



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

CONTROL DE UN CONVERTOR DE CUATRO PIERNAS PARA COMPENSAR  
OSCILACIONES DE POTENCIA EN EL DC-LINK BAJO DESBALANCES EN LA RED  
DE DISTRIBUCIÓN

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

LORENZO ESTEBAN PLAZA ROJAS

PROFESOR GUÍA:  
JESÚS CÁRDENAS DOBSON

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
ANDRÉS MORA CASTRO  
ALFREDO SCHNELL DRESEL

SANTIAGO DE CHILE  
2017

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR  
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO  
POR: LORENZO ESTEBAN PLAZA ROJAS  
FECHA: 2017  
PROF. GUÍA: SR. JESÚS CÁRDENAS DOBSON

## CONTROL DE UN CONVERTSOR DE CUATRO PIERNAS PARA COMPENSAR OSCILACIONES DE POTENCIA EN EL DC-LINK BAJO DESBALANCES EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN

En los últimos años, la integración de fuentes de generación distribuida dentro los sistemas eléctricos ha emergido como un tema crítico impulsado principalmente por motivaciones ambientales e incentivos económicos. En este contexto, la utilización de convertidores fuente de voltaje (VSC, *Voltage Source Converters*) como interfaz generador-red ha cobrado cada vez más importancia, pues permiten operar y controlar los sistemas de generación, desempeñando un rol esencial en redes desbalanceadas.

En el contexto de una red desbalanceada, aparecerán oscilaciones de potencia de doble frecuencia en la red, siendo reflejadas como ripple en el DC-link de un VSC. En la red, las oscilaciones de potencia activa pueden causar excesivo ruido y estrés mecánico en generadores sincrónicos, mientras que la potencia reactiva oscilante puede causar pérdidas excesivas sobre el sistema eléctrico. Análogamente las oscilaciones de potencia en el DC-link pueden afectar negativamente al desempeño de sistemas energizados por paneles solares, baterías y celdas de combustibles, reduciendo su eficiencia, vida útil y la confiabilidad en el largo plazo. Además, a causa de estas oscilaciones podría haber un eventual disparo de las protecciones por sobre tensión en el caso del DC-link, o por sobre corrientes en el convertidor lado red.

En virtud de lo anterior, se han desarrollado distintas estrategias para controlar los VSC usando principalmente corrientes de secuencia positiva y negativa. Mediante estas corrientes los objetivos de control que se buscan conseguir son: compensación de oscilaciones de potencia activa en la red, potencia reactiva constante, corrientes balanceadas, DC-link sin ripple, entre otros. Dado que los grados de libertad que otorgan estas corrientes no son suficientes para alcanzar todos los objetivos de control que se quisieran, se podrían presentar significativas oscilaciones de potencia activa y/o reactiva de doble frecuencia de red o corrientes desbalanceadas de elevada magnitud. De manera alternativa se han propuesto nuevas estrategias de control usando corriente de secuencia cero y de este modo aumentar los grados de libertad, sin embargo la principal desventaja de estas estrategias es que pueden llegar a necesitar elevadas corrientes de secuencia cero, lo cual no siempre es posible de obtener según los límites nominales del sistema

En este trabajo se propone una extensión de la estrategia de control que utiliza secuencia cero, permitiendo trabajar con corrientes de secuencia positiva, negativa y cero dentro de un esquema colaborativo. La estrategia propuesta tiene la capacidad de compensar las oscilaciones de potencia en el DC-link manteniendo las corrientes de fase y del neutro dentro del límite nominal, y mitigar las oscilaciones de potencia activa y reactiva de la red. Para lograr esto, la estrategia es diseñada utilizando MATLAB y simulada en el software PLECS con el fin de estudiar su comportamiento, y luego validada experimentalmente usando la plataforma de control dSPACE DS1103.



*A Marina, mi compañera de vida.  
A Rafael, mi pequeño sol.  
A mi madre Alicia, Fanny e Isabel.  
A mi padre Antonio.  
A mis hermanos: Veronica, Sergio, Eliseo, Damián y Gabriel.*

# Agradecimientos

Agradezco a la vida y al universo, por la oportunidad de estar en este mundo. Agradezco a mi padre, porque con él aprendí que el ingenio no tiene límites. Agradezco a mi madre Alicia, por su amor y enseñanzas, porque gracias a ella he podido desarrollar mis talentos. Agradezco a Fanny, quien me trajo al mundo. Agradezco a Isabel, por sus consejos y constante apoyo. Agradezco a Marina, mi compañera de vida, por su apoyo y amor incondicional, por su ejemplo de sacrificio y perseverancia. Agradezco a mis hermanos: Verónica, Sergio y Elíseo, por su amor y sacrificio. Agradezco a Damián y Gabriel, por su amor y capacidad de dar sin esperar nada a cambio. Agradezco a Mario, por sus consejos y compañía.

Quiero agradecer a mis amigos del Laboratorio de Electrónica de Potencia y Micro Redes, con los cuales aprendí y compartí momentos únicos y especiales. Gracias por su amistad y buena disposición.

También quiero agradecer a mi Profesor Guía y Co-guía: Roberto Cárdenas y Andrés Mora. Por la ayuda constante, apoyo y consejo. Gracias a sus enseñanzas este trabajo pudo llegar a buen puerto.

Finalmente agradezco el financiamiento parcial en equipamiento del proyecto Fondecip EQM120111; el financiamiento parcial otorgado por los proyectos Basal Project FB0008 Advanced Centre for Electrical and Electronic Engineering; y al Fondecyt project Nr. 1140337 “Modular Multilevel Converter Technologies for High Power Drives”. Los cuales permitieron la realización de esta memoria.

# Tabla de Contenido

<b>Índice de Tablas</b>	<b>vii</b>
<b>Índice de Ilustraciones</b>	<b>viii</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	2
1.3. Estructura del trabajo . . . . .	3
<b>2. Generación distribuida en redes de distribución</b>	<b>4</b>
2.1. Generación distribuida . . . . .	4
2.2. Interfaces de electrónica de potencia . . . . .	5
2.2.1. Convertidor DC-AC de cuatro piernas . . . . .	6
2.3. Desbalances en redes de distribución . . . . .	6
2.3.1. Efectos adversos de oscilaciones de potencia en el DC-link . . . . .	7
<b>3. Estrategias de control de un VSC</b>	<b>9</b>
3.1. VSC conectado a una red desbalanceada . . . . .	9
3.2. VSC conectado a una red trifásica de tres hilos . . . . .	9
3.2.1. Objetivos de control . . . . .	11
3.3. VSC conectado a una red trifásica de cuatro hilos . . . . .	14
3.3.1. Consideraciones sobre la potencia compleja instantánea . . . . .	14
3.3.2. Compensación de oscilaciones de potencia reactiva . . . . .	15
3.3.3. Compensación de oscilaciones de potencia activa . . . . .	16
<b>4. Estrategia de Control Colaborativa</b>	<b>20</b>
4.1. Limitaciones de la estrategia con secuencia cero . . . . .	20
4.2. Saturación de la corriente de secuencia cero . . . . .	21
4.3. Estrategia de control colaborativa . . . . .	21
4.3.1. Cálculo de potencias . . . . .	22
4.3.2. Límite de las corrientes de fase . . . . .	23
4.3.3. Esquema de control colaborativo . . . . .	25
<b>5. Diseño del sistema de control</b>	<b>26</b>
5.1. Método DSC . . . . .	26
5.2. Lazo seguidor de fase (PLL) . . . . .	27
5.3. Compensación antiwind-up . . . . .	28

5.4.	Control de la corriente de fase máxima . . . . .	30
5.4.1.	Sintonización de los controladores . . . . .	30
5.4.2.	Diseño y discretización de los Filtros . . . . .	30
5.5.	Control de la potencia oscilante del convertidor . . . . .	31
5.5.1.	Diseño y discretización de los Filtros . . . . .	32
5.6.	Controladores de corriente . . . . .	33
<b>6.</b>	<b>Simulación</b>	<b>36</b>
6.1.	Modelo del sistema . . . . .	36
6.2.	Simulación de pruebas . . . . .	38
6.2.1.	Desbalance monofásico . . . . .	38
6.2.2.	Desbalance bifásico . . . . .	43
<b>7.</b>	<b>Validación experimental</b>	<b>46</b>
7.1.	Descripción del sistema . . . . .	46
7.2.	Pruebas experimentales . . . . .	48
7.2.1.	Desbalance monofásico . . . . .	49
7.2.2.	Desbalance bifásico . . . . .	55
<b>8.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>61</b>
8.1.	Trabajos futuros . . . . .	62
	<b>Bibliografía</b>	<b>64</b>
<b>9.</b>	<b>Anexos</b>	<b>67</b>
9.1.	Transformaciones utilizadas . . . . .	67
9.2.	Modulación PMW . . . . .	68

# Índice de Tablas

6.1. Parámetros de simulación . . . . .	38
7.1. Parámetros del sistema experimental . . . . .	47

# Índice de Ilustraciones

2.1.	Sistema eléctrico tradicional (izquierdo) y penetración de DG [1]. . . . .	5
2.2.	Proceso de conversión de energía de fuentes DG. . . . .	6
2.3.	4L-VSC conectado a una red trifásica de cuatro hilos. . . . .	6
2.4.	Formas de onda de corrientes. . . . .	7
3.1.	Convertidor VSC conectado a la red. . . . .	10
3.2.	Estrategia de control usando coordenada $dq$ . Modificado de [11]. . . . .	13
3.3.	Esquema de control usando coordenadas $\alpha\beta$ . Modificado de [11]. . . . .	13
3.4.	VSC conectado a una red de cuatro hilos. . . . .	14
3.5.	Esquema de control para compensar oscilaciones de potencia en la red. Modificado de [13]. . . . .	18
3.6.	Esquema de control para compensar oscilaciones de potencia en el convertidor [13].	18
4.1.	Esquema de control para la corriente de fase máxima. . . . .	24
4.2.	Esquema de control ECC. . . . .	25
5.1.	Esquema del método DSC. . . . .	26
5.2.	Esquema del PLL utilizado para estimar el ángulo de orientación. . . . .	27
5.3.	Diseño del controlador para el PLL. . . . .	28
5.4.	Controlador con limitador y antiwindup [23]. . . . .	29
5.5.	Esquema de control propuesto para controlar la corriente de fase máxima. . .	30
5.6.	Diagrama de Bode del filtro diseñado. . . . .	31
5.7.	Limitador colineal implementado. . . . .	32
5.8.	Sistema a lazo cerrado de la corriente de secuencia cero. . . . .	34
5.9.	LGR de controladores resonantes. . . . .	35
5.10.	Zoom LGR de controladores resonantes. . . . .	35
5.11.	Diagrama de Bode controlador resonante. . . . .	35
6.1.	Modelo del sistema. . . . .	37
6.2.	Voltajes y corrientes del sistema usando ECSC. . . . .	39
6.3.	Potencia activa y reactiva del sistema usando ECSC. . . . .	40
6.4.	Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con $\mu = 1$ . . . . .	41
6.5.	Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con $\mu = 1$ . . . . .	41
6.6.	Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	42
6.7.	Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	43
6.8.	Voltajes y corrientes del sistema usando ECSC. . . . .	44
6.9.	Potencia activa y reactiva del sistema usando ECSC. . . . .	44

6.10. Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	45
6.11. Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	45
7.1. Parte del sistema experimental. . . . .	47
7.2. Zoom del sistema experimental. . . . .	48
7.3. Fuente de poder programable. . . . .	48
7.4. Corrientes de fase y del neutro aplicando ECSC. . . . .	50
7.5. Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECSC. . . . .	50
7.6. (a) Espectro de las potencias con ECSC. (b) Zoom espectro de potencia. . .	51
7.7. Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con $\mu = 1$ . . . . .	52
7.8. Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECC con $\mu = 1$ . . . . .	52
7.9. (a) Espectro de potencias aplicando ECC con $\mu = 1$ . (b) Zoom espectro. . .	53
7.10. Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	54
7.11. Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECC con $\mu = 0$ . . . . .	54
7.12. (a) Espectro de potencias antes de aplicar la compensación. (b) Zoom espectro.	55
7.13. (a) Espectro de potencias después de aplicar la compensación. (b) Zoom espectro.	55
7.14. Corrientes de fase y del neutro aplicando ECSC. . . . .	56
7.15. Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECSC. . . . .	57
7.16. (a) Espectro de potencias aplicando ECSC. (b) Zoom del espectro. . . . .	57
7.17. Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con $\mu = 0$ . . . . .	58
7.18. Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECC con $\mu = 0$ . . . . .	59
7.19. (a) Espectro de potencias antes de aplicar la compensación. (b) Zoom del espectro. . . . .	59
7.20. (a) Espectro de potencias después de activar el lazo de potencia. (b) Zoom del espectro. . . . .	60
9.1. Proceso de modulación [24]. . . . .	68
9.2. Tiempo muerto [24]. . . . .	69
9.3. PWM por muestreo natural [24]. . . . .	69

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

En los últimos años, la integración de fuentes de generación distribuida dentro los sistemas eléctricos ha emergido como un tema crítico impulsado principalmente por motivaciones ambientales e incentivos económicos [13]. Esto ha traído consigo algunos desafíos desde el punto de vista de la confiabilidad, la estabilidad y la calidad de suministro eléctrico, en donde los operadores del sistema han tenido que adaptar gradualmente sus requerimientos de conexión a la red conforme estas se han ido masificado [7]. En este contexto, la utilización de convertidores fuente de voltaje (VSC, *Voltage Source Converters*) como interfaz generador-red ha cobrado cada vez más importancia, pues sus modos de operación y control determinan el rendimiento de los sistemas de generación y desempeñan un rol esencial en la seguridad de estos, sobre todo en redes desbalanceadas [16].

En condiciones de una red desbalanceada aparecerán componentes de secuencia negativa y cero. Esto permitirá que oscilaciones de potencia de doble frecuencia (frecuencia de operación del sistema) aparezcan en la red, siendo reflejadas como ripple de voltaje en el DC-link de un VSC. Desde el punto de vista de la red, las oscilaciones de potencia activa pueden causar excesivo ruido (auditivo) y estrés mecánico en los generadores de tipo sincrónico, reduciendo su eficiencia y vida útil [5], mientras que las oscilaciones de potencia reactiva pueden causar pérdidas excesivas sobre el sistema eléctrico [14]. De forma análoga, las oscilaciones de potencia en el DC-link pueden afectar negativamente al desempeño de sistemas energizados por paneles solares, baterías y celdas de combustibles, en donde las componentes oscilantes de la corriente y el voltaje del DC-link hacen que se pierda eficiencia y se reduzca considerablemente su vida útil y la confiabilidad en el largo plazo de estas fuentes de generación [17], [18], [19]. Además, a causa de estas oscilaciones podría haber un eventual disparo de las protecciones por sobre tensión en el caso del DC-link, o por sobre corrientes en el convertidor lado red [16].

En este contexto, se han desarrollado distintas estrategias para controlar los VSC usando principalmente corrientes de secuencia positiva y negativa. Mediante estas corrientes los objetivos de control que se buscan conseguir son: compensación de oscilaciones de potencia activa en la red, potencia reactiva constante, corrientes balanceadas, DC-link sin ripple, entre

otros [10], [16]. Dado que los grados de libertad que otorgan estas corrientes no son suficientes para alcanzar todos los objetivos de control que se quisieran, se podrían presentar significativas oscilaciones de potencia activa y/o reactiva de doble frecuencia de red o corrientes desbalanceadas de elevada magnitud [12], [13].

En virtud de lo anterior, se han propuesto nuevas estrategias de control usando corriente de secuencia cero y con ello aumentar los grados de libertad para satisfacer de mejor forma los requerimientos antes mencionados [12], [13]. No obstante, la principal desventaja de estas estrategias es que pueden llegar a necesitar elevadas corrientes de secuencia cero, lo cual no siempre es posible de obtener según los límites nominales del sistema. Entonces nace la necesidad de indagar en nuevas estrategias que otorguen un mayor grado de flexibilidad para alcanzar los objetivos del control, y paralelamente mantener las corrientes dentro de dichos límites.

Particularmente en este trabajo se propone una extensión de la estrategia de control que utiliza secuencia cero, la cual permite trabajar con corrientes de secuencia positiva, negativa y cero dentro de un esquema colaborativo. El objetivo de control que se propone alcanzar es la compensación de oscilaciones de potencia en el convertidor (DC-link sin ripple) y corrientes de fase y del neutro dentro de sus límites nominales. Además como las oscilaciones de potencia en la red también pueden ocasionar efectos adversos sobre esta misma, en este trabajo también se propone mitigar dichos efectos.

## 1.2. Objetivos

El objetivo de este trabajo es controlar un convertidor de 4 piernas para compensar las oscilaciones de potencia en el DC-link bajo desbalances en la red de distribución, manteniendo tanto las corrientes de fase como del neutro dentro de sus límites nominales. Los objetivos específicos son:

- Revisión bibliográfica de los sistemas de generación distribuida en redes de distribución.
- Revisión bibliográfica y estado del arte de las estrategias de control de un VSC operando en redes de distribución de tres y cuatro hilos respectivamente.
- Revisión bibliográfica sobre la técnica de control resonante aplicado al control de convertidores de cuatro piernas.
- Diseñar y simular en el software PLECS la estrategia de control propuesta para un convertidor de cuatro piernas conectado a una red desbalanceada.
- Implementar la estrategia en la plataforma de control dSPACE DS1103 y validarla experimentalmente.

## 1.3. Estructura del trabajo

El presente trabajo se encuentra organizado en 8 capítulos, los cuales se describen a continuación.

- **Capítulo 1:** El primer capítulo corresponde a la introducción.
- **Capítulo 2:** En este capítulo se describen los sistemas de generación distribuida en redes de distribución.
- **Capítulo 3:** Revisión bibliográfica y estado del arte sobre las estrategias de control de convertidores fuente de voltaje (VSC) conectados a una red desbalanceada de tres y cuatro hilos respectivamente.
- **Capítulo 4:** En este capítulo se explica la estrategia de control propuesta.
- **Capítulo 5:** En este capítulo se explica todo lo relacionado al diseño del sistema de control utilizado tanto en la simulación como en la validación experimental de la estrategia de control propuesta.
- **Capítulo 6:** En este capítulo se explica la simulación realizada en PLECS, y los resultados obtenidos.
- **Capítulo 7:** En este capítulo se describe y detalla todo lo relacionado a la implementación, validación experimental y resultados obtenidos.
- **Capítulo 8:** En este capítulo se presentan las conclusiones y trabajos futuros a realizar.

# Capítulo 2

## Generación distribuida en redes de distribución

### 2.1. Generación distribuida

La creciente preocupación por la disponibilidad de energía primaria y el envejecimiento de la infraestructura de las redes de transmisión y distribución eléctrica actuales, desafían cada vez más la seguridad, fiabilidad y calidad de suministro eléctrico [2]. Paralelamente si se considera la creciente preocupación sobre el medio ambiente y el agotamiento de las energías fósiles, la generación a partir de fuentes de energías renovables se presenta como una solución viable para las próximas generaciones [1].

En este contexto, la estructura de diseño clásica de los sistemas eléctricos tradicionales ha ido cambiando. Si bien antes se concebía únicamente un modelo unidireccional en la que la energía pasaba por la etapa de generación, transmisión y distribución, ahora las fuentes de generación están siendo localizadas en los sistemas de distribución o directamente en los consumidores, sin necesitar de las redes de transmisión, presentando un flujo de potencia bidireccional en caso de que la fuente de generación inyecte o absorba potencia de la red. Este tipo de modelo recibe el nombre de Generación Distribuida (DG, *Distributed Generation*), el cual complementa al modelo clásico de generación. En la Figura 2.1 se muestra una comparativa de ambos modelos [1].

Generalmente la DG se compone de pequeñas unidades de generación de distinta naturaleza: eólica, solar, diésel, entre otros, las cuales pueden estar conectadas en media o baja tensión. Además de sus beneficios ambientales, las DGs ofrecen una alternativa de bajo costo para el flujo de energía dentro del mercado, dado que no implica pérdidas sustanciales en la transmisión de ésta debido a que su locación es cercana a la del cliente. Más aún, éstas podrían presentar una fuente confiable e ininterrumpida para estos clientes, especialmente en áreas rurales y en micro-redes [1]. De esta manera se presenta una variedad de potenciales beneficios tanto para el consumidor como para el proveedor de electricidad, lo que permite a ambos una gran flexibilidad y seguridad energética. Para el cliente esto se traduce en una reducción de la volatilidad del precio, gran confiabilidad y mejoramiento de la calidad

de suministro. En tanto que a las distribuidoras les permite aumentar su capacidad al tener parte de sus líneas liberadas, reducir la congestión de las líneas de transmisión y distribución, retraso de la inversión en la red, mejor utilización de sus recursos y la habilidad de los sistemas DG de proveer sistemas auxiliares, tales como soporte de voltaje y estabilidad, soporte de reactivos y ayudar al suministro de carga ante una contingencia hasta que la empresa distribuidora pueda aumentar su capacidad de suministro [3].

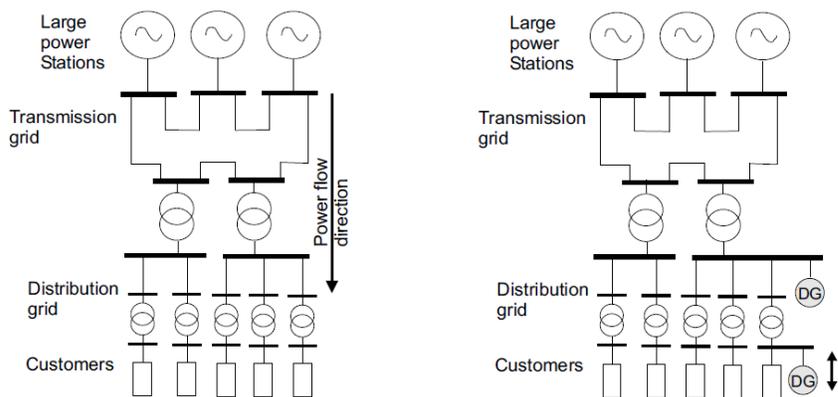


Figura 2.1: Sistema eléctrico tradicional (izquierdo) y penetración de DG [1].

## 2.2. Interfaces de electrónica de potencia

Para el funcionamiento adecuado de la mayoría de las fuentes DG, la incorporación de interfaces de electrónica de potencia (IEP) resulta esencial, pues además de permitir la interconexión de estas fuentes con la red, pueden ser diseñados para proveer servicios auxiliares a la empresa distribuidora, tales como soporte de potencia reactiva, balanceo de carga, soporte de voltaje y mitigación de armónicos. Además, estas DGs pueden ser más eficientes energéticamente en el sentido de que pueden proporcionar más producción de energía, producción de energía más suave (menos dependiente de las variaciones de la fuente primaria), y almacenamiento de energía controlada [1].

Debido a la naturaleza de las distintas fuentes de energía, es necesario utilizar IEP para procesar la potencia proveniente de la fuente primaria. De este modo, los convertidores reciben la potencia originada por la fuentes DG, y la inyectan en la barra AC con el voltaje y frecuencia de la red. Para los sistemas de almacenamiento de energía es necesario un flujo bidireccional de potencia entre las baterías y la red con el fin de absorber o inyectar energía al sistema en el momento que es requerido [1], [4]. Esto puede ser apreciado en la Figura 2.2.

El diseño del módulo de entrada depende específicamente de la fuente de energía o del tipo de almacenamiento de energía que se tenga. Para las fuentes de energía distribuida (DER, *Distributed Energy Resources*) que generan una salida AC usualmente a frecuencia variable, como la eólica, microturbinas, motor de combustión interna o acumuladores de inercia volante, necesitan un convertidor AC-DC (rectificador). Para los sistemas que generan una salida DC, como la fotovoltaica, pilas de combustibles o baterías, se necesita un conversor

DC-DC para cambiar el nivel de tensión. El módulo DC-AC (inversor) es el más genérico, y convierte la salida de la fuente DC acorde a la red AC. A la salida del conversor DC-AC se pone un filtro de salida, el que tiene como función eliminar el ruido causado por la conmutación de los dispositivos de conmutación del mismo. Cabe destacar que cada etapa de conversión es monitoreada y controlada según las consignas deseadas en la red [1], [4].

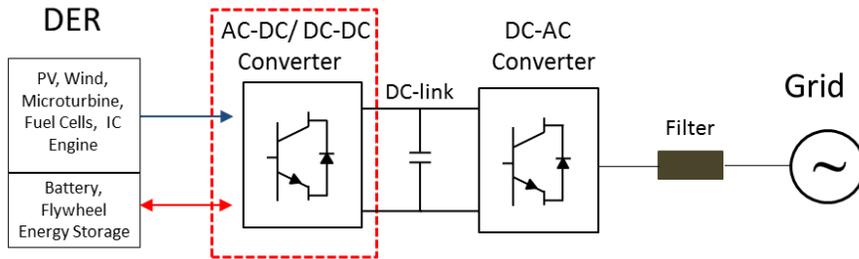


Figura 2.2: Proceso de conversión de energía de fuentes DG.

### 2.2.1. Convertidor DC-AC de cuatro piernas

El foco en este trabajo estará centrado sobre el convertidor de potencia DC-AC fuente de voltaje (VSC, *Voltage Source Converter*) conectado a una red de distribución de cuatro hilos mediante un filtro RL. Con la finalidad de trabajar con la corriente de secuencia cero que circula por el neutro del sistema, este conversor tendrá una cuarta pierna, siendo por ello denominado 4L-VSC (*Four Leg - Voltage Source Converter*).

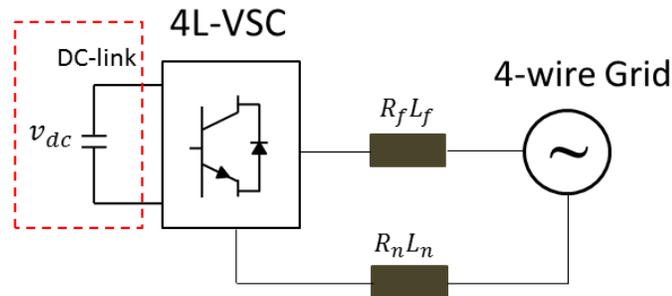


Figura 2.3: 4L-VSC conectado a una red trifásica de cuatro hilos.

## 2.3. Desbalances en redes de distribución

Entre los diversos tópicos relacionados a la calidad de la energía eléctrica, los desbalances de tensión en redes de distribución son bastante importantes y ampliamente estudiados. Estos pueden ser originados por varios motivos, dentro de los cuales pueden ser mencionados: cargas no-lineales, cargas desequilibradas, variabilidad de la demanda, inherente aleatoriedad y naturaleza de algunas fuentes DG y fallas remotas en la red. Esto causa efectos adversos

sobre el sistema de potencia y equipamiento, tales como sobrecalentamiento de maquinas y transformadores, limitación de la capacidad de los dispositivos de electrónica de potencia, más pérdidas y menos estabilidad del sistema eléctrico, y negativo impacto sobre motores y variadores de frecuencia. En la Figura 2.4 (a) se muestra una forma de onda que idealmente se desea en un sistema de distribución, sin embargo las condiciones que usualmente se encuentran son las mostradas en la Figura 2.4 (b) y Figura 2.4 (c) respectivamente [5], [16].

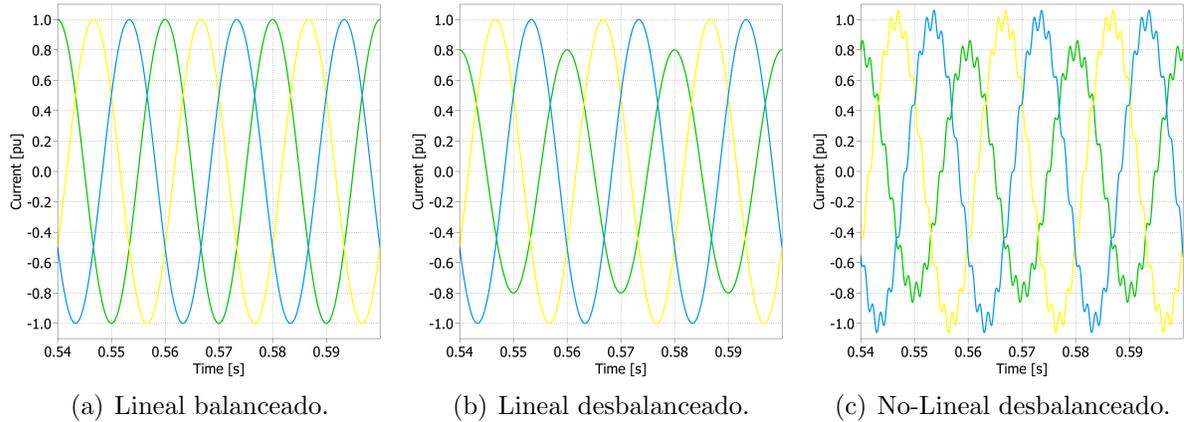


Figura 2.4: Formas de onda de corrientes.

### 2.3.1. Efectos adversos de oscilaciones de potencia en el DC-link

En condiciones de una red desbalanceada aparecerán componentes de secuencia negativa y cero. Esto permitirá que oscilaciones de potencia de doble frecuencia (frecuencia de operación del sistema) aparezcan en la red, las cuales serán reflejadas como ripple en el voltaje del DC-link del convertidor. Desde el punto de vista de la red, las oscilaciones de potencia activa pueden causar excesivo ruido (auditivo) y estrés mecánico en los generadores de tipo sincrónico, reduciendo su eficiencia y vida útil [5], mientras que las oscilaciones de potencia reactiva pueden causar pérdidas excesivas sobre el sistema eléctrico [14]. De forma análoga, las oscilaciones de potencia en el DC-link pueden afectar negativamente al desempeño de sistemas energizados por paneles solares, baterías y celdas de combustibles, en donde las componentes oscilantes de la corriente y el voltaje del DC-link hacen que se pierda eficiencia y se reduzca considerablemente su vida útil y la confiabilidad en el largo plazo de estas fuentes de generación [17], [18], [19]. Además, a causa de estas oscilaciones podría haber un eventual disparo de las protecciones por sobre tensión en el caso del DC-link, o por sobre corrientes en el convertidor lado red [16].

Profundizando lo anterior, cuando se conecta una batería en modo carga a un voltaje externo con gran ripple, como ocurre con el DC-link de un convertidor DC-AC conectado a una red desbalanceada, esto podría ocasionar una inmoderada reacción química. Similarmente cuando se conecta una celda de combustible a este voltaje externo, la corriente con ripple generada por la celda puede degradar la eficiencia del sistema significativamente e incluso hacerlo inestable. Se recomienda para una batería que el ripple de la corriente debería ser mantenido en menos de un 10% de la corriente nominal. En virtud de reducir el ripple

de corrientes y suavizar el voltaje externo sobre las baterías y las celdas de combustibles, voluminosos condensadores o ultra-capacitores son usualmente conectados en paralelos con ellos. Similarmente grandes condensadores son usualmente conectados para nivelar y suavizar el voltaje del DC-link de inversores y rectificadores. Para aplicaciones de volumen y/o pesos críticos, tales como vehículos eléctricos y sistemas de energía de las aeronaves, el volumen y el peso de condensadores electrolíticos podría ser un serio problema [19].

A pesar de las ventajas que podría traer sobre-dimensionar los condensadores electrolíticos (CE), ellos pueden ser vistos como los componentes más vulnerables en los sistemas de electrónica de potencia debido a su limitada vida útil. De hecho se estima que más de la mitad de las fallas de los convertidores estáticos son causados por la degradación de los CE. Degradación que puede ser acelerada aún más por la presencia de grandes ripple de voltaje en el DC-link. Esto eventualmente puede causar una gran interrupción de cargas críticas, que a su vez podría ocasionar un enorme costo [19].

En virtud de lo anterior, en este trabajo surge la necesidad de eliminar las oscilaciones de potencia en el DC-link de convertidores conectados a una red desbalanceada, y de esta forma evitar los efectos adversos ocasionados en sistemas de generación DC, disminuir la probabilidad de falla eléctrica de los convertidores producto de la acelerada degradación de dichos condensadores, sobre-dimensionamiento de CE, entre otros. Además como las oscilaciones de potencia en la red también pueden ocasionar efectos adversos sobre esta misma, en este trabajo también se propone mitigar dichos efectos.

# Capítulo 3

## Estrategias de control de un VSC

### 3.1. VSC conectado a una red desbalanceada

En este trabajo es de interés controlar un VSC (*Voltage Source Converter*) conectado a una red desbalanceada. En este contexto se utilizan las componentes simétricas de secuencia positiva, negativa y cero que surgen de manera natural en estas redes. De esta forma, para redes trifásicas de tres hilos sólo es posible utilizar las secuencias positiva y negativa, teniendo cuatro grados de libertad disponible, que son las corrientes de secuencia positiva y negativas en ejes  $\alpha\beta$  o  $dq$ , mientras que en redes de cuatro hilos se tienen seis grados de libertad, pues además de los de secuencia positiva y negativa, se tienen los de secuencia cero.

Se han desarrollado varias estrategias de control en redes de tres hilos, cuyos objetivos de control pueden ser brevemente resumido en los siguientes puntos: (a) eliminar las oscilaciones de potencia activa en la red o en el DC-link (conversor); (b) tener potencia activa/reactiva constante en la red; (c) y eliminar las corrientes de secuencia negativa [13]. Una de las deficiencias que se tienen en redes de tres hilos, es que los grados de libertad no permiten cumplir todos los objetivos de control, y en algunos casos pueden estar presentes significativas oscilaciones de potencia de doble frecuencia ( $2\omega$ ) tanto activa como reactiva o corrientes desbalanceadas de elevada magnitud [12], [13]. De esta forma, al integrar estos objetivos de control usando los grados de libertad adicionales que entrega la secuencia cero en una red de cuatro hilos, sería posible cumplir gran parte de los objetivos expuestos, teniendo una estrategia mucho más flexible y de mejor desempeño en comparación a la otra. Es por este motivo, que la operación de los VSC conectados a una red desbalanceada será analizado por separado para redes trifásica de tres y de cuatro hilos respectivamente.

### 3.2. VSC conectado a una red trifásica de tres hilos

Para analizar el VSC conectado a una red de tres hilos, se considerará el sistema mostrado en la Figura 3.1. Debido a la topología de la red, cuando se está en una condición de desbalance

sólo es posible trabajar con voltajes y corrientes de secuencia positiva y negativa, ya que no se tiene acceso al neutro.

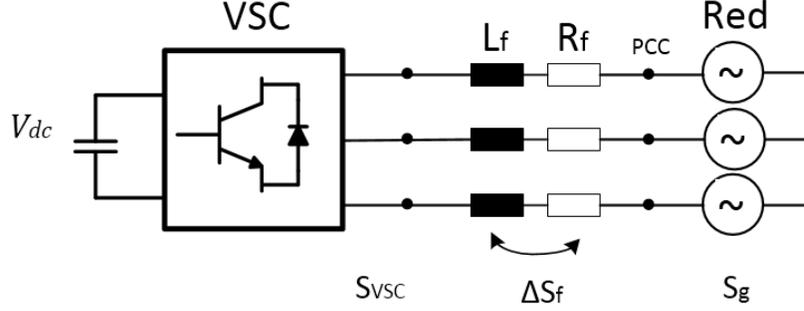


Figura 3.1: Conversor VSC conectado a la red.

En este contexto, el voltaje de la red puede ser expresado como la suma de los voltajes de secuencia positiva y negativa, de la forma

$$\mathbf{v}_g = \mathbf{v}_1 e^{j\omega t} + \mathbf{v}_2 e^{-j\omega t} \quad (3.1)$$

donde  $\mathbf{v}_1 = v_{1d} + jv_{1q}$  y  $\mathbf{v}_2 = v_{2d} + jv_{2q}$  son los voltajes de secuencia positiva y negativa con sus respectivas componentes en  $dq$  en ambos ejes de referencia sincrónicos. Igualmente, el vector de corriente complejo puede ser expresado como

$$\mathbf{i}_g = \mathbf{i}_1 e^{j\omega t} + \mathbf{i}_2 e^{-j\omega t} \quad (3.2)$$

donde  $\mathbf{i}_1 = i_{1d} + ji_{1q}$  e  $\mathbf{i}_2 = i_{2d} + ji_{2q}$ . De esta forma se puede calcular la potencia aparente instantánea de la red como [15]:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_g = \mathbf{v}_g \mathbf{i}_g^* &= (\mathbf{v}_1 e^{j\omega t} + \mathbf{v}_2 e^{-j\omega t}) \cdot (\mathbf{i}_1 e^{j\omega t} + \mathbf{i}_2 e^{-j\omega t})^* \\ &= \bar{\mathbf{S}}_g + \tilde{\mathbf{S}}_g \end{aligned} \quad (3.3)$$

en donde  $\bar{\mathbf{S}}_g = \bar{P}_g + j\bar{Q}_g$  es la potencia aparente promedio y  $\tilde{\mathbf{S}}_g = \tilde{P}_g + j\tilde{Q}_g$  la potencia aparente oscilante. De esto se desprende que

$$P_g(t) = \bar{P}_g + P_{2c} \cos(2\omega t) + P_{2s} \sin(2\omega t) \quad (3.4)$$

$$Q_g(t) = \bar{Q}_g + Q_{2c} \cos(2\omega t) + Q_{2s} \sin(2\omega t) \quad (3.5)$$

Expresando cada uno de estos términos en las componentes  $dq$  tanto del voltaje como de la corriente de la red, se forma la matriz (3.6), la cual es denominada “Matriz de referencia”.

$$\begin{bmatrix} \bar{P}_g \\ P_{2c} \\ P_{2s} \\ \bar{Q}_g \\ Q_{2c} \\ Q_{2s} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{1q} & v_{2d} & v_{2q} \\ v_{2d} & v_{2q} & v_{1d} & v_{1q} \\ v_{2q} & -v_{2d} & -v_{1q} & v_{1d} \\ v_{1q} & -v_{1d} & v_{2q} & -v_{2d} \\ v_{2q} & -v_{2d} & v_{1q} & -v_{1d} \\ -v_{2d} & -v_{2q} & v_{1d} & v_{1q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

El sistema descrito en (3.6) tiene cuatro grados de libertad  $(i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q})$  para controlar seis variables  $(\bar{P}_g, P_{2c}, P_{2s}, \bar{Q}_g, Q_{2c}, Q_{2s})$ . Por lo tanto hay que hacer una elección de los objetivos del control en virtud de mantener las corrientes de la red en su componente fundamental. De esta forma las referencias de corrientes se establecen para regular la potencia activa y reactiva promedio  $(\bar{P}_g, \bar{Q}_g)$  y para eliminar las oscilaciones de doble frecuencia de potencia activa  $(P_{2c}, P_{2s})$ . De este modo, las oscilaciones de potencia reactiva  $(Q_{2c}, Q_{2s})$  no son controladas en ningún caso [11].

### 3.2.1. Objetivos de control

Las estrategias de control de un VSC bajo una red desbalanceada pueden ser estudiada en dos grupos. En el primer grupo, las estrategias de control solamente protegen al convertidor de potencia de efectos adversos cancelando las oscilaciones de potencia en la red o en el DC-link. Sin embargo la corriente puede alcanzar grandes *peak* en la salida del convertidor, situación que puede ser controlada mediante la potencia activa y reactiva promedio. En el segundo grupo, las estrategias de control son basadas sobre componente de secuencia positiva y negativa de la potencia activa y reactiva de la red, pudiendo alcanzar la completa eliminación de oscilaciones de potencia en la red y límites aceptables para las corrientes fuera del conversor, sin embargo pueden aparecer armónicos en la corriente, sacrificando la calidad de suministro del convertidor [16].

En virtud de lo anterior, en este trabajo sólo serán tratados las estrategias del primer grupo, cuyos objetivos de control son: tener corrientes balanceadas en la red, compensación de oscilaciones de potencia en la red y en el DC-link respectivamente.

#### (a) Corrientes balanceadas:

Para lograr este objetivo, la corriente de secuencia negativa de referencia se debe hacer cero. De esta forma, si el sistema de control está bien diseñado, se consigue que los voltajes de secuencia negativa tanto del conversor como de la red sean iguales, y que la corriente que circule en la red trifásica sea balanceada y de secuencia positiva [10].

Según se muestra en la matriz (3.7), al hacer cero las corrientes de secuencia negativa, sólo es posible controlar el par de potencia activa y reactiva promedio  $(\bar{P}_g, \bar{Q}_g)$ , dejando libre la potencia oscilante tanto activa como reactiva de la red, cuyas magnitudes dependerán de la potencia promedio consignada. De este modo el DC-link del conversor presentará oscilaciones de potencia.

$$\begin{bmatrix} \bar{P}_g \\ \bar{Q}_g \\ P_{2c} \\ P_{2s} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{1q} & v_{2d} & v_{2q} \\ v_{1q} & -v_{1d} & v_{2q} & -v_{2d} \\ v_{2d} & v_{2q} & v_{1d} & v_{1q} \\ v_{2q} & -v_{2d} & -v_{1q} & v_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

**(b) Compensación de oscilaciones de potencia en la red:**

Para lograr este objetivo es necesario hacer  $P_{2c} = 0$  y  $P_{2s} = 0$ . De esta forma la matriz de referencia quedará conformada según muestra (3.8). Al aplicar este objetivo de control, las oscilaciones de potencia activa en la red serán nulas, sin embargo existirán oscilaciones de potencia activa circulando entre el convertor y el filtro, por lo que también estarán presentes oscilaciones en el DC-link [10], [11].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{i}_{2d} \\ \dot{i}_{2q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{1q} & v_{2d} & v_{2q} \\ v_{1q} & -v_{1d} & v_{2q} & -v_{2d} \\ v_{2d} & v_{2q} & v_{1d} & v_{1q} \\ v_{2q} & -v_{2d} & -v_{1q} & v_{1d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \overline{P}_g \\ \overline{Q}_g \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

**(c) Compensación de oscilaciones de potencia en el DC-link:**

Para eliminar la oscilación de potencia en el DC-link (convertor) se debe imponer que la oscilación de potencia en la red esté en contrafase a la del filtro. De esta forma, si se considera que la potencia disipada por el filtro es  $\Delta\tilde{P}_f$ , tal que

$$\Delta P_{f_{2c}} = 2 [\dot{i}_{1d}(R_f \dot{i}_{2d} + \omega L_f \dot{i}_{2q}) + \dot{i}_{1q}(R_f \dot{i}_{2q} - \omega L_f \dot{i}_{2d})] \quad (3.9)$$

$$\Delta P_{f_{2s}} = 2 [\dot{i}_{1d}(R_f \dot{i}_{2q} - \omega L_f \dot{i}_{2d}) - \dot{i}_{1q}(R_f \dot{i}_{2d} + \omega L_f \dot{i}_{2q})] \quad (3.10)$$

se debe cumplir que  $P_{2c} = -\Delta P_{f_{2c}}$  y  $P_{2s} = -\Delta P_{f_{2s}}$ . De este modo, la matriz de referencia quedará expresada según (3.11). Como consecuencia de este control la potencia en el DC-link es compensada, pero aún existirán oscilaciones de potencia activa circulando entre el filtro y la red [10], [11].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{i}_{2d} \\ \dot{i}_{2q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{1q} & v_{2d} & v_{2q} \\ v_{1q} & -v_{1d} & v_{2q} & -v_{2d} \\ v_{2d} & v_{2q} & v_{1d} & v_{1q} \\ v_{2q} & -v_{2d} & -v_{1q} & v_{1d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \overline{P}_g \\ \overline{Q}_g \\ -\Delta P_{f_{2c}} \\ -\Delta P_{f_{2s}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

**3.2.1.1. Esquemas de control**

Como se mencionó anteriormente, es posible encontrar distintas estrategias de control para un VSC conectado a un red de tres hilos. Existen varias técnicas de control que pueden ser ocupadas para ello, siendo el “control vectorial” (control en coordenadas dq) y el “control resonante” (control en coordenadas  $\alpha\beta$ ) las comúnmente usadas. En la Figura 3.2 se muestra un esquema de control usando control vectorial, el cual utiliza controladores PI, un separador de secuencia denominado DSC (*Delay Signal Cancellation*) cuya función es separar la secuencia positiva y negativa tanto de la corriente como del voltaje, y un PLL (*Phase Lock Loop*), el que tiene como finalidad sincronizarse con el voltaje de la red de secuencia positiva y de esta forma conseguir un ángulo de orientación. Por otra parte, en la Figura 3.3 se aprecia un esquema con controladores resonantes, en donde se muestra que el DSC sigue siendo ocupado.

Un PLL también puede ser incorporado dependiendo del diseño del controlador. Además, si el controlador de corriente se desarrolla en  $\alpha\beta$ , las referencias pueden ser calculadas en  $dq$  y luego transformadas a  $\alpha\beta$ , en tal caso este bloque entregará el ángulo de orientación para efectuar las transformaciones necesarias entre coordenadas. Particularmente en este trabajo es de interés esto último.

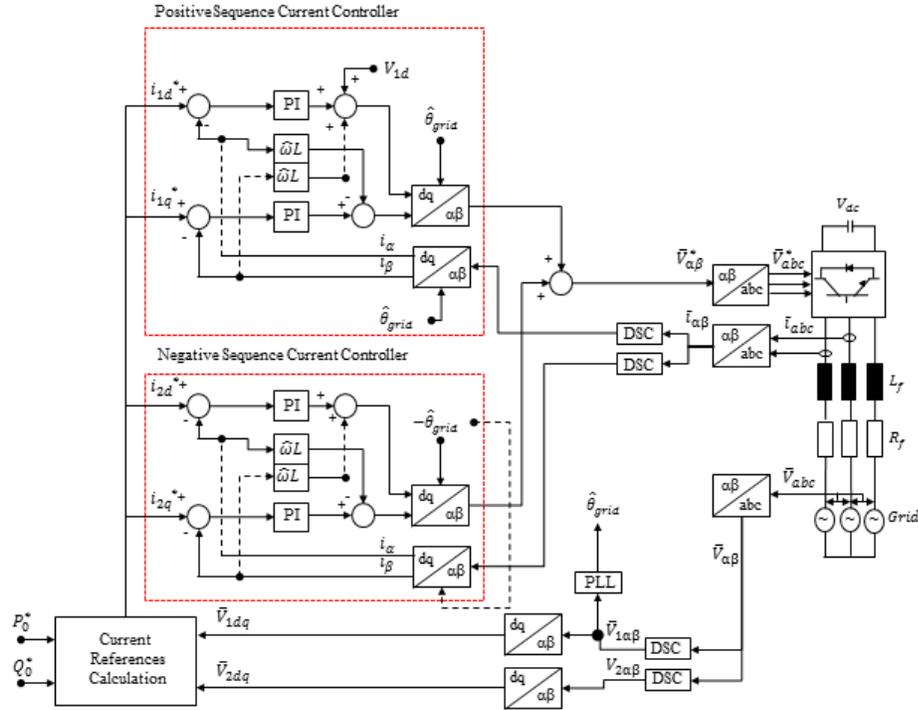


Figura 3.2: Estrategia de control usando coordenada  $dq$ . Modificado de [11].

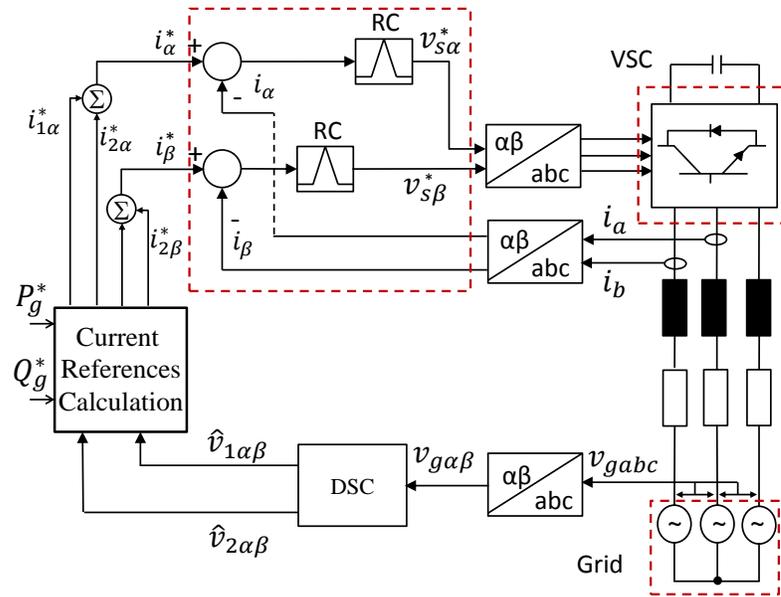


Figura 3.3: Esquema de control usando coordenadas  $\alpha\beta$ . Modificado de [11].

### 3.3. VSC conectado a una red trifásica de cuatro hilos

En esta sección se estudiarán las estrategias de control para compensar oscilaciones de potencia usando la corriente de secuencia cero, las que sólo pueden aplicarse para eliminar oscilación de potencia activa en la red o en el DC-link, en donde las corrientes de secuencia positiva y negativa serán las encargadas de eliminar la potencia reactiva oscilante en la red. En lo que sigue se explicará en detalle cada uno de estos procedimientos sobre la base de una red de cuatro hilos como se muestra en la Figura 3.4. Cabe mencionar que a diferencia del tratamiento matricial que generalmente se le da al cálculo de las corrientes de referencias en redes de tres hilos, en redes de cuatro hilos el tratamiento matemático es más algebraico, pero equivalente al desarrollado anteriormente.

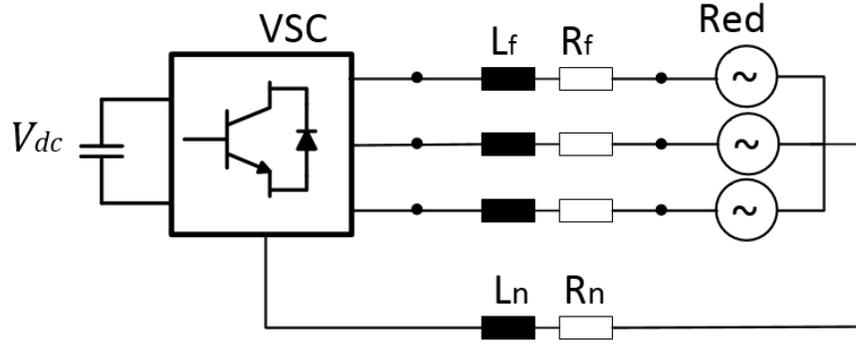


Figura 3.4: VSC conectado a una red de cuatro hilos.

#### 3.3.1. Consideraciones sobre la potencia compleja instantánea

Para implementar el control de las estrategias basadas en la corriente de secuencia cero, será usada la teoría de las potencias instantánea [15]. De acuerdo a esta teoría, la potencia activa y reactiva instantánea dentro de la red puede ser expresado como

$$P_g = \frac{3}{2} \Re\{\mathbf{v}_g \mathbf{i}_g^*\} + 3i_0 v_{g0} = P_{g12} + P_{g0} \quad (3.12)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \Im\{\mathbf{v}_g \mathbf{i}_g^*\} \quad (3.13)$$

Es posible notar que la corriente de secuencia cero sólo contribuye a la potencia activa y no afecta a la potencia reactiva. Más aún, la potencia activa puede ser separada en dos componentes: una potencia de secuencia positiva-negativa  $P_{g12}$  y una potencia de secuencia cero  $P_{g0}$ . Análogamente la potencia activa del conversor puede ser escrita como

$$P_s = \frac{3}{2} \Re\{\mathbf{v}_s \mathbf{i}_g^*\} + 3i_0 v_{s0} \quad (3.14)$$

Considerando la ecuación dinámica del sistema, es posible re-escribir (3.14), quedando

$$P_s = \underbrace{\frac{3}{2} \Re\{\mathbf{v}_g \mathbf{i}_g^*\}}_{P_{g12}} + \underbrace{\frac{3}{2} R_f |\mathbf{i}_g|^2 + \frac{3}{2} L_f \Re\left\{\frac{d\mathbf{i}_g}{dt} \mathbf{i}_g^*\right\}}_{P_{f12}} + \underbrace{3i_0 v_{s0}}_{P_{s0}} \quad (3.15)$$

### 3.3.2. Compensación de oscilaciones de potencia reactiva

Dado que se tiene acceso al neutro para controlar la corriente de secuencia cero, es posible compensar las oscilaciones de potencia activa en la red o en el DC-link. Esto permite eliminar completamente las oscilaciones de potencia reactiva mediante las corrientes de secuencia positiva y negativa. Esto es equivalente a trabajar con la matriz de referencia vista en la sección anterior, escogiendo en este caso los parámetros  $\{\bar{P}, \bar{Q}, \tilde{Q}_g\}$  para referenciar cada una de las corrientes en  $dq$ .

Por otro lado, si se expresa la potencia reactiva instantánea en términos de los voltajes y corrientes de secuencia positiva y negativa, se tiene

$$Q_g = \underbrace{\frac{3}{2} \Im\{\mathbf{v}_1 \mathbf{i}_1^* + \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_2^*\}}_{\bar{Q}_g} + \underbrace{\frac{3}{2} \Im\{\mathbf{v}_1 \mathbf{i}_2^* e^{j2\omega t} + \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}\}}_{\tilde{Q}_g} \quad (3.16)$$

Al imponer que la potencia reactiva oscilante sea cero, implica que

$$\mathbf{i}_2 = \frac{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2}{|\mathbf{v}_1|^2} \mathbf{i}_1^* \quad (3.17)$$

pues  $\Im\{z + \bar{z}\} = 0$ , con  $z \in \mathbb{C}$ . Además, si la corriente de secuencia negativa es bien regulada por (3.17), y el sistema de control está orientado con el voltaje de secuencia positiva, i.e.  $v_1 = v_{1d}$ , la corriente del eje  $q$  de secuencia positiva puede expresarse como

$$i_{1q} = \frac{2}{3} \frac{\bar{Q}_g^{ref} v_{1d}}{v_{2d}^2 + v_{2q}^2 - v_{1d}^2} \quad (3.18)$$

Al regular la corriente de secuencia negativa usando (3.17), la potencia media y oscilante de la red de secuencia positiva y negativa pueden escribirse como

$$\bar{P}_{g12} = \frac{3}{2} \left( v_{1d} i_{1d} + \frac{v_{2d}^2 + v_{2q}^2}{v_{1d}} i_{1d} \right) \quad (3.19)$$

$$\tilde{P}_{g12} = 3 \Re\{\mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}\} \quad (3.20)$$

De esta forma, la corriente de secuencia positiva del eje  $d$  será

$$i_{1d} = \frac{2}{3} \frac{\bar{P}_g^{ref} v_{1d}}{v_{1d}^2 + v_{2d}^2 + v_{2q}^2} \quad (3.21)$$

En este contexto, los bloques DSC y PLL mostrados en el esquema de control de tres hilos siguen siendo ocupados. El primero es utilizado para separar la secuencia positiva y negativa del voltaje, y el segundo para obtener el ángulo de orientación del sistema según el voltaje de secuencia positiva.

### 3.3.3. Compensación de oscilaciones de potencia activa

Como se mencionó anteriormente, mediante los grados de libertad adicionales que entrega la corriente de secuencia cero sólo es posible compensar oscilaciones de potencia activa. Este método ya fue investigado por [12], sin embargo el autor no explica cómo obtener el ángulo de fase entre la corriente y el voltaje de secuencia cero. Más aún, el desempeño de la estrategia en el transiente no es reportado, entre otros. Es por esta razón que se procede con la estrategia de control mostrado en [13]. A continuación se describen los métodos para eliminar las oscilaciones de potencia en la red y en el DC-link respectivamente.

#### 3.3.3.1. Compensación de oscilaciones de potencia en la red

Del balance de potencia mostrado en (3.12), es claro que para compensar la potencia oscilante de secuencia positiva y negativa de la red usando la potencia de secuencia cero, estas deben estar en contrafase, siendo esta última la que se regula para lograr el objetivo. Dado que el voltaje de secuencia cero  $v_{g0}$  es impuesto por el desbalance de la red, la única manera de regular la potencia de secuencia cero es a través de la corriente del neutro  $3i_0$ . Como se mostrará más adelante, esta corriente tiene solución analítica en coordenadas  $dq$ , y es obtenida luego de aplicar un sistema de referencia sincrónico ficticio sobre el voltaje  $v_{g0}$ , y obtener una representación de la potencia  $\tilde{P}_{g12}$  en estos mismos ejes. Para mayor claridad de la estrategia propuesta por [13], esta será explicada a continuación como sigue.

##### (a) Sistema de referencia sincrónico:

Como el voltaje de secuencia cero de la red es monofásico, se genera un vector de voltaje ficticio  $\mathbf{v}_{g0} = v_{g0} + jv_{g0}^\beta$  en coordenadas  $\alpha\beta$  para poder llevarlo a un sistema de ejes sincrónicos  $dq$ . Esto se realiza mediante un filtro APF (*All Pass Filter*) [20], el cual genera una señal ortogonal con respecto a la señal de entrada. Este filtro se expresa de la siguiente manera en el dominio de Laplace:

$$v_{g0}^\beta = \frac{\omega_0 - s}{\omega_0 + s} v_{g0} \quad (3.22)$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia nominal. Al obtener la componente ortogonal ficticia del voltaje de secuencia cero, es posible obtener el ángulo de orientación del voltaje de secuencia cero  $\theta_0$  mediante un PLL, o si el sistema lo permite, con la función  $\arctan(v_{g0}^\beta/v_{g0})$ . Mediante este procedimiento, se obtiene  $V_{g0}$ , que es simplemente la magnitud de  $v_{g0}$  en los ejes  $dq$  ficticios.

##### (b) Potencia de la red de secuencia cero:

Al escribir la corriente y el voltaje de la red de secuencia cero en términos fasoriales, se tiene lo siguiente:

$$v_{g0} = \frac{1}{2} V_{g0} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (3.23)$$

$$i_0 = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_0 e^{j\omega t} + \mathbf{i}_0^* e^{-j\omega t}) \quad (3.24)$$

donde  $V_{g0}$  es el valor encontrado anteriormente, e  $\mathbf{i}_0 = i_{0d} + j i_{0q}$ . De este modo la potencia de la red de secuencia cero  $P_{g0} = 3i_0 v_{g0}$  se puede escribir como:

$$\bar{P}_{g0} = \frac{3}{2} V_{g0} i_{0d} \quad (3.25)$$

$$\tilde{P}_{g0} = \frac{3}{4} V_{g0} (\mathbf{i}_0^* e^{j2\omega t} + \mathbf{i}_0 e^{-j2\omega t}) \quad (3.26)$$

Según se observa, la potencia de la red de secuencia cero también presenta oscilaciones de doble frecuencia. Entonces esta componente puede ser utilizada para compensar las oscilaciones de potencia activa en la red imponiendo  $\tilde{P}_{g0}^{ref} = -\tilde{P}_{g12}$ . Al expresar de forma general la potencia oscilante  $\tilde{P}_{g12}$  como

$$\tilde{P}_{g12} = P_{2c} \cos(2\omega t) + P_{2s} \sin(2\omega t) \quad (3.27)$$

$$= \frac{1}{2}(P_{2c} - jP_{2s})e^{j2\omega t} + \frac{1}{2}(P_{2c} + jP_{2s})e^{-j2\omega t} \quad (3.28)$$

y comparando las ecuaciones (3.26) y (3.28), se concluye que

$$\mathbf{i}_0 = \frac{2}{3} \frac{\mathbf{P}_{dq}^*}{V_{g0}} \Rightarrow \tilde{P}_{g0} = -\tilde{P}_{g12} \quad (3.29)$$

donde  $\mathbf{P}_{dq}^* = P_{2c} - jP_{2s}$  es el complejo conjugado del vector de potencia oscilante en el eje sincrónico  $dq$ , el cual es obtenido usando la transformación de Park con el doble ángulo de fase del voltaje de secuencia cero (i.e. multiplicando por  $e^{-j2\omega t}$ ). De este modo, al usar (3.28) y un filtro Notch centrado en  $4\omega_0$ , se obtiene  $\mathbf{P}_{dq}^*$  y la amplitud de las oscilaciones.

### (c) Esquema de control:

En virtud de lo anterior, se establece el sistema de control a lazo abierto mostrado en la Figura 3.5 para compensar las oscilaciones de potencia activa en la red. En este esquema se aprecian tres etapas que son de importancia: La primera es la obtención de una representación en  $dq$  de la potencia oscilante  $\tilde{P}_{g12}$ , la segunda en la obtención de una referencia para la corriente de secuencia cero también en  $dq$ , y la tercera es la obtención del ángulo de orientación  $\theta_0$  proveniente del voltaje de secuencia cero (voltaje de modo común de la red), y de esta forma poder hacer las transformaciones de coordenadas tanto de la potencia (i.e. proceso de modulación) como de la corriente. Al pasar por todas estas etapas, se obtiene finalmente la referencia de la corriente de secuencia cero (componente  $\alpha$ ), la cual se inserta al lazo interno de corriente de misma secuencia.

Cabe señalar que la potencia de la red de secuencia cero también presenta una componente media  $\bar{P}_{g0}$ , por lo que la corriente de secuencia positiva dada por (3.21) debe ser redefinida como se muestra en (3.30), y de esta forma la potencia promedio suministrada a la red se mantendrá constante.

$$i_{1d} = \frac{2}{3} \frac{(\bar{P}_g^{ref} - \bar{P}_{g0})}{v_{1d}^2 + v_{2d}^2 + v_{2q}^2} \quad (3.30)$$

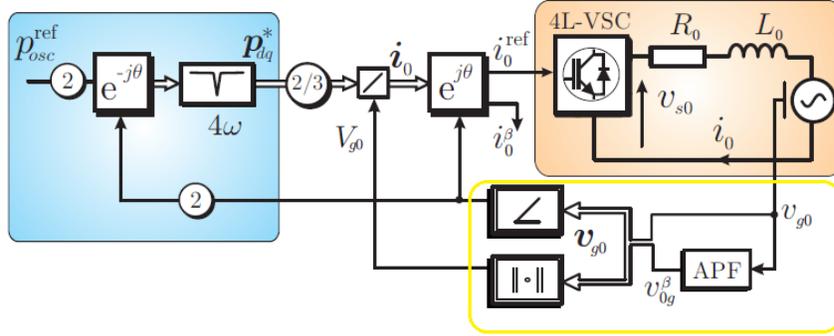


Figura 3.5: Esquema de control para compensar oscilaciones de potencia en la red. Modificado de [13].

### 3.3.3.2. Compensación de oscilaciones de potencia en el DC-link

Para compensar las oscilaciones de potencia en el DC-link sería bastante simple utilizar por analogía la expresión (3.29) y de esta forma obtener una referencia para la corriente de secuencia cero, sin embargo no se conoce a priori el voltaje de secuencia cero del convertidor  $v_{s0}$ , pues es parte de las variables de actuación del sistema. De esta forma, para conocer la magnitud y la fase de la corriente de secuencia cero que se desea aplicar, se establece un lazo externo para la potencia oscilante del convertidor anidando al lazo de corriente de secuencia cero, tal como se muestra en la Figura 3.6, en donde se aprecia el esquema de control de la estrategia. Esta última será explicada a continuación.

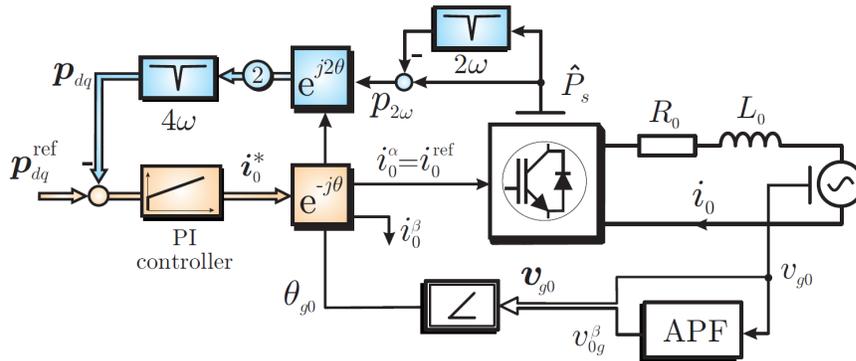


Figura 3.6: Esquema de control para compensar oscilaciones de potencia en el convertidor [13].

#### (a) Obtención de potencia oscilante del convertidor:

Para obtener la potencia del convertidor es posible estimarla desde las señales del convertidor o bien a partir de las mediciones de las variables eléctricas en el DC-link. Para el primer caso, la estimación se realiza mediante la expresión (3.31), en donde  $i_x[k+1]$  es la corriente de fase futura cuando el estado de *switching*  $s_x[k+1]$  es aplicado

en el siguiente tiempo de muestreo.

$$\widehat{P}_s = \frac{V_{dc}}{2} \sum_{x \in \{a,b,c\}} (s_x[k+1] - s_n[k+1])(i_x[k+1] + i_x[k]) \quad (3.31)$$

Para el segundo caso, la potencia del convertor  $P_s$  se obtiene de la medición del voltaje en el DC-link y de la corriente DC que alimenta al mismo, y luego se desarrolla el producto escalar simple de estas dos variables. Luego sigue determinar la componente de doble frecuencia de la potencia. Para ello se utiliza un filtro Notch sintonizado en  $2\omega$ , denominado  $F_{2\omega}(s)$ . De esta forma, se tendrá

$$\widetilde{P}_s = (1 - F_{2\omega}(s))P_s \quad (3.32)$$

Luego sigue obtener una representación  $\mathbf{P}_{dq}$  de la potencia, lo cual es análogo a lo realizado con la potencia de la red de secuencia cero. Notar que una alternativa a lo realizado en (3.32) es colocar directamente un filtro Pasa-banda, obteniendo un resultado equivalente.

**(b) Corriente de referencia de secuencia cero:**

Dado que no es posible utilizar la expresión (3.29) para encontrar la corriente de secuencia cero que cancele las oscilaciones de potencia en el convertor, se usa un PI para encontrar la magnitud y la fase de esta corriente. De esta forma se establece un lazo de control de potencia que anida al de corriente. Según se muestra en (3.33), la corriente encontrada se hace utilizando la magnitud del voltaje de la red de secuencia cero. Cabe señalar que la referencia para este lazo de control debe ser  $\mathbf{P}_{dq}^{ref} = 0$ , y  $\mathbf{P}_{dq}$  es la representación en dq de la potencia  $\widetilde{P}_s$ , y es la que se quiere llevar a cero.

$$\mathbf{i}_0^{ref} = \frac{2(\mathbf{P}_{dq}^{ref} - \mathbf{P}_{dq})}{3V_{g0}} PI(s) \quad (3.33)$$

# Capítulo 4

## Estrategia de Control Colaborativa

### 4.1. Limitaciones de la estrategia con secuencia cero

Según lo visto en el capítulo pasado, las Estrategias de Control con Secuencia Cero (ECSC) propuestas en [13] aumentan los grados de libertad para poder compensar las oscilaciones de potencia activas en la red y/o en el convertidor usando la corriente de secuencia cero, y de esta forma hacer posible la eliminación de potencia reactiva oscilante en la red mediante las corrientes de secuencia positiva y negativa. A pesar del buen desempeño que es posible obtener con esta estrategia, en esta no se considera el límite nominal tanto de las corrientes de fase como del neutro. Si bien se discute cómo mantener las corrientes dentro de este límite, no se propone algún sistema de control que regule esto. Además, si el voltaje de la red de secuencia cero es muy pequeña o prácticamente cero (como por ejemplo en una falla trifásica de tipo simétrica), la estrategia puede necesitar una corriente de secuencia cero muy elevada para poder compensar adecuadamente dichas oscilaciones. De esta forma, si la corriente de secuencia cero demandada por la estrategia es elevada, también lo serán las corrientes de fase, pudiendo causar el disparo de las protecciones por sobre corrientes del sistema.

Entonces a pesar de que la ECSC mejora la flexibilidad del sistema al tener más grados de libertad, para trabajar con ella sería necesario sobre-dimensionar el sistema de conversión, lo que sería muy costoso. Por lo tanto es necesario limitar nominalmente tanto las corrientes de fase como del neutro y de esta forma hacer operativa la estrategia en redes de distribución. De este modo surge de manera natural lo que se denomina Estrategia de Control Colaborativa (ECC), la cual tiene como objetivo trabajar con estos límites y además compensar y/o mitigar las oscilaciones de potencia en el convertidor.

## 4.2. Saturación de la corriente de secuencia cero

Cuando la ECSC no presenta ningún impedimento con respecto a la corriente de secuencia cero que puede circular por el neutro, esta estrategia lleva a cero las oscilaciones de potencia en el convertidor sin mayores inconvenientes. Esta situación se ilustra mejor al considerar una corriente de compensación  $i_{0_{cm}}$ , la cual satisface la expresión (4.1).

$$\text{Si } i_0 = i_{0_{cm}} \Rightarrow \tilde{P}_{osc} = \emptyset. \quad (4.1)$$

De este modo, si se impone un límite de corriente de secuencia cero  $i_{0_{sat}}$  con el fin de proteger al sistema, es posible que las oscilaciones de potencia no sean compensadas del todo, pues la corriente demandada por la estrategia quizás sea superior a la de saturación, tal como se muestra en (4.2).

$$i_0 = \begin{cases} i_{0_{cm}} & \text{Si } i_{0_{cm}} \leq i_{0_{sat}} \\ i_{0_{sat}} & \text{Si } i_{0_{cm}} > i_{0_{sat}} \end{cases} \quad (4.2)$$

En este caso, lo ideal sería que las oscilaciones de potencia en el convertidor se controlen a cero y que la corriente de secuencia cero demandada esté dentro del rango permitido. Con el fin de dar respuesta a lo anterior, el escenario que interesa en este trabajo es cuando la corriente de secuencia cero demandada por la estrategia (corriente de compensación) es mayor a la de saturación.

## 4.3. Estrategia de control colaborativa

Cuando circula por el sistema una corriente de secuencia cero saturada, el balance de potencia se expresa según (4.3).

$$\tilde{P}_s = \tilde{P}_{s12} + \tilde{P}_{s0_{sat}} \quad (4.3)$$

Para llevar a cero las oscilaciones de potencia en el conversor, se controla la potencia reactiva oscilante  $\tilde{Q}_g$  mediante las corrientes de secuencia positiva y negativa  $i_{12}$ . En este contexto, se impone entre estas corrientes una relación lineal usando un parámetro  $\mu$  tal como se muestra en (4.4), cuya expresión se hereda de (3.17). De esta forma, al regular este parámetro adecuadamente se consigue que la potencia oscilante de secuencia positiva-negativa  $\tilde{P}_{s12}$  esté en contra fase con la potencia de secuencia cero  $\tilde{P}_{s0_{sat}}$ , y por ende compensar la potencia oscilante en el conversor. Esto último será explicado con más detalles más adelante.

Cabe destacar que desde el punto de vista del control de las corrientes  $i_{12}$ , el error cometido por el PI del lazo externo de potencia de la secuencia cero, es compensado por estas secuencias, permitiendo que las tres interactuen mutuamente dentro de un esquema colaborativo.

Nótese en la expresión (4.4) que sólo es considerado  $\mu \in \mathbb{R}$  con el fin de evaluar el cambio en amplitud de la corriente de secuencia negativa y por consiguiente de la amplitud de la

potencia oscilante de la red. De esta manera también podría utilizarse  $\mu \in \mathbb{C}$ , teniendo dos grados de libertad al agregar la componente imaginaria, y así cambiar la amplitud y la fase de la corriente de secuencia negativa.

$$\mathbf{i}_2 = \mu \frac{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_2}{|\mathbf{v}_1|^2} \mathbf{i}_1^*, \quad \mu \in (-1, 1) \quad (4.4)$$

### 4.3.1. Cálculo de potencias

Debido a que la relación (4.4) modifica levemente las expresiones de la potencia promedio y oscilante de la red, estas serán re-calculadas y analizadas de acuerdo a los objetivos de este trabajo.

#### 4.3.1.1. Potencia promedio

Al utilizar la relación (4.4) en la potencia promedio aparente, se tiene que

$$\overline{\mathbf{S}}_g = \frac{3}{2}(\mathbf{v}_1 \mathbf{i}_1^* + \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_2^*) \quad (4.5)$$

$$= \frac{3}{2}(\mathbf{v}_1 \mathbf{i}_1^* + \mu \frac{|\mathbf{v}_2|^2}{\mathbf{v}_1} \mathbf{i}_1) \quad (4.6)$$

Suponiendo que el sistema está orientado con el voltaje de la red de secuencia positiva, esto es  $v_1 = v_{1d}$ , se tienen las siguientes expresiones para la potencia activa y reactiva promedio.

$$\overline{P}_g = \frac{3}{2}(v_{1d} i_{1d} + \mu \frac{v_{2d}^2 + v_{2q}^2}{v_{1d}} i_{1d}) \quad (4.7)$$

$$\overline{Q}_g = \frac{3}{2}(-v_{1d} i_{1q} + \mu \frac{v_{2d}^2 + v_{2q}^2}{v_{1d}} i_{1q}) \quad (4.8)$$

De esta manera, compensando la potencia promedio de secuencia positiva-negativa de la red por la de secuencia cero, las corrientes de referencias de secuencia positiva serán

$$i_{1d} = \frac{2}{3} \frac{(\overline{P}_g^{ref} - \overline{P}_{g0})v_{1d}}{v_{1d}^2 + \mu(v_{2d}^2 + v_{2q}^2)} \quad (4.9)$$

$$i_{1q} = \frac{2}{3} \frac{\overline{Q}_g^{ref} v_{1d}}{\mu(v_{2d}^2 + v_{2q}^2) - v_{1d}^2} \quad (4.10)$$

Según se observa en (4.9) y 4.10), al imponer  $\mu = 1$  se tiene lo presentado por la ECSC. Si  $\mu = 0$  la corriente de secuencia negativa se anula y la potencia se transmite sólo por la corriente de secuencia positiva. Cuando  $\mu = -1$  la magnitud de la corriente en el eje directo (d) tiende a aumentar, mientras que la de cuadratura (q) tiende a bajar. Además, si la magnitud del voltaje de secuencia negativa es mucho menor a la de secuencia positiva, la corriente de secuencia positiva no presentará variaciones significativas en su magnitud.

### 4.3.1.2. Potencia oscilante

Análogo a lo realizado anteriormente, si se utiliza (4.4) para expresar la potencia aparente oscilante, se tiene que

$$\tilde{\mathbf{S}}_g = \frac{3}{2} (\mathbf{v}_1 \mathbf{i}_2^* e^{j2\omega t} + \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}) \quad (4.11)$$

$$= \frac{3}{2} (\mu \mathbf{v}_2^* \mathbf{i}_1 e^{j2\omega t} + \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}) \quad (4.12)$$

Si  $z = \mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t} = a + jb$ , con  $z \in \mathbb{C}$  y  $a, b \in \mathbb{R}$ , la potencia activa y reactiva oscilante serán

$$\tilde{P}_{g12} = \frac{3}{2} (\mu a + a) = \frac{3}{2} (1 + \mu) \Re\{\mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}\} \quad (4.13)$$

$$\tilde{Q}_g = \frac{3}{2} (-\mu b + b) = \frac{3}{2} (1 - \mu) \Im\{\mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^* e^{-j2\omega t}\} \quad (4.14)$$

De lo anterior se observa que

$$|z| = |\mathbf{v}_2 \mathbf{i}_1^*| = \frac{1}{3} \tilde{S}_{g12}^{max} \quad (4.15)$$

De este modo es posible expresar la amplitud de ambas oscilaciones de potencia como

$$\tilde{P}_{g12\mu} = \left( \frac{1 + \mu}{2} \right) \tilde{S}_{g12}^{max} \quad (4.16)$$

$$\tilde{Q}_{g\mu} = \left( \frac{1 - \mu}{2} \right) \tilde{S}_{g12}^{max} \quad (4.17)$$

Según se observa en las expresiones anteriores, si se impone  $\mu = 1$  se obtiene  $\tilde{Q}_{g\mu} = 0$ , mientras que la potencia activa oscilante alcanza su máxima amplitud  $\tilde{S}_{g12}^{max}$ , obteniéndose lo presentado por la ECSC. Del mismo modo, si  $\mu = -1$  se obtiene  $\tilde{P}_{g12\mu} = 0$ , en tanto que la potencia reactiva oscilante también alcanza su máxima amplitud  $\tilde{S}_{g12}^{max}$ . De esta forma un adecuado ajuste del parámetro  $\mu$  permitirá que la amplitud de la potencia activa oscilante sea máxima y complementariamente que la amplitud de la potencia reactiva oscilante sea mínima debido al crecimiento afín de dicho parámetro en el rango definido. Particularmente se verifica que dichas amplitudes serán iguales a la mitad de sus máximos cuando  $\mu = 0$ , lo cual es de interés en este trabajo. Cabe mencionar que si no se tuviera corriente de secuencia cero, al imponer  $\mu = 0$ , las corrientes serían balanceadas y de secuencia positiva, situación que ya fue abordada en [14] para redes de tres hilos.

### 4.3.2. Límite de las corrientes de fase

Además de mantener la corriente de secuencia cero dentro de los límites de saturación, es necesario que las corrientes de fase del sistema se mantengan dentro de los límites nominales. Para cumplir esto se desarrolla el esquema de control mostrado en la Figura 4.1. En este esquema se obtiene la magnitud de cada corriente de fase usando un APF (*All Pass Filter*)

para una frecuencia  $\omega_0 = 100\pi \text{ rad/s}$  ( $50\text{Hz}$ ), en donde se obtiene una componente ortogonal ficticia de la señal entrante, para luego escoger el máximo  $I_{max} = \max\{i_a, i_b, i_c\}$ . Este valor se compara con la corriente nominal, y el error se introduce a un PI cuya acción de control es la referencia de potencia en la red. Adicionalmente puede ser incorporado un filtro pasa bajo (LPF, *Low Pass Filter*) para eliminar componentes de frecuencia indeseadas. Cabe señalar que si la corriente de fase medida en el sistema es inferior a la nominal, sería necesario desconectar el PI, pues el objetivo se cumple por defecto.

Al desarrollar el esquema de control mostrado en la Figura 4.1, la referencia de potencia se ajusta en virtud de la corriente de operación que se desee tener en el sistema, y que a priori será la nominal. En este caso cuando el desbalance en la red es muy agresivo la referencia de potencia puede disminuir hasta el mínimo posible. De esta forma la acción de control del PI cambiará la corriente  $i_{1d}$  mostrada en la ecuación (4.9), haciendo que también cambien las amplitudes de las oscilaciones de potencia activa y reactiva de la red reduciendo su valor, lo que implica según el balance de potencia que las oscilaciones en el convertidor también se reducirán.

Dado que la referencia de potencia activa promedio no necesariamente tendrá un valor fijo, pues es la acción de control del PI, el proceso de búsqueda o ajuste del parámetro  $\mu$  es mucho más complejo, a menos que se escoja un valor a conveniencia. En este sentido se puede observar que en presencia de un desbalance en la red, el esquema de control propuesto hará que todas las oscilaciones de potencia disminuyan su amplitud. Al hacer  $\mu = 0$ , las oscilaciones de potencia activa serán aún menores. Particularmente la potencia activa y reactiva serán iguales y sus magnitudes serán la mitad de sus máximos ya disminuidos. Por medio del balance de potencia, las oscilaciones de potencia en el convertidor también disminuirán, haciendo posible que el sistema controle una corriente de secuencia cero dentro del límite nominal. Esto tiene mayores implicancias si se considera que las oscilaciones de potencia activa se dispersan por la red, y pueden generar efectos adversos sobre generadores de tipo sincrónicos [5], mientras que las oscilaciones de potencia reactiva pueden causar excesivas pérdidas sobre esta misma [14]. Entonces al fijar  $\mu = 0$  se estará trabajando sobre un escenario intermedio, en donde la potencia oscilante del convertidor podrá ser compensada y la potencia activa y reactiva oscilante mitigada, así como sus efectos sobre la red. Evidentemente situarse en los valores extremos del rango definido para  $\mu$  se estará maximizando una de las dos potencias; activa o reactiva, y de esta forma incrementando sus efectos adversos.

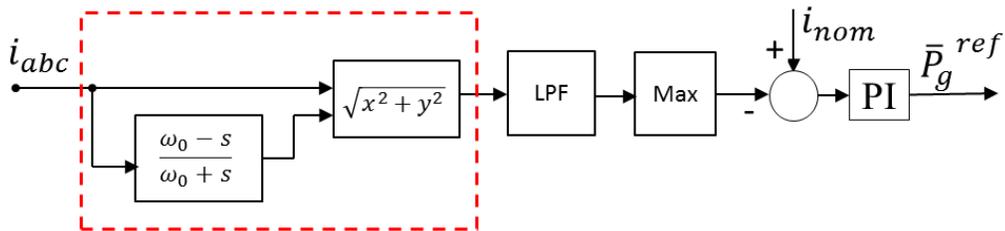


Figura 4.1: Esquema de control para la corriente de fase máxima.

### 4.3.3. Esquema de control colaborativo

El esquema de control colaborativo se muestra en la Figura 4.2, en donde se puede apreciar que el control de las corrientes se efectúa en  $\alpha\beta 0$  usando controlares resonantes (RC, *Resonant Controller*). El cálculo de las corrientes de referencia  $i_{12}^*$  son calculadas primeramente en  $dq$  y luego transformadas a  $\alpha\beta$ . De esta modo es necesario la incorporación de un PLL, el cual entrega el ángulo de orientación de secuencia positiva  $\theta_1$  para la transformación de estas referencias. Nótese que la referencia de corriente de secuencia cero es obtenida mediante el lazo externo de potencia del convertidor, el cual fue presentado en el capítulo anterior. Por otro lado, también se presenta el sistema de control de corriente de fase máxima que entrega la referencia de potencia promedio en la red, el cual es ocupado para el cálculo de las corrientes de referencias, al igual que la potencia reactiva promedio de la red y el parámetro  $\mu$ .

Cabe señalar que las corrientes de referencias de secuencia positiva y negativa pueden ser calculadas íntegramente en  $\alpha\beta$ , sin embargo el desarrollo en  $dq$  incorpora otras simplificaciones como por ejemplo, la orientación del voltaje de secuencia positiva, lo que reduce la cantidad de variables en el cálculo, siendo este último mucho más directo.

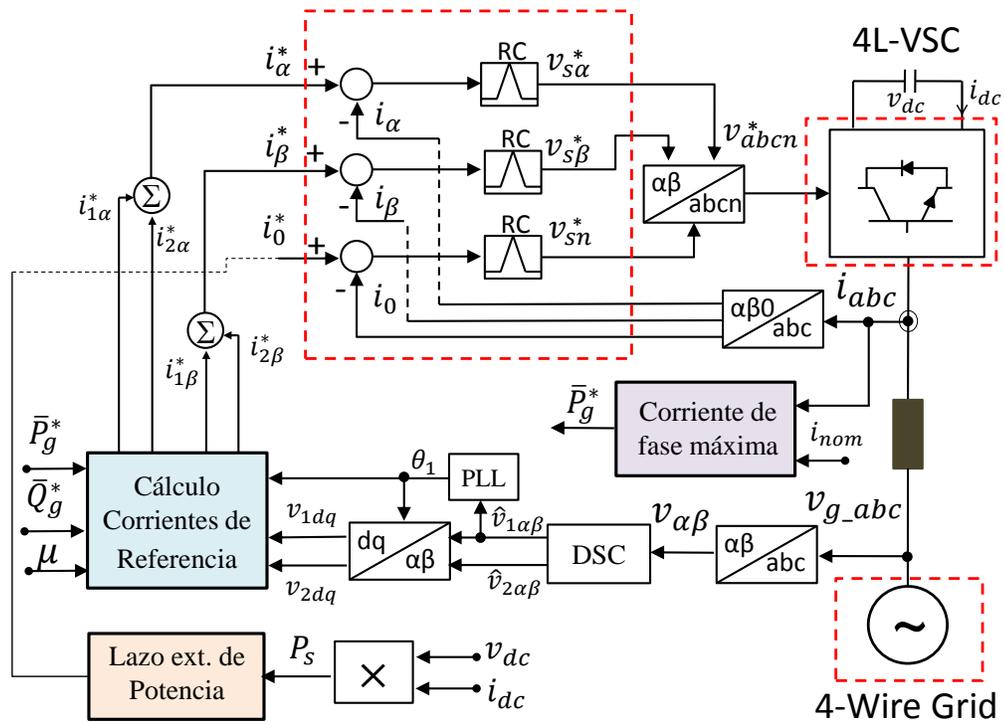


Figura 4.2: Esquema de control ECC.

# Capítulo 5

## Diseño del sistema de control

### 5.1. Método DSC

Cuando el sistema trifásico está desbalanceado es necesario obtener las componentes de secuencia positiva y negativa del voltaje y/o la corriente. Aplicaciones típicas pueden ser encontradas en sistemas de control que requieran implementar LVRT (*Low Voltage Ride Through*), mitigación de *flicker*, lazo seguidor de fase (PLL, *Phase Locked Loop*), entre otros [25]. Para lograr esto es posible utilizar filtros pasa bajo o bien usar el método DSC (*Delay Signal Cancellation*). Este último permite estimar ambas componentes en coordenadas  $\alpha\beta$  mediante un retardo de un cuarto del periodo del sistema ( $T/4$ ), tal como se muestra en (5.1) y (5.2), donde  $v(t)$  es el vector voltaje compuesto por la secuencia positiva y negativa respectivamente. Este método es conocido como “DSC convencional”, cuyo esquema mostrado en la Figura 5.1 es el implementado en este trabajo.

$$\hat{v}_{1\alpha\beta} = \frac{1}{2} \left[ v(t) - jv \left( t - \frac{T}{4} \right) \right] \quad (5.1)$$

$$\hat{v}_{2\alpha\beta} = \frac{1}{2} \left[ v(t) + jv \left( t - \frac{T}{4} \right) \right] \quad (5.2)$$

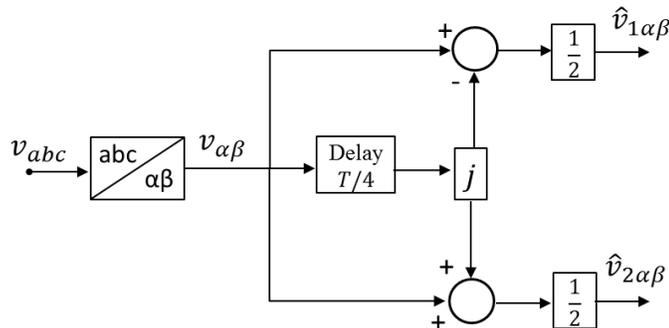


Figura 5.1: Esquema del método DSC.

## 5.2. Lazo seguidor de fase (PLL)

En este trabajo se utiliza un PLL para encontrar el ángulo de orientación del voltaje de secuencia positiva, y de este modo calcular las corrientes de referencia de secuencia positiva y negativa. En la Figura 5.2 se muestra un esquema del PLL implementado, en donde se puede apreciar que el voltaje de secuencia positiva introducido al lazo es primeramente normalizado, esto con el fin de evitar que fluctuaciones en el voltaje cambien el desempeño dinámico del controlador. En este esquema el operador  $\otimes$  representa el producto cruz entre el vector voltaje de la red  $v_{1\alpha\beta}$  y un vector unitario  $e^{j\hat{\theta}}$ , siendo  $\hat{\theta}$  el ángulo estimado por el PLL. En este contexto, cuando el PI del lazo lleve a cero el error del producto cruz, se tendrá que  $\varepsilon = 0$ , y el vector voltaje girará a igual velocidad angular que el vector unitario, obteniéndose  $\hat{\theta} = \theta_1$ .

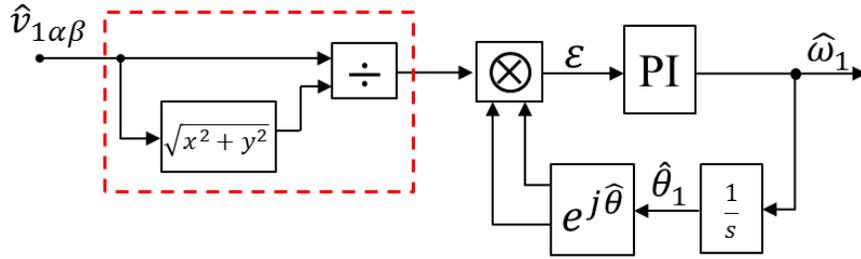


Figura 5.2: Esquema del PLL utilizado para estimar el ángulo de orientación.

Para diseñar el PI se utiliza el modelo de pequeña señal del esquema anterior, el cual es desarrollado íntegramente en [21]. De acuerdo a esto, la planta del lazo de control es (5.3).

$$G_p(s) = \frac{1}{s} \quad (5.3)$$

Usando las indicaciones de [21], y la herramienta *rltool* de matlab, se diseña el PI en el plano continuo usando un coeficiente de amortiguamiento  $\xi = 0,8$  y una frecuencia natural  $f_n = 22,5 \text{ Hz}$ , obteniéndose (5.4). El diseño del controlador es mostrado en la Figura 5.3.

$$PI(s) = 219,57 \left( \frac{s + 90,91}{s} \right) \quad (5.4)$$

Para implementar este controlador dentro de una plataforma de control en tiempo real (validación experimental), se discretiza el controlador utilizando la transformada (5.5), la cual se conoce como aproximación bilineal de Tustin.

$$s \approx \frac{2}{T_s} \left( \frac{z - 1}{z + 1} \right) \quad (5.5)$$

De esta forma los coeficientes del PI en el dominio discreto se pueden escribir como

$$k_{pz} = k_p \left( 1 + \frac{aT_s}{2} \right) \quad (5.6)$$

$$a_z = \frac{2 - aT_s}{2 + aT_s} \quad (5.7)$$

en donde  $k_p$  es la constante proporcional y  $a$  el cero del controlador respectivamente, siendo  $T_s$  el tiempo de muestreo del sistema a discretizar. De esta forma, usando un tiempo de muestreo  $T_s = 100\mu s$ , el PI en el plano discreto resultante queda expresado según muestra (5.8).

$$PI(z) = k_{pz} \left( \frac{z - a_z}{1 - z} \right) = 220,5691 \left( \frac{z - 0,9910}{1 - z} \right) \quad (5.8)$$

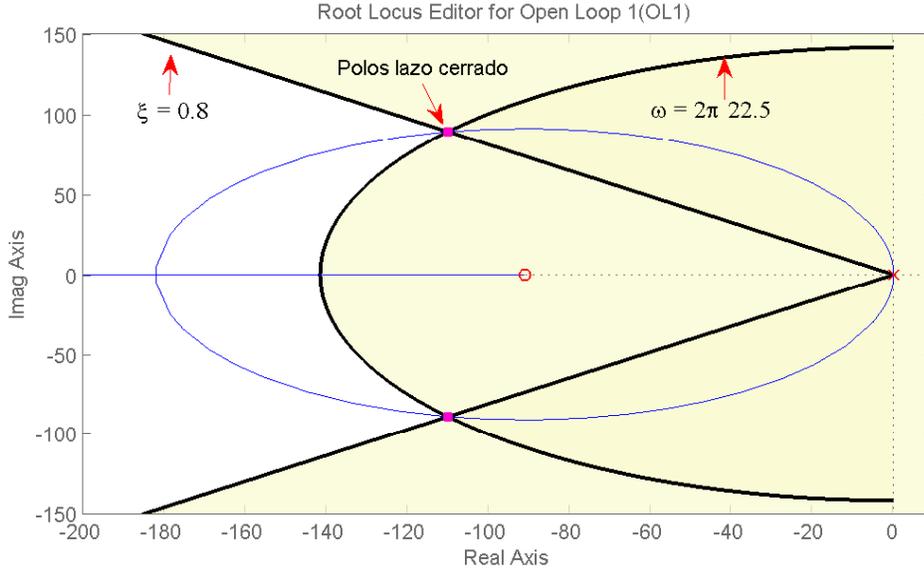


Figura 5.3: Diseño del controlador para el PLL.

### 5.3. Compensación antiwind-up

En todos los sistemas de control la energía esta limitada físicamente por los actuadores o bien por la capacidad del mismo, conllevando a que el diseño de los controladores del sistema incorpore algún mecanismo que limite la acción de control dentro de un rango físico permitido. En este sentido, el uso de limitadores (funciones no lineales) saturan la salida del controlador dentro de un mínimo y un máximo, dejando pasar aquellos valores que estén dentro de este rango. En general todos los controladores que consideran elementos integrales pueden tener mal desempeño al ser utilizados con limitadores, pues estos elementos no pueden cambiar bruscamente su salida, de tal modo que si la salida de la componente integral del controlador alcanza un valor tres veces mayor que el máximo permitido en la planta, reducir esta necesitará un tiempo relativamente considerable para situarla dentro del rango permitido. Para evitar estos problemas se utiliza un esquema *antiwind-up*, lo que significa que los elementos integrales (aquellos que guardan memoria), se detienen cuando la salida del controlador está fuera de rango, dejando sólo la parte proporcional del controlador activa [22].

Existen varios esquemas *antiwind-up* que permiten trabajar adecuadamente con los limitadores. Particularmente en este trabajo se utilizó el esquema mostrado en la Figura 5.4, el cual aprovecha la propiedad bipropia de los controladores, esto es, que el grado de numerador

es el mismo que del denominador, y de esta manera situar la salida del controlador dentro de límites aceptables para el sistema de control. De esta forma, cuando la salida del controlador está fuera de los límites de saturación, este esquema desactiva la componente que tiene memoria y sólo deja pasar la parte proporcional. Es posible demostrar mediante álgebra de bloques, que dicho esquema conserva toda la dinámica del controlador, con lo cual el diseño se mantiene intacto [23].

En virtud de lo anterior, este esquema puede ser aplicado a controladores PI y RC (resonantes). Si estos controladores son escritos de acuerdo a (5.9), el bloque de re-alimentación mostrado en el esquema de la Figura 5.4 puede ser expresado según (5.10). Esto último es lo que se ocupa finalmente para escribir la ecuación de diferencia del sistema.

$$C(z) = k_c \frac{\sum_{n=0}^N b_n z^n}{\sum_{n=0}^N a_n z^n} \quad (5.9)$$

$$R(z) = C(z)^{-1} - k_c^{-1} = k_c^{-1} \frac{\sum_{n=0}^N (a_n - b_n) z^n}{\sum_{n=0}^N b_n z^n} \quad (5.10)$$

Por otro lado, la función no lineal que satura al sistema puede tener distintas formas dependiendo de si la variable a saturar forma parte de otro conjunto de salida. Sin embargo, una saturación típica para la salida del controlador es el mostrado en (5.11).

$$u(z) = \begin{cases} u_{max} & \text{Si } u_p(z) > u_{max} \\ u_p(z) & \text{Si } u_{min} \leq u_p(z) \leq u_{max} \\ u_{min} & \text{Si } u_p(z) < u_{min} \end{cases} \quad (5.11)$$

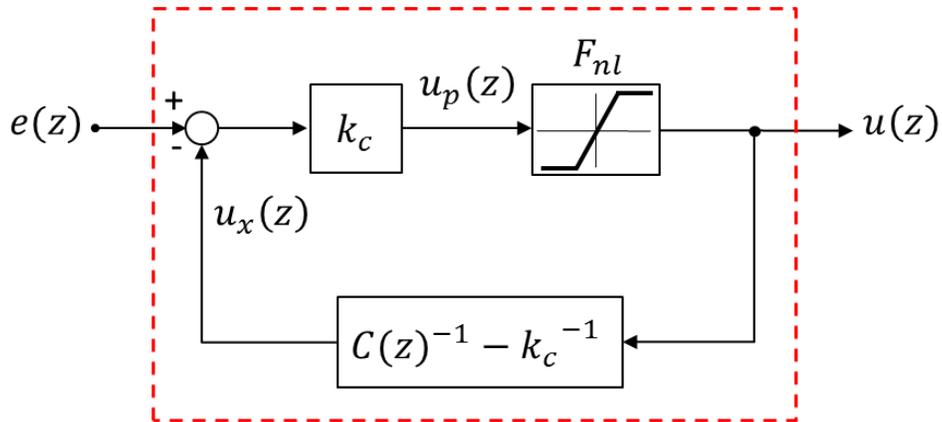


Figura 5.4: Controlador con limitador y antiwindup [23].

## 5.4. Control de la corriente de fase máxima

En virtud de mantener las corrientes de fase del sistema dentro de los límites nominales, en el capítulo pasado se presentó el esquema de control de la Figura 5.5, en donde se compara la corriente nominal con la máxima magnitud de las corrientes de fase medidas. Este error se introduce a un PI, cuya acción de control es la referencia de potencia activa promedio de la red. A continuación se explicará la sintonización o ajuste de los controladores, al igual que los distintos filtros usados en el proceso.

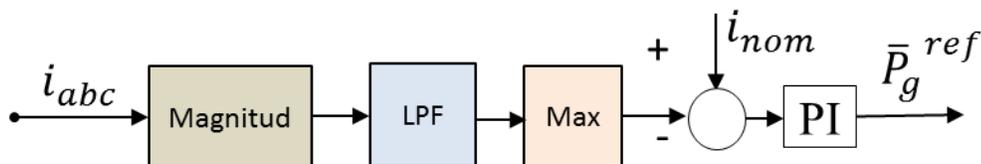


Figura 5.5: Esquema de control propuesto para controlar la corriente de fase máxima.

### 5.4.1. Sintonización de los controladores

La sintonización de este controlador es realizado por ensayo y error mediante simulación, los cuales son utilizados como referencia en la validación experimental, y eventualmente ajustados en línea dependiendo de la respuesta de sistema. Una vez sintonizado el PI, se realiza la discretización del controlador, el cual se efectúa usando la aproximación de Tustin mostrada en (5.5).

Para estos controladores se implementó un limitador simple, mostrado en (5.12), cuyas cotas máximas y mínimas son  $P_{max} = 1,2P_{nom}$  y  $P_{min} = 0,6P_{nom}$  respectivamente, las cuales están en función de la potencia nominal del sistema  $P_{nom}$ . Notar que se considera esta cota mínima para que ante un cambio abrupto en la entrada del sistema, la salida del controlador no disminuya repentinamente a cero, haciendo que las corrientes del sistema también lo hagan.

$$\bar{P}_g = \begin{cases} P_{max} & \text{Si } \bar{P}_g > P_{max} \\ \bar{P}_g & \text{Si } P_{min} \leq \bar{P}_g \leq P_{max} \\ P_{min} & \text{Si } \bar{P}_g < P_{min} \end{cases} \quad (5.12)$$

### 5.4.2. Diseño y discretización de los Filtros

Como se mostró anteriormente, para obtener la magnitud de cada corriente se utiliza un APF (*All Pass Filter*), sintonizado a una frecuencia  $\omega_0 = 100\pi$  (50Hz). La discretización de

este filtro usando Tustin se muestra en (5.14), en donde  $\omega_s = 2/T_s$ .

$$F(s)_{APF} = \frac{\omega_0 - s}{\omega_0 + s} \quad (5.13)$$

$$F(z)_{APF} = \frac{(\omega_s - \omega_0)z + (\omega_s + \omega_0)}{(\omega_s + \omega_0)z + (\omega_s - \omega_0)} = \frac{-0,9691z + 1}{z - 0,9691} \quad (5.14)$$

Además de un APF, en la validación experimental es necesario utilizar un filtro pasa bajo (LPF, *Low Pass Filter*) de segundo orden de tipo *Butterworth*, con el fin de eliminar componentes de frecuencia indeseadas. Este es diseñado para una frecuencia de corte  $f_c = 20Hz$ , y una frecuencia de muestreo  $f_s = 10kHz$ . El filtro es mostrado en (5.15), mientras que el diagrama de Bode es mostrado en la Figura 5.6.

$$F(z)_{Butter} = 0,0001 \frac{0,3913z^2 + 0,7826z + 0,3913}{z^2 - 1,982z + 0,9824} \quad (5.15)$$

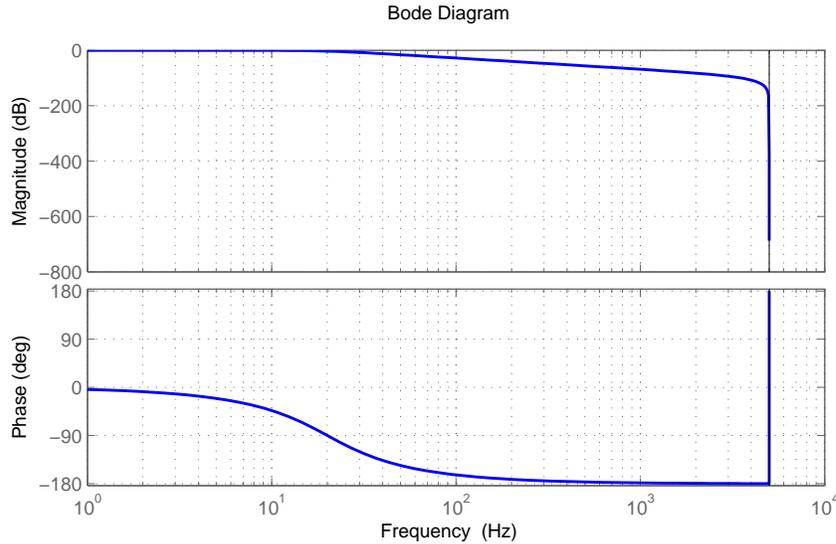


Figura 5.6: Diagrama de Bode del filtro diseñado.

## 5.5. Control de la potencia oscilante del convertidor

Análogo a lo anterior, la sintonización de este controlador es realizado por ensayo y error mediante simulación, cuyos resultados son utilizados como referencia en la validación experimental, y eventualmente ajustados en línea dependiendo de la respuesta de sistema. Cabe recordar que el PI varía dependiendo del voltaje de secuencia cero de la red, y entrega como acción de control la corriente de secuencia cero que debe ser inyectada por el neutro. En este sentido el PI utilizado es mostrado en (5.16), en donde  $a = \{12,8; 20,8\}$  es el rango en el cual se mueve el cero del controlador dependiendo del tipo de desbalance implementado.

La discretización de este controlador es mostrada en (5.17) para  $a = 12,8$ .

$$PI(s) = 0,25 \left( \frac{s+a}{s} \right) \quad (5.16)$$

$$PI(z) = 0,2502 \left( \frac{z-0,9987}{z-1} \right) \quad (5.17)$$

Para evitar que la corriente de referencia sea mayor a la de saturación, se implementó un limitador de acuerdo a (5.18) inserto dentro del esquema de control mostrado en la Figura 5.4. Cuando la magnitud de la corriente demandada por la estrategia  $i_0$  es mayor a la de saturación  $i_{0sat}$ , el limitador entregará un vector de corriente colineal a la que se necesita pero de magnitud proporcionalmente menor, conservando la fase de dicha corriente, tal como se muestra en la Figura 5.7. Una de las consecuencias interesantes de este limitador ocurre cuando la corriente de compensación ( $i_0$ ) que demanda la estrategia es mayor a la de saturación, en este caso la potencia de secuencia cero del convertidor estará en contra fase con la de secuencia positiva y negativa, pero al ser la magnitud de la primera menor que la segunda, no se alcanza la compensación de la potencia oscilante en el convertidor, sin embargo la mitigación de oscilaciones es máxima debido a que el limitador conserva el ángulo de la corriente de compensación.

$$i_{0dq} = \begin{cases} i_{0dq} & \text{Si } i_0 \leq i_{0sat} \\ i_{0dq} \frac{i_{0sat}}{i_0} & \text{Si } i_0 > i_{0sat} \end{cases} \quad (5.18)$$

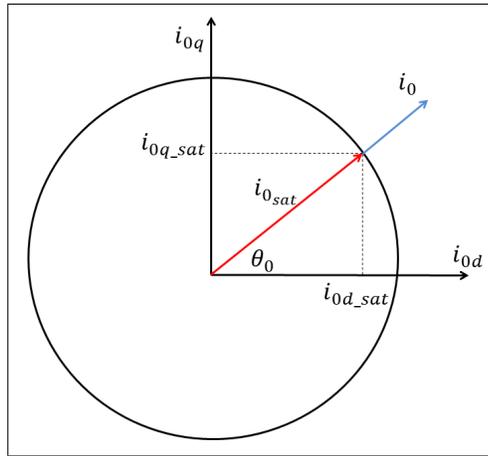


Figura 5.7: Limitador colineal implementado.

### 5.5.1. Diseño y discretización de los Filtros

Con la finalidad de obtener sólo la componente oscilante ( $2\omega$ ) de la potencia del convertidor se utiliza un filtro Notch sintonizado a una frecuencia  $\omega_0 = 200\pi \text{ rad/s}$  ( $100\text{Hz}$ ) y un coeficiente de amortiguamiento  $\xi = 0,1$ , cuya función de transferencia es mostrada en (5.20). De esta manera la potencia oscilante del conversor es modulada llevándola a dq por

medio del ángulo  $2\theta_0$  obtenido de la orientación del voltaje de secuencia cero de la red. Dado que al realizar esta transformación la potencia tendrá términos continuos ( $P_{dq}$ ) más otros de frecuencia  $4\omega$ , se utiliza nuevamente un filtro Notch sintonizado a esta frecuencia y misma amortiguación ( $\xi = 0,1$ ). Adicionalmente se utiliza un filtro pasa bajo de primer orden con una frecuencia de  $5 Hz$  para eliminar las frecuencias de conmutación del convertidor, el cual es mostrado en (5.19).

$$F_{lp}(s) = \frac{w}{s + w} \quad (5.19)$$

$$F_{Notch}(s) = \frac{s^2 + w^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (5.20)$$

La discretización de estos filtros usando Tustin y una frecuencia de muestreo  $f_s = 10kHz$  son mostrados en (5.21), (5.22) y (5.23) respectivamente.

$$F_{lp}(z) = \frac{0,00156z + 0,00156}{z - 0,9969} \quad (5.21)$$

$$F_{2\omega}(z) = \frac{0,9938z^2 - 1,984z + 0,9938}{z^2 - 1,984z + 0,9875} \quad (5.22)$$

$$F_{4\omega}(z) = \frac{0,9876z^2 - 1,96z + 0,9876}{z^2 - 1,96z + 0,9753} \quad (5.23)$$

## 5.6. Controladores de corriente

Para el diseño de los controladores de corriente  $\alpha\beta$ , sólo se considera el de secuencia cero. De esta forma la obtención de otros controladores se realiza al imponer que todos tengan la misma respuesta a lazo abierto. Luego al considerar que la planta de cada componente es inductiva, la ganancia del controlador  $\alpha\beta$  será proporcional a la ganancia del controlador de secuencia cero obtenida en el diseño y se relacionarán según muestra (5.24), siendo  $k_{c12}$  la ganancia del controlador  $\alpha\beta$ ,  $k_{p12}$  la ganancia de la planta de mismas componentes,  $k_{c0}$  la ganancia del controlador obtenido directamente del diseño y  $k_{p0}$  la ganancia de la planta de secuencia cero.

$$k_{c12}k_{p12} = k_{c0}k_{p0} \Rightarrow k_{c12} = k_{c0} \left( \frac{k_{p0}}{k_{p12}} \right) \quad (5.24)$$

De la relación (5.24) se verifica que

$$\nu = \frac{k_{p0}}{k_{p12}} = \frac{L_f}{L_0} \Rightarrow k_{c12} = \nu k_{c0} \quad (5.25)$$

donde  $\nu$  es definido como el cociente de ambas constantes,  $L_f$  la inductancia del filtro trifásico y  $L_0$  la inductancia de la secuencia cero.

En virtud de lo anterior, el diseño del controlador resonante se realiza considerando el sistema a lazo cerrado mostrado en la Figura 5.8, en donde además de la planta del

sistema, se considera el retenedor de orden cero (ZOH, *Zero Order Hold*) y el *delay* de un muestra que genera la modulación PWM. Además, debido a las no-linealidades que genera el convertidor en el proceso de conmutación, particularmente por el denominado “cruce por cero” de los IGBT’s, las corrientes generadas presentarán ciertas componentes armónicas que no son deseables (tercera, quinta, séptima, etc). Para mitigar esto, se ha sintonizado un controlador resonante en serie tanto para la fundamental como para la tercera armónica, esto debido a que la tercera es la armónica de mayor magnitud en el espectro de Fourier de las corrientes sin mitigación. El controlador diseñado en el espacio discreto mediante la herramienta *rltool* de Matlab es mostrado en (5.26), mientras que el controlador para las corrientes  $\alpha\beta$  utilizando (5.25), es mostrado en (5.27).

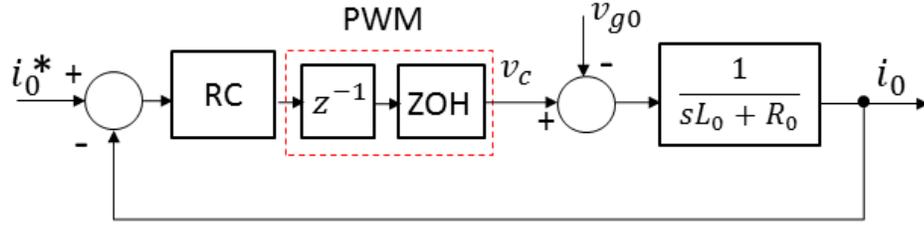


Figura 5.8: Sistema a lazo cerrado de la corriente de secuencia cero.

$$C_0(z) = 24 \frac{z^4 - 3,8786z^3 + 5,6472z^2 - 3,6580z + 0,8895}{z^4 - 3,9901z^3 + 5,9803z^2 - 3,9901z + 1} \quad (5.26)$$

$$C_{12}(z) = 16,22 \frac{z^4 - 3,8786z^3 + 5,6472z^2 - 3,6580z + 0,8895}{z^4 - 3,9901z^3 + 5,9803z^2 - 3,9901z + 1} \quad (5.27)$$

El lugar geométrico de la raíz (LGR) del controlador de corriente de secuencia cero es mostrado en la Figura 5.6, en donde se puede observar el *delay* introducido por el PWM y los controladores resonantes que conforman el controlador de la corriente de secuencia cero. En la Figura 5.10 se muestra un *zoom* del LGR, en donde se muestra en más detalle los polos y ceros del controlador, el polo de la planta y los polos a lazo cerrado del sistema de control.

Para diseñar estos controladores se tomó como criterio la amortiguación de los polos de lazo cerrado, el cual debía estar en el rango  $\xi \in [0,7 - 0,8]$ , procurando que los polos del controlador de 50Hz fueran lo más cercano a  $\xi = 0,8$ . De esta forma la distancia del origen a los ceros de cada controlador definido como  $r$ , resultaron ser  $r_{50} = 0,9757$  y  $r_{150} = 0,9667$  respectivamente. Otro criterio utilizado para el diseño de los controladores fue el diagrama de Bode a lazo abierto y cerrado, los cuales son mostrados en la Figura 5.11. Mediante el diagrama de Bode a lazo cerrado se verificó que la referencia del sistema sólo fuera ampliada y desfasada por el sistema en valores despreciables, ya que de lo contrario el sistema iba a introducir un error distinto de cero en estado estacionario. Por otro lado, mediante el diagrama de lazo abierto se verificó que el controlador amplificara considerablemente la señal cuya frecuencia fuera la de diseño (50 y 150 Hz). De esta manera se procede a trabajar con estos controladores tanto para la simulación como para la validación experimental del sistema.

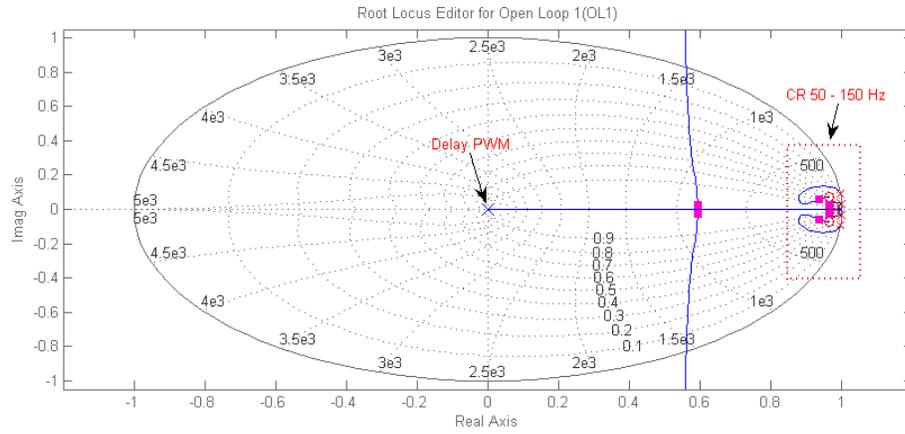


Figura 5.9: LGR de controladores resonates.

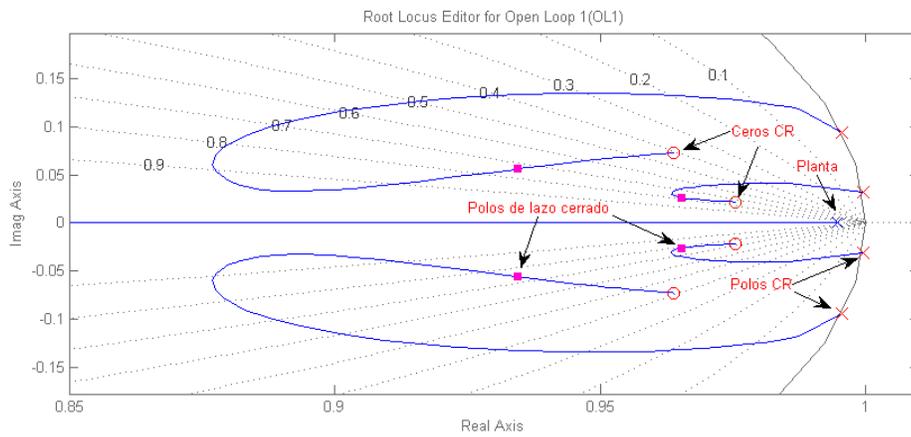


Figura 5.10: Zoom LGR de controladores resonantes.

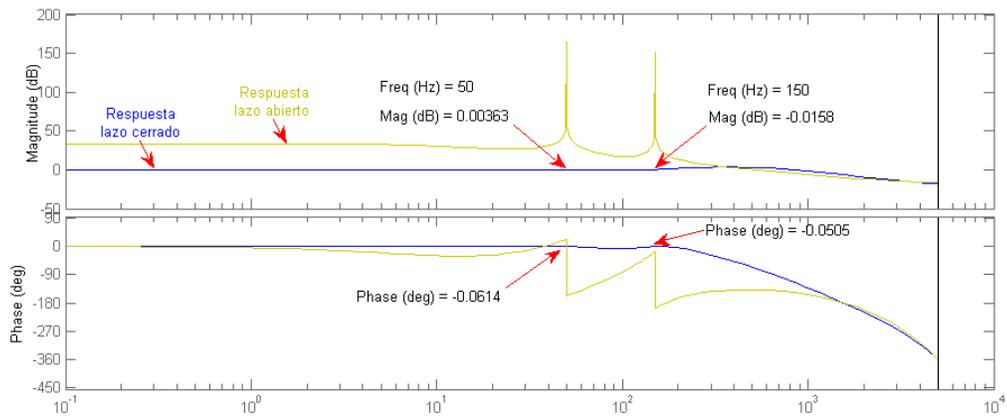


Figura 5.11: Diagrama de Bode controlador resonante.

# Capítulo 6

## Simulación

### 6.1. Modelo del sistema

El sistema es simulado en PLECS utilizando el modelo mostrado en la Figura 6.1, el cual representa la etapa de conversión DC-AC del sistema de conversión de una fuente DG. Este consta de un convertor 4L-VSC (*4 Leg - Voltage Source Converter*) de dos niveles conectado a una red de cuatro hilos mediante un filtro RL.

Tal como se muestra en la Figura 6.1, el control resonante de las corrientes  $\alpha\beta 0$  se encuentra programado en un *C-script*. Dentro de sus salidas, el voltaje  $V_{abcn}$  es la señal que debe ser sintetizada por el convertidor. Para ello se utiliza un bloque PWM, el cual mediante la modulación de la señal entrante se obtienen los pulsos para cada *switch* de dicho convertidor. Los bloques restantes mostrados en esta misma figura son el separador de secuencia DSC junto al PLL; el sistema de control para la potencia oscilante del convertidor, con el cual se obtiene la referencia de corriente de secuencia cero; el sistema de control que regula la corriente de fase máxima, y por último el bloque que contiene las mediciones del sistema para el posterior análisis de los resultados.

Las consideraciones y/o supuestos utilizados para el desarrollo del modelo son presentados a continuación:

**(a) Voltaje del DC-link constante:**

La fuente de alimentación del convertor es considerado constante, pues se asume que el sistema de control del voltaje del DC-link realizado por el convertor DC-DC/AC-DC es muy bueno, y bajo condiciones de falla o desbalances en la red existen diversos mecanismos para disipar la potencia sobrante en el DC-link o para regular la potencia suministrada por la fuente DG. Este supuesto es bastante razonable, y puede ser extrapolado del análisis efectuado en [10] para sistemas eólicos.

**(b) Convertidor de potencia ideal:**

Para la simulación se ha considerado que el convertidor de potencia es ideal, esto implica que el proceso de conmutación de los semiconductores IGBT también lo es, y por lo tanto el denominado “cruce por cero” al ser prácticamente instantáneo no genera componentes armónicas indeseadas sobre las corrientes del sistema.

**(c) Red de cuatro hilos ideal:**

Análogo al punto anterior, en esta simulación se considera que la red del sistema es ideal, y que no presenta armónicos o componentes de frecuencias indeseadas. De esta forma sólo se trabajará con la componente fundamental del voltaje de la red.

**(d) Factor de potencia unitario:**

En este trabajo se utiliza factor de potencia unitario, lo cual implica que la potencia reactiva promedio inyectada a la red siempre será cero. Esta consideración sigue siendo razonable, pues los requerimientos actuales para generación distribuida no obligan a estos sistemas a operar en estas condiciones [6].

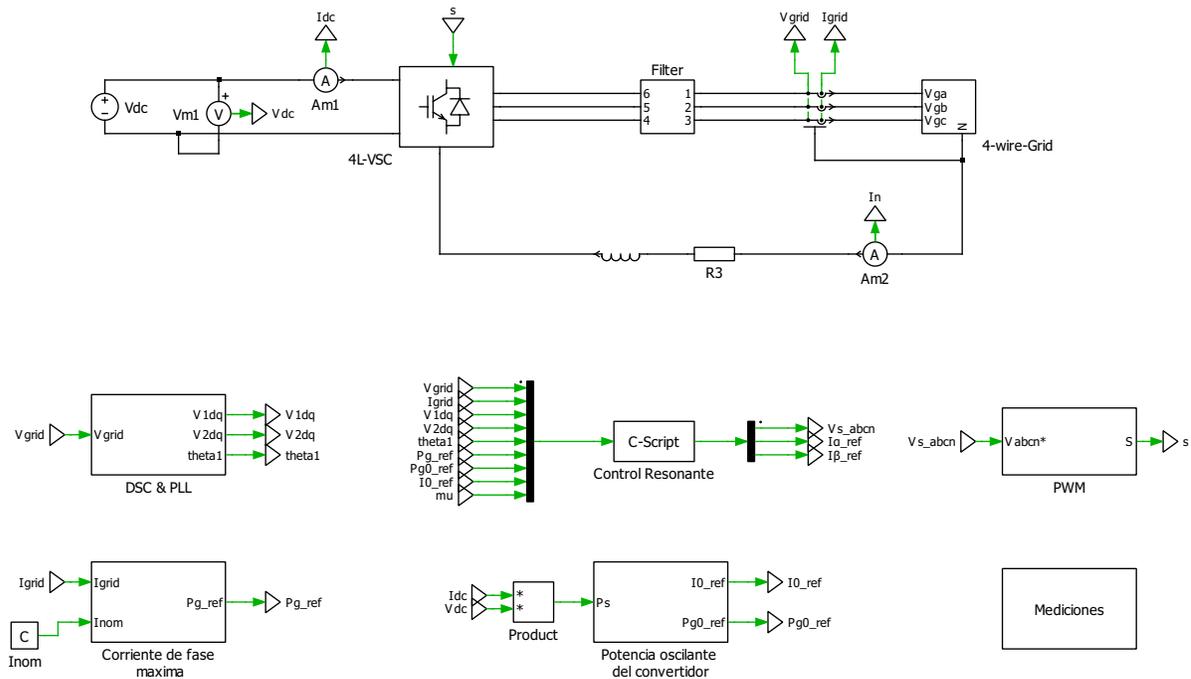


Figura 6.1: Modelo del sistema.

Los parámetros de simulación son mostrados en la Tabla 6.1. Notar que la potencia nominal presenta dos valores, esto debido a que la simulación de la ECSC es realizadas utilizando una potencia nominal de  $1,5kVA$ , mientras que para la ECC es utilizando una potencia de  $2kVA$ .

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	$S_n$	1,5 – 2[kVA]
Voltaje de red (rms)	$V_{grid}$	85[V]
Frecuencia de red	$f_s$	50[Hz]
Filtro trifásico	$L_f - R_f$	5[mH] - 0,1[Ω]
Filtro en el neutro	$L_n - R_n$	0,8[mH] - 0,1[Ω]
Voltaje en DC-link	$V_{dc}$	450[V]
Frecuencia de switching	$f_{sw}$	10[kHz]
Tiempo de muestreo	$T_s$	100[μs]

Tabla 6.1: Parámetros de simulación

## 6.2. Simulación de pruebas

La finalidad de simular las pruebas, es tener una idea del comportamiento del sistema antes de implementarlo y validarlo experimentalmente. De igual modo, permite sintonizar y/o ajustar los parámetros de los controladores si así fuese necesario. De esta forma, en esta sección se simularán desbalance en la tensión de la red en una y dos fases respectivamente, y se comparará la ECSC propuesta en [13] y la ECC propuesta en este trabajo, las que estarán enfocadas principalmente a la compensación de potencia oscilante en el convertidor, lo cual se realiza mediante el lazo externo de potencia mostrado anteriormente en la Figura 4.2.

Para fines prácticos, la simulación incorporara tres etapas que se subdividen por rango de tiempo. La primera etapa no incorpora ningún desbalance y dura un 20 % del tiempo de simulación. En la segunda etapa se introduce el desbalance en cuestión, pero sin compensar la potencia oscilante del convertidor. Esta etapa también dura un 20 % del tiempo de simulación. La tercera etapa incluye el desbalance de la segunda etapa y además se compensa la potencia oscilante. De este modo, al separar la simulación por etapas será posible comparar cada una de las estrategias de acuerdo a los parámetros nominales del sistema.

### 6.2.1. Desbalance monofásico

El desbalance de tensión fue efectuado en la fase C de la red, la cual fue disminuida a un 80 % de su valor nominal. A continuación se muestran los resultados y/o análisis de las estrategias implementadas.

#### 6.2.1.1. ECSC

Según se observa en la Figura 6.2, al aplicar el desbalance de tensión de un 80 %, la corriente de fase máxima aumenta a un 10 % su valor con respecto al nominal. Luego al compensar las oscilaciones de potencia activa en el convertidor, aparece una corriente de secuencia cero circulando por el neutro, lo que implica un aumento considerable de la corriente

de fase máxima, cuyo valor es cercano a 2 [pu]. Particularmente la corriente de secuencia cero alcanza valores superiores a 2[pu], lo que es bastante peligroso para el sistema.

Al observar las potencias activa y reactiva del sistema mostradas en la Figura 6.3, se aprecia que al no existir desbalance todas las potencias son planas, alcanzando sus valores nominales. Al introducir el desbalance, surgen las oscilaciones de potencia activa en la red, las cuales se reflejan inmediatamente en el convertidor a causa del balance de potencia, y alcanzan valores cercano a un 10-15% de la potencia nominal. Con respecto a la potencia reactiva, esta siempre permanece sin oscilaciones por construcción de la estrategia. Al activar el lazo externo de potencia, las oscilaciones en el convertidor se compensan y lo hacen en un tiempo aproximado de 0,15 [s], lo que equivale a unos 7.5 ciclos. Al observar la potencia oscilante de la red, se evidencia que esta disminuye, lo que se debe a la presencia de la potencia oscilante de la red de secuencia cero.

Con respecto a la componente continua de las potencias, se observa que la del convertidor aumenta cuando se aplica la estrategia, lo cual tiene sentido ya que aumentan las pérdidas por el neutro del sistema. Situación contraria sucede con la potencia de la red al mantenerse constante siempre, lo que tiene sentido ya que la referencia de potencia de la red es compensada por la de secuencia cero, manteniendo el balance de potencia promedio de la red constante. En cuanto a la potencia reactiva, esta presenta una pequeña componente continua, lo cual es razonable ya que no existe un PI en el regulador de potencia reactiva, por lo tanto los errores no se compensan.

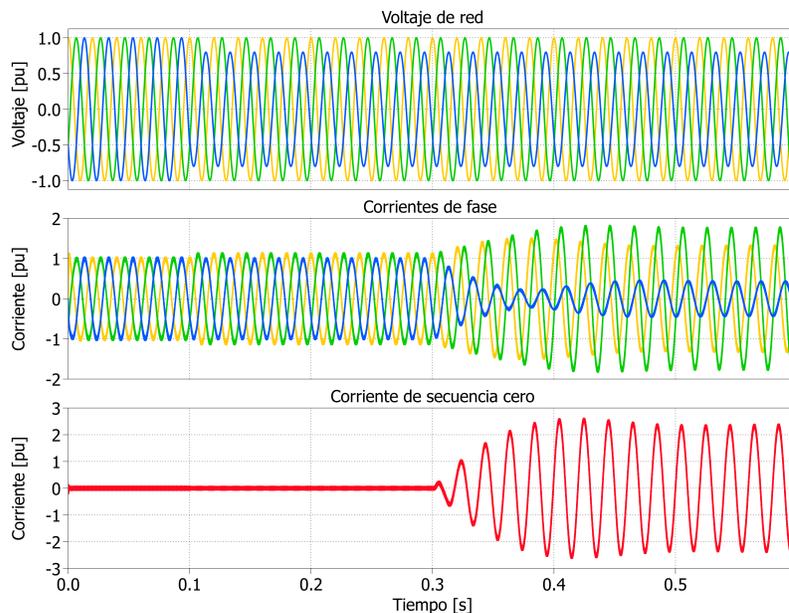


Figura 6.2: Voltajes y corrientes del sistema usando ECSC.

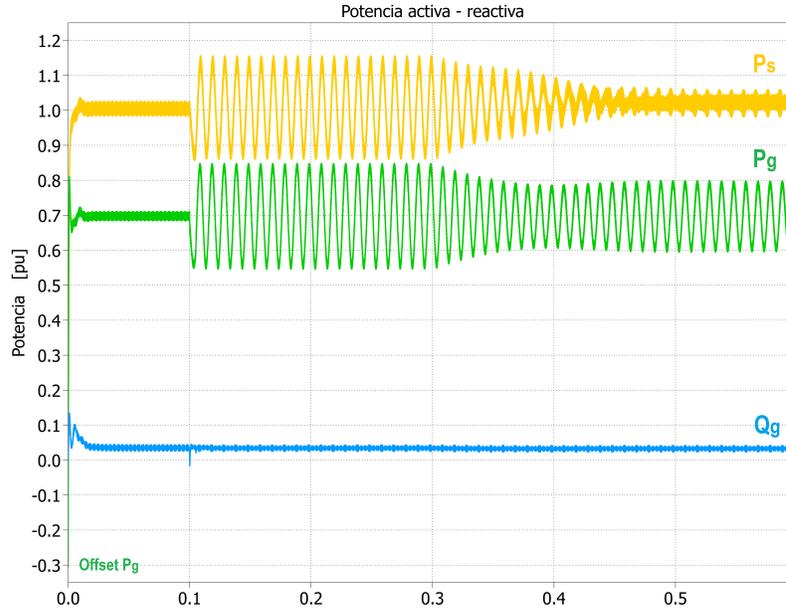


Figura 6.3: Potencia activa y reactiva del sistema usando ECSC.

### 6.2.1.2. ECC

A continuación se presentará la Estrategia de Control Colaborativa (ECC), la cual permite trabajar con corrientes de fase dentro de los límites nominales, y corriente por el neutro también limitado a su valor nominal. El límite usado para la corriente de secuencia cero es  $i_{nom}/3$ , lo cual tiene sentido, ya que la corriente por el neutro no puede exceder tres veces este valor.

Para analizar el comportamiento de la estrategia en virtud de compensar y/o mitigar las oscilaciones de potencia activa y reactiva del sistema, la estrategia será aplicada para  $\mu = 1$  y posteriormente para  $\mu = 0$ , siendo esto último lo que se propone en este trabajo.

#### (a) ECC usando $\mu = 1$

Como se observa en la Figura 6.4, las corrientes de fases y de secuencia cero del sistema se encuentran dentro sus límites nominales, lo que contrasta bastante con los resultados de la ECSC, cuyos valores eran cercano a 2[pu] para el caso de la corriente de fase máxima y de secuencia cero. Notar que al aplicar el sistema de control que regula la corriente de fase máxima, este hace que las corrientes converjan a sus valores nominales en un tiempo aproximado de 0.02 [s], es decir un ciclo, lo que es bastante aceptable. Al analizar el comportamiento de este sistema en el transiente, se observa que la corriente de fase máxima fue cercana a un 10% de su valor nominal, lo cual también es aceptable. Al observar las potencias en la Figura 6.5, se puede apreciar que estas van cambiando conforme la corriente de fase se mantiene dentro del límite nominal. Esto implica que cuando el sistema está balanceado, las potencias alcanzan sus valores nominales, sin embargo al introducir un desbalance de tensión se debe disminuir la referencia de potencia de la red para mantener dicha corriente al nominal, y así sucesivamente. Como

se puede ver, esto no tan solo cambia la componente continua de las potencias, sino que también la amplitud de sus oscilaciones.

Por otro lado, a pesar que las corrientes de fase y de secuencia cero están dentro de sus límites nominales, la potencia oscilante del convertidor no fue compensada, esto ya que la corriente de secuencia cero es bastante menor a la demandada por la estrategia. Es por ello que es necesario ajustar el parámetro  $\mu$ , lo cual será tratado en el punto siguiente.

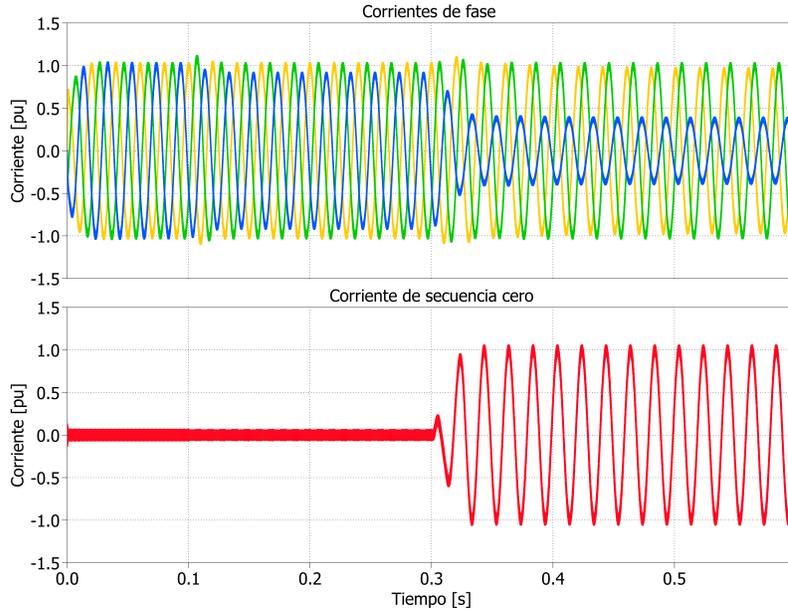


Figura 6.4: Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con  $\mu = 1$ .

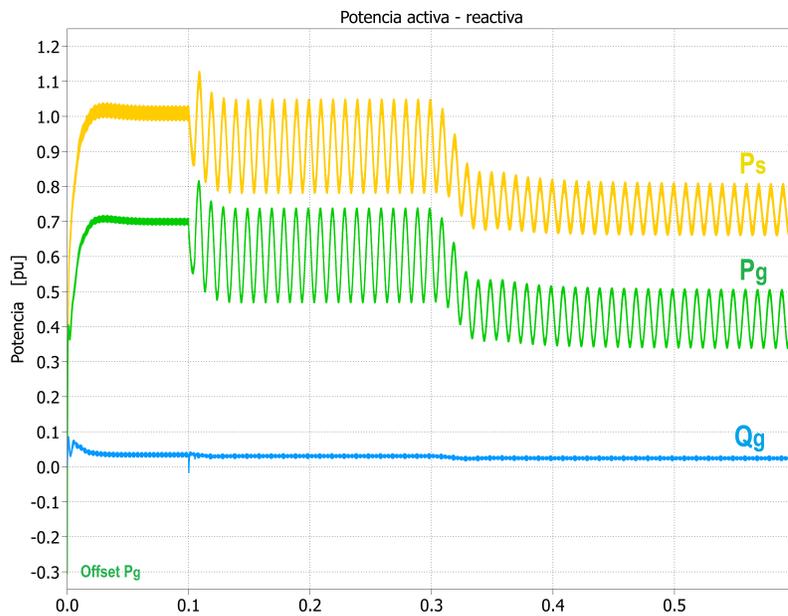


Figura 6.5: Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con  $\mu = 1$ .

(b) ECC usando  $\mu = 0$

Una de las consecuencias de imponer  $\mu = 0$  es que la corriente de secuencia negativa es cero, y por lo tanto al introducir un desbalance de tensión sólo circulará corriente de secuencia positiva por la red trifásica, tal como aprecia en la Figura 6.6, no obstante al aplicar la compensación de oscilaciones también circulará corriente de secuencia cero. En este contexto, se observa que la corriente de fase máxima del sistema se regula adecuadamente, logrando que esta se encuentre dentro de los límites nominales, al igual que la de secuencia cero.

Según se observa la Figura 6.7, se aprecia que si  $\mu = 0$  la potencia activa y reactiva presentan igual amplitud, y su magnitud es igual a 6,67% de la potencia nominal. En esta misma se aprecia que la potencia oscilante del convertidor es prácticamente compensada, siendo esta igual a 0.6% la nominal, lo que es prácticamente despreciable. De esta forma al reducirse el flujo de potencia activa de secuencia positiva y negativa mediante  $\mu$ , es posible que la corriente de secuencia cero demandada por la estrategia esté dentro del límite nominal.

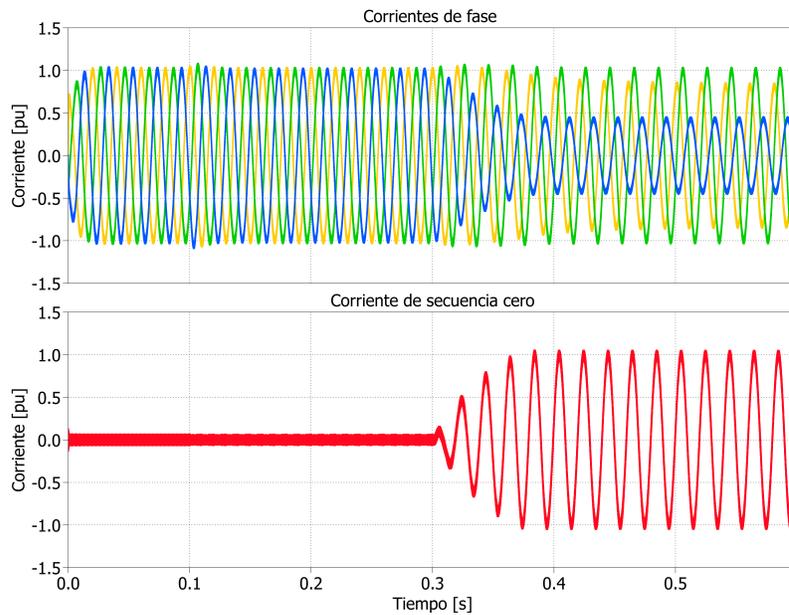


Figura 6.6: Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con  $\mu = 0$ .

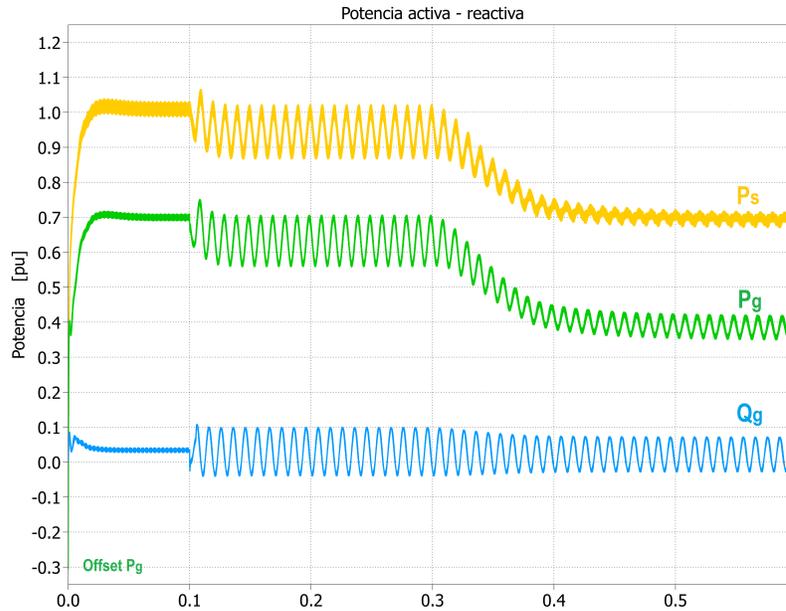


Figura 6.7: Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con  $\mu = 0$ .

## 6.2.2. Desbalance bifásico

En este caso el desbalance de tensión fue efectuado en las fases B y C de la red, las cuales fueron disminuidas a un 90 y 80 % de su valor nominal respectivamente. En virtud del análisis expuesto anteriormente, sólo se presentarán las estrategias ECSC y ECC para  $\mu = 0$ , y de este modo mostrar que la estrategia propuesta sigue siendo válida para otros tipos de desbalances.

### 6.2.2.1. ECSC

En la Figura 6.8 es posible observar las corrientes de fase y de secuencia cero generadas al aplicar la estrategia ECSC. En esta se aprecia la excesiva corriente de secuencia cero que necesita la estrategia para compensar la potencia oscilante del convertidor, la cual sobrepasa los  $2[pu]$ . Esto último tiene directa relación con el aumento de las corrientes de fases, siendo su máximo igual a  $1,82[pu]$ , es decir más de un 80 % el nominal.

Al observar las potencias en la Figura 6.9, se aprecia que las oscilaciones del convertidor se van a cero después de 0.2 [s], lo que equivale a unos 10 ciclos. Al observar la potencia activa, sus oscilaciones disminuyen debido a la potencia de secuencia cero, mientras que la potencia reactiva se mantuvo sin oscilaciones por construcción de la estrategia. Cabe destacar que para todas estas pruebas se ha usado el mismo controlador, por lo cual podría ser necesario un método adaptivo que ajuste automáticamente el controlador en virtud del desbalance implementado y de esta forma reducir el tiempo de respuesta.

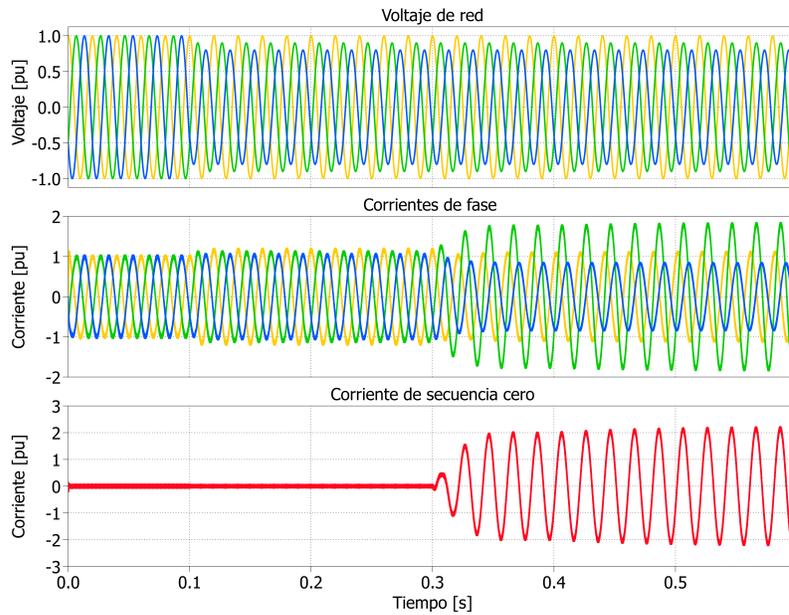


Figura 6.8: Voltajes y corrientes del sistema usando ECSC.

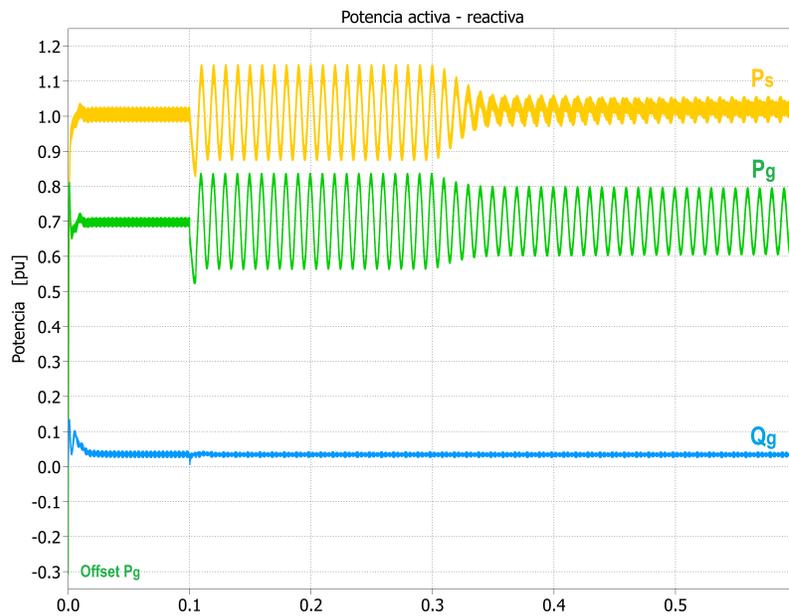


Figura 6.9: Potencia activa y reactiva del sistema usando ECSC.

#### 6.2.2.2. ECC

En la Figura 6.10 se pueden apreciar las corrientes de fase y de secuencia cero. En esta figura se observa que de forma similar al caso monofásico, las corrientes se mantienen dentro de los límites nominales. Al observar la Figura 6.11, se aprecia que antes de ser aplicado el desbalance en la tensión, la potencia activa y reactiva del sistema alcanza su valor nominal. Al aplicar el desbalance, el sistema que regula la corriente de fase máxima hace disminuir la

potencia de referencia de la red, por lo que la componente constante de todas las potencias también disminuyen en virtud de mantener la magnitud de la corriente de fase máxima igual a la nominal. Debido al voltaje de secuencia negativa originado del desbalance impuesto, aparecen las oscilaciones de potencia activa y reactiva tanto en la red como en el convertidor, cuyas amplitudes serán menores en comparación a la ECSC. Particularmente la potencia activa y reactiva oscilante de la red presentarán igual magnitud, y serán igual a 5.78% de la potencia nominal. Por otro lado, al activar el lazo externo de potencia se observa que la potencia oscilante del convertidor es compensada, y la potencia activa y reactiva oscilante de red es mitigada.

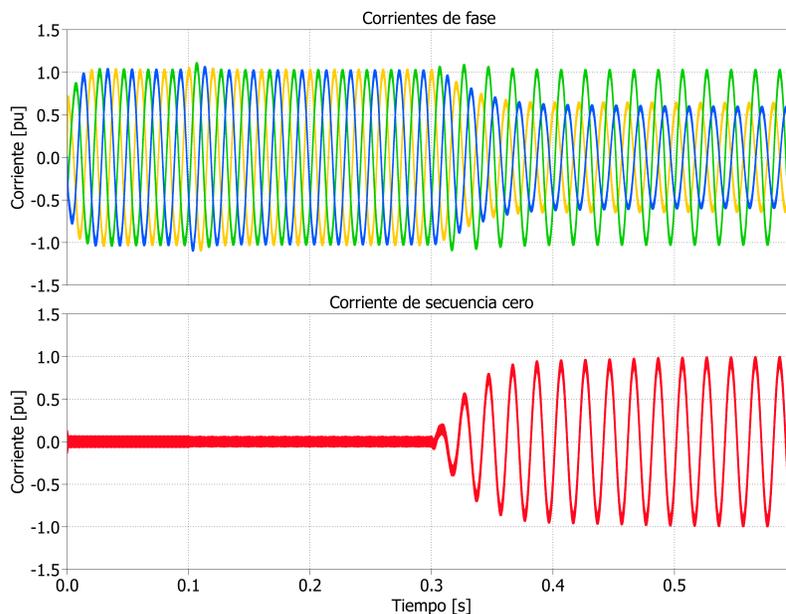


Figura 6.10: Voltajes y corrientes del sistema usando ECC con  $\mu = 0$ .

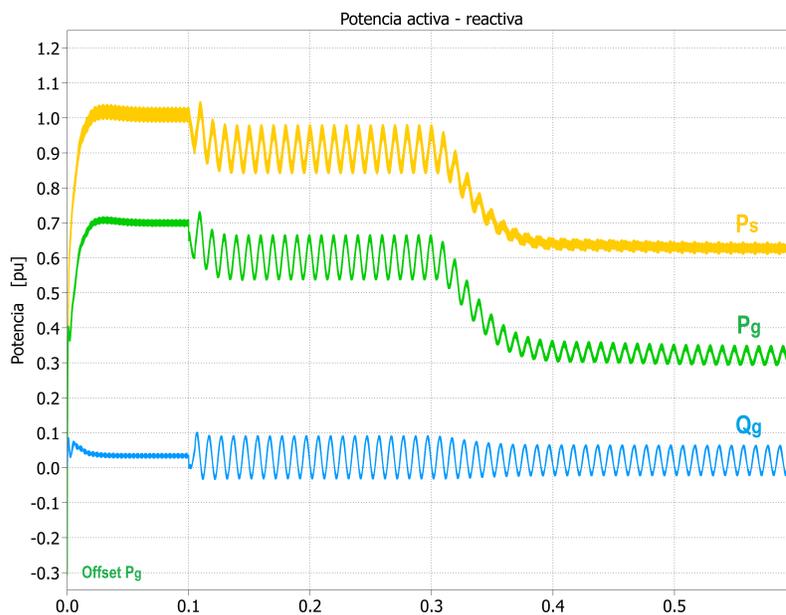


Figura 6.11: Potencia activa y reactiva del sistema usando ECC con  $\mu = 0$ .

# Capítulo 7

## Validación experimental

### 7.1. Descripción del sistema

El sistema experimental utilizado para validar las distintas estrategias de control es mostrado en las Figuras 7.1 y 7.3. Este cuenta con un convertidor de potencia *back to back* de dos niveles, el cual tiene adosado un rectificador de seis pulsos no-controlado con el fin de alimentar el DC-link de dicho conversor. El rectificador no-controlado se energiza a través de un auto-transformador trifásico modelo CMV 10E-3 de Carroll & Meynell. Para aislar galvánicamente los terminales de la entrada del convertidor con respecto a la red se utiliza un transformador trifásico ITEC de 5 [kVA]. Dado que sólo se necesitan cuatro piernas, las otras dos no son ocupadas. En la Figura 7.2 (a) es posible apreciar mayores detalles del convertidor.

El control del convertidor es implementado en la plataforma de control dSPACE DS1103, y mediante la interfaz gráfica del software *Control Desk* es posible monitorear y accionar algún parámetro y/o variable en tiempo real. Este equipo es mostrado en la Figura 7.2 (b). Para realizar el control, este recibe las distintas mediciones de voltajes y corrientes tanto de la red como del DC-link efectuadas por los transductores, los que a su vez envían los datos a una tarjeta de interfaz transductor/dSPACE para realizar la conversión o escalamiento de estos para enviarlos a los ADC (*Analog Digital Converter*) del mismo. Luego de procesar los datos según la estrategia programada, se deben enviar las señales de control al convertidor. Para ello se usa una tarjeta transmisora óptica inserta en los canales del equipo, la que lleva los pulsos ópticos hasta una tarjeta receptora en el convertidor y las convierte a señales eléctricas para conmutar los IGBT's. Por motivos de seguridad, el sistema cuenta con protecciones por software las cuales son programadas, y protecciones por hardware ajustadas en cada una de las tarjetas de interfaz, y en caso de superarse cierto umbral, el sistema detiene la ejecución de los pulsos PWM. También es posible parar los pulsos PWM mediante una botonera, la cual pone on/off dependiendo de lo que se desee.

Para emular la red se utilizó una fuente de poder programable trifásica *California Instrument* modelo mx45 mostrada en la Figura 7.3. Este equipo puede inyectar una potencia máxima de 45 [kVA], y recibir una potencia de 5 [kVA] para ser disipada. Esto último es de

importancia en este trabajo, ya que es necesario que la fuente programable queme la potencia inyectada por el convertidor.

Los parámetros del sistema experimental son mostrados en la Tabla 7.1. Utilizando estos parámetros se realizaron todas las pruebas experimentales, las que con anterioridad fueron simuladas. Notar que en este caso la capacitancia del DC-link es bastante alta, esto con el fin de que la tensión en este enlace se mantenga relativamente constante.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	$S_n$	$1,5 - 2[kVA]$
Voltaje de red (rms)	$V_{grid}$	$85[V]$
Frecuencia de red	$f_s$	$50[Hz]$
Filtro trifásico	$L_f - R_f$	$5[mH] - 0,1[\Omega]$
Filtro en el neutro	$L_n - R_n$	$0,8[mH] - 0,1[\Omega]$
Voltaje en DC-link	$V_{dc}$	$450[V]$
Capacitancia DC-link	$C$	$9216[\mu F]$
Frecuencia de switching	$f_{sw}$	$10[kHz]$
Tiempo de muestreo	$T_s$	$100[\mu s]$

Tabla 7.1: Parámetros del sistema experimental

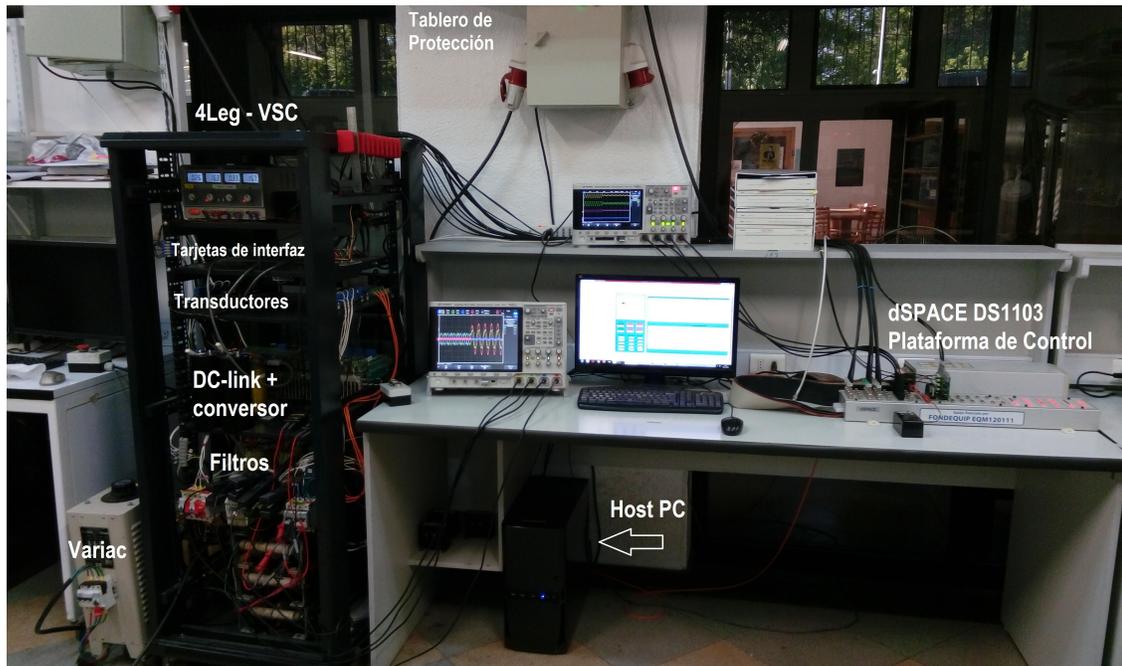


Figura 7.1: Parte del sistema experimental.

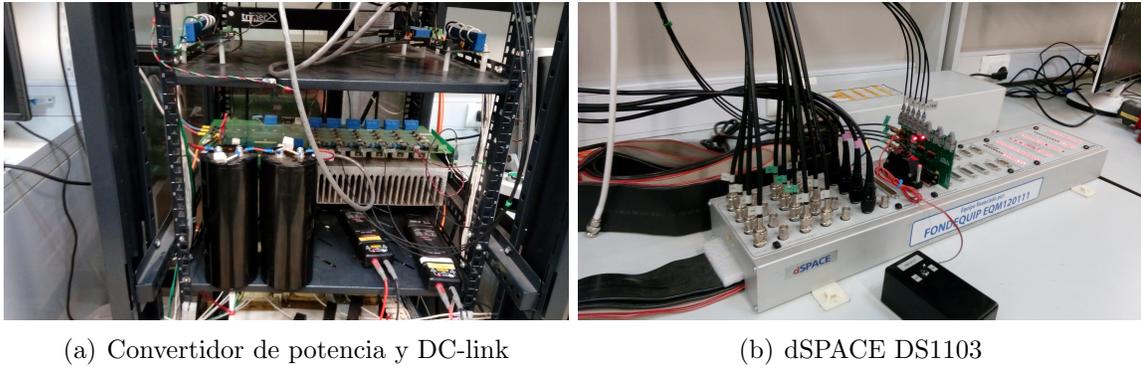


Figura 7.2: Zoom del sistema experimental.



Figura 7.3: Fuente de poder programable.

## 7.2. Pruebas experimentales

Análogo a lo realizado en el capítulo pasado, se aplican dos tipos de desbalances: monofásico a un 80 % y bifásico a un 80 y 90 % de la tensión nominal respectivamente. Cabe destacar que a diferencia de la simulación, para la validación experimental se asume que el sistema ya está desbalanceado, y sobre esa condición se aplica la estrategia. Por lo tanto en vez de mostrar tres etapas como en la simulación, se mostrarán sólo dos. En cuanto a los controladores del lazo externo de potencia utilizados en las pruebas, estos son iguales, aunque distintos a los usados en la simulación ya que son ajustados en virtud de la planta real del sistema.

## 7.2.1. Desbalance monofásico

El desbalance de tensión fue efectuado en la fase C de la red, la cual fue disminuida a un 80 % de su valor nominal. A continuación se presentarán los resultados para las estrategias ECSC y ECC.

### 7.2.1.1. ECSC

En la Figura 7.4 se muestran las corrientes de fase y del neutro al aplicar la ECSC. Según se observa, antes de activar el lazo externo de potencia la magnitud de la corriente de fase máxima  $i_{max} = 9,22[A]$  es levemente superior a la nominal, siendo esta última igual a  $i_{nom} = 8,32[A]$ . De esta forma en condiciones de desbalance normal (sin activar el lazo), la corriente de fase máxima es alrededor de un 10 % la nominal. Luego al activar el lazo de potencia, estas corrientes alcanzan valores bastante elevados, siendo la corriente de fase máxima y del neutro igual a 1,65 [pu] y 2,30 [pu] respectivamente. En este mismo escenario se observa que la corriente de fase C alcanza una magnitud bastante inferior a la nominal presentando una gran distorsión armónica, lo cual se debe al “cruce por cero” de los IGBT’s que es más evidente en corrientes de baja amplitud.

Al observar las potencias del sistema y la corriente DC del convertidor en la Figura 7.5, es claro que al aplicar la estrategia se alcanza una adecuada compensación de la potencia oscilante del convertidor, lo cual también se verifica al observar la Figura 7.6 (b), en donde la componente de 100 [Hz] de esta potencia es prácticamente despreciable. Esto trae como consecuencia que la parte constante de esta potencia aumente producto de las pérdidas introducidas por el neutro. Situación contraria se observa con la potencia activa oscilante de la red, cuya componente promedio se mantiene constante y la magnitud de sus oscilaciones disminuyen debido a la potencia de secuencia cero de la red. Al observar la potencia reactiva, se aprecia que esta se mantuvo sin oscilaciones durante todo el tiempo, cumpliéndose el objetivo de la estrategia. Es interesante notar que la corriente DC del convertidor también vio compensada sus oscilaciones, asumiendo igual característica que la potencia del convertidor. Esto permite inferir que el voltaje en el DC-link se mantuvo relativamente constante, validando parte de los supuestos utilizados en la simulación.

Por otro lado, al observar el espectro de las potencias del sistema en la Figura 7.6, se pueden distinguir diversas componentes armónicas distintas de 100 [Hz], lo cual se debe fundamentalmente al contenido armónico presente en las corrientes. En efecto, al considerar el producto entre el voltaje de la red (fuente programable) y las corrientes del sistema, se obtienen todas las componentes armónicas de la potencia. De esta manera, si se quisiera eliminar la sexta armónica de la potencia, bastaría con mitigar la quinta armónica de las corrientes, y así sucesivamente. Esto evidentemente conlleva a la incorporación de más controladores resonantes y/o PI’s sintonizados a esas frecuencias, situación que estará supeditada a la capacidad de procesamiento de la plataforma de control para llevar a cabo íntegramente la estrategia de control.

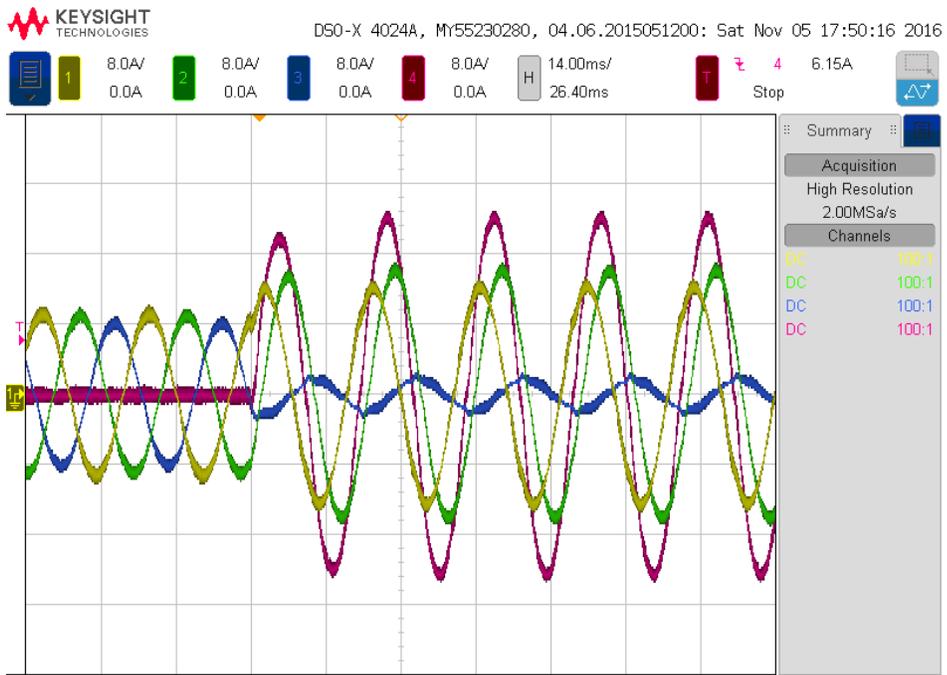


Figura 7.4: Corrientes de fase y del neutro aplicando ECSC.

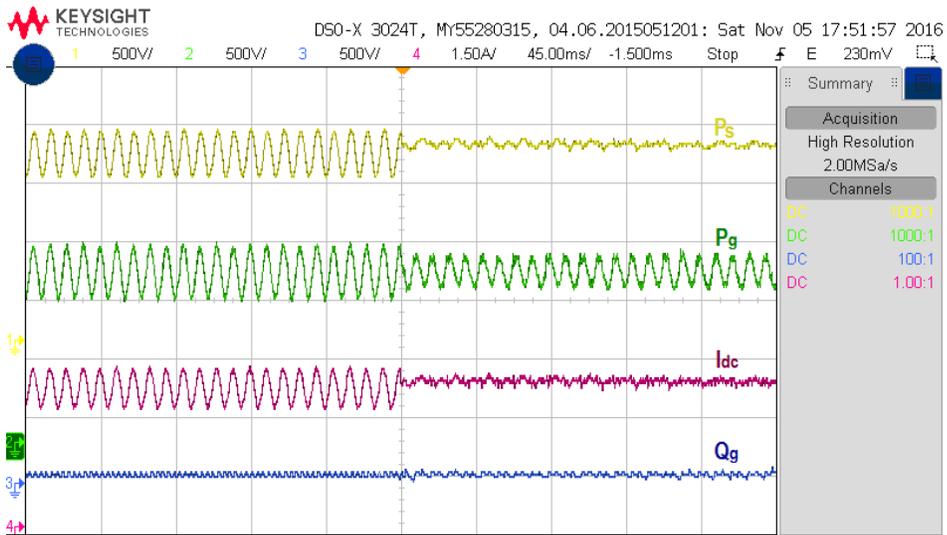


Figura 7.5: Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECSC.

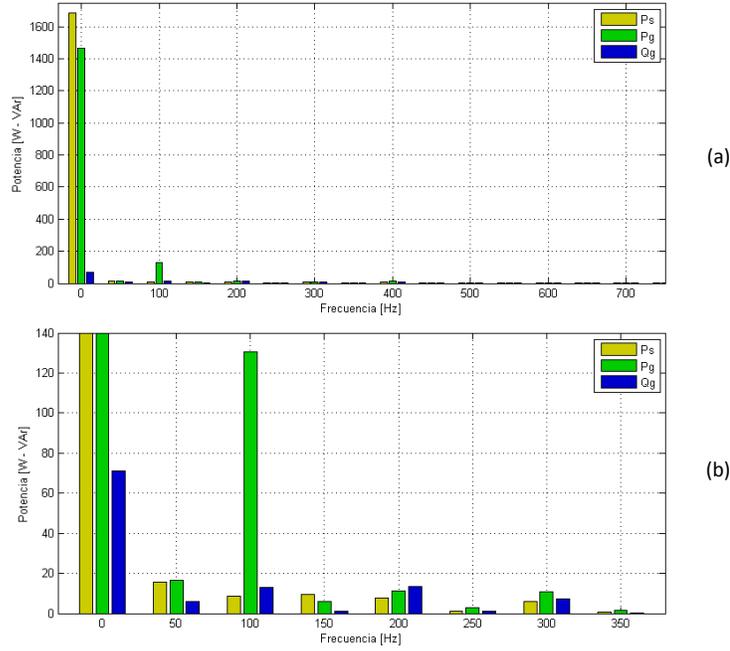


Figura 7.6: (a) Espectro de las potencias con ECSC. (b) Zoom espectro de potencia.

### 7.2.1.2. ECC

Análogo a lo presentado en el capítulo pasado, la estrategia ECC fue aplicada para  $\mu = 1$  y posteriormente para  $\mu = 0$  y de esta forma poder analizar el comportamiento de la misma según el grado de compensación/mitigación de la potencia activa y reactiva oscilante en el sistema.

#### (a) ECC con $\mu = 1$

De acuerdo a la Figura 7.7, es posible observar que al aplicar la ECC usando  $\mu = 1$  la corriente de fase máxima permanece en todo momento (excepto en el transiente) dentro del límite nominal con un error máximo de un 5 %, siendo este límite igual a  $i_{nom} = 11,15[A]$ .

Al observar las potencias del sistema y la corriente DC del convertor en la Figura 7.8, se aprecia que la potencia oscilante del convertidor no es compensada, lo cual se verifica en la Figura 7.9 (b). De este modo la corriente que circula por el neutro es la nominal, haciendo que la corriente de fase máxima no aumente demasiado. Además, como la corriente de secuencia cero está saturada por el limitador del controlador, la corriente de la fase C no disminuye excesivamente, no siendo afectada mayormente por el “cruce por cero” de los IGBT’s. Dado que se está usando  $\mu = 1$ , la potencia reactiva oscilante se mantiene sin oscilaciones en todo momento.

Por otro lado, es posible apreciar que el control de la corriente de fase máxima funciona adecuadamente, pues conforme aumenta la corriente de fase máxima este disminuye la potencia de referencia de la red, lo cual también hace reducir la amplitud de las oscilaciones de las potencias del sistema y de la corriente DC del convertor.

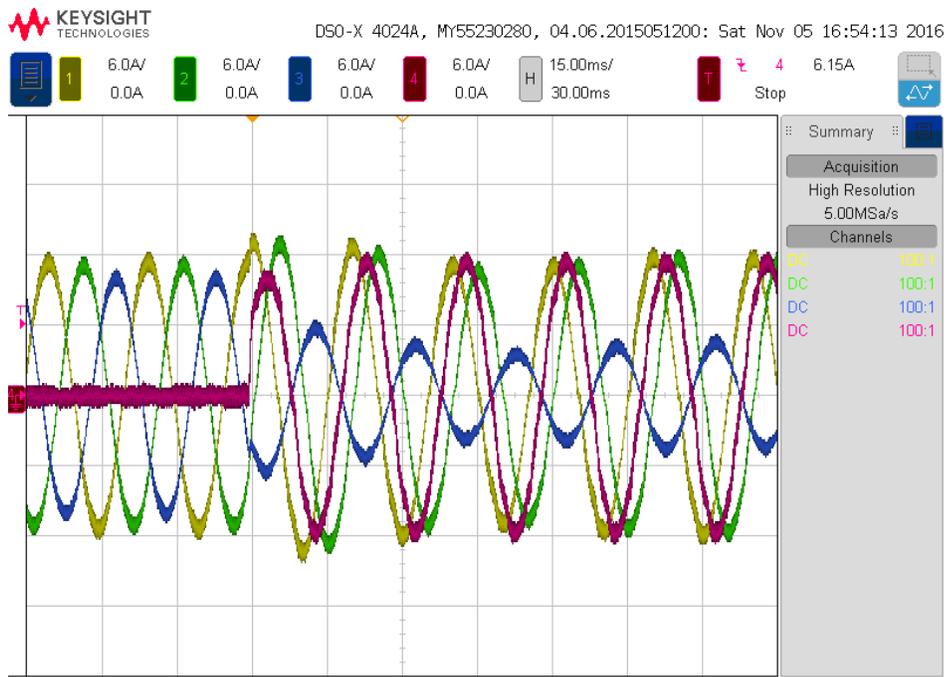


Figura 7.7: Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con  $\mu = 1$ .

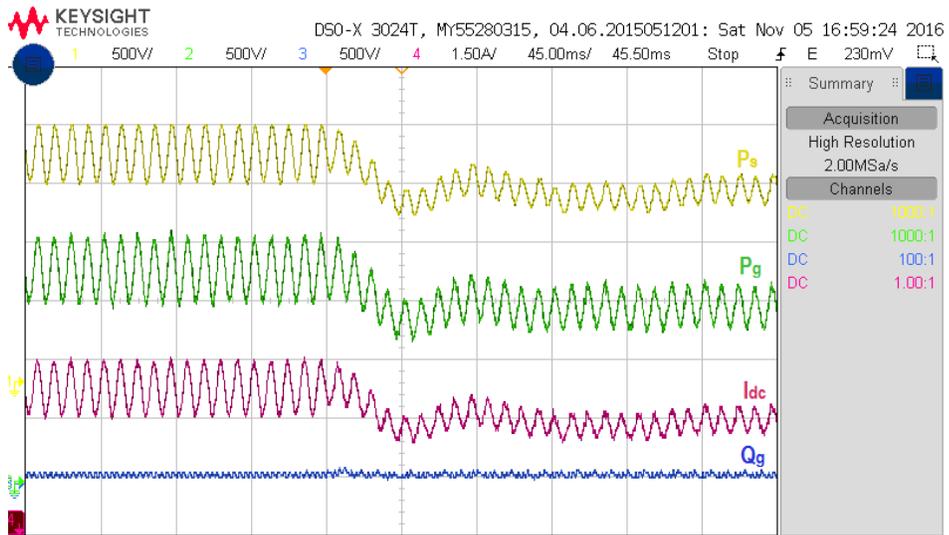


Figura 7.8: Potencias y corriente DC lado convertor al aplicar ECC con  $\mu = 1$ .

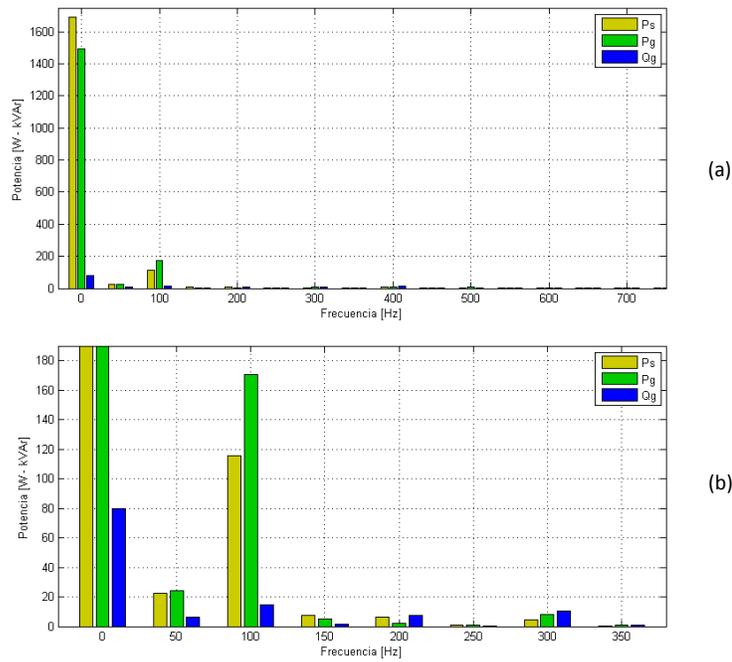


Figura 7.9: (a) Espectro de potencias aplicando ECC con  $\mu = 1$ . (b) Zoom espectro.

(b) ECC con  $\mu = 0$

Tal como se observa en la Figura 7.10, el sistema se encuentra trabajando con  $\mu = 0$  en todo momento, esto significa que no hay corrientes de secuencia negativa circulando por la red. De esta forma antes de activar el lazo externo de potencia sólo están presentes corrientes de secuencia positiva de magnitud igual a la nominal. Al activar el lazo, las corrientes están desbalanceadas debido a la corriente de secuencia cero presente en cada una de las fases.

De acuerdo a la Figura 7.11, antes de activar el lazo externo de potencia están presentes oscilaciones de potencia, lo cual se debe al voltaje de secuencia negativa de la red. Es claro que al usar  $\mu = 0$  aparecerán oscilaciones de potencia reactiva, las cuales tendrán prácticamente la misma magnitud que la potencia activa oscilante de secuencia positiva y negativa, situación que se observa en la Figura 7.12. En esta se aprecia que la potencia activa oscilante es levemente mayor a la potencia reactiva oscilante, siendo esta última un 10% menor que la primera. Es interesante notar que el control de la corriente de fase máxima tuvo un buen desempeño, sin embargo este tuvo que disminuir su acción de control hasta un 75% de la potencia nominal de la red para lograr que las corrientes de fase no superaran el límite térmico.

Según se observa en las Figuras 7.11 y 7.13, las oscilaciones de potencia en el convertidor son compensadas luego de que se impusiera  $\mu = 0$ , lo que implica que el flujo de potencia de secuencia positiva y negativa tuvo que disminuir lo suficiente para ser compensada por la de secuencia cero. De esta forma una de las consecuencias naturales del método es que existirá una mayor capacidad de compensación y/o mitigación de oscilaciones de potencia en la medida se imponga  $\mu = 0$  y se regule adecuadamente la corriente de fase máxima, no obstante la potencia promedio inyectada a la red podría disminuir bastante a menos que se impongan límites inferiores y superiores en virtud de la potencia que

se desee generar.

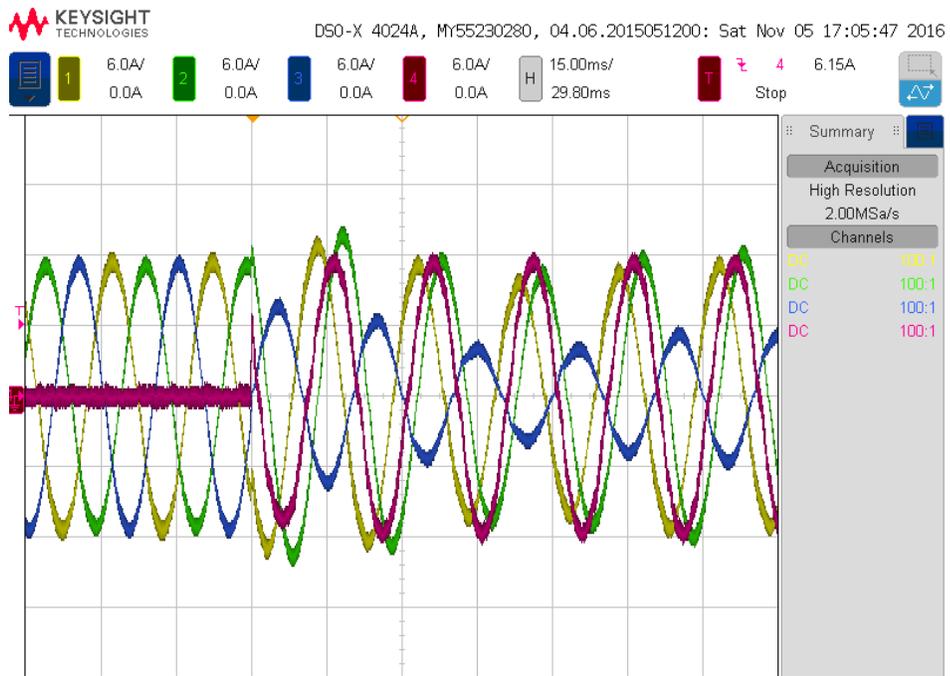


Figura 7.10: Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con  $\mu = 0$ .

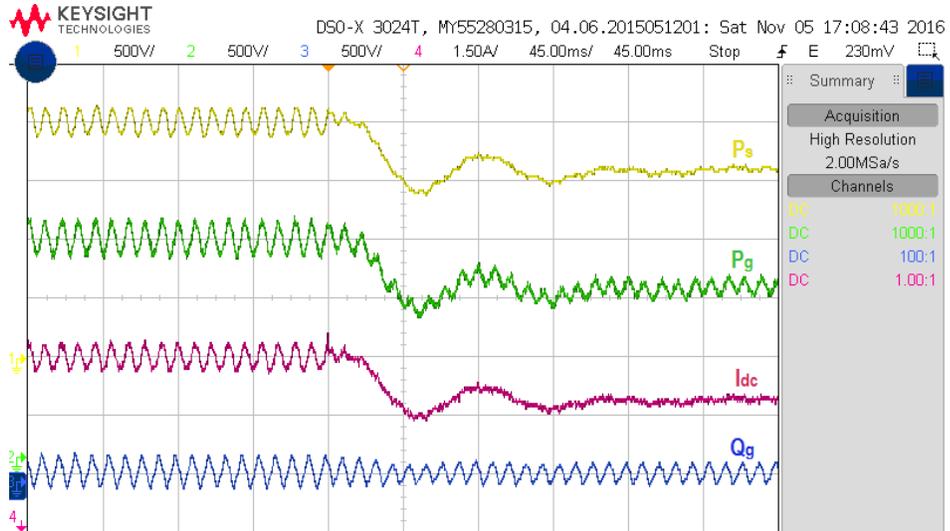


Figura 7.11: Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECC con  $\mu = 0$ .

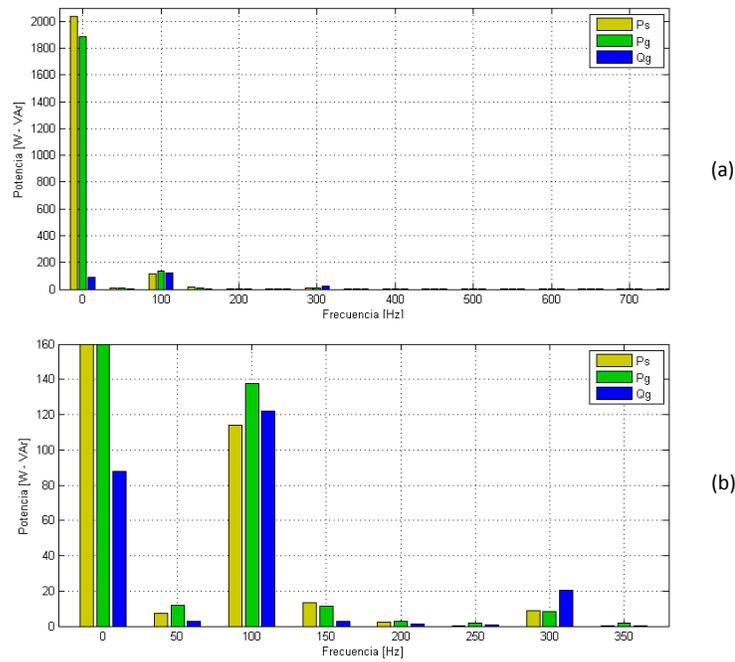


Figura 7.12: (a) Espectro de potencias antes de aplicar la compensación. (b) Zoom espectro.

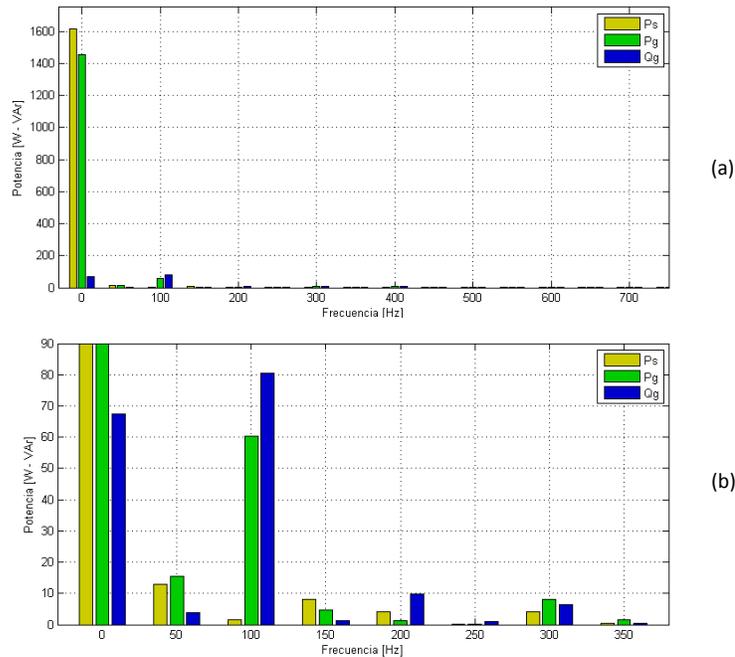


Figura 7.13: (a) Espectro de potencias después de aplicar la compensación. (b) Zoom espectro.

## 7.2.2. Desbalance bifásico

En virtud de los análisis anteriormente presentados, en este apartado sólo se presentarán los resultados de la ECSC y ECC usando  $\mu = 0$ . Para ello el desbalance bifásico implemen-

tado presenta una disminución de un 80 y 90 % de la tensión nominal en las fases A y B respectivamente.

### 7.2.2.1. ECSC

Las corrientes obtenidas usando la ECSC son mostradas en la Figura 7.14. Según se observa, al activar el lazo externo de potencia la corriente del neutro alcanza un valor de 2.49 veces la corriente nominal, siendo esta última igual  $i_{nom} = 8,32[A]$ , lo cual trae como consecuencia un aumento en las corrientes de fase, siendo máxima en la fase B con un valor de  $1,65[pu]$ , superando en un 65 % la nominal, lo que es excesivo y perjudicial para el equipo.

En la Figura 7.15 es posible observar las potencias del sistema y corriente DC lado convertor al aplicar la ECSC. Según se observa en esta, la potencia oscilante del convertidor se compensa completamente, no obstante la respuesta del controlador es relativamente menor en comparación al caso monofásico. En cuanto a la potencia activa promedio, esta se mantuvo constante según la referencia dada, mientras que sus oscilaciones disminuyeron producto de la secuencia cero. En relación a la potencia reactiva oscilante, esta se mantuvo sin oscilaciones por construcción de la estrategia. Al observar el espectro de potencia en la Figura 7.16, se aprecia que la componente de 50 [Hz] no es despreciable, y envuelve las oscilaciones de 100 [Hz] de cada potencia, lo que obviamente también se presenta en la corriente DC del convertor. Esto último puede ser mitigado al insertar un controlador PI a los resonantes ya diseñados.

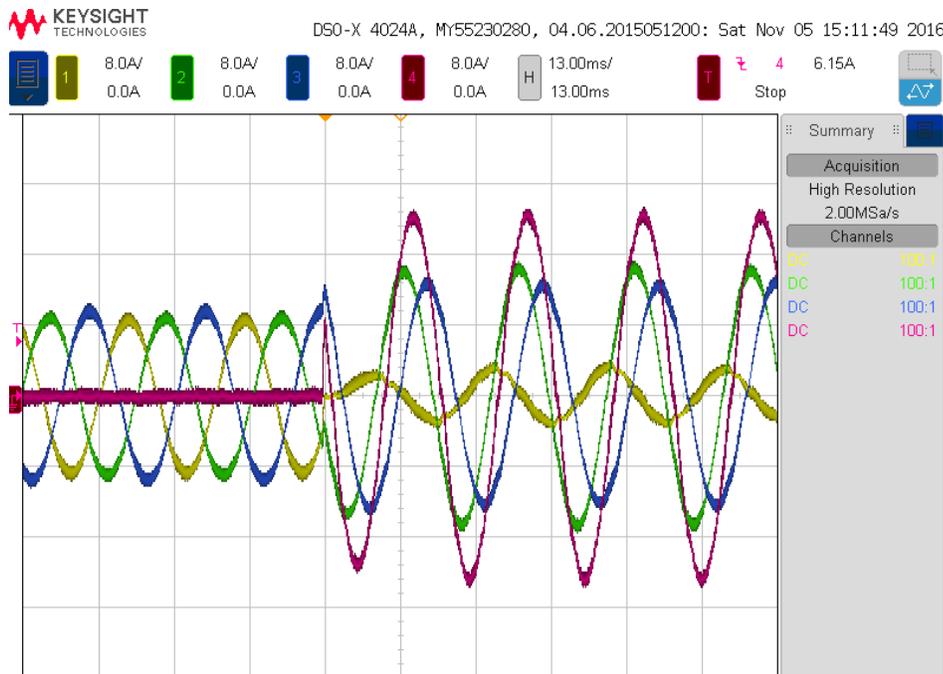


Figura 7.14: Corrientes de fase y del neutro aplicando ECSC.

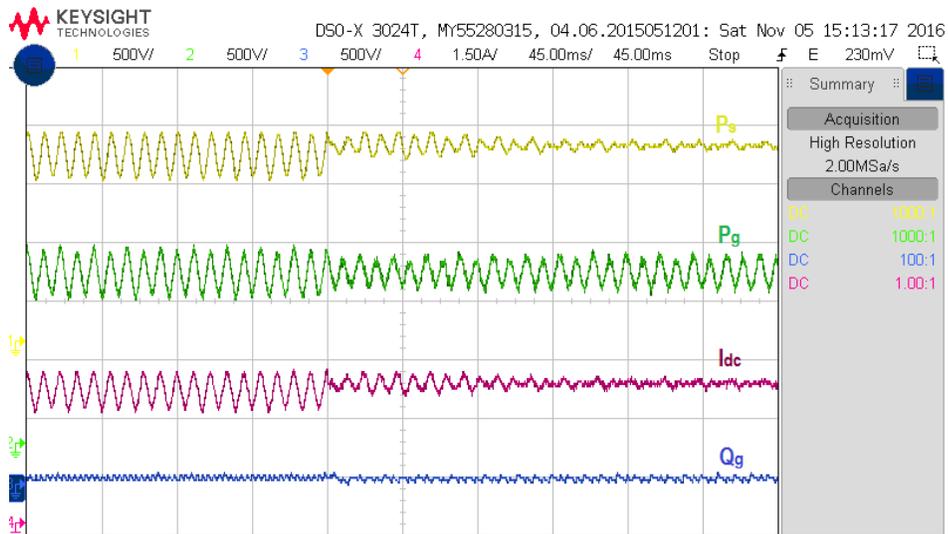


Figura 7.15: Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECSC.

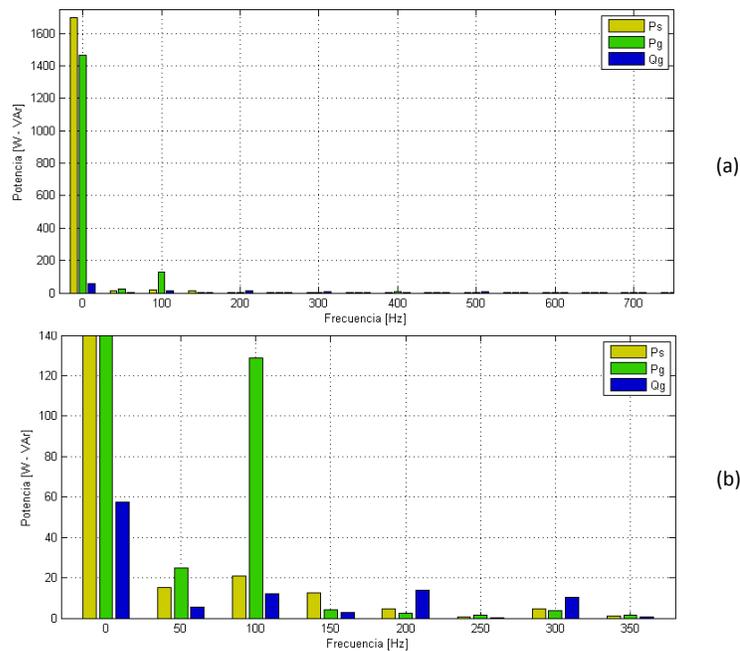


Figura 7.16: (a) Espectro de potencias aplicando ECSC. (b) Zoom del espectro.

### 7.2.2.2. ECC

Las corrientes obtenidas son mostradas en la Figura 7.17. Dado que se está usando  $\mu = 0$ , al inicio las corrientes son balanceadas y de secuencia positiva, pero luego al inyectar corriente de secuencia cero se genera el desbalance de las corrientes de fase. Según se observa en esta figura, tanto las corrientes de fase como del neutro se mantienen dentro del límite nominal en todo momento (excepto en el transiente), tal como se quería conseguir.

Las potencias del sistema y corriente DC del convertor son mostradas en la Figura 7.18. En esta se puede observar al igual que en el caso anterior, la existencia de potencia oscilante tanto activa como reactiva producto del voltaje de la red de secuencia negativa. Según se muestra en la Figura 7.19, antes de activar el lazo externo la magnitud de la potencia constante de la red es cerca de un 5% menor a la nominal, lo que se explica por el control de la corriente de fase máxima. En cuanto a la magnitud de la potencia reactiva oscilante, esta es prácticamente igual a la potencia activa oscilante, siendo esta última un 5% mayor que la primera. Luego de aplicar la compensación, se observan pequeñas oscilaciones de potencia en el convertidor, cuya amplitud no superan el 2% de la potencia nominal. En cuanto al control de la corriente de fase máxima, este logró un buen desempeño disminuyendo la referencia de potencia en virtud de tener corrientes de fase dentro del límite nominal, lo que a su vez también repercute en la magnitud de las oscilaciones de potencia, las cuales se vieron disminuidas luego de aplicar la compensación.

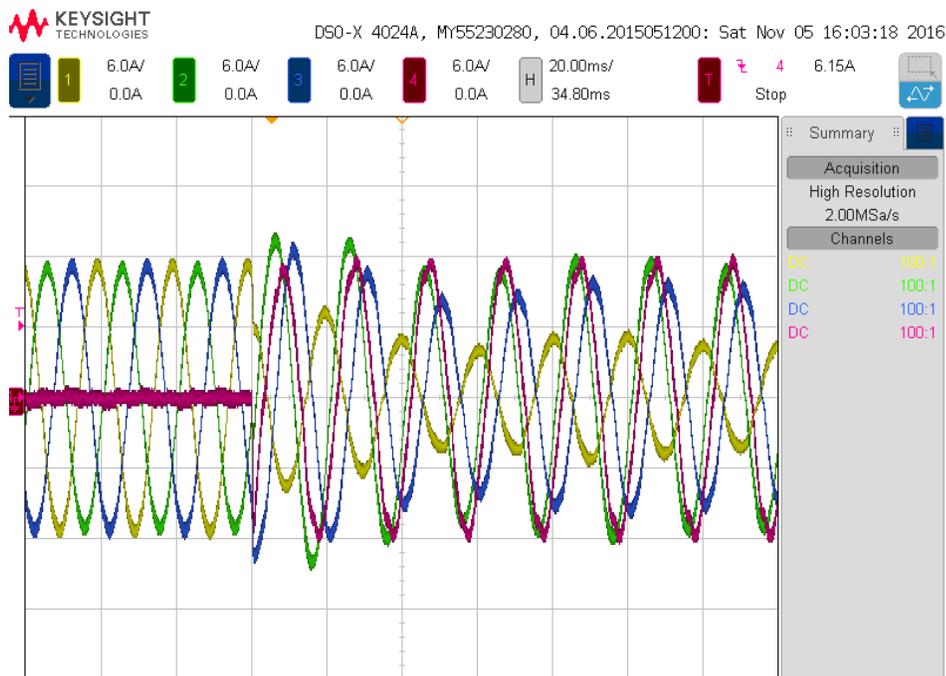


Figura 7.17: Corrientes de fase y del neutro aplicando ECC con  $\mu = 0$ .

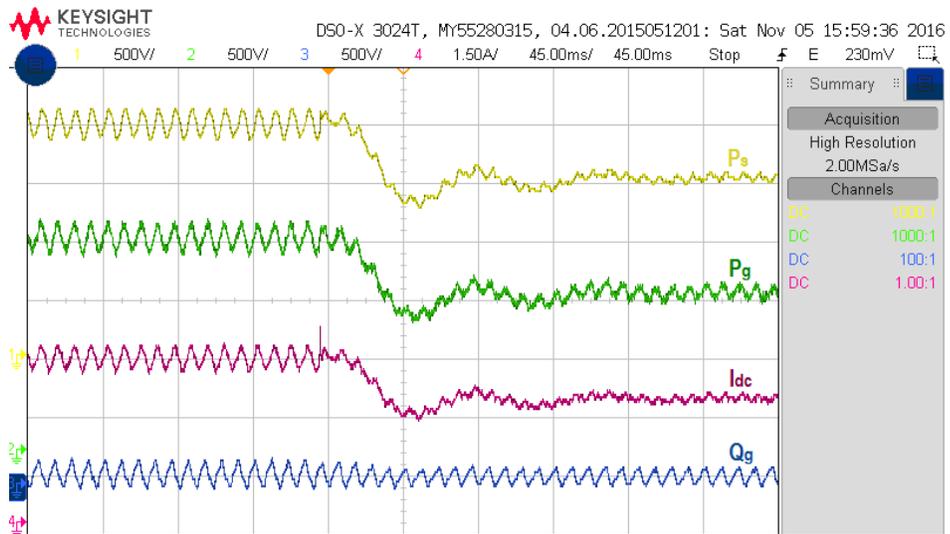
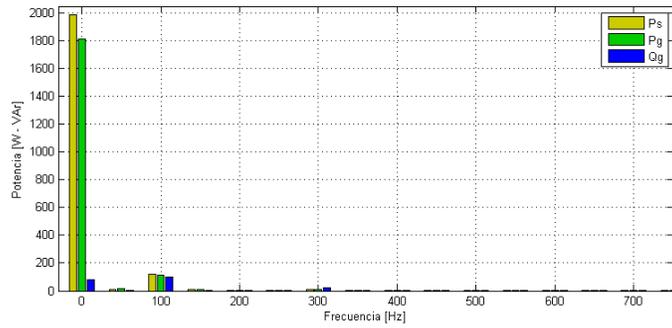
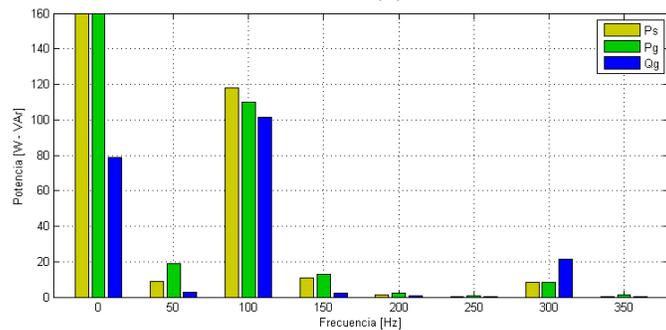


Figura 7.18: Potencias y corriente DC lado conversor al aplicar ECC con  $\mu = 0$ .



(a)



(b)

Figura 7.19: (a) Espectro de potencias antes de aplicar la compensación. (b) Zoom del espectro.

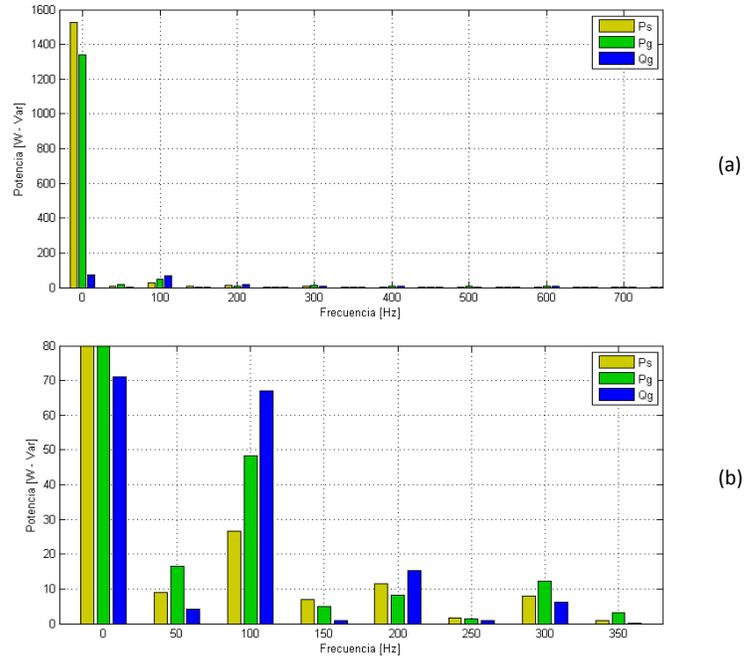


Figura 7.20: (a) Espectro de potencias después de activar el lazo de potencia. (b) Zoom del espectro.

# Capítulo 8

## Conclusiones

En este trabajo se desarrolló el control de un convertor de cuatro piernas de dos niveles para compensar oscilaciones de potencia en el DC-link. Este control se realizó sobre la base de dos estrategias, las cuales son denominadas ECSC (Estrategia de Control con Secuencia Cero) y ECC (Estrategia de Control Colaborativa), siendo esta última la estrategia propuesta por el autor, la cual se concibe como una extensión de la primera. Para fines prácticos, las conclusiones se presentarán como sigue.

### (a) Diseño del sistema:

Para llevar a cabo tanto la simulación como la validación experimental del sistema, se diseñaron controladores resonantes para las corrientes  $\alpha\beta 0$ . Para ello se consideró una estructura en serie sintonizados a la frecuencia fundamental y tercera armónica. Esto último fue considerado con el objetivo de mitigar en parte el contenido armónico de las corrientes dentro del contexto experimental. Tanto en la simulación como validación, se observó que los controladores diseñados presentaron un buen desempeño y rápida respuesta.

### (b) Simulación:

En este contexto se observó que la ECSC necesita una corriente de secuencia cero bastante elevada para poder compensar las oscilaciones, lo cual hace aumentar excesivamente alguna de las corrientes de fase del sistema. Dependiendo del tipo de desbalance, estas podían llegar a ser el doble de la corriente nominal del sistema, lo que es perjudicial para un sistema de distribución de baja tensión.

En contraste con lo anterior, la estrategia colaborativa propuesta permitió trabajar con corrientes de fase y del neutro dentro del nominal, lo cual fue posible al regular linealmente la corriente de secuencia negativa en función de la secuencia positiva usando un parámetro  $\mu$  y luego al desarrollar un control de corriente de fase máxima, el cual mantenía esta corriente dentro del nominal entregando como acción de control la potencia de referencia de la red. Para la corriente del neutro simplemente se usó un limitador colineal que se ajustara a dicho límite.

**(c) Validación experimental:**

Al realizar la validación experimental de las estrategias, se verificó que la ECSC necesita una corriente de secuencia cero excesivamente alta. En contraste se mostró que la ECC permite compensar prácticamente todas las oscilaciones de potencia del convertidor manteniendo las corrientes dentro del límite nominal. En este contexto se verificó el correcto funcionamiento del control de corriente de fase máxima y de los limitadores de la corriente de secuencia cero.

**(d) Propuesta general:**

En general se concluye que la ECC cumple los objetivos propuestos, los cuales son mantener las corrientes de fase y del neutro dentro de los límites nominales y compensar las oscilaciones de potencia del convertidor. Esto trae como consecuencia un mayor respaldo y confiabilidad por parte del convertidor de potencia, y adicionalmente la mitigación de los efectos adversos causados por la potencia activa y reactiva oscilante sobre la red.

## 8.1. Trabajos futuros

Se propone como trabajos futuros los siguientes puntos:

- Si bien no era parte del objetivo principal de este trabajo, por motivos de calidad de suministro eléctrico sería bastante útil incorporar una mayor cantidad de controladores resonantes y PI, esto con la finalidad de mitigar los armónicos impares como quinta y séptima, al igual que la componente DC de las corrientes. Al incorporar estos controladores, las corrientes reducirían su contenido armónico, reflejándose directamente en las potencias del sistema. Esto sin lugar a duda podría traer algunos inconvenientes en la plataforma de control utilizada, en donde será necesario disminuir el tiempo de muestreo y frecuencia de *switching*, mientras que el filtro inductivo del neutro deberá ser aumentado para compensar los efectos de una baja frecuencia de conmutación. De esta manera la plataforma tendrá más tiempo para procesar y ejecutar las estrategias de control programadas.
- Se propone como trabajo futuro la validación de la estrategia colaborativa usando un voltaje de secuencia cero de la red igual a cero, esto ya que no siempre los sistemas trifásicos cuentan con voltajes distintos de cero, debido a que algunas topologías de transformadores atenúan esta componente fuertemente. Se puede demostrar que en estas condiciones es posible encontrar analíticamente una corriente de secuencia cero que permita compensar las oscilaciones de potencia en el convertidor, lo cual deberá ser compatibilizado con el sistema a lazo cerrado propuesto para dicha potencia oscilante.

- Además de lo anterior, queda pendiente la elaboración de una planta que permita sintonizar adecuadamente los controladores tanto para el sistema que controla la corriente de fase máxima como para el lazo externo de potencia.
- Debido a que para algunos desbalances implementados la compensación no fue 100% completa, sería interesante investigar una posible modificación del sistema de control de corriente de fase máxima u otro ajuste del parámetro  $\mu$  para asegurar que para diversos tipos de desbalances que se presentan en los sistema de distribución estas sean compensada adecuadamente.

# Bibliografía

- [1] FAINAN A. ABDUL-MAGUEED HASSAN. “Converter-Interfaced Distributed Generation - Grid Interconnection Issues”, Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2007.
- [2] M. H. BOLLEN, F. HASSAN. “Integration of Distributed Generation in the Power System”, New York: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [3] B. KROPOSKI, C. PINK, R. DEBLASIO, H. THOMAS, M. SIMOES, P. K. SEN. “Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 3, Sep 2010.
- [4] W. KRAMER, S. CHAKRABORTY, B. KROPOSKI, H. THOMAS. “Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems. Part 1: Systems and Topologies ”, Technical Report, March 2008.
- [5] S. PIL OE, E. CHRISTOPHER, M. SUMNER, S. NORMAN. “Microgrid Unbalance Compensator - Mitigating the negative effects of unbalanced microgrid operation”. *2013 4th IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, October 6-9, Copenhagen.
- [6] R. BRÜNDLINGER. “Grid Codes in Europe for Low and Medium Voltage”. *International Conference on Integration of Renewable and Distributed Energy Resources*, Kyoto November 18, 2014.
- [7] L. SCHWARTFEGER, D. SANTOS-MARTIN. “Review of Distributed Generation Interconnection Standards”. *EEA Conference & Exhibition 2014*, 18 – 20 June, Auckland.
- [8] J. M. GUERRERO, L. HANG, J. UCEDA. “Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, Aug 2008.
- [9] R. TEODORESCU, M. LISERRE, P. RODRÍGUEZ. “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”, *IEEE Press Series*, Wiley, 2011.
- [10] S. ALEPUZ, S. BUSQUETS-MONGE, J. BORDONAU, J. MARTÍNEZ-VELASCO, C. SILVA, J. PONTT, J. RODRÍGUEZ. “Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 56, no. 6, June 2009.

- [11] M. DÍAZ, R. CÁRDENAS. “Analysis of Synchronous and Stationary Reference Frame Control Strategies to Fulfill LVRT Requirements in Wind Energy Conversion Systems”. *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 5-27 March 2014.
- [12] K. MA, W. CHEN, M. LISERRE, F. BLAABJERG. “Power Controllability of a Three-Phase Converter With an Unbalanced AC Source”. *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 30, no. 3, March 2015.
- [13] A. MORA, M. ESPINOZA, M. DÍAZ, R. CÁRDENAS. “Active Power Oscillation Elimination in a 4-legs Grid-Connected Converter Under Unbalanced Network Conditions”. *Industrial Electronics Society , IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE*, 23-26 Oct. 2016.
- [14] F. WANG, J.L. DUARTE, M.A.M HENDRIX. “Design and analysis of active power control strategies for distributed generation inverters under unbalanced grid faults”, *IET Gener. Transm. Distrib.*, 2010, vol. 4, Iss. 8, pp. 905–916.
- [15] H. AKAGI, E. H. WATANABE, M. AREDES. “Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning”. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [16] F. NEJABATKHAH, YUN WEI LI, BIN WU. “Control Strategies of Three-Phase Distributed Generation Inverters for Grid Unbalanced Voltage Compensation”, *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 31, no. 7, July 2016.
- [17] S. ROEDIGER, R. YAN, T. KUMAR SAHA. “Investigation of the Impacts of Three-Phase Photovoltaic Systems on Three-Phase Unbalanced Networks”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, Jul 2012.
- [18] L. FAN, Z. MIAO, A. DOMIJAN. “Impact of Unbalanced Grid Conditions on PV Systems”, *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–6, July 2010.
- [19] Q. C. ZHONG, W. L. MING, X. CAO, M. KRSTIC. “Control of Ripple Eliminators to Improve the Power Quality of DC Systems and Reduce the Usage of Electrolytic Capacitors”, *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2177-2187, May 2016.
- [20] M. MONFARED, S. GOLESTAN, J. M. GUERRERO. “Analysis, Design, and Experimental Verification of A Synchronous Reference Frame Voltage Control for Single-Phase Inverters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 258–269, Jan 2014.
- [21] R. CARDENAS-DOBSON. “Control Vectorial de Máquinas de Inducción de Doble Excitación”, Depto. Ing. Eléctrica, Universidad de Chile, Agosto de 2012.
- [22] R. CARDENAS-DOBSON. “Diseño de controladores I. Apuntes de curso Control Automático”, Depto. Ing. Eléctrica, Universidad de Magallanes.
- [23] VIRGINIA MAZZONE. “Estructuras Prácticas de Control SISO”, [En línea]. Disponible en <[http://www.eng.newcastle.edu.au/~jhb519/teaching/caut1/Apuntes/Estr\\_Prac.pdf](http://www.eng.newcastle.edu.au/~jhb519/teaching/caut1/Apuntes/Estr_Prac.pdf)>. [Consultado: Octubre del 2016].

- [24] R. CARDENAS-DOBSON. “Modulación PWM”, Depto. Ing. Eléctrica, Universidad de Chile, Agosto de 2011.
- [25] R. CÁRDENAS, M. DÍAZ, F. ROJAS, J. CLARE. “Fast Delayed Signal Cancellation Method for Component Sequences Separation”. *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 30, no. 4, August 2015.

# Capítulo 9

## Anexos

### 9.1. Transformaciones utilizadas

En este trabajo se utilizaron las transformadas  $\alpha\beta$  y  $dq$ . La idea detrás de estas transformadas es llevar los voltajes y corrientes de un espacio de estado de tres variables a uno de dos, y de este modo simplificar la modulación y el control de los convertidores. Estas transformadas son mostradas en las matrices (9.1) y (9.3), mientras que sus inversas se muestran en las matrices (9.2) y (9.4). Cabe señalar que el ángulo  $\theta_1 = \omega_1 t$  puede ser interpretado como el ángulo de orientación del voltaje de secuencia positiva, el que en este trabajo es obtenido mediante un PLL, tal como fue mencionado en capítulos previos.

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (9.2)$$

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) & \sin(\omega_1 t) \\ -\sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) & -\sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} \quad (9.4)$$

## 9.2. Modulación PWM

En este trabajo se utilizó la técnica de modulación denominada “PWM por muestreo natural”. Según se observa en Figura 9.1 (a), esta compara cada señal de voltaje fase-neutro que envían los controladores de corriente con una señal portadora de tipo triangular, la cual varía entre los voltajes  $V_{dc}/2$  y  $-V_{dc}/2$ , siendo  $V_{dc}$  el voltaje del DC-link. La frecuencia de la portadora recibe el nombre de “frecuencia de switching” y presenta valores usuales entre 3 y 10 [kHz] para variadores de frecuencia modernos.

Tal como se observa en la Figura 9.1 (b), luego de comparar ambas señales se obtienen los pulsos que irán a cada uno de los IGBT del convertidor. Esto también puede ser visualizado en la Figura 9.3, en donde se muestran las tres fases del sistema siendo comparadas y sus respectivos pulsos generados. Debido a que ambos IGBT de una misma pierna no pueden estar prendidos simultáneamente, pues esto ocasionaría un cortocircuito en el DC-link, las señales que llegan a cada pulso son complementarias y retrasadas por un pequeño *dead time*, es decir por un tiempo muerto. Esto último se ilustra mejor en la Figura 9.2. Particularmente en este trabajo fue utilizado un  $t_d = 2,1[\mu s]$ , lo que es aceptable según [24].

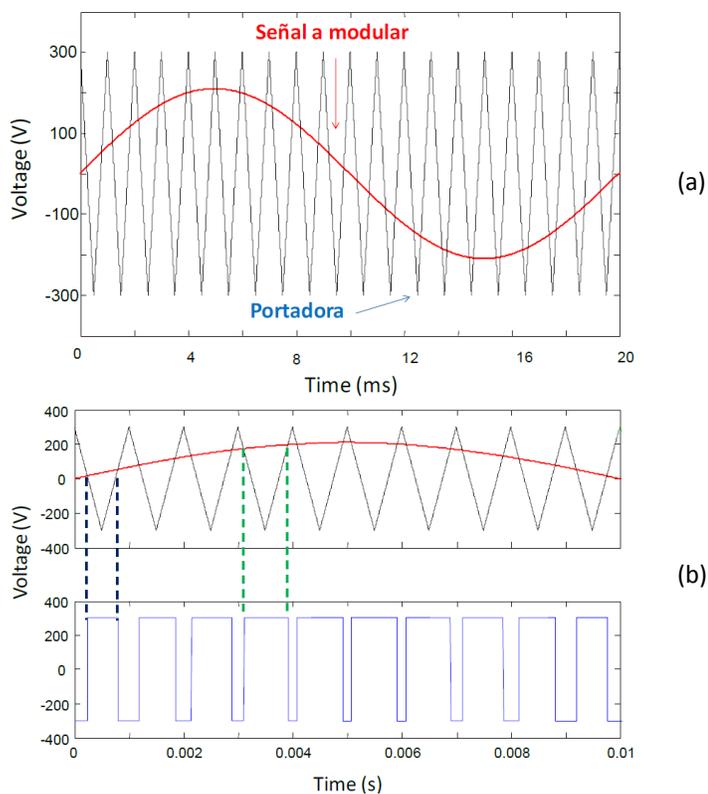


Figura 9.1: Proceso de modulación [24].

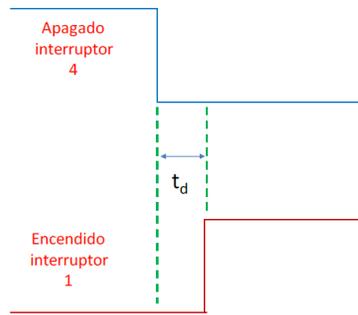


Figura 9.2: Tiempo muerto [24].

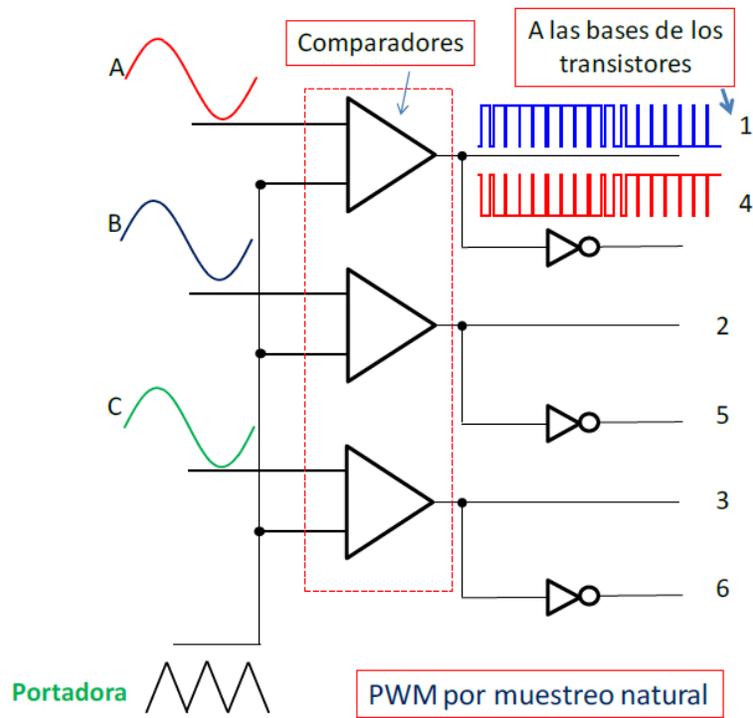


Figura 9.3: PWM por muestreo natural [24].