula la frecuencia de salida en función a la carga demandada. Sin embargo, si la carga supera el valor nominal del convertidor, la frecuencia podría decaer hasta valores no permitidos, comprometiendo su estabilidad.

Por otro lado, en el modo de operación conectado, la red eléctrica impone la amplitud y frecuencia del voltaje en el PCC. El convertidor se puede ver afectado por inestabilidades que pueden ocurrir en la red, como los armónicos. Cuando la frecuencia de la red es aproximadamente igual a su valor nominal (60 Hz), la exigencia de corriente impuesta por la carga en el PCC es suministrada por la red, aliviando exigencia de corriente del convertidor. Sin embargo, al emular un generador síncrono, el convertidor brinda una potencia según la variación de la frecuencia de la red, este efecto es mostrado en la Figura 5.14 y Figura 5.15. Sin embargo, si la variación de frecuencia es mayor a la nominal diseñada en el control *droop*, la exigencia de corriente para el convertidor superaría su valor nominal, pudiendo causar algún daño al convertidor.



CONCLUSIONES

- Se ha implementado una estrategia de control tipo GFM en un prototipo de convertidor de 2200 W de potencia, comprobando el funcionamiento del convertidor en modo independiente, con una carga resistiva, y modo conectado, simulando la red eléctrica con una fuente CA monofásica.
- Los resultados han permitido verificar el funcionamiento de soporte de potencia activa, ante un incremento de la carga y ante una perturbación en la frecuencia de la red eléctrica.
- El lazo de control auxiliar PI implementado en paralelo al controlador PR, permite eliminar el *offset* de la corriente del convertidor y la red, que existen como consecuencia de la presencia de un *offset* en la tensión de la fuente CA.
- En el control tipo GFL el bus CC es controlado en la etapa CC-CA, mediante un doble lazo de control entre tensión y corriente. Mientras que el control tipo GFM el bus CC es controlado desde la etapa CC-CC, modelando la etapa CC-CA como una carga. Sin embargo, si la carga es cero, el sistema se puede volver críticamente estable, por ello es recomendable mantener una carga mínima para que el sistema se aproxime más al modelo.
- La precarga en el bus CC es importante para evitar sobrecorrientes. En la estrategia de control GFL, la precarga se realiza con la misma red eléctrica, mediante un puente activo que actúa como un rectificador de onda completa que carga constantemente al bus CC con un valor aproximado de 305V. Por otro lado, en la estrategia de control GFM, se utilizó una modulación por *duty ratio* en el puente activo del lado de la batería para la carga gradual del bus CC.
- Tanto en las estrategias de control tipo GFL y GFM, el rizado de 120Hz en el bus CC se propaga hacia ambas etapas del convertidor. En la etapa CC-CC, este rizado afecta a la corriente de la batería. Esto podría provocar que la batería disminuya su tiempo de vida útil. Por otro lado, en la etapa CC-CA, este rizado afecta a la forma de onda de la corriente CA, provocando que la corriente tenga un armónico de 180Hz.

- En el control tipo GFM, al cambiar del modo aislado al modo conectado, la corriente del convertidor sobre la carga disminuye, mientras que la corriente de la red sobre la carga. Esto se debe a que la referencia de potencia en el control *droop* se ha establecido en cero, permitiendo que la potencia activa que brinde el convertidor se regule solamente con la frecuencia de la red.



TRABAJOS FUTUROS

Se han propuesto como trabajos futuros los siguientes puntos:

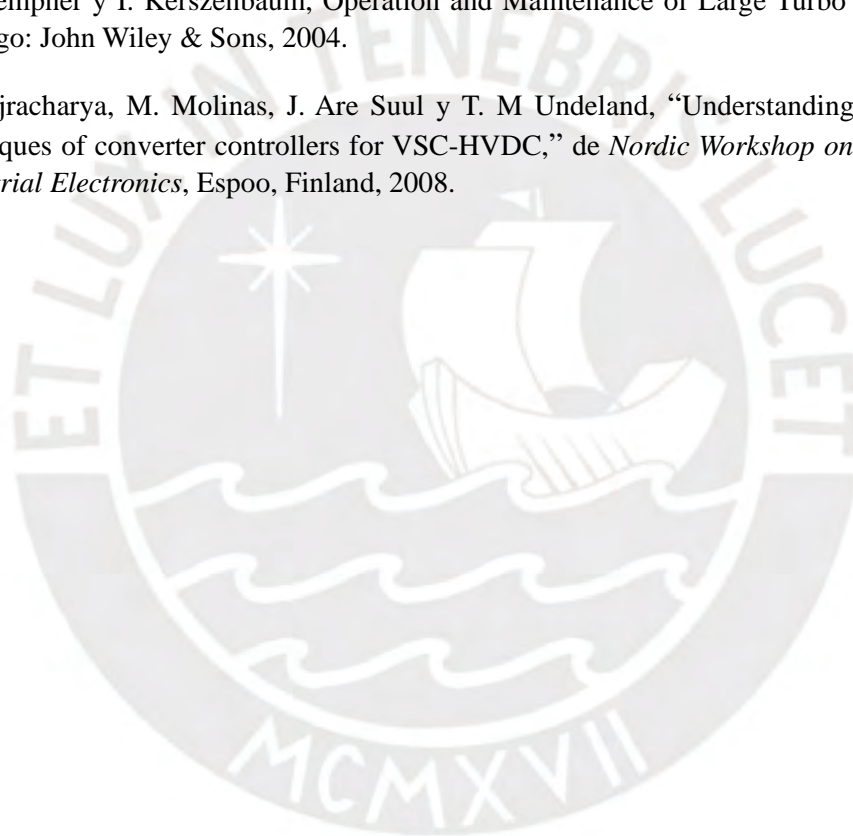
- Implementar el control GFL en el prototipo experimental para obtener datos experimentales que sean comparables.
- Comprobar el funcionamiento del controlador tipo GFM en los cuatro cuadrantes de potencia de manera experimental.
- Mostrar el efecto de la inercia ante un cambio en la frecuencia de la red utilizando esta estrategia de control.
- Probar la estrategia de control GFM a su potencia nominal con la red eléctrica para conocer la verdadera eficiencia del convertidor.
- Optimizar el diseño del prototipo con una nueva versión de las tarjetas para que el circuito potencia y control estén acoplados mediante pines, evitando el uso de cables para conectar ambos circuitos.
- Desarrollar una versión comercial con el prototipo optimizado, implementando una carcasa al convertidor y una interfaz de usuario para su fácil manejo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Fernández, E. Gómez, E. Muljadi y Á. Molina, “Power systems with high renewable energy sources: A review of inertia and frequency control strategies over time,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 115, p. 109369, 2019.
- [2] W. Qiu, Q. Yang, T. Yang, X. Ma, X. Xiao, H. Shi, Y. Zhao y S. Liang, “A Grid Forming/Following Sequence Switching Control Strategy for Supporting Frequency Stability of Isolated Power Grids,” de *2023 5th Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES)*, Chengdu, 2023.
- [3] H. Zhang, W. Xiang, W. Lin y J. Wen, “Grid Forming Converters in Renewable Energy Sources Dominated Power Grid: Control Strategy, Stability, Application, and Challenges,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 9, nº 6, pp. 1239-1256, 2021.
- [4] Y. Y. Yap, C. R. Sarimuthu y M.-Y. Lim, “Virtual Inertia-Based Inverters for Mitigating Frequency Instability in Grid-Connected Renewable Energy System: A Review,” *Applied Sciences*, vol. 9, nº 24, p. 5300, 2019.
- [5] I. U. Nutkani y J. C. Lee, “Evaluation of Electric Vehicles (EVs) Impact on Electric Grid,” de *2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE Asia)*, Himeji, 2022.
- [6] P. Makolo, R. Zamora y T.-T. Lie, “The role of inertia for grid flexibility under high penetration of variable renewables - A review of challenges and solutions,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 147, p. 111223, 2021.
- [7] M. Restrepo, J. Morris, M. Kazerani y C. Cañizares, “Modeling and Testing of a Bidirectional Smart Charger for Distribution System EV Integration,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, nº 1, pp. 152-162, 2018.
- [8] I. Vittorias, M. Metzger, D. Kunz, M. Gerlich y G. Bachmaier, “A bidirectional battery charger for electric vehicles with V2G and V2H capability and active and reactive power control,” de *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, 2014.
- [9] E. Fayad, D. Sal y Rosas, A. Bruyere y F. Poirier, “Automotive Charger Grid-Forming Control Opportunities for G2V and V2X Applications,” de *2023 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Milan, 2023.
- [10] S. Rivera, S. Goetz, S. Kouro, P. Lehn, M. Pathmanathan, P. Bauer y R. Mastromauro, “Charging Infrastructure and Grid Integration for Electromobility,” *Proceedings in IEEE*, vol. 111, nº 4, pp. 371-396, 2023.

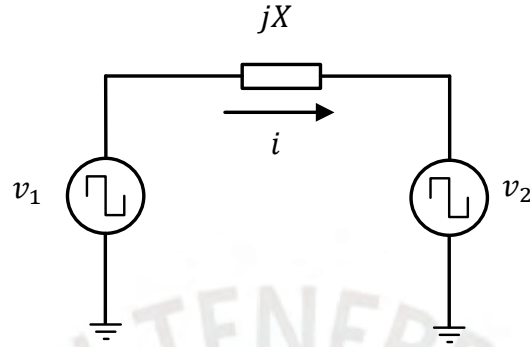
- [11] V. M. Iyer, S. Gulur y S. Bhattacharya, "Small-Signal Stability Assessment and Active Stabilization of a Bidirectional Battery Charger," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° 1, pp. 563-574, 2019.
- [12] D. Rathnayake, M. Akrami, C. Phurailatpam, S. P. Me, S. Hadavi, S. Hadavi, G. Jayasinghe, S. Zabihi y B. Bahrani, "Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114781-114807, 2021.
- [13] S. Anttila, J. Döhler, J. Oliveira y C. Boström, "Grid Forming Inverters: A Review of the State of the Art of Key Elements for Microgrid Operation," *Energies*, vol. 15, n° 15, p. 5517, 2022.
- [14] V. Monteiro, B. Exposto, J. Ferreira y J. Afonso, "Improved Vehicle-to-Home (iV2H) Operation Mode: Experimental Analysis of the Electric Vehicle as Off-Line UPS," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, n° 6, pp. 2702-2711, 2017.
- [15] R. Lasseter, Z. Chen y D. Pattabiraman, "Grid-Forming Inverters: A Critical Asset for the Power Grid," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, n° 2, pp. 925-935, 2020.
- [16] T. Qoria, E. Rokrok, A. Bruyere, B. François y X. Guillaud, "A PLL-Free Grid-Forming Control with Decoupled Functionalities for High-Power Transmission System Applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 197363-197378, 2020.
- [17] X. Quan, R. Yu, X. Zhao, Y. Lei, T. Chen, C. Li y A. Huang, "Photovoltaic Synchronous Generator: Architecture and Control Strategy for a Grid-Forming PV Energy System," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, n° 2, pp. 936-948, 2020.
- [18] H. Rezazadeh, M. Monfared, M. Fazeli y S. Golestan, "Single-phase grid-forming inverters: a review," de *2023 international conference on computing, electronics & communications Engineering (ICCECE)*, Swansea, 2023.
- [19] D. Sal y Rosas y A. Zarate, "Single-Phase Grid-Forming Strategy with Power Decoupling Implementation for Electrolytic-Capacitor-Free EV Smart Battery Charger," *Energies*, vol. 16, n° 2, p. 894, 2023.
- [20] D. Pavković, P. Kristović, M. Hrgetić, A. Komljenović y V. Užarević, "Single phase AC inverter current PR control with auxiliary PI controller for DC current suppression," de *IEEE EUROCON 2017 -17th International Conference on Smart Technologies*, Ohrid, 2017.
- [21] H. Krishnaswami y N. Mohan, "Three-Port Series-Resonant DC-DC Converter to Interface Renewable Energy Source With Bidirectional Load and Energy Storage Ports," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 10, pp. 2289-2297, October 2009.

- [22] A. Algaddafi, K. Elnaddab, A. Al Ma'mari y A. Esgiar, "Comparing the performance of bipolar and unipolar switching frequency to drive DC-AC Inverter," de *2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Marrakech, 2016.
- [23] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh y J. Shen, "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 6, pp. 2711-2726, June 2013.
- [24] E. B. Pantaleon Meza, Diseño de un convertidor DC-AC monofásico de dos etapas de larga durabilidad aplicado al control de microrredes eléctricas, Lima: Tesis de pregrado, 2022.
- [25] G. Klemperer y I. Kerszenbaum, Operation and Maintenance of Large Turbo Generators, Chicago: John Wiley & Sons, 2004.
- [26] C. Bajracharya, M. Molinas, J. Are Suul y T. M Undeland, "Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC," de *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, Espoo, Finland, 2008.



ANEXO A

Demostración de la Ecuación 2.1



Considerando los armónicos fundamentales de las ondas cuadradas.

$$v_1 = A \sin(\omega_s t + \varphi) = Ae^{j\varphi}$$

$$v_2 = B \sin(\omega_s t) = Be^{j0}$$

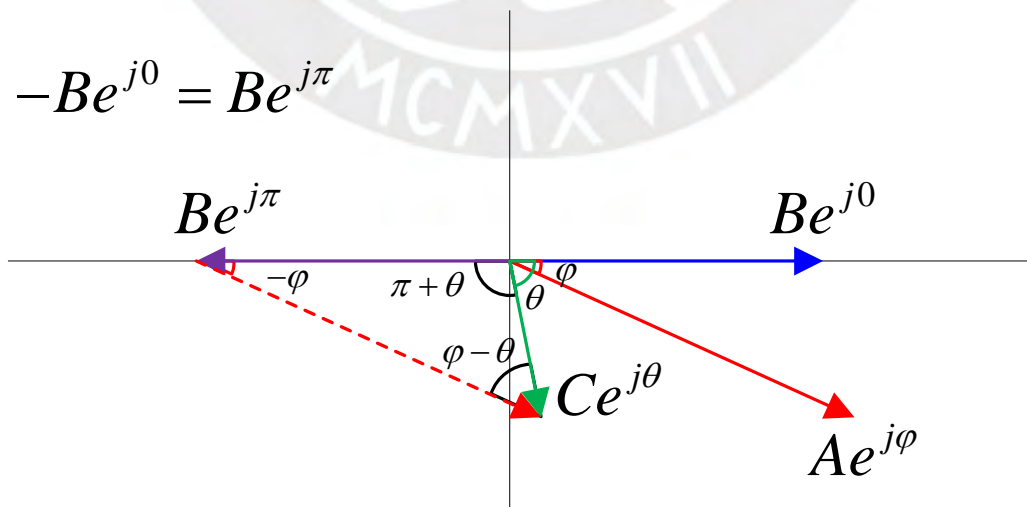
Corriente en el tanque resonante:

$$i = \frac{A \sin(\omega_s t + \varphi) - B \sin(\omega_s t)}{jX}$$

La diferencia de tensiones se puede representar como una onda sinusoidal de amplitud C y desfasada un ángulo θ .

$$A \sin(\omega_s t + \varphi) - B \sin(\omega_s t) = C \sin(\omega_s t + \theta)$$

Se analiza el diagrama fasorial y se construye el triángulo de vectores teniendo en cuenta el sentido antihorario.



Por ley de cosenos:

$$C = \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}$$

Por ley de senos:

$$\frac{A}{\sin(\pi + \theta)} = \frac{B}{\sin(\varphi - \theta)}$$

$$\frac{\sin(\varphi - \theta)}{-\sin(\theta)} = \frac{B}{A}$$

$$\frac{\sin(\varphi) \cos(\theta) - \cos(\varphi) \sin(\theta)}{-\sin(\theta)} = \frac{B}{A}$$

$$-\frac{\sin(\varphi)}{\tan(\theta)} + \cos(\varphi) = \frac{B}{A}$$

Despejando y ordenando:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right)$$

Sin embargo, como se está utilizando valores reales e imaginarios se utiliza la función tangente inversa de cuatro cuadrantes.

$$\theta = \text{atan2} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right)$$

Por lo tanto, la diferencia de voltajes es:

$$C \sin(\omega_s t + \theta) = \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)} \sin \left(\omega_s t + \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) \right)$$

La corriente en el tanque resonante es:

$$i = \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)} \sin \left(\omega_s t + \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) \right)}{jX}$$

$$i = \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{X} \sin \left(\omega_s t + \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) - \frac{\pi}{2} \right)$$

El flujo de potencia que transmite el primer puerto se calcula con el producto:

$$p(t) = v_1 i$$

$$p(t) = [A \sin(\omega_s t + \varphi)] \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{X} \sin \left(\omega_s t + \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$p(t) = A \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{2X} \left[\cos \left(\varphi - \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) + \frac{\pi}{2} \right) - \cos \left(2\omega_s t + \varphi + \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

La potencia promedio en un periodo de conmutación se calcula con la siguiente ecuación:

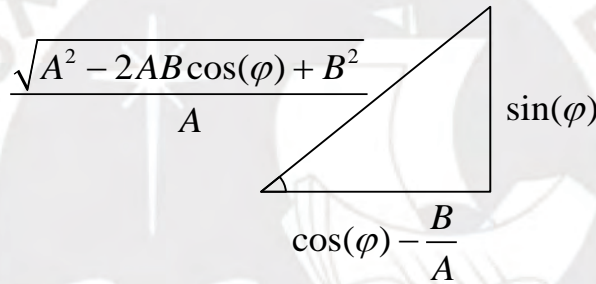
$$\langle p(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$$

El término que depende del tiempo se elimina por ser periódico.

$$P = -A \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{2X} \sin \left(\varphi - \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) \right)$$

$$P = -A \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{2X} \left[\sin(\varphi) \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) \right) - \cos(\varphi) \sin \left(\tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}} \right) \right) \right]$$

Triangulo de senos y cosenos:



Reemplazando:

$$P = -A \frac{\sqrt{A^2 + B^2 - 2AB \cos(\varphi)}}{2X} \left[\sin(\varphi) \frac{\cos(\varphi) - \frac{B}{A}}{\sqrt{A^2 - 2AB \cos(\varphi) + B^2}} - \cos(\varphi) \frac{\sin(\varphi)}{\sqrt{A^2 - 2AB \cos(\varphi) + B^2}} \right]$$

$$P = \frac{-A^2}{2X} \left[\sin(\varphi) \left(\cos(\varphi) - \frac{B}{A} \right) - \cos(\varphi) \sin(\varphi) \right]$$

Por lo tanto:

$$P = \frac{AB}{2X} \sin(\varphi)$$

ANEXO B

Demostración de la Ecuación 2.10

Se parte de las ecuaciones de voltaje y corriente que se representan como ondas sinusoidales de frecuencia ω_o y desfasadas un ángulo θ .

$$v_g(t) = V \text{sen}(\omega_o t)$$

$$i_g(t) = I \text{sen}(\omega_o t + \theta)$$

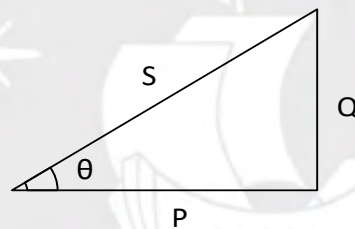
La potencia instantánea de la red se define en la siguiente ecuación:

$$p(t) = v(t)i(t)$$

$$p(t) = VI \text{sen}(\omega_o t) \text{sen}(\omega_o t + \theta)$$

$$p(t) = \frac{VI}{2} (\cos(\theta) - \cos(2\omega_o t + \theta))$$

El triángulo de potencias se representa en la siguiente figura.



La potencia activa y reactiva se representan en términos de la potencia aparente como indican las siguientes ecuaciones:

$$P = S \cos \theta$$

$$Q = S \sin \theta$$

La potencia aparente es el producto del voltaje y corriente en valores rms.

$$S = (V/\sqrt{2})(I/\sqrt{2}) = \frac{VI}{2}$$

Reescribiendo la ecuación de potencia instantánea:

$$p(t) = P - S \times \cos(2\omega_o t + \theta)$$

La potencia variable en el tiempo será:

$$p'(t) = -S \times \cos(2\omega_o t + \theta)$$

La variación máxima de energía en el capacitor de enlace ΔE_{C_max} corresponde a la diferencia de energías que almacena el capacitor cuando está cargado a la tensión máxima y mínima del bus CC en estado estable y ocurre en un cuarto de periodo de red.

$$\Delta E_{C_max} = \frac{1}{2} C (V_{max}^2 - V_{min}^2)$$

$$\Delta E_{C_max} = V_{cc} C \Delta V_{cc}$$

Donde ΔV_{cc} y V_{cc} representan la variación máxima de voltaje en el bus CC (rizado de voltaje) y el voltaje promedio en el bus CC respectivamente.

$$\Delta V_{cc} = V_{max} - V_{min}$$

La variación de la energía en la red para un intervalo de tiempo de un cuarto de periodo de red se expresa en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \Delta E_g &= \int_t^{t+T/4} -S \times \cos(2\omega_o t + \theta) dt \\ \Delta E_g &= -\frac{S}{2\omega_o} \times \text{sen}(2\omega_o t + \theta) \Big|_t^{t+T/4} \\ \Delta E_g &= -\frac{S}{2\omega_o} (\text{sen}(2\omega_o(t + T/4) + \theta) - \text{sen}(2\omega_o t + \theta)) \\ \Delta E_g &= \frac{S}{\omega_o} \text{sen}(2\omega_o t + \theta) \end{aligned}$$

Luego, se obtiene la variación máxima de energía para un intervalo de cuarto de periodo de red.

$$\begin{aligned} \Delta E_{g_max} &= \max \left(\frac{S}{\omega_o} \text{sen}(2\omega_o t + \theta) \right) \\ \Delta E_{g_max} &= \frac{S}{\omega_o} \end{aligned}$$

Por conservación de la energía, la máxima variación de energía en el lado de la red debe ser igual a la máxima variación de energía del capacitor en el bus CC. Por lo tanto, igualando ambas ecuaciones se obtiene una ecuación para calcular el rizado de voltaje en el bus CC.

$$\Delta V_{dc} = \frac{S}{\omega_o C V_{dc}}$$

ANEXO C

Método del Módulo Óptimo

Este método se utiliza para sintonizar un controlador PI en la función de transferencia de la planta que tenga la siguiente forma:

$$h_1(s) = G_c \frac{1}{k} \frac{1}{s\tau_1 + 1} \frac{1}{s\tau_2 + 1}$$

$$h_1(s) = k_p \left(\frac{sT_1 + 1}{sT_i} \right) \frac{1}{k} \frac{1}{s\tau_1 + 1} \frac{1}{s\tau_2 + 1}$$

El controlador se diseña eliminando el polo que presenta la dinámica más lenta, puede ser τ_1 .

$$T_i = \tau_1$$

Quedando la función de transferencia del lazo de control de la siguiente manera:

$$h_1(s) = \frac{k_p}{\tau_1 k} \frac{1}{s(s\tau_2 + 1)}$$

Además, la ganancia en lazo cerrado debería ser unitaria para tratar de no influir en el comportamiento del lazo externo.

$$\left| \frac{h_1(s)}{1 + h_1(s)} \right| = 1$$

$$\left| \frac{h_1(s)}{1 + h_1(s)} \right| = \frac{\frac{k_p}{\tau_1 k \tau_2}}{s^2 + \frac{1}{\tau_2} s + \frac{k_p}{\tau_1 k \tau_2}}$$

Se puede comparar con una función de transferencia de segundo orden

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_p}{\tau_1 k \tau_2}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_1 k}{k_p \tau_2}}$$

Evaluando la función se obtiene el valor de k_p para que se cumpla la condición de ganancia unitaria [26]

$$k_p = \frac{\tau_1 k}{2\tau_2}$$

Reemplazando en la función de transferencia se obtiene la siguiente función de lazo cerrado:

$$\left| \frac{h_1(s)}{1+h_1(s)} \right| = \frac{1}{2\tau_2^2 s^2 + 2\tau_2 s + 1}$$

Sin embargo, se trabaja con la función de transferencia equivalente de primer orden, la cual se deduce en [26].

$$H_1(s) = \frac{1}{T_{eq}s + 1}$$

Donde:

$$T_{eq} = 2\tau_2$$



ANEXO D

Código en Matlab de los lazos de control

```

clc,clear;
%Frecuencia de conmutacion
fs = 20e3;
Ts = 1/fs;

%Requerimientos del convertidor
Pb = 2200;
Vrms = 220;
Vm = Vrms*sqrt(2);
Im = Pb/Vrms*sqrt(2);
fo = 60;
wo = fo*2*pi;
Vdc = 400;

%Parametros de normalización
Zb = Vm/Im;

% Enfoque pu para el inductor del lado del convertidor
Xcpuref = 0.15;
Xcpu = 0.02;
rcpu = Xcpu/10;
Xvpu = Xcpuref-Xcpu;
rvpu = Xvpu/10;
rcpuref = rcpu+rvpu;
Xc = Xcpu*Zb;
Lc = Xc/wo
rc = rcpu*Zb

%Enfoque pu para el inductor del lado de la red
Xlpu = 0.05;
Xl = Xlpu*Zb;
Ll = Xl/wo
rl = Xl/10

%Parametros de la carga
RLoad = Vrms*Vrms/Pb;
XLoad = 0;

Rth=
(RLoad*(rl*rl+Xl*Xl)+rl*(RLoad*RLoad+XLoad*XLoad))/((rl+RLo
ad)^2+(Xl+XLoad)^2);
Xth=
(XLoad*(rl*rl+Xl*Xl)+Xl*(RLoad*RLoad+XLoad*XLoad))/((rl+RLo
ad)^2+(Xl+XLoad)^2);

```

```

Xthpu=Xth/Zb;

%Modelo de VSM
%P=1/((2*H/(wo*kc))*s^2+(2*H*kp)*s+1)*P_ref-
(2*H/wo)/((2*H/(wo*kc))*s^2+(2*H*kp)*s+1)*theta_g
%H = 0.5*J*wo^2/Sb;
%T = 2*H;
%kc = Vm_pk*Vg/Xc;

% Control de potencia activa - Parametros
ts = 0.3;
eps = 1;
wn = 4/(ts*eps);
Kc = 1/Xcpuref;
Kg = 1/Xthpu;
Kt = Kc*Kg/(Kc+Kg);

H=wo*Kc*Kg/(2*wn^2*(Kc+Kg))
kp=eps/sqrt((H*wo*Kc*Kg)/(2*(Kc+Kg)))

% Funcion de transferencia en lazo abierto
Gpla = tf(1,[2*H/(wo*Kt) 2*H*kp 0]);
figure(1)
bode(Gpla);
h = gcr;
h.AxesGrid.Xunit = 'Hz';
grid;
title('Active power control Bode diagram');

% Funcion de transferencia en lazo cerrado
Gplc = tf(1,[2*H/(wo*Kt) 2*H*kp 1]);
figure(2)
step(Gplc);
grid;

% Control de potencia reactiva - Parametros
wcq=1.6*2*pi; % Frecuencia de corte
kiq=wcq*rcpuref % Ganancia ki del
controlador PI
tiq=Xcpuref/(rcpuref*wo); % Constante de tiempo
del filtro
kpq=kiq*tiq % Ganancia kp del
controlador PI
tau = rcpuref/kiq;
tsq = 4*tau

Gqla=tf(kiq/rcpuref,[1 0]);
Gqlc=tf(kiq/rcpuref,[1 kiq/rcpuref]);

```

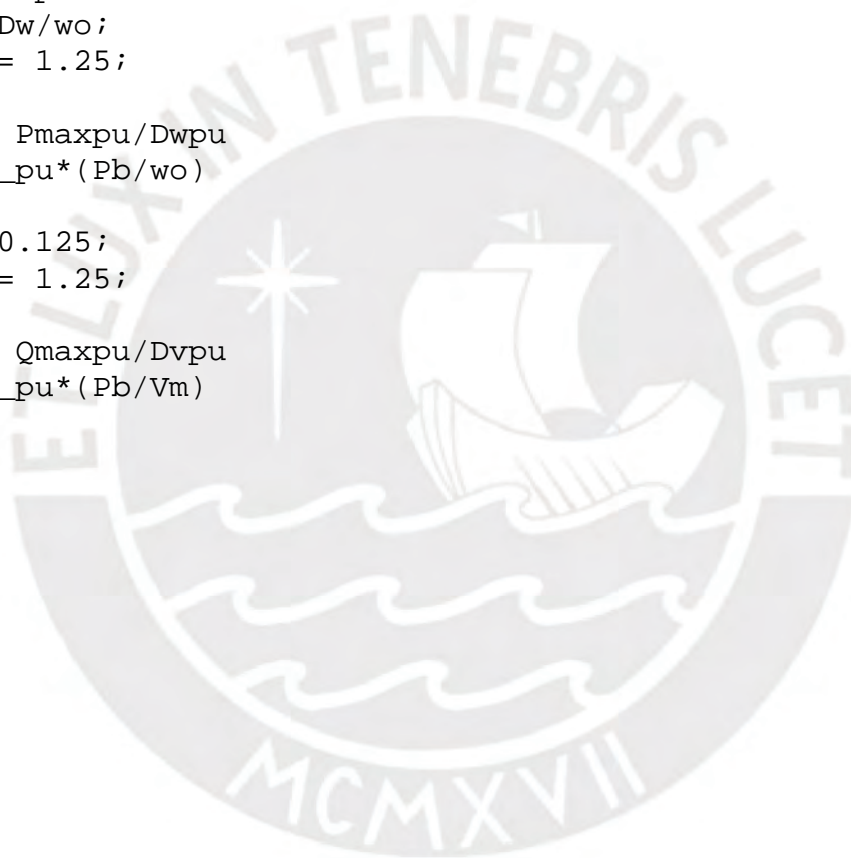
```
figure(3)
bode(Gqla);
h = gcr;
h.AxesGrid.Xunit = 'Hz';
grid;
title('Reactive power control Bode diagram');
figure(4)
step(Gqlc);
grid;

% Ganancias del control Droop
Dw = 2*2*pi;
Dwpu = Dw/wo;
Pmaxpu = 1.25;

kw_pu = Pmaxpu/Dwpu
kw = kw_pu*(Pb/wo)

Dvpu = 0.125;
Qmaxpu = 1.25;

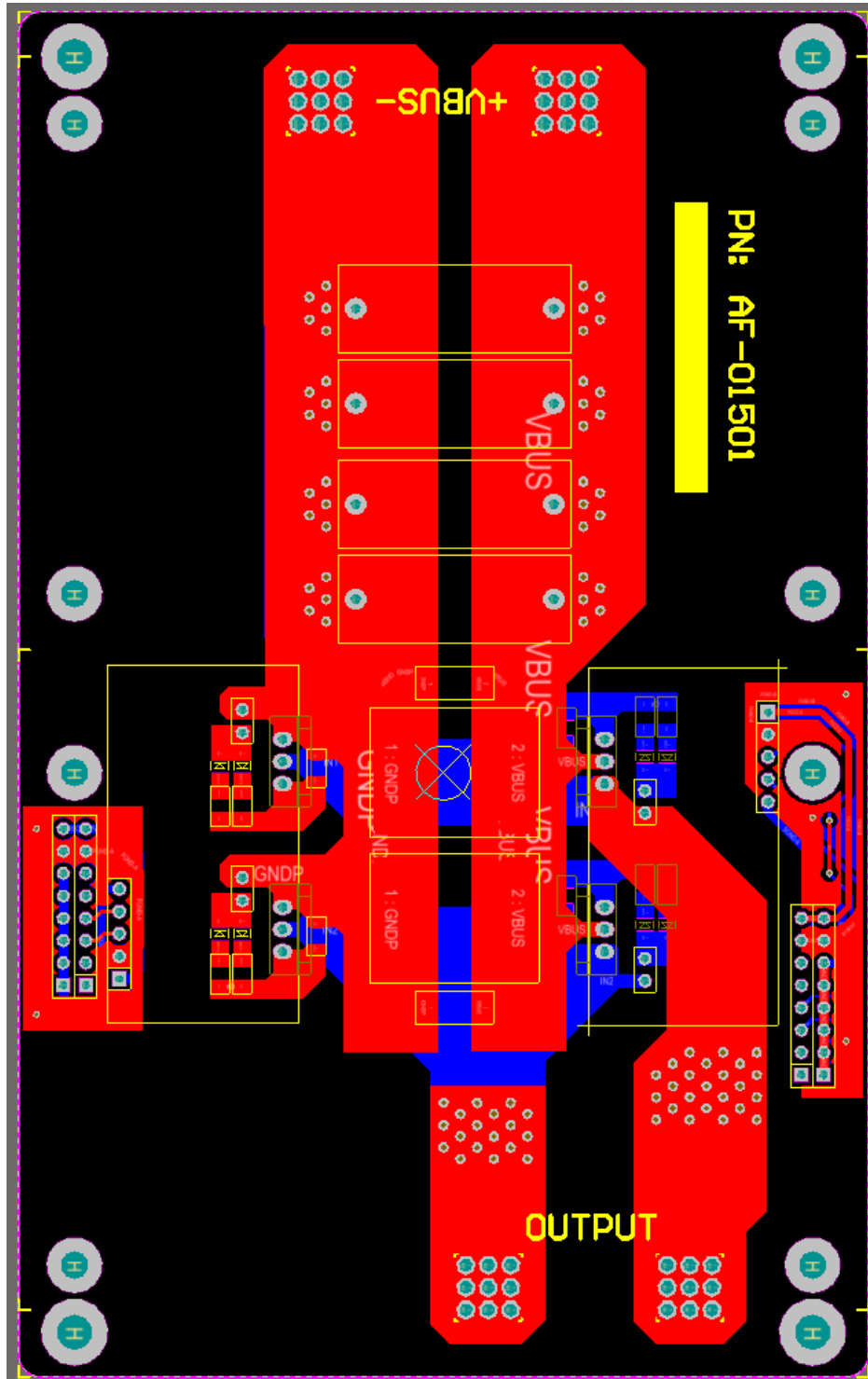
kv_pu = Qmaxpu/Dvpu
kv = kv_pu*(Pb/Vm)
```



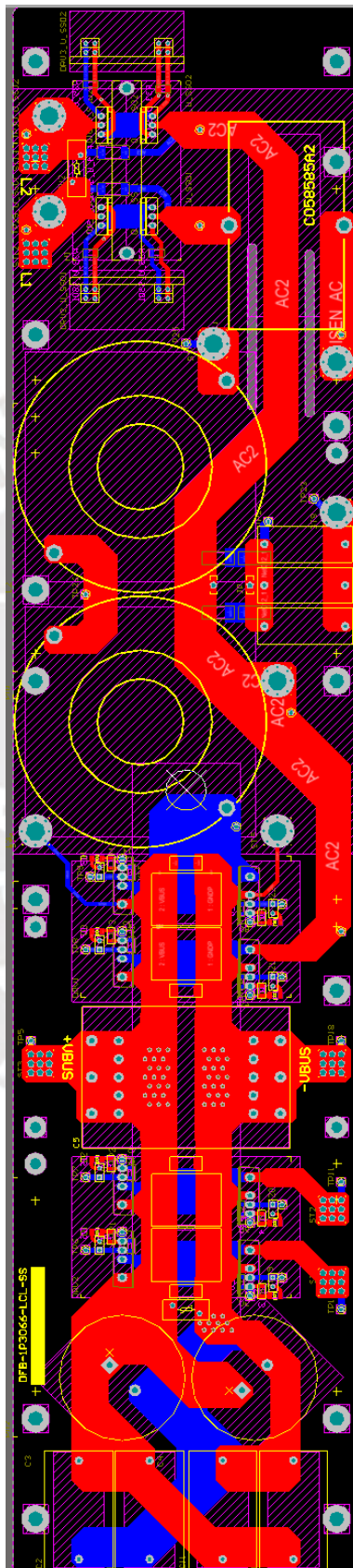
ANEXO E

Tarjetas de Circuitos Impresos

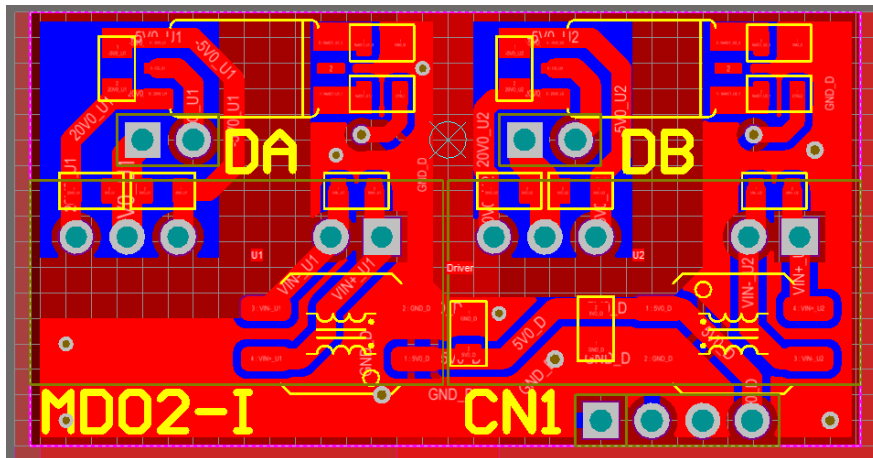
Tarjeta de puente activo simple (SFB)



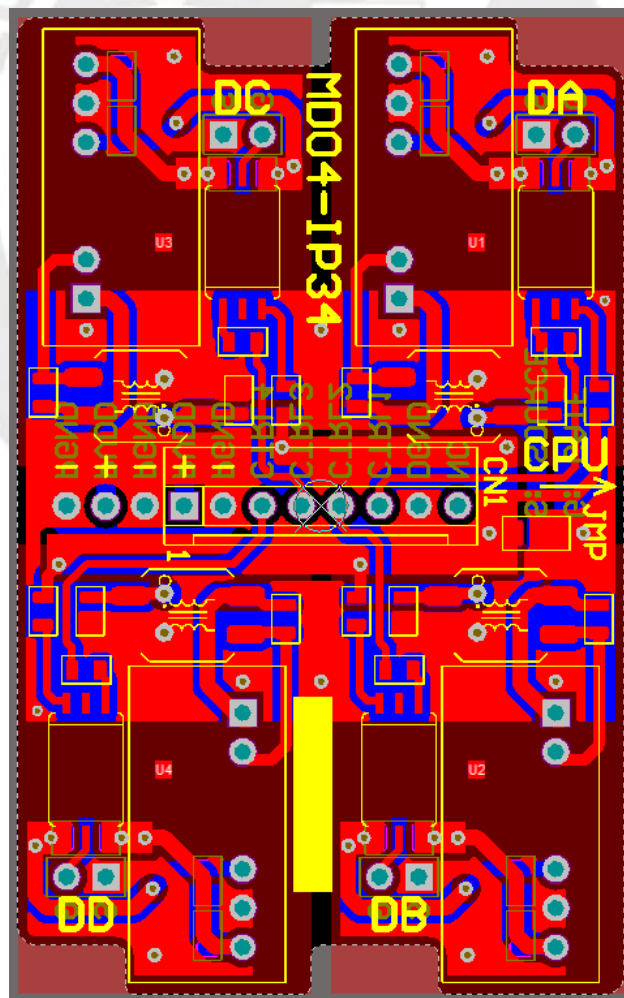
Tarjeta de doble puente activo (DFB)



Driver Doble (SDB)



Driver Cuádruple (QDB)



Tarjeta de control central (MCB)

