



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

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE BATERÍAS CON  
CONEXIÓN FLEXIBLE A MICRO REDES

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

GUILLERMO ALFREDO CRUZ PINTO

PROFESOR GUÍA:  
PATRICIO MENDOZA ARAYA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:  
ANDRÉS CABA RUTTE  
GUILLERMO JIMÉNEZ ESTÉVEZ

SANTIAGO DE CHILE  
2018

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR  
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO  
POR: GUILLERMO ALFREDO CRUZ PINTO  
FECHA: 2018  
PROF. GUÍA: PATRICIO MENDOZA ARAYA

## DESARROLLO DE UN SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE BATERÍAS CON CONEXIÓN FLEXIBLE A MICRO REDES

Debido al contexto geopolítico y medioambiental, tanto nacional como internacional, ha surgido un nuevo impulso en minimizar el uso de hidrocarburos como fuente de generación eléctrica y de transporte. Esta preocupación ha incentivado el uso de las energías renovables no convencionales (ERNC) que utilizan como fuente los llamados 'recursos limpios' como el sol, el viento y los ríos, entre otros. Este tipo de tecnologías se utilizan en grandes proyectos eléctricos a nivel industrial, en redes de distribución como 'generación distribuida' o en sistemas inteligentes como las 'micro redes'.

El uso de ERNC introduce problemas que no presentan las redes eléctricas con infraestructura convencional, esto se debe a la intermitencia y disponibilidad esporádica de las energías renovables no convencionales. Esto puede generar problemas en la estabilidad del sistema, su confiabilidad y la calidad de suministro de la electricidad. Estos problemas pueden ser solucionados introduciendo sistemas de almacenamiento de energía que respaldan la potencia entregada por la generación intermitente, lo que les da la capacidad mejorar la estabilidad del sistema y la calidad de la potencia que se entrega al consumidor final.

En este contexto, el presente trabajo tiene como objetivo diseñar e implementar un sistema de control para los sistemas de almacenamiento con baterías mediante el uso de un convertidor de potencia trifásico de tres piernas diseñado para operar en redes de baja tensión. El sistema de control debe permitir al convertidor trabajar en modo de operación aislado o conectado a la red. La fuente de alimentación de energía o sistema de almacenamiento corresponderá a un banco de baterías el cual cuenta con las opciones de almacenar o generar electricidad. El objetivo del prototipo final estará orientado al uso en los laboratorios eléctricos de la Universidad.

Este trabajo incluye una revisión bibliográfica de las micro redes, electrónica de potencia de convertidores y baterías, sistemas de almacenamiento existentes, filtros pasivos como técnicas de reducción de armónicos y sistemas de control de convertidores. Además se realizan dos tareas importantes, la primera es el diseño y simulación de una estrategia de control para convertidores formadores de red con control Droop y la segunda, es la implementación del esquema de control diseñado en una aplicación real de una micro red en el laboratorio de redes inteligentes de la Universidad de Chile.

# Tabla de Contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.3. Alcances . . . . .	4
1.4. Metodología . . . . .	4
1.5. Estructura de la tesis . . . . .	5
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>6</b>
2.1. Micro redes . . . . .	6
2.2. Representación matemática de las variables eléctricas en sistemas trifásicos . . . . .	8
2.2.1. Sistemas trifásicos: . . . . .	8
2.2.2. Transformación $\alpha\beta$ : . . . . .	8
2.2.3. Transformación dq . . . . .	8
2.3. Convertidores de potencia . . . . .	10
2.3.1. Introducción: . . . . .	10
2.3.2. Conversores trifásicos de dos niveles: . . . . .	10
2.3.3. Objetivos del control de inversores: . . . . .	11
2.3.4. Modulación vectorial: . . . . .	12
2.4. Sistemas de almacenamiento con baterías . . . . .	14
2.4.1. Introducción: . . . . .	14
2.4.2. Tipos de sistemas de almacenamiento: . . . . .	15
2.5. Filtros . . . . .	17
2.5.1. Introducción: . . . . .	17
2.5.2. Tipos de filtros pasivos: . . . . .	18
2.5.3. Restricciones en el diseño de filtros LCL: . . . . .	20
2.5.4. Técnicas de diseño de filtros: . . . . .	22
2.6. Sistema de control de micro redes . . . . .	23
2.6.1. Introducción: . . . . .	23
2.6.2. Control primario: . . . . .	23
2.6.3. Control secundario: . . . . .	24
2.6.4. Control terciario: . . . . .	24
2.7. Sistema de control de convertidores . . . . .	24
2.7.1. Introducción: . . . . .	24
2.7.2. Convertidores formadores de red: . . . . .	25
2.7.3. Convertidores alimentadores de red: . . . . .	29
2.7.4. Convertidores de soporte de red: . . . . .	30

2.7.5.	Sincronización a la red: . . . . .	31
2.7.6.	Control Droop: . . . . .	32
<b>3.</b>	<b>Diseño del esquema de control</b>	<b>37</b>
3.1.	Metodología de diseño . . . . .	37
3.1.1.	Control PI: . . . . .	38
3.1.2.	Controlador PI para el sistema estudiado: . . . . .	39
3.1.3.	Esquema anti-winding up: . . . . .	41
3.1.4.	Filtros digitales: . . . . .	42
<b>4.</b>	<b>Simulación</b>	<b>43</b>
4.1.	Sistema estudiado . . . . .	43
4.2.	Resultados simulación . . . . .	45
4.2.1.	Partida en negro: . . . . .	45
4.2.2.	Operación bajo carga inductiva: . . . . .	46
4.2.3.	Operación bajo desequilibrio: . . . . .	47
4.2.4.	Distorsión armónica: . . . . .	49
4.2.5.	Dinámica bajo variaciones de carga: . . . . .	49
4.2.6.	Conexión con la red: . . . . .	53
<b>5.</b>	<b>Equipo Experimental</b>	<b>60</b>
5.1.	Topología del BESS . . . . .	60
5.1.1.	Características del Hardware: . . . . .	60
5.1.2.	Diseño del filtro LC: . . . . .	63
5.1.3.	Software utilizado: . . . . .	66
5.2.	Software implementado en la DSP . . . . .	67
5.3.	Micro red experimental . . . . .	70
5.3.1.	Sensores: . . . . .	70
5.3.2.	Cargas: . . . . .	70
5.3.3.	Fuente tensión lado DC: . . . . .	71
<b>6.</b>	<b>Validación de las mediciones del convertidor</b>	<b>73</b>
<b>7.</b>	<b>Resultados experimentales del BESS</b>	<b>76</b>
7.1.	Operación del sistema en régimen permanente bajo carga resistiva . . . . .	76
7.2.	Operación del sistema en régimen permanente bajo carga inductiva . . . . .	79
7.3.	Impacto frente a variación carga . . . . .	80
7.3.1.	Aumento de la carga . . . . .	81
7.3.2.	Reducción de la carga . . . . .	83
7.4.	Operación bajo desequilibrio . . . . .	85
7.5.	Conexión con la red . . . . .	87
<b>8.</b>	<b>Conclusiones y Trabajo futuro</b>	<b>88</b>
8.1.	Conclusiones . . . . .	88
8.2.	Trabajo futuro . . . . .	89
<b>9.</b>	<b>Anexos</b>	<b>91</b>
9.1.	Transformación $\alpha\beta$ a dq . . . . .	91

9.2.	Ecuaciones de control lazo tensión en ejes dq . . . . .	91
9.3.	Ecuaciones de control lazo corriente en ejes dq . . . . .	92
9.4.	Polos de lazo cerrado Control PI con planta de primer orden . . . . .	93
9.5.	Transformada z para aplicación de filtros . . . . .	94
9.6.	Resultados simulación . . . . .	94
9.6.1.	Simulación partida en negro . . . . .	94
9.6.2.	Simulación aumento de la carga . . . . .	94
9.6.3.	Simulación disminución de la carga . . . . .	95
9.6.4.	Simulación de la sincronización . . . . .	95
9.6.5.	Simulación de la desconexión con la red . . . . .	96
9.7.	Resultados experimentales . . . . .	96
9.7.1.	Prueba con disminución de la carga . . . . .	96
9.7.2.	Prueba con aumento de la carga . . . . .	97

**Bibliografía**

**98**

# Índice de Tablas

2.1. Lista de vectores factibles en la modulación SVM. . . . .	13
3.1. Anchos de banda en los sistemas de control de convertidores. . . . .	40
3.2. Parámetros del inversor. . . . .	40
3.3. Parámetros de los controladores implementados en el convertidor. . . . .	40
4.1. Características técnicas del inversor . . . . .	43
4.2. Parámetros comunes de distintos tipos de baterías. . . . .	44
4.3. Parámetros de operación del convertidor prueba de partida . . . . .	45
4.4. Distorsión armónica para carga resistiva, inductiva y desequilibrada. . . . .	49
5.1. Parámetros del banco de condensadores para el filtro pasivo del convertidor.	65
5.2. Características de los transformadores. . . . .	72
6.1. Prueba de mediciones para una tensión de referencia de $100 V_{peak}$ . . . . .	73
6.2. Prueba de mediciones para una tensión de referencia de $150 V_{peak}$ . . . . .	74
6.3. Prueba de mediciones para una tensión de referencia de $180 V_{peak}$ . . . . .	74
6.4. Prueba de mediciones para una tensión de referencia de $200 V_{peak}$ . . . . .	74
6.5. Prueba de mediciones para una tensión de referencia de $240 V_{peak}$ . . . . .	75
6.6. Resumen del error en las mediciones. . . . .	75
7.1. Parámetros de operación del BESS. . . . .	76
7.2. Distorsión armónica de la tensión medido con el Hioki para carga resistiva. .	77
7.3. Distorsión armónica de la corriente medida con el Hioki para carga resistiva.	77

# Índice de Ilustraciones

1.1. Capacidad instalada mundial de paneles solares . . . . .	2
1.2. Porcentaje de la generación ERNC del total generado anualmente en Chile. . . . .	2
2.1. Arquitectura de una micro red . . . . .	7
2.2. La tensión y corriente en coordenadas $\alpha\beta$ a la izquierda y en coordenadas dq a la derecha. . . . .	9
2.3. Puente inversor de IGBT de tres piernas. . . . .	11
2.4. Inversores de salida compuesto de seis interruptores estáticos. . . . .	13
2.5. Representación en plano complejo de la modulación vectorial. . . . .	14
2.6. Espectro de frecuencia típico de un convertidor con modulación 2D-SVM con 2kHz de frecuencia de conmutación. . . . .	18
2.7. Esquemas de los filtros L, LC y LCL. . . . .	19
2.8. Esquema de un filtro LCL. . . . .	21
2.9. Diagrama de bloques de un sistema de control formador de red. . . . .	25
2.10. Etapa de control de la potencia. . . . .	26
2.11. Lazo de control de tensión, convertidor formador de red. . . . .	27
2.12. Lazos de control de corriente en convertidor formador de red. . . . .	28
2.13. Estructura básica del esquema de control de convertidores alimentadores de red. . . . .	29
2.14. Estructura básica del esquema de control de convertidores de soporte de red. . . . .	30
2.15. Esquema genérico para un PLL a lazo cerrado. . . . .	31
2.16. Estructura general PLL. . . . .	32
2.17. Circuito equivalente interconexión Generación – Red. . . . .	33
2.18. Curva Droop de frecuencia y tensión para redes inductivas. . . . .	35
2.19. Curva Droop de frecuencia y tensión para redes resistivas. . . . .	36
3.1. Diagrama de bloques del sistema de control diseñado. . . . .	37
3.2. Representación general de un control lineal a lazo cerrado. . . . .	38
3.3. Lugar de la raíz para los lazos de control de corriente y tensión. . . . .	41
3.4. Esquema del control con <i>anti-winding up</i> . . . . .	41
3.5. Esquema del control con <i>back-calculation</i> . . . . .	42
4.1. Micro red en estudio y simulación. . . . .	44
4.2. Gráficos de las corrientes por fase y tensiones fase neutro en la carga, para una partida de tipo escalón. . . . .	45
4.3. Gráfica de las tensiones y corrientes en ejes dq durante la partida tipo escalón. . . . .	46
4.4. Dinámica de la potencia trifásica y la frecuencia durante la partida. . . . .	46

4.5. Dinámica del control Droop sobre la tensión y la corriente en ejes dq en régimen permanente. . . . .	47
4.6. Tensión y corriente fase neutro de salida del convertidor, bajo condiciones de desequilibrio. . . . .	47
4.7. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador, en condiciones de desequilibrio. . . . .	48
4.8. Potencia activa y reactiva medida, bajo condiciones de desequilibrio. . . . .	48
4.9. Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor, bajo escalón de carga. . . . .	50
4.10. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador, bajo escalón de carga. . . . .	50
4.11. Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante el escalón de carga. . . . .	51
4.12. Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor en la desconexión de la carga. . . . .	52
4.13. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante la desconexión de la carga. . . . .	52
4.14. Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante la desconexión de carga. . . . .	53
4.15. Diferencia de tensión en el PCC antes de la sincronización. . . . .	54
4.16. Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante la sincronización con la red. . . . .	54
4.17. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante de la sincronización con la red. . . . .	55
4.18. A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red. A la derecha la frecuencia durante la sincronización.	55
4.19. Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor en la transición a la carga de baterías. . . . .	56
4.20. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador en la transición a la carga de baterías. . . . .	56
4.21. A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red, durante la transición a la carga de baterías. . . .	57
4.22. Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante la desconexión con la red. . . . .	58
4.23. Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante la desconexión con la red. . . . .	58
4.24. A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red durante la desconexión con la red. . . . .	59
5.1. Topología del Cicladador en modo formador de red. . . . .	61
5.2. Topología previa del Cicladador, modo alimentador de red. . . . .	61
5.3. Topología del Cicladador en modo formador de red. . . . .	62
5.4. Tablero del <i>Cicladador</i> . . . . .	63
5.5. Placa del convertidor. . . . .	64
5.6. Placa de medición elaborada por el centro de energía. . . . .	65
5.7. Banco de condensadores utilizados como filtro capacitivo. . . . .	65
5.8. Interfaz desarrollada para el control del convertidor. . . . .	66



5.9.	Diagrama de flujo de la rutina principal del DSP. . . . .	67
5.10.	Diagrama de flujo rutina de esperar interrupciones. . . . .	67
5.11.	Diagrama de flujo rutina interrupción control. . . . .	68
5.12.	Diagrama flujo rutina operación del control. . . . .	69
5.13.	Analizador de calidad de potencia Hioki 3196. . . . .	70
5.14.	Multímetro FLUKE T5-1000. . . . .	70
5.15.	Arreglos de ampolletas utilizados como carga resistiva. . . . .	71
5.16.	Transformador monofásico razón 2:1. . . . .	71
5.17.	Auto-transformador. . . . .	72
5.18.	Rectificador monofásico. . . . .	72
7.1.	Tensión fase neutro medido por el Hioki durante la operación en régimen permanente. . . . .	78
7.2.	Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga resistiva medido con los sensores del inversor. . . . .	78
7.3.	Potencia activa y reactiva del convertidor bajo carga resistiva medido con los sensores del inversor. . . . .	79
7.4.	Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga inductiva medido con Hioki. . . . .	79
7.5.	Tensión y corriente en ejes dq bajo carga inductiva. . . . .	80
7.6.	Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga inductiva medido con los sensores del inversor. . . . .	80
7.7.	Potencia activa y reactiva durante la transición del cambio de carga, determinado por el convertidor. . . . .	81
7.8.	Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante el cambio de carga. . . . .	81
7.9.	Voltaje instantáneo durante la fluctuación de la carga, simulación del sistema real. . . . .	82
7.10.	Tensión y corriente en ejes dq durante el cambio de carga. . . . .	82
7.11.	Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante el escalón de carga. . . . .	83
7.12.	Potencia activa y reactiva durante la transición del cambio de carga, determinado por el convertidor. . . . .	84
7.13.	Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante el cambio de carga. . . . .	84
7.14.	Tensión y corriente en ejes dq durante el cambio de carga. . . . .	85
7.15.	Tensión fase neutro y corriente de salida bajo carga desequilibrada. . . . .	86
7.16.	Corriente en ejes dq bajo carga desequilibrada. . . . .	86
7.17.	Potencia activa y reactiva bajo carga desequilibrada. . . . .	86
9.1.	Tensión y corriente RMS por fase durante la partida. . . . .	95
9.2.	Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga. . . . .	95
9.3.	Tensión y corriente RMS por fase durante la disminución de carga. . . . .	95
9.4.	Tensión y corriente RMS por fase durante la sincronización. . . . .	96
9.5.	Tensión y corriente RMS por fase durante la desconexión con la red. . . . .	96
9.6.	Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga. . . . .	97
9.7.	Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga. . . . .	97

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

Debido al contexto geopolítico y medioambiental, existe un interés en los distintos países en minimizar el uso de hidrocarburos como fuente de energía. Esto ha incentivado el desarrollo de nuevos paradigmas del desarrollo de la generación y distribución eléctrica como son las redes inteligentes (*Smart Grids*), micro redes (*Micro Grids*) y generación eléctrica con recursos limpios.

La incorporación de tecnologías renovables no convencionales (o también ERNC) en los sistemas eléctricos, ha traído consigo diferentes beneficios, entre estos están la reducción de los precios de la electricidad, disminución en las emisiones de  $CO_2$  y la capacidad de que los consumidores sean capaces de generar electricidad.

La instalación de parques fotovoltaicos o turbinas eólicas para la generación eléctrica ha ido en aumento en los últimos años gracias a una disminución en los costos de inversión e instalación de estas tecnologías, acompañada de avances tecnológicos importantes en todas las etapas de la generación. Los precios históricos de la instalación solar residencial han caído entre 6-7% por año [1]. En la figura 1.1 se observa el crecimiento de la capacidad instalada de parques fotovoltaicos en todo el planeta, donde ya se han alcanzado 230 GW instalados a nivel mundial.

Chile, debido a su geografía, posee una gran cantidad y diversidad de recursos naturales. Por ejemplo, el desierto de Atacama es considerado el lugar más seco y de mejor radiación solar del mundo, un lugar propicio para proyectos solares. Por otro lado, en el sur se disponen de grandes recursos hídricos para la hidroelectricidad y gran potencial en la generación eólica. En la figura 1.2 se muestra el aumento de la generación eléctrica en ERNC en el país.

Chile se caracteriza por ser un país largo y extenso, con una geografía variada, donde existen zonas alejadas de los corredores eléctricos que es muy costoso que empresas distribuidoras inviertan en la infraestructura necesaria y entregar sus servicios eléctricos a los habitantes de dichas zonas. Es por esto que nace como solución el desarrollo micro redes, que

## Proyección de energía solar acumulada para 2019

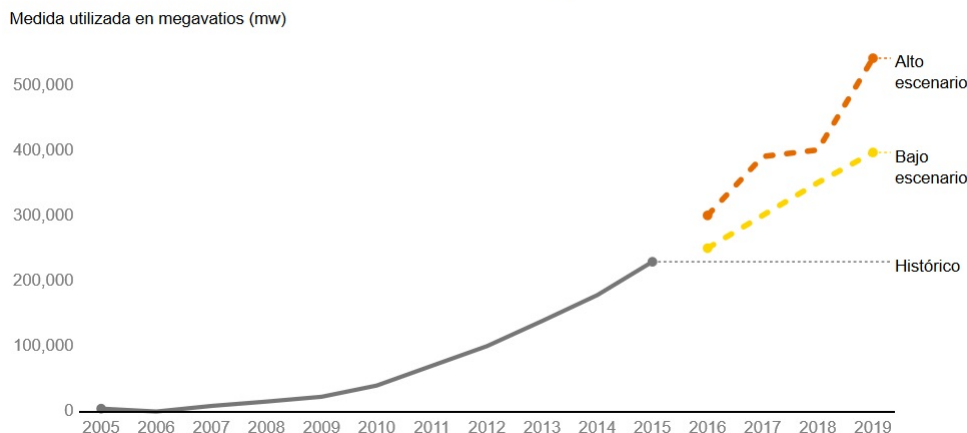


Figura 1.1: Capacidad instalada mundial de paneles solares

FUENTE: IRENA y Solar Power Europe (SPE).

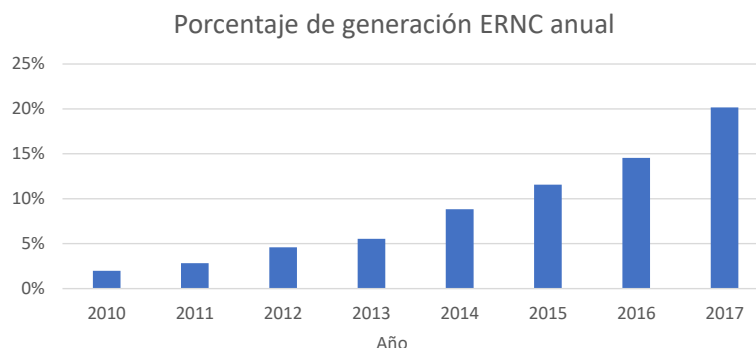


Figura 1.2: Porcentaje de la generación ERNC del total generado anualmente en Chile.

FUENTE: Energía abierta.

es básicamente una red de suministro eléctrico a pequeña escala, diseñada para abastecer de electricidad a una pequeña comunidad. Se caracterizan por ser sistemas inteligentes que permiten el intercambio bidireccional de energía entre los distintos agentes de la red, además facilitan la integración de tecnologías no convencionales como la generación renovable y el almacenamiento, poseer técnicas para la gestión de cargas, sistemas de monitorización y control del flujo de potencia.

Las micro redes intentan superar los desafíos técnicos del uso de ERNC favoreciendo su integración, esto es posible por el esquema de protección especial que poseen y su particular sistema de control cuyo diseño es garantizar el funcionamiento confiable, seguro y económico. Esto da como resultado un sistema que no necesita un coordinador central (como el Coordinador eléctrico Nacional) para poder funcionar, sino el propio coordinador de la micro red que opera su sistema y este puede recibir o no información del coordinador central. Este tipo de operación es llamada operación descentralizada [2].

Un problema importante en la generación eléctrica a partir del sol y del viento, es que estas son fuentes de electricidad variables y no siempre están disponibles. Esta situación pone restricciones al sistema a la hora de operar y disponer de sus recursos energéticos. En micro redes esto afecta gravemente la confiabilidad del sistema, lo que supone un desafío poder lidiar con estas desventajas. Las soluciones generalmente utilizadas para asegurar la continuidad del suministro son los sistema de almacenamiento y/o el uso de generadores de respaldo.

El almacenamiento cumple el rol de respaldo ante la variabilidad de la generación ERNC, además se caracterizan por responder rápidamente ante cambios repentinos en la demanda, mantener la seguridad de suministro ante interrupciones en las instalaciones de transmisión y distribución, tener perfiles de voltaje correctos con un rápido control de reactivos y mantener el balance entre carga y generación con una frecuencia estable. El almacenamiento parece ser la solución adecuada para facilitar la integración de las ERNC al sistema.

Por lo mencionado anteriormente, nace la motivación de este trabajo en desarrollar sistema de almacenamiento flexible de aplicación en baja tensión para el uso en laboratorios de electricidad de la Universidad.

En esta memoria de título se diseñará, desarrollará e implementará un sistema de control de convertidores para baterías que asegure su operación autónoma. Se someterá al sistema de control a diferentes pruebas de validación. La micro red de prueba debe ser capaz de operar de manera aislada, conectado a la red principal y transitar entre estos dos modos de operación de forma estable.

Para efectos del desarrollo de este trabajo, en primer lugar se levanta información de los equipos existentes, para luego dimensionar elementos que se necesitan y se elabora una propuesta de mejora. Luego se desarrolla un esquema de control que cumpla con la condición de flexibilidad y autonomía. Se simula el sistema de control diseñado para una validación ante una serie de pruebas que ponen a prueba su estabilidad y confiabilidad. Finalmente se lleva a la practica en una aplicación real de una micro donde se realizan una serie de pruebas en laboratorio para una validación real del sistema desarrollado. El BESS, como producto, tendrá la capacidad de funcionar de manera autónoma y transitar entre la operación con y sin red.

## 1.2. Objetivos

### Objetivo general:

El objetivo de esta memoria de título es estudiar, diseñar e implementar un sistema de almacenamiento de baterías (o BESS) de baja escala para micro redes. El prototipo final está destinado para el uso en laboratorios del departamento ingeniería eléctrica.

### Objetivos específicos:

1. Disponer de una visión del estado del arte de sistemas de almacenamiento, sistemas de

control y electrónica de potencia, para micro redes de baja escala.

2. Se utilizará un convertidor diseñado por el Centro de Energía, por que se deberá estudiar y acondicionar los dispositivos de potencia que este contenga, de tal manera que se garantice la seguridad y una operación adecuada para lo que se requiere.
3. Diseñar e implementar un sistema de control que permita operar la micro red de manera aislada y autónoma.
4. Diseñar e implementar un sistema de control que permita al BESS sincronizar exitosamente la micro red con la red, compartir carga y operar con flujos bi-direccionales.

### 1.3. Alcances

En esta tesis la micro-red es estudiada mediante simulación, utilizando el software *Plecs*, e implementación de un prototipo experimental en el Laboratorio de redes inteligentes de la Universidad de Chile, por lo cual los parámetros de los elementos que la componen (capacitancia, inductancia, resistencia, etc.) corresponden a parámetros de placa, calculados o medidos directamente en el equipamiento presente en el laboratorio.

El sistema estudiado está formado por un convertidor (para generar tensiones en alterna) y un rectificador (para obtener tensión continua). Para eliminar armónicos indeseados se conecta un filtro LC a la salida alterna del convertidor. Para emular una micro red, se utiliza una inductancia de enlace para simular líneas de transmisión o transformadores, la carga es conectada en un punto de accionamiento llamado PCC, en el cual se realizan todas las operaciones de conexión y desconexión de carga o sincronización con la red.

El sistema de control que se diseña es hasta el control primario de tensión y frecuencia. No se diseña ni implementa un diseño de control secundario o terciario de tensión o frecuencia.

### 1.4. Metodología

El desarrollo de este trabajo se realiza en tres etapas principales.

En primer lugar, se realiza una revisión del estado del arte de micro-redes de tres hilos, control de inversores, niveles de control primario y secundario.

Posteriormente se modela la micro red estudiada utilizando el software *Plecs* para la simulación del sistema. Este sistema está compuesto principalmente por el BESS, la cargas de la micro red y la red. Se implementa un control formador de red y control primario de tensión y frecuencia mediante curvas de Droop.

Finalmente, se realiza la validación del sistema de control diseñado implementando un prototipo experimental del sistema estudiado. Se utilizan los parámetros de control sintonizados

previamente y se estudia su respuesta ante diferentes condiciones de operación.

## 1.5. Estructura de la tesis

Esta tesis está conformada por seis capítulos, los cuales se describen brevemente a continuación:

En el capítulo 1 se presenta una introducción, la motivación para realizarlo, los principales objetivos y alcances del trabajo de tesis y la metodología utilizada para completar dichos objetivos.

En el capítulo 2 se entrega una definición del concepto de micro-red, mostrando su arquitectura básica y describiendo sus principales características de operación. También se describen conceptos básicos en sistemas de control de convertidores, algunas arquitecturas de control típica de inversores utilizadas en micro redes.

En el capítulo 3 se presenta la metodología de diseño de control para el convertidor y el esquema final que se utilizará durante esta tesis.

En el capítulo 4 se presenta la simulación del sistema en estudio y se presenta la respuesta de los controladores diseñados ante una serie de pruebas.

En el capítulo 5 se presenta el sistema experimental implementado para el estudio realizado, se describirán las secciones que lo componen, sus funciones y la programación del convertidor final.

En el capítulo 6 se validan las mediciones del convertidor al ser corroboradas por las mediciones de otros sensores, bajo distintos niveles de tensión y carga.

En el capítulo 7 se presentan los resultados de la operación del BESS en la micro red, bajo diferentes condiciones de operación.

Finalmente el capítulo 8 se presentan las conclusiones obtenidas de esta tesis.

# Capítulo 2

## Marco Teórico

### 2.1. Micro redes

Una micro red (alternativamente MG del inglés *Micro Grid*) es un sistema eléctrico a escala pequeña, que puede estar aislado de la red principal o ser parte de una sección de esta [3]. Está formada por generadores distribuidos (alternativamente DG del inglés *Distributed Generation*), sistemas de Almacenamiento (alternativamente EES del inglés *Electrical Energy Storage*), distintos tipos de carga y un sistema de control que permite organizar todos estos elementos [4].

Estos sistemas tienen la capacidad de operar conectados a la red (*Grid-On*), de forma aislada (*Grid-Off*) u operar en la transición entre estos dos estados. En el modo de operación aislada la potencia generada en la micro red, incluyendo la intercambiada por las unidades de almacenamiento, debe estar balanceada con la demanda [2].

Si la micro red tiene la capacidad de conectarse a la red principal, entonces el punto donde se conecta a la red comúnmente se le llama punto de acoplamiento común (alternativamente PCC del inglés *Point of Common Coupling*), en este punto se instala un interruptor que permite la transición entre la operación conectado a la red y el modo aislado [5]. Por otra parte el PCC funciona como instrumento de protección, ya que aísla las fallas que pueden provenir de la red hacia la micro red o viceversa [6]. Las llamadas micro redes aisladas (*Isolated Micro Grids*) no tienen PCC ya que operan permanentemente de forma independiente [2].

Una situación isla (en inglés *Islanding*) ocurre cuando la micro red es desconectada de la red principal, la cual puede ser intencional (programada) o fortuita. En el escenario intencional, esta se realiza con el propósito de hacer mantenimientos programados o cuando la red principal puede poner en peligro la operación de la micro red. La situación isla fortuita puede ocurrir durante fallas o eventos no programados desconocidos para la micro red [2].

Entre los generadores en base a energías renovables, las plantas eólicas y fotovoltaicas son las tecnologías favoritas para las micro redes. Esto se debe a que no presentan costo de operación, pueden ser más pequeñas y escalables que una central de generación convencional

y, potencialmente, pueden ser conectadas en cualquier punto de la red. De igual manera, otros sistemas de generación basados en energía no renovable, como equipos diésel y gas, cuya generación es fácilmente controlable, también son utilizados [3].

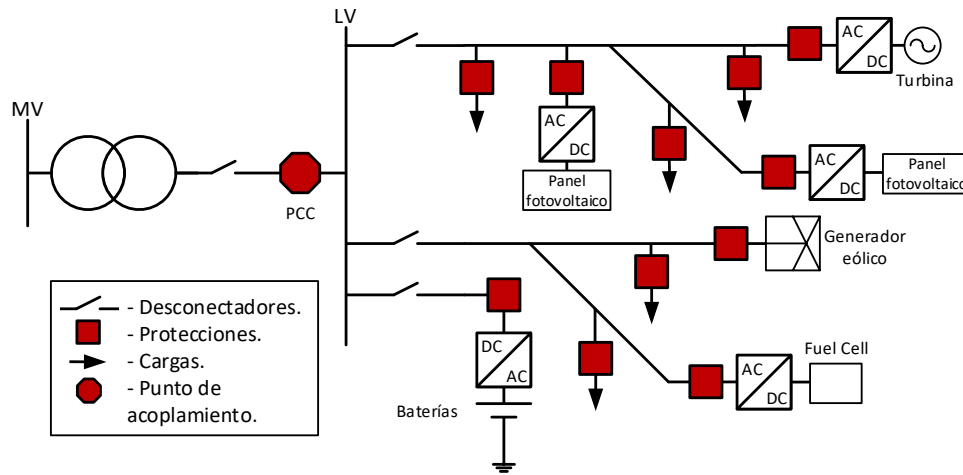


Figura 2.1: Arquitectura de una micro red

FUENTE: Elaboración propia.

En general una micro red puede tener cualquier configuración arbitraria. En la figura 2.1 se muestra un ejemplo de una micro red, el cual está compuesto por dispositivos de generación, los consumos, protecciones, sistemas de compensación, almacenamiento, entre otros.

A continuación se mencionan algunas ventajas en el desarrollo de micro redes.

- Las distancias físicas entre generación y consumo son cortas lo que reduce la alta inversión en líneas de transmisión de alta capacidad. Además se reducen las pérdidas del sistema.
- Se mejora la Confiabilidad del sistema y la calidad de suministro, debido al mayor control y presencia de fuentes de generación dentro de la micro red, y además la capacidad de aislarse en caso de perturbaciones.
- Debido al remplazo de tecnologías convencionales por tecnologías renovables se reduce la infraestructura de gran escala y el impacto socio-medioambiental.
- La micro red puede ser capaz de proveer de servicios complementarios, lo que mejora el perfil de tensión en zonas de distribución.
- Reducción del precio de la energía. Debido a la conexión de las diferentes tecnologías ERNC disponibles.
- Involucramiento social de las comunidades en los proyectos eléctricos.

A continuación se mencionan algunos inconvenientes o desafíos presentes en el desarrollo de las micro redes.

- La operación de redes de distribución es muy compleja, debido a la variabilidad que



puede presentar la demanda y el crecimiento el tiempo, hace difícil el desarrollo de buenos pronósticos del comportamiento de los consumidores en el tiempo.

- Se necesita de gran infraestructura en telecomunicaciones. Que generalmente no están presentes en las redes de distribución y son de alto costo de inversión.
- Altos costos en inversión en tecnologías de generación, protección y transporte de electricidad.
- Falta legislación y normalización en Chile.

## 2.2. Representación matemática de las variables eléctricas en sistemas trifásicos

### 2.2.1. Sistemas trifásicos:

Una fuente de voltaje trifásico simétrico, puede ser representado por tres vectores de tensión con la misma magnitud, pero con desfase de  $120^\circ$  entre ellos. Como se describe en la ecuación 2.1. Las tres fases serán nombradas con las siglas abc durante este trabajo.

$$\begin{bmatrix} V_b \\ V_a \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\omega t) \\ V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

### 2.2.2. Transformación $\alpha\beta$ :

En los sistemas trifásicos, la corriente y el voltaje puede ser representado por una parte real y otra imaginaria, como se muestra en la figura 2.2. Convencionalmente el eje real se denomina como  $\alpha$  y al eje imaginario se le denomina  $\beta$  [7]. La transformación de componentes abc a un sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  se muestra en la ecuación 2.2, donde esta transformación de coordenadas es también llamada transformada de Clarke [8].

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La potencia se determina por la ecuación 2.3 según [3].

$$P = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta; \quad Q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.3)$$

### 2.2.3. Transformación dq

Al tener el sistema representado en  $\alpha - \beta$ , las variables del sistema trifásico se reduce a dos coordenadas, en vez de tres de la representación abc. Sin embargo, estas componentes

se encuentran rotando a la misma velocidad que las variables originales trifásicas. Estos modelos se utilizan generalmente en simulaciones o en sistemas de control resonante ya que el conocido controlador integral (PI) no pueden lograr un seguimiento de la señal con error cero en estado estacionario de las componentes  $\alpha\beta$ [7]. Es por esto que se utiliza la transformada de Park (ecuación 2.4), para transformar las llamadas coordenadas  $\alpha\beta$  a un nuevo sistema dq equivalente al anterior, pero que se encuentra rotando a la misma velocidad angular que el vector de voltaje [9].

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Conceptualmente la transformada dq es similar a la  $\alpha\beta$ . Mientras que la transformada dq es la proyección de las magnitudes de fase en un sistema de referencia de dos ejes giratorio, la transformación  $\alpha\beta$  puede considerarse como la proyección de las magnitudes de fase en un sistema de referencia de dos ejes estacionario como se muestra en la figura 2.2.

Al tener un sistema de coordenadas que rota a velocidad síncrona a las variables eléctricas, idealmente las señales de tensión y corriente se transforman en variables continuas (si el sistema se encuentra balanceado), lo que permite aplicar toda la teoría de control PID ya estudiados en la actualidad [7].

Como el vector de voltaje para la transformada de Park está alineado con el eje d, la componente q del vector de voltaje es cero. Por lo tanto, el control de la potencia activa (P) y reactiva (Q) se reduce simplemente al control de la corriente directa ( $i_d$ ) y corriente en cuadratura ( $i_q$ ) [8], como se muestra en la ecuación 2.5.

$$P = \frac{3}{2}v_d i_d \quad Q = \frac{3}{2}v_d i_q \quad (2.5)$$

En la figura 2.2 se muestran dos esquemas para el sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  y coordenadas dq orientado al voltaje.

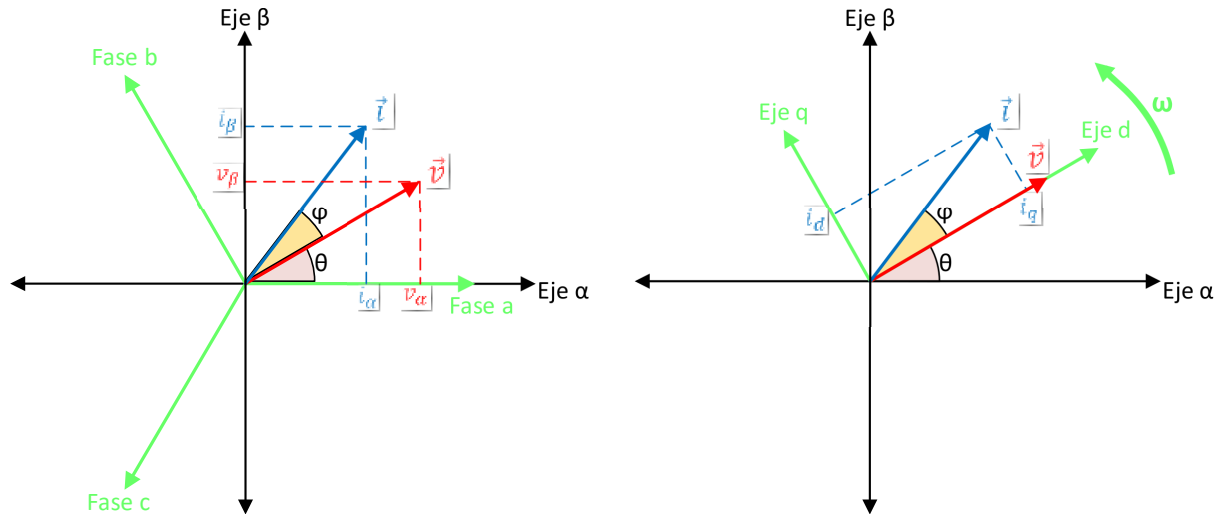


Figura 2.2: La tensión y corriente en coordenadas  $\alpha\beta$  a la izquierda y en coordenadas dq a la derecha.

FUENTE: Elaboración propia.

## 2.3. Convertidores de potencia

### 2.3.1. Introducción:

Los conversores de potencia son dispositivos que son utilizados para transformar, y controlar niveles de tensión o corriente. Para estas aplicaciones se utilizan distintos dispositivos de conmutación, como por ejemplo: GTO, IGBT, IGCT, MOSFET, entre otros [10].

La tecnología en electrónica de potencia juega un rol importante en los procesos de conversión de corriente continua y alterna, además de aportar en el cumplimiento de los requerimientos de la red, incluyendo control de frecuencia, control de potencia activa y reactiva, minimización de armónicos, etc. La electrónica de potencia introduce nuevos métodos y posibilidades de control de estos dispositivos [3].

En aplicaciones con equipos de almacenamiento, los conversores trabajan como una interfaz entre el arreglo de baterías (conectados al lado DC) y la red (conectada al lado AC). Además, el convertidor debe ser capaz de asegurar un buen factor de potencia, presentar baja distorsión armónica y para estas aplicaciones debe soportar flujos bidireccionales para la carga y descarga del almacenamiento [11].

### 2.3.2. Conversores trifásicos de dos niveles:

En la figura 2.3 se muestra un convertidor de fuente de tensión (alternativamente VSC del inglés *Voltage Source Converter*) trifásica de dos niveles, considerado una tecnología madura y una de las más comunes en la industria [6].

El VSC está compuesto por un arreglo de seis semiconductores de potencia, dos por fase, que actúan como interruptores. Cuando los interruptores de potencia operan, la carga es conectada al polo positivo o negativo, generando sólo dos posibles niveles de tensión a la salida de cada fase. Utilizando una estrategia de modulación adecuada los pulsos de disparo pueden sintetizar una tensión de componente fundamental deseada, cuya amplitud máxima depende de la tensión del bus DC y del tipo de modulación utilizado [6].

En cada interruptor se conecta un diodo en paralelo, formando un arreglo de seis diodos (figura 2.3), los cuales funcionan como un rectificador de seis pulsos cuando la corriente entra por el lado alterno del conversor. Esto permite sostener flujos bidireccionales entre las dos zonas: lado continuo y lado alterno.

Existen diferentes técnicas de modulación que permiten sintetizar la forma de onda que se requiere, en [9] y [12] se estudian las siguientes técnicas: PWM (*Pulse Width Modulation*) con inyección de tercer armónica, SWM (*square wave modulation*), SVM (*Space Vector Modulation*) y *Optimal PWM*. También existen versiones para convertidores multi nivel como: LS-PWM, PS-PWM, *Multilevel SVM*, *Multilevel SHE*, etc.

Todos estos métodos de modulación tienen el mismo objetivo final, el de sintetizar una

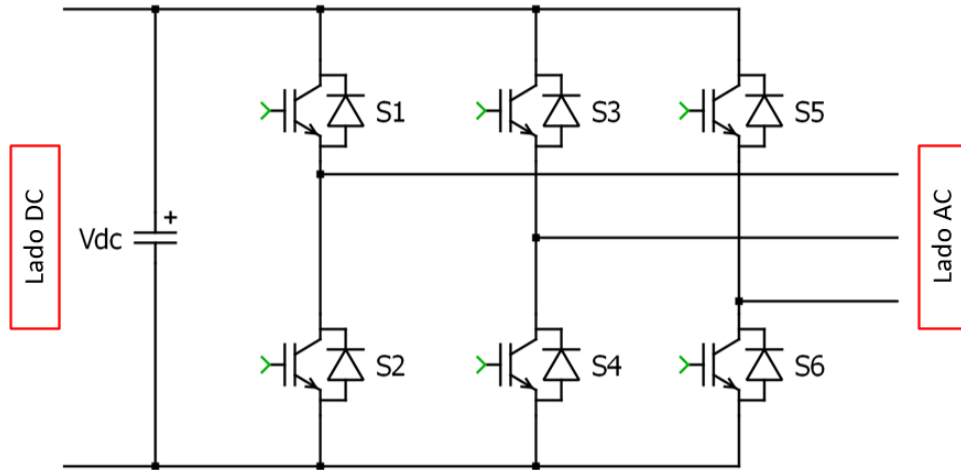


Figura 2.3: Puente inversor de IGBT de tres piernas.

FUENTE: Elaboración propia.

señal sinusoidal lo mas limpia posible y obtener una onda con contenido de armónicos en el que su componente de frecuencia fundamental coincide con la frecuencia deseada en la modulación [9].

Para evitar que el PWM opere en sobre modulación y atente contra la estabilidad del sistema [8], se debe garantizar una tensión en el lado DC que debe ser al menos la que se muestra en la ecuación 2.6, donde  $V_{DC}$  es la tensión en el lado DC y  $V_{LL}$  es la tensión alterna fase-fase.

$$V_{DC} \geq \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL} \quad (2.6)$$

### 2.3.3. Objetivos del control de inversores:

En [9] y [12] se mencionan algunos objetivos básicos asociados con la operación del convertidor de potencia que recomiendan tener en cuenta a la hora de su diseño. A continuación se muestra una lista de estos:

- *Reducción del rizado*: el convertidor naturalmente genera una onda sinusoidal con un rizado en la corriente y la tensión (*ripple*), una forma de reducir el rizado es agregar elementos pasivos como filtros inductivos y capacitivos a la salida alterna del convertidor.
- *Fijar la frecuencia de conmutación*: Existe un *trade-off* entre usar una alta frecuencia de conmutación y las perdidas que genera el convertidor. Por un lado, una alta frecuencia de *switching* resulta en mayores perdidas en el VSC, lo que se traduce en un empobrecimiento de la eficiencia y en la necesidad de una mejor disipación térmica. Por otro lado, una menor frecuencia de conmutación empobrece la calidad de la señal sintetizada, lo que requiere mayores gastos en filtros.

- *Respuesta dinámica alta*: Las micro redes normalmente requieren que el sistema soporte cambios rápidos en los flujos de potencia. Por lo tanto, una respuesta dinámica alta es crucial para satisfacer estos requisitos.
- *Cero error en estado estacionario para fase y amplitud AC*: Los controladores normalmente están diseñados para seguir sus referencias. Si la corriente o voltaje bajo control no tiene la amplitud o fase deseada, se puede atentar contra la estabilidad y seguridad del sistema.
- *Reducción del contenido armónico*: idealmente la corriente y tensión sintetizadas presentan solo su componente fundamental. Si el contenido armónico es muy alto, esto puede desencadenar consecuencias perjudiciales. Por ejemplo, en pérdidas extra en máquinas eléctricas, resonancias en la red, etc.

### 2.3.4. Modulación vectorial:

Uno de los métodos de modulación más utilizado corresponde al denominado *Space Vector Modulation* (SVM), conocido en el idioma castellano como “modulación por vectores espaciales” o “modulación vectorial”. Esta técnica se basa en el uso de ondas cuadradas periódicas, de amplitud constante y ciclo de trabajo variable para encender y apagar los seis interruptores de potencia del convertidor. Con esto se logra sintetizar ondas trifásicas simétricas de amplitud y frecuencia variable [6].

Para analizar el algoritmo SVM se utiliza un arreglo similar al mostrado en la 2.4 en donde seis interruptores se muestran en este gráfico. Un neutro ficticio es utilizado en el enlace de continua para explicar el algoritmo SVM [12].

En la etapa inversora de la figura 2.4, se definen ocho “combinaciones factibles”. Las combinaciones no factibles son aquellas que consideran los dos interruptores de la misma pierna abiertos (circuito abierto en alguna de las fases) y los dos interruptores de la misma pierna cerrados (corto circuito en alguna de las fases). El total de vectores “factibles” es de ocho, de los cuales seis son denominados vectores activos y los dos últimos se denominan vectores nulos, donde estos dos nulos corresponden a que todos los interruptores de la parte superior o inferior están activos [7].

Como resultado de este análisis en la tabla 2.1 se muestran las combinaciones factibles y el valor en tensiones “fase-neutro ficticio”, “fase-fase” y en el plano complejo  $\alpha$ - $\beta$  que el convertidor puede sintetizar [12].

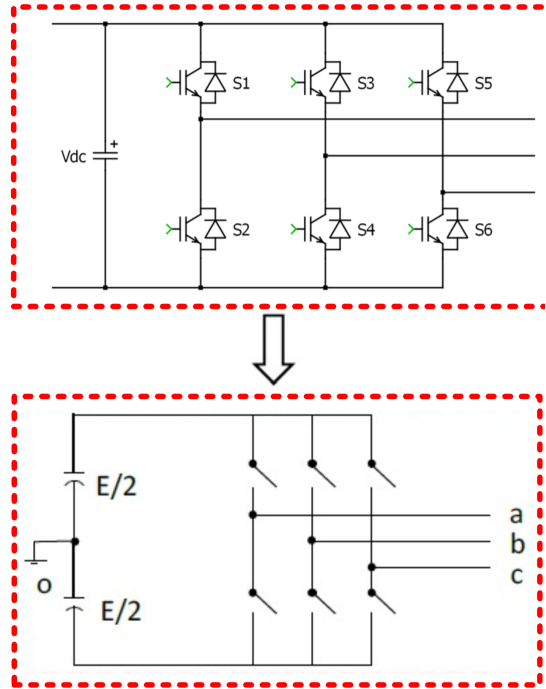


Figura 2.4: Inversores de salida compuesto de seis interruptores estáticos.

FUENTE: Elaboración propia.

Tabla 2.1: Lista de vectores factibles en la modulación SVM.

FUENTE: Power Electronics [12].

Vector	V <sub>ao</sub>	V <sub>bo</sub>	V <sub>co</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ca</sub>	Módulo	Ángulo
1	E/2	-E/2	-E/2	E	0	-E/2	E	0
2	E/2	E/2	-E/2	0	E	-E/2	E	60
3	-E/2	E/2	-E/2	-E/2	E	0	E	120
4	-E/2	E/2	E/2	-E/2	0	E	E	180
5	-E/2	-E/2	E/2	0	-E/2	E	E	240
6	E/2	-E/2	E/2	E	-E/2	0	E	300
7	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	X
8	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	X

Donde el módulo y ángulo del vector complejo están dados por:

$$|\dot{V}| = |V_\alpha - jV_\beta| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.7)$$

$$\theta_e = \tan^{-1}(V_\beta/V_\alpha) \quad (2.8)$$

Los vectores 1-8 anteriormente definidos, se pueden mostrar como módulo y ángulo en un sistema de ejes estacionarios  $\alpha$ - $\beta$  tal como se observa en la Figura 2.5.

El voltaje a sintetizar en los terminales a-b-c del convertor PWM se puede representar en

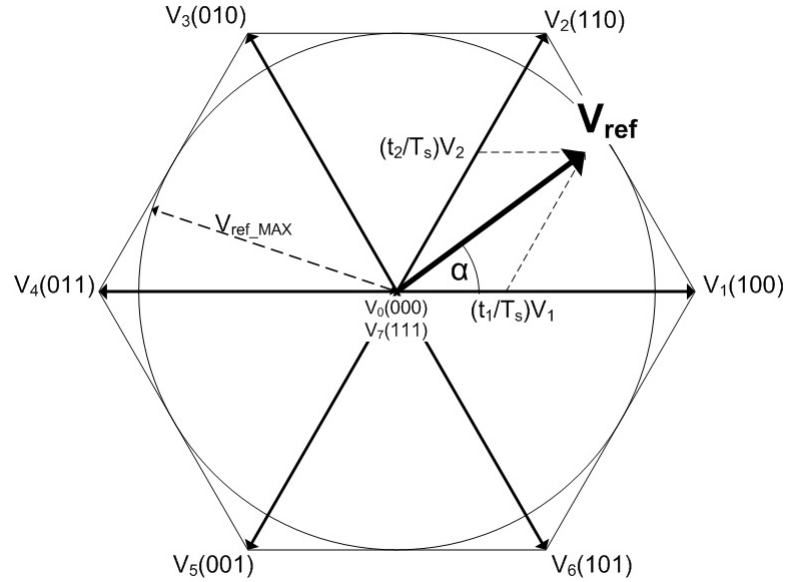


Figura 2.5: Representación en plano complejo de la modulación vectorial.

FUENTE: Power Electronics [12].

notación vectorial como:

$$\bar{v}_s = \frac{3}{2} v_m e^{j\omega_e t} \quad (2.9)$$

Donde  $v_m$  es el voltaje máximo de la señal de salida (fase-Neutro). Por lo tanto el vector voltaje de salida se mueve con una velocidad rotacional  $\omega_e$  entre los seis sectores definidos en la figura 2.5. Este voltaje se puede sintetizar utilizando los dos vectores activos correspondientes al sector en que se encuentre. En el caso mostrado en la 2.5, el vector se puede expresar como combinación lineal de los vectores  $v_1$  y  $v_2$  mas los vectores nulos  $v_7$  y  $v_8$  de la tabla 2.1.

Finalmente, en una aplicación real se buscan minimizar las pérdidas por conmutación de los interruptores y mejorar el espectro de frecuencia de la onda sintetizada. Para esto se toma como requisito la conmutación de una sola pierna por cada cambio de vector de estado.

Una forma de realizar lo anterior es que en cada ciclo se ordenen los vectores a utilizar en un arreglo conocido como “Patrón Simétrico Doble” donde los vectores activos y nulos de la primera mitad del periodo de conmutación se replican en espejo en la segunda mitad bajo el criterio de minimizar el número de conmutaciones [7].

## 2.4. Sistemas de almacenamiento con baterías

### 2.4.1. Introducción:

Los sistemas de almacenamiento son dispositivos que almacenan energía, básicamente convierten la energía eléctrica en otra forma de energía que pueda ser almacenada por la batería y luego liberada cuando sea necesitada. Los sistemas de almacenamiento (alternativamente

ESS del inglés *Energy Storage System*) han aumentado su impacto en el desempeño de la red como una solución a problemas de estabilidad y contribuir a la calidad de la energía en los sistemas eléctricos de potencia.

A continuación se mencionan las principales ventajas del uso de ESS (según [13] y [14]):

1. Aumento de la penetración ERNC: Debido a la intermitencia de las tecnologías ERNC, como la eólica y solar, causa fluctuaciones en los niveles de tensión y frecuencia de la red. Esto representa la principal barrera en la incorporación de estas tecnologías. El uso de ESS puede mitigar estos problemas, ya que sirve como respaldo ante las fluctuaciones de las ERNC y mantiene el equilibrio entre generación y demanda.
2. Nivelación de la demanda: Este punto se refiere al almacenar energía durante horas de baja demanda para suplir las horas de alto consumo, esto reduce la operación de generadores en horas punta (donde generalmente son los mas caros en su operación) y reduce la infraestructura de la red, al necesitar menos capacidad transmisión de potencia.
3. Arbitraje de la energía: El uso de ESS permite ganar excedentes al almacenar energía en horas donde la electricidad es mas barata y luego venderla cuando el precio aumenta. Esta función la realizan principalmente las centrales de bombeo que se caracterizan por tener una capacidad instalada del orden de los cientos de mega Watt, donde su modelo de negocio es la compra y venta de energía bajo estimaciones de las variaciones futuras en los costos marginales del sistema. También un nuevo concepto es el uso de las baterías de los vehículos eléctricos como un insumo mas en el mercado eléctrico.
4. Servicios complementarios: Los ESS también pueden aportar en la regulación de las variables del sistema eléctrico, debido a su rápida respuesta pueden participar en el control de la tensión, control primario y secundario de la frecuencia.

#### **2.4.2. Tipos de sistemas de almacenamiento:**

La elección del tipo de sistema de almacenamiento para una aplicación depende de la densidad de potencia y energía que se requiera, la rapidez de carga y descarga, el peso, el volumen y la temperatura de operación [13].

A continuación se realiza un sumario de las principales tecnologías de almacenamiento:

##### **Plomo ácido:**

Este tipo de baterías han sido utilizadas desde mediados del siglo XIX. Este tipo de baterías es común en vehículos convencionales, como batería de arranque al tener la capacidad de suministrar grandes corrientes en tiempos corto, también se utiliza como batería de tracción de vehículos eléctricos.



Las celdas están constituida por un polo negativo hecho de plomo esponjoso y un polo positivo hecho de dióxido de plomo sumergido en ácido sulfúrico [13]. Durante la descarga, el sulfato de plomo se produce en los electrodos. Durante la carga el sulfato de plomo de las placas negativas es reducido a plomo metal, mientras que en las positivas se forma dióxido de plomo.

Según [13] si la batería se sobrecarga o se mantiene mucho tiempo descargado, los cristales de sulfato formados se hacen más grandes y más difícil para romperse durante la recarga, dicho proceso es llamado "sulfatación irreversible". Además, los cristales de sulfato de plomo disocian el material activo de las placas colectoras. Debido a la producción de hidrógeno en el electrodo positivo, las baterías de ácido de plomo sufren pérdida de agua durante la sobrecarga (proceso llamado "tensión de flotación"). Es por esto que se agrega agua destilada para mitigar este problema.

Las baterías de plomo y ácido siguen siendo utilizadas, debido a los bajos costos en relación a otras tecnologías, donde además presentan baja densidad de energía y alta vida útil [13].

### **Li-Ion:**

En las baterías de Ion-Litio, se utiliza el elemento Litio como un ion tanto en el cátodo, como en el ánodo, el cual se encarga de producir corriente entre ambos. La principal ventaja que presenta este tipo de tecnologías son su alta relación energía capaz de almacenar y su peso, ausencia de efecto memoria y una baja auto descarga [13].

La principal aplicación son de equipos portables: celulares, notebooks, etc. Sin embargo, el precio de estas tecnologías se mantiene muy alto, a pesar de la baja que ha tenido durante los últimos años siendo el precio actual de 227 dolares por kWh según [15].

### **NiCd:**

Las baterías de NiCd fueron la opción preferida para una amplia gama de aplicaciones de alto rendimiento entre 1970 y 1990. Pero actualmente están siendo reemplazadas por las de Ion-Litio [13].

La batería de NiCd usa hidróxido de Níquel para el electrodo positivo y Cadmio metálico para el electrodo negativo. Las baterías de NiCd presentan por tener una alta densidad de energía, largos ciclos de vida (superando a las de plomo-ácido), pero son inferiores a las químicas como Li-ion y NiMH. Otras desventajas de las baterías de NiCd con respecto a las Li-ion y NiMH son [13]:

- Ciclo de vida más corto.
- Efecto de memoria más pronunciado.
- Se requiere un procedimiento complejo de reciclaje, debido a la toxicidad del Cadmio.

- Presenta menor densidad de energía.
- Curva de descarga plana y coeficiente de temperatura negativo que puede causar fugas térmicas.

## NaS:

Las baterías de Sodio-Azufre o también llamadas baterías de sal fundida, son un tipo de pila de alta temperatura de funcionamiento y que usan la sal fundida como electrolito. Consta de un electrodo de azufre líquido en el lado positivo y otro de sodio también líquido para el lado negativo, separados por un electrolito sólido de cerámica de beta alúmina sólida [14].

El electrolito permite que solo los iones de sodio positivos puedan atravesar y que se combinen con el azufre, para formar polisulfuros de sodio. La temperatura de funcionamiento estas baterías están en el rango de  $300^{\circ} - 360^{\circ}C$ . Por lo tanto, las baterías NaS deben calentarse externamente para un funcionamiento óptimo [14].

Las baterías NaS son de alta potencia y densidad de energía (más de cuatro veces la de la batería de ácido de plomo), alta eficiencia, buena estabilidad de temperatura, largo ciclo de vida, bajo costo y buena seguridad. Las baterías están hechas de materiales abundantes y de bajo costo, por lo que son adecuadas para la producción en masa de gran volumen.

Estas baterías se pueden utilizar para nivelación de carga, suministro de energía de emergencia o aplicaciones de UPS, y son adecuadas para varios mercados, incluidas las aplicaciones industriales, los propietarios comerciales y los sistemas de generación de energía eólica [13].

## 2.5. Filtros

### 2.5.1. Introducción:

El uso de convertidores puede introducir armónicos no deseados en las redes eléctricas, debido a que la señal que se desea sintetizar se construye a través de pulsos, lo que genera distorsión de las tensiones de la red. La introducción de un filtro a la salida del convertidor puede atenuar las componentes de frecuencia no deseadas, pero puede impactar en el ancho de banda del control que se utilice y la impedancia de la red [10]. El estándar IEEE 519-1992 [16], limita la distorsión armónica total o THD (del inglés *Total Harmonic Distortion*) al 5% y la amplitud de individual de los armónicos de la corriente que se inyecta a la red.

Hay diferentes técnicas de control de flujo de corriente armónica, de los cuales se mencionan en la literatura: compensación de flujo magnético, inyección de corriente armónica, inyección de ripple DC, filtros pasivos, filtros activos en serie o paralelo, entre otros [17][9]. Los filtros pasivos, que son circuitos que usan inductancias y/o condensadores, son una solución muy común y simple para reducir el contenido de armónicos no deseado [18].

Los armónicos inyectados a una red por un inversor pueden ser clasificados en:

- Armónicos de baja frecuencia.
- Armónicos de frecuencia de "*switching*".
- Armónicos de alta frecuencia.

En la figura 2.6 se muestra el espectro de Fourier de un convertor trifásico con modulación SVM donde los armónicos de baja frecuencia corresponden a los armónicos de orden 5, 7, 11 y 13. Mientras que los armónicos de alta frecuencia corresponden a múltiplos de la frecuencia de "*switching*" desfasados en la frecuencia de la señal.

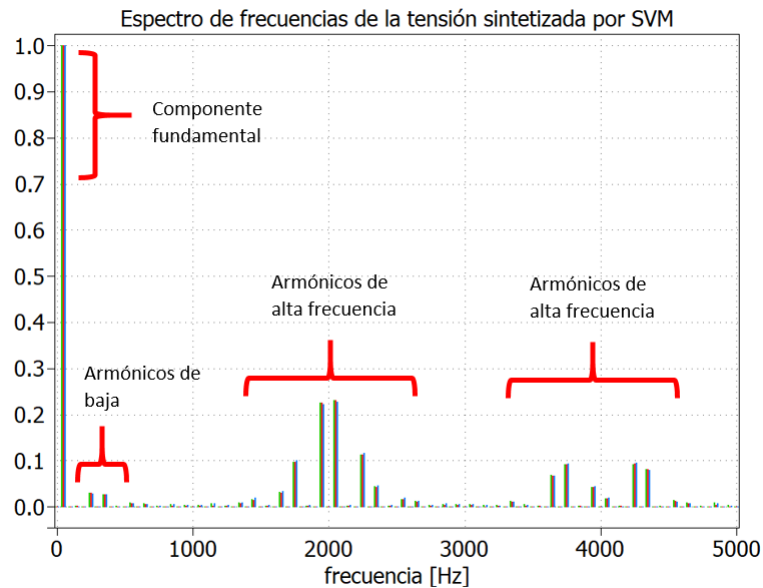


Figura 2.6: Espectro de frecuencia típico de un convertor con modulación 2D-SVM con 2kHz de frecuencia de conmutación.

FUENTE: Elaboración propia.

### 2.5.2. Tipos de filtros pasivos:

Existen distintos tipos de filtros de los cuales se pueden dividir en filtro-L, filtro LC y filtro LCL. La figura 2.7 muestra las distintas configuraciones de filtros pasivos.

Los principales filtros pasivos existentes para topologías de inversores trifásicos son los siguientes:

1. Filtro L: Usando este tipo de filtro, la frecuencia de *switching* del inversor tiene que ser lo suficientemente grande para atenuar los harmónicos del inversor.

La potencia de salida del voltaje DC Link y el filtro inductivo de acoplamiento entre

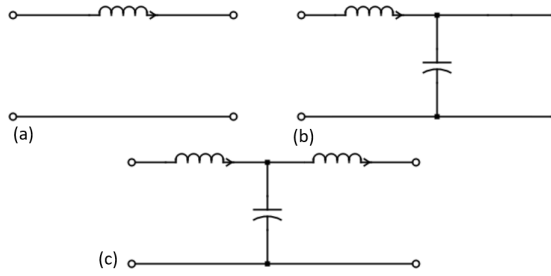


Figura 2.7: Esquemas de los filtros L, LC y LCL.

FUENTE: Elaboración propia.

la red y el inversor, está basado en la siguiente relación:

$$P_o = 3 \frac{V_g}{X_L} \sqrt{V_l^2 - V_g^2} \quad (2.10)$$

Donde,

- $X_L$ : es la inductancia serie del filtro.
- $V_g$ : es la tensión de la red.
- $V_l$ : es la tensión de salida del inversor.

La potencia de salida aumenta con la tensión del DC Link, pero disminuye si aumenta la inductancia del filtro (L). Para efectos de cálculos normalmente la impedancia de la red se asume como cero [18].

Para obtener un buen desempeño en el filtrado con solo una inductancia serie, se necesita que el valor de la impedancia sea de un valor alto. Por lo que, el reactor necesario es de gran tamaño, voluminoso y caro. Además, mientras más grande sea el filtro, la caída de tensión en la inductancia será mayor y la respuesta dinámica será más lenta [9].

## 2. Filtro LC:

Luego de haber visto que el filtro L proporciona una atenuación de la frecuencia de *switching*, también se puede incorporar un elemento capacitivo en paralelo para lograr una atenuación extra de estas componentes de frecuencia. Este esquema de filtro es llamado filtro LC, donde su circuito es mostrado en la figura 2.7.b.

El elemento en paralelo debe ser seleccionado de tal forma de que produzca una pequeña reactancia a la frecuencia de *switching* [19]. La frecuencia de resonancia del circuito LC se calcula como:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.11)$$

La limitación de este tipo de filtro es que el elemento Shunt no es efectivo cuando se

está conectado con una red fuerte, donde la impedancia es muy pequeña. El rizado de la corriente de salida es el mismo que el de la corriente inductiva del filtro L, donde la atenuación solo depende del filtro inductivo.

### 3. Filtro LCL:

El filtro LCL consiste en un circuito de dos inductores en series y un capacitor en conexión Shunt entre estos, como se muestra en la figura 2.7.c. Este tipo de filtros producen una mejor atenuación de los contenidos armónicos que los filtros L y LC. Las principales ventajas son:

- Baja distorsión de la corriente y generación de potencia reactiva.
- Alta atenuación de las frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia.
- Posibilita el uso de baja frecuencia de *switching* para una dada atenuación de armónicos.

El filtro LCL tiene mejor desempeño, en atenuar las frecuencias no deseadas, que los filtros vistos anteriormente [18]. Sin embargo, la principal desventaja es la resonancia en ciertas frecuencias que, si no es diseñado correctamente, pueden amplificar armónicos no deseados o incluso pueden volver inestable el sistema de control [9]. En [18] se sugiere, para atenuar posibles resonancias, utilizar elementos de disipación (resistencias) que suavizan la ganancia de las frecuencias de resonancia y mejoran el desempeño del filtro, pero por otro lado se aumentan las perdidas del sistema y por ende se ve en desmedro la eficiencia del sistema.

La frecuencia de resonancia del filtro LCL está dada por la siguiente ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (2.12)$$

#### 2.5.3. Restricciones en el diseño de filtros LCL:

Existen varias técnicas o criterios que se utilizan para el diseño filtros utilizados en convertidores, algunos buscan minimizar el consumos de reactivos, otros buscan optimizar los costos asociados a las perdidas y el THD para determinar los valores de LC y otros diseñan enfocados en la función transferencia del filtro.

Para el estudio de esta tesis, se considerará el procedimiento en [9] y [18]. Donde el método es sencillo de seguir y se obtiene un diseño con un buen *trade off*.

La elección de la corriente de rizado (ripple current) conlleva a tener ventajas y desventajas. Por un lado, si se utiliza un gran inductor, no se necesita una gran frecuencia de *switching* y se tendrían menos perdidas por la conmutación de los *IGBT*, pero se utilizaría un inductor muy grande y costoso, que provocaría consumo de reactivos y respuesta una dinámica mas lenta [20].

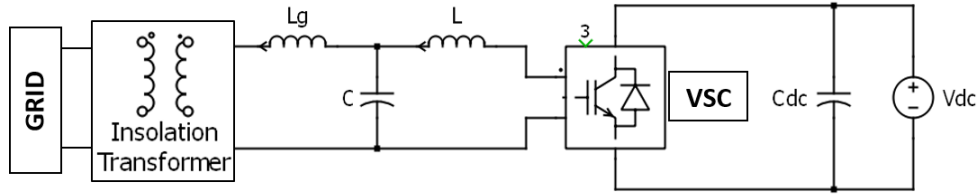


Figura 2.8: Esquema de un filtro LCL.

FUENTE: Elaboración propia.

Generalmente el valor RMS de la corriente de rizado se escoge en un valor entre 15-20 % del valor promedio de la corriente, de acuerdo al estándar [16]. La corriente máxima puede ser determinada según la ecuación 2.13.

$$\Delta i_{hL} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{dc}}{f_{sw} \cdot L_1} = x_p \% \cdot i_{rated} \quad (2.13)$$

Donde,

- $V_{DC}$ : tensión DC link.
- $f_s$ : frecuencia de switching.
- $L_l$ : primera inductancia del filtro.
- $x_p$ : porcentaje de atenuación.
- $i_{rated}$ : corriente en RMS.

A continuación se enumeran algunas restricciones que se deben considerar en el diseño del filtro LCL [9] [21]:

- a) El valor de la capacitancia es limitado por la disminución del factor de potencia en operación nominal, donde generalmente se toma un valor que no supere el 5 % de la capacitancia base. La capacitancia base muestra en la ecuación 2.14.

$$C_b = \frac{1}{\omega_n \cdot Z_b} \quad (2.14)$$

Donde  $\omega_n$  es la frecuencia base y  $Z_b$  la impedancia base.

- b) El valor total de la inductancia debe ser menor que 0.1pu para limitar la caída de tensión de AC durante la operación del convertidor. De lo contrario, se requerirá un nivel de tensión de enlace de DC más alto, lo que dará como resultado mayores pérdidas de conmutación [9] y también una respuesta de paso más lenta.
- c) La frecuencia de resonancia debe estar en un rango entre diez veces la frecuencia de la red y la mitad de la frecuencia de conmutación, para evitar problemas de resonancia tanto en la parte inferior, como superior del espectro armónico [21].

## 2.5.4. Técnicas de diseño de filtros:

Tomando en consideración las restricciones de la sección anterior, el filtro LCL puede ser diseñado por los pasos enumerados a continuación [9] [21]:

1. Seleccionar una corriente de rizado del convertidor que cumpla con los requerimientos y normas, con lo que se determina la inductancia  $L_1$  del lado convertidor. El valor de la segunda inductancia  $L_g$  puede ser determinada como una función de la primera ( $L_1$ ) [21], como se muestra en la ecuación 2.15.

$$L_g = r \cdot L_1 \quad (2.15)$$

El valor de la constante  $r$  afecta el valor de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, además un  $r \gg 1$  hará que el sistema sea más robusto ante fluctuaciones del valor de la impedancia intrínseca de la red [9].

2. Dimensionar el condensador necesario para suplir la potencia reactiva absorbida por la inductancia. Se toma  $x$  como el porcentaje de potencia reactiva absorbida bajo condiciones nominales (ecuación 2.16) [21].

$$C_f = x \cdot C_b \quad (2.16)$$

Como fue mencionado anteriormente,  $x$  está delimitado por la restricción (a) tomando un valor cercano al 5%.

3. Verificar la frecuencia de resonancia, la cual se obtiene mediante la ecuación 2.17.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_T}{L_1 L_g C_f}} \quad (2.17)$$

La cual puede ser escrita utilizando 2.15 y 2.16 como:

$$k = b \cdot \sqrt{\frac{1+r}{rx}} \quad (2.18)$$

Donde  $b = 1/\omega_s \sqrt{C_b L_b}$  es un constante y  $k$  el factor que representa que tan lejos está la frecuencia de resonancia con respecto a la frecuencia de conmutación, según la relación  $\omega_{res} = k\omega_s$  [21].

La frecuencia de resonancia está limitada por la condición (c). Y si esta condición no se cumple, entonces se debe volver al paso 2.

4. También es posible agregar resistencias en paralelo o en serie con los elementos de filtrado, para amortiguar la resonancia en frecuencias no deseadas. En [18] se explican algunos métodos de selección óptima de estas resistencias.

## 2.6. Sistema de control de micro redes

### 2.6.1. Introducción:

Existen dos enfoques distintos en la estructura del control de micro redes, un control centralizado o descentralizado.

Un control centralizado se basa en el mando de una unidad central que se encarga de recopilar mediciones e información de la red, realiza los cálculos necesarios y determina las acciones de control para todas las unidades en cada ventana de tiempo [2]. Este tipo de sistemas requieren una comunicación costosa entre la unidad central y los generadores.

Por otro lado, en un control descentralizado, cada unidad es controlada por su propia unidad local, la cual solo recibe información local y no tiene pleno conocimiento de las variables de todo el sistema ni de las acciones de los otros controladores [2]. La única manera de que cada unidad local pueda conocer el estado del resto de la micro-red es mediante la medición de las variables eléctricas de su salida, de este modo, el controlador local puede obtener una estimación actual del estado de la micro red [22]. Mediante la estructura de control descentralizada es posible evitar los problemas de comunicación que se pueden presentar en micro-redes que abarcan una zona muy amplia, ya que no es necesaria una red de comunicaciones para que este esquema opere correctamente.

Las estrategias de control de micro-redes se suelen dividir en niveles de control, lo que recibe el nombre de control jerárquico (o en inglés *Hierarchical Control*) [23]. Este esquema consta de tres niveles de control: primario, secundario y terciario, donde estos se diferencian en su velocidad de respuesta, el marco temporal en el que operan y requisitos de infraestructura (por ejemplo, requisitos de comunicación) [2]. Este esquema de control jerárquico intenta hacer un mix entre los controles centralizados y descentralizados.

### 2.6.2. Control primario:

El control primario corresponde a un control local o interno del generador, es el primer nivel del control jerarquizado y presenta la respuesta mas rápida. Este esquema opera en base a la información proveniente de la información local y no requiere comunicación.

Debido a sus requisitos de velocidad y su dependencia de las mediciones locales, la detección de isla, el control de salida y el control de compartición de potencia (y equilibrio) se incluyen en este nivel [2].



En generadores síncronos, el control de salida y el reparto de potencia se realizan mediante el regulador de voltaje y la inercia de la máquina misma. En cambio, en convertidores, ya sea en topologías VSI o back-to-back, se requiere un diseño especial del control para simular la inercia de las máquinas síncronas.

### **2.6.3. Control secundario:**

En micro redes, generalmente se utiliza el sistema llamado EMS (*Energy Management System*), el cual es responsable de la seguridad, confiabilidad y una operación económica de la micro red. El objetivo de los EMS es buscar la operación económica óptima (o también *Unit Commitment*) y despachar los generadores disponibles [23]. Este sistema si requiere comunicación entre las unidades locales y una unidad central, ya que es este último el que se encarga de llevar al sistema al punto de operación deseado.

El control secundario se encarga de restaurar las posibles desviaciones de tensión y frecuencia en régimen permanente, producidas por la acción del control primario. Además, para determinar el despacho y el *Unit Commitment* de la micro red el esquema de control incorpora algoritmos de optimización de costos. [2]

### **2.6.4. Control terciario:**

Corresponde al nivel mas alto del control jerarquizado y establece la operación óptima a largo plazo de la micro red. También es responsable de coordinar la operación de múltiples micro redes que interactúan entre sí [2]. Este nivel de control es el más lento y normalmente opera en el orden de varios minutos, proporcionando señales a los controles de nivel secundario en micro redes y otros subsistemas que forman la red completa.

## **2.7. Sistema de control de convertidores**

### **2.7.1. Introducción:**

Las estructuras y técnicas de control se pueden clasificar bajo diferentes criterios: nivel jerárquico, el tipo de operación en la micro red, etc [17]. En [3] se clasifica los convertidores de potencia bajo el rol que cumplen en la micro red, la clasificación es la siguiente:

1. Formadores de red.
2. Alimentadores de red.
3. Soporte de la red.

A continuación se explican el funcionamiento de los esquemas de control anteriormente mencionados.

### 2.7.2. Convertidores formadores de red:

Los convertidores formadores de red (o también *Grid Forming*) tienen la capacidad de operar de forma aislada (modo isla o *Grid-OFF*), esto significa, que no necesitan estar conectados a la red principal [3]. Se caracterizan por imponer un valor tensión y la frecuencia, usando un sistema de control a lazo cerrado con las respectivas referencias de la amplitud del voltaje ( $E^*$ ) y la frecuencia ( $w^*$ ). En la figura 2.9 se muestra un diagrama de funcionamiento del esquema de control formador de red, además del modelo simplificado del convertidor.

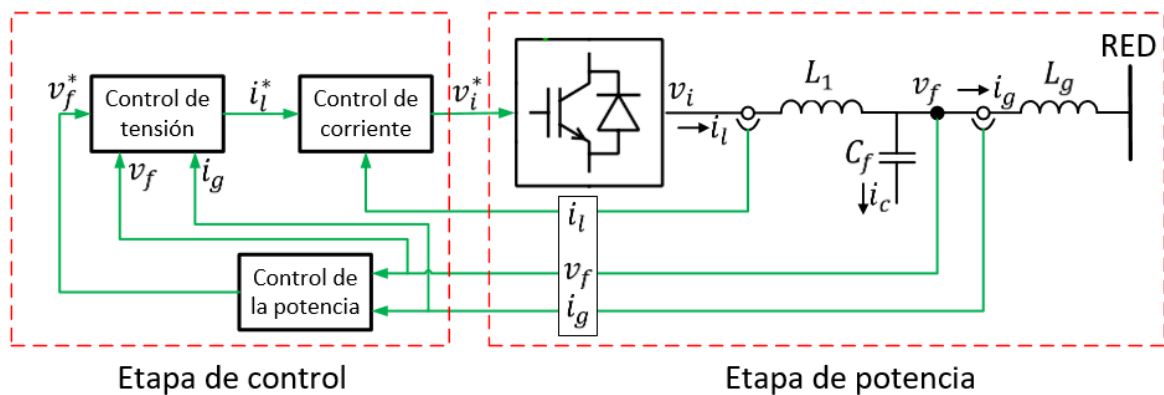


Figura 2.9: Diagrama de bloques de un sistema de control formador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

Según [24] este tipo de esquema de control puede ser dividido en tres etapas (figura 2.9). Primero un lazo de control externo de la potencia, que establece la magnitud y la frecuencia de referencia de la componente fundamental de la tensión de salida del conversor. Las variables de referencia se determinan en función de las potencias activa y reactiva inyectadas al sistema.

La segunda y tercera etapa son las de los lazos de control de tensión y control de corriente, respectivamente. Que están diseñados para rechazar perturbaciones rápidas del sistema y mantener el sistema en un régimen estable [24].

La etapa final del esquema de control, es la etapa de la modulación donde esta se encarga de sintetizar la señal pedida por el sistema de control completo, mediante técnicas de modulación (como por ejemplo SVM). Esta etapa no es un esquema de control de por si, si no mas bien el cálculo de los ciclos de conmutación de los IGBT como función de la tensión a sintetizar. El funcionamiento del proceso de modulación es explicado en la sección 2.3.4.

A continuación se explicará el funcionamiento y el diseño de los lazos de control mencionados.

### Lazo de control de potencia:

El lazo de control de potencia básicamente consiste en imitar el gobernador en un generador síncrono (sistema de control que controla la turbina de la máquina) mediante el llamado control *Droop*.

En los sistemas de potencia tradicionales, la carga se comparte entre la generación de varias maquinas generadoras, además la fluctuación de la frecuencia de la red esta ligado a las diferencias entre la potencia activa inyectada y consumida, donde los generadores se acelerarán si la carga disminuye o se frenarán si la carga aumenta, todo esto según las características del gobernador. Este principio es implementado también en los convertores, donde se disminuye la frecuencia de referencia si la carga aumenta [24]. Lo mismo ocurre con la potencia reactiva, cuya característica controla la amplitud del voltaje.

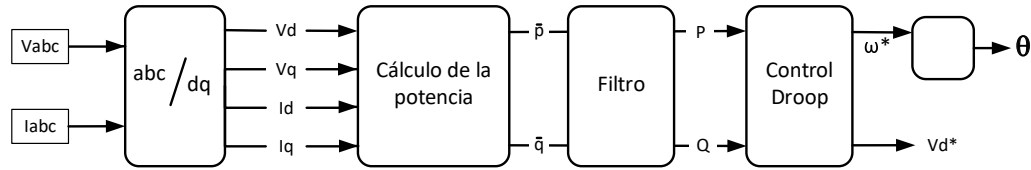


Figura 2.10: Etapa de control de la potencia.

FUENTE: Elaboración propia.

Como se muestra en la figura 2.10, primero se transforma la corriente y tensión en valores  $dq$ . Luego se calcula la potencia activa y reactiva en base a la corriente y el voltaje medido, según la ecuación 2.19.

$$\begin{aligned}\bar{p} &= \frac{3}{2}v_d i_d + \frac{3}{2}v_q i_q \\ \bar{q} &= \frac{3}{2}v_d i_q - \frac{3}{2}v_q i_d\end{aligned}\quad (2.19)$$

Las componentes de potencia instantánea son pasadas por un filtro pasa bajos, la ecuación del filtro puede ser la mostrada en 2.20, esto con el objetivo de obtener la componente fundamental de la potencia activa y reactiva [24].

$$P = \frac{s}{s + w_c} \bar{p}, \quad Q = \frac{s}{s + w_c} \bar{q}\quad (2.20)$$

$w_c$  representa la frecuencia de corte del filtro pasa bajos.

Por ultimo se aplica un control Droop, que es el que se encarga de emular el comportamiento del gobernador de las maquinas eléctricas. El cual será explicado en los siguientes capítulos.

### Lazo de control de tensión:

El bloque de control de tensión toma como referencia la tensión en los bornes del condensador, ya que es mas importante controlar la tensión después de la etapa de filtrado LC. Como

resultado del lazo de control, se obtiene una referencia de corriente para la siguiente etapa de control. La figura 2.11 muestra el esquema de control con todos los términos correspondientes a re-alimentación y *feed-forward*.

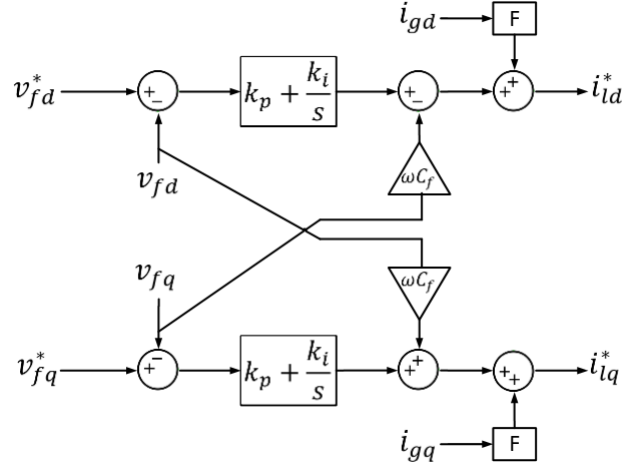


Figura 2.11: Lazo de control de tensión, convertidor formador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

La ecuación 2.21 corresponde a la tensión del condensador en coordenadas dq. La demostración de la ecuación se encuentra en la sección anexos 9.1.

$$\begin{aligned} i_{cd} &= sC_f v_{fd} - j\omega_e C_f v_{vq} \\ i_{cq} &= sC_f v_{fq} + j\omega_e C_f v_{vd} \end{aligned} \quad (2.21)$$

La corriente  $i_c$  corresponde a la corriente por el condensador, pero necesitamos controlar la corriente que sale por el conversor, es decir, necesitamos sumar la corriente que pasa por la segunda inductancia del filtro LCL. Las ecuaciones resultantes son mostradas en 2.22.

$$\begin{aligned} i_{ld} &= F i_{gd} + sC_f v_{fd} - j\omega_e C_f v_{vq} \\ i_{lq} &= F i_{gq} + sC_f v_{fq} + j\omega_e C_f v_{vd} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Donde,

- $i_{ld}$ : corriente de salida en el eje d.
- $i_{lq}$ : corriente de salida en el eje q.
- $v_{fd}$ : voltaje en los bornes del condensador en el eje d.
- $v_{fq}$ : voltaje en los bornes del condensador en el eje q.
- $i_{cd}$ : corriente entrada del condensador en el eje d.
- $i_{cq}$ : corriente entrada del condensador en el eje q.
- $C_f$ : capacitancia del filtro LC.

- $\omega_e$ : ángulo de la tensión del condensador.
- $F$ : constante *Feed-Forward*.

Las tensiones de salida del eje d y q están acopladas entre sí, lo que lleva a un sistema ligeramente complicado desde la perspectiva del diseño de control. Por lo tanto, para las referencias de corriente de salida del convertidor (es decir,  $i_{Ld}^*$  y  $i_{Lq}^*$ ) se toman las variables cruzadas como términos de desacoplamiento [9].

Para efectos de diseño del esquema de control, se toma como planta la ecuación 2.23.

$$G_{pv} = \frac{E_{dq}}{I_{dq}} = \frac{1}{s C_f} \quad (2.23)$$

### Lazo de control de corriente:

En este lazo se manipula la corriente de salida del convertidor ( $i_l$ ) como referencia del lazo de control para controlar la tensión de salida del inversor ( $v_i$ ). En la figura 2.12 se muestran los diagramas de bloques de los lazos control de corriente.

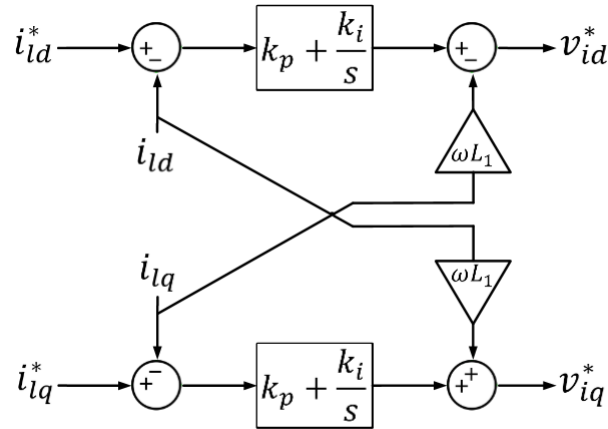


Figura 2.12: Lazos de control de corriente en convertidor formador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

Las ecuaciones algebraicas del circuito son las mostradas en 2.24. La demostración matemática se encuentra en el capítulo de anexos en ??.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{id} - \bar{v}_{fd} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Ld}}{dt} - \omega_e L \bar{i}_{Lq} + R_L \bar{i}_{Ld} \\ \bar{v}_{iq} - \bar{v}_{fq} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Lq}}{dt} + \omega_e L \bar{i}_{Ld} + R_L \bar{i}_{Lq} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Las corrientes de salida del eje d y q están acopladas entre sí, al igual que ocurre con los lazos de tensión, lo que lleva a un sistema sea más complicado en el diseño del esquema de control [9]. Por lo tanto, para las referencias de la tensión de salida del convertidor (es decir,  $v_{id}^*$  y  $v_{iq}^*$ ) se toman las variables cruzadas como términos de desacoplamiento [24].

Con lo que, para efectos de diseño del esquema de control, se toma como planta la ecuación 2.25.

$$G_{pi} = \frac{I_{dq}}{E_{dq}} = \frac{1}{s L_1 + R_L} \quad (2.25)$$

### 2.7.3. Convertidores alimentadores de red:

Los convertidores de tipo alimentadores de red tienen como función principal realizar cambios de potencia con una red previamente energizada, tienen la capacidad de poder sincronizarse con la tensión alterna de la red en el punto de conexión. En general son controlados como un lazo de control de corriente [3] y un lazo externo que depende de su aplicación (figura 2.13).

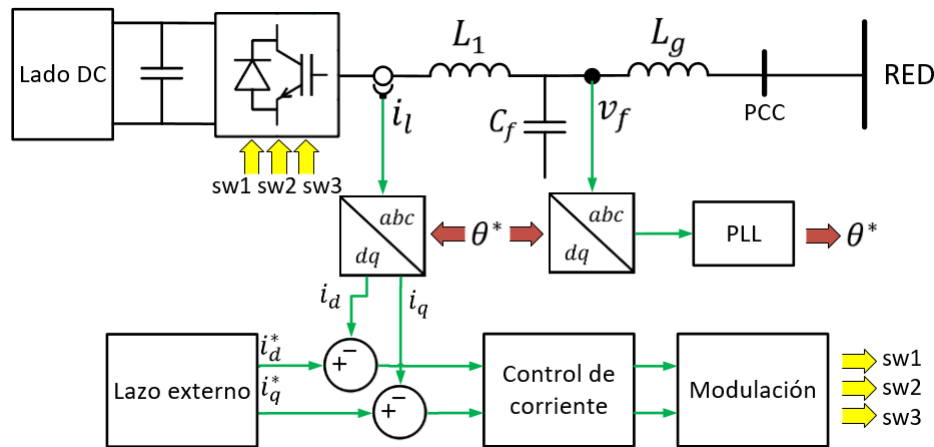


Figura 2.13: Estructura básica del esquema de control de convertidores alimentadores de red.

FUENTE: Elaboración propia.

La mayoría de los convertidores destinados para generación distribuida operan en modo de *alimentación a la red*, los cuales son utilizados en aplicaciones con paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas o sistemas de almacenamiento (ESSs), entre otros.

Estos convertidores necesitan estar conectados a la red (modo *Grid-ON*) o en conexión con una micro red que tenga un generador que se encargue de imponer un valor de tensión y frecuencia que facilite sincronización del convertidor. Este tipo de convertidores no son capaces de operar en modo isla [3].

En la literatura existen diversos esquemas de control para este tipo de convertidores, en la figura 2.13 se muestra un esquema básico con los elementos mínimos que control [3]. Las etapas de este esquema de control se presentan a continuación.

- Etapa de sincronización: este bloque tiene como misión la sincronización con la red o micro red. Toma las mediciones de la red y entrega la amplitud, frecuencia y/o fase de la tensión en el punto de acoplamiento.

- Lazo de control interno: se añaden lazos de control de corriente que se encarga de controlar las corrientes de salida del convertidor en base a requerimientos de corriente o potencia.
- Lazo de control externo: se añade una etapa externa que depende de la aplicación del equipo.

Dependiendo de la aplicación del convertidor, el lazo externo varía según la aplicación. Si se controla la potencia de un generador fotovoltaico, el bloque externo puede ser un bloque que recibe potencia activa y reactiva de referencia [3]. Si el control está aplicado para almacenamiento, el lazo externo puede ser el control de la tensión de las baterías y así su carga y descarga [8]. Si el bloque externo tiene un control Droop el esquema completo se transforma en "soporte de red".

### 2.7.4. Convertidores de soporte de red:

Los que son de tipo soporte de red tienen la capacidad de regular las salidas de corriente o voltaje para mantener la frecuencia y el voltaje en valores correctos (figura 2.14). Es capaz de sincronizarse a la red, pero no es capaz de levantarla por sí solo. Se encuentra entre un alimentador y un formador de red, siendo el principal objetivo el de entregar los valores apropiados de potencia activa y reactiva que contribuya a la regulación de la frecuencia y tensión [3].

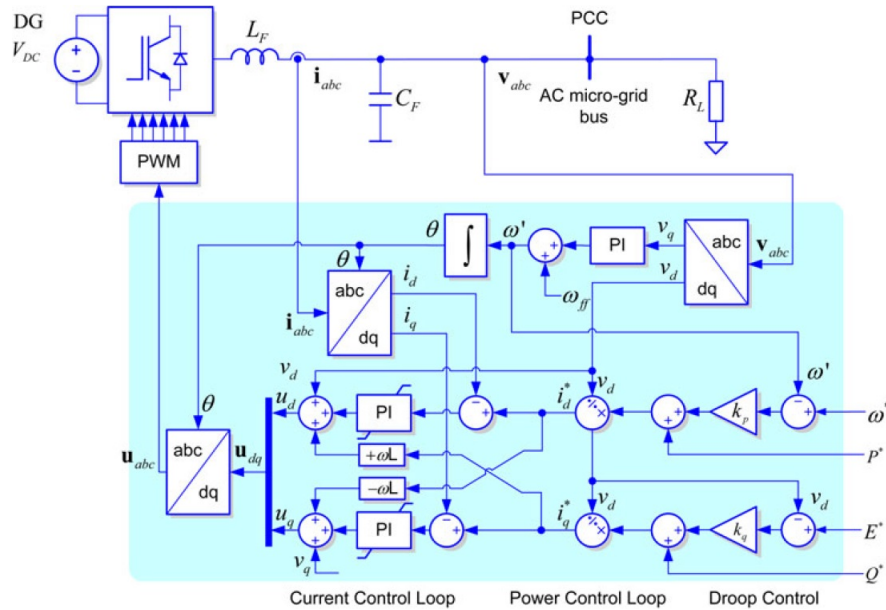


Figura 2.14: Estructura básica del esquema de control de convertidores de soporte de red.

FUENTE: IEEE Library [3].

Contiene el esquema de control y PLL de un alimentador de red, pero se le agrega un control *Droop* que le permite compartir carga con otras unidades de la micro red.

### 2.7.5. Sincronización a la red:

La conexión de un convertor DC-AC a un sistema eléctrico de potencia requiere de una correcta sincronización entre la tensión que tenga la red en el punto de la conexión y la tensión de salida del convertidor [25], debido a que las tensiones deben tener igual magnitud, frecuencia y ángulo de fase.

Para lograr la sincronización con la red en el momento de la interconexión y posteriormente una adecuada inyección de potencia desde el punto de vista de la calidad de la energía, se debe aplicar un sistema de control lo suficientemente efectivo para que no ocasione problemas en la red y no afecte la estabilidad de todo el sistema.

Existen diferentes técnicas para la sincronización de la red, las cuales pueden ser clasificadas en: método de cruce por cero (Zero crossing method), técnicas de filtrado (Filtering Techniques), PLL (Phase Locked Loop) y filtros adaptativos (Adoptive Notch Filter) [25], [26], [27].

Los PLL (Del inglés *Phase Locked Loop*) son algoritmos que se encargan de seguir la fase de la red permitiendo la sincronización de los convertidores [9]. Son algoritmos muy utilizados en especial en generación distribuida y existen una variedad de estos en la literatura.

Un PLL debe ser capaz de mantener el desfase entre el voltaje del convertor y la red en valores aceptables, de tal manera que ante repentinos cambios de carga, que ocasionen desfase, rápidamente el inversor alterne su frecuencia y no pierda la sincronización [25].

La estructura básica de un PLL se muestra en la figura 2.15 donde la diferencia entre la fase del ángulo de entrada y la salida es medida por un detector de fase, luego se aplica un filtro que actúa como un lazo de control [25]. Finalmente la salida se pasa por un oscilador (o también Voltage Controlled Oscillator -VCO), el cual puede ser simplemente un integrador [27].

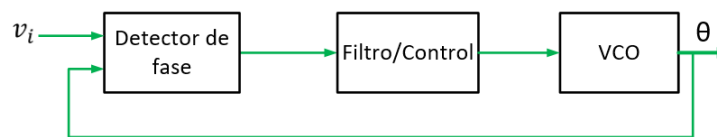


Figura 2.15: Esquema genérico para un PLL a lazo cerrado.

FUENTE: Elaboración propia.

A modo de ejemplo se muestra en la figura 2.16 el SRF-PLL, el cual consiste en un PLL básico pero que utiliza como entrada las tensiones en coordenadas  $dq$ . Este método sigue el mismo esquema de la figura 2.15, el objetivo es utilizar la transformación a ejes síncronos para orientarse correctamente al ángulo de la tensión en la red llevando a valor cero la componente en cuadratura de la tensión. En [9] se estudia en mayor detalle esta técnica.



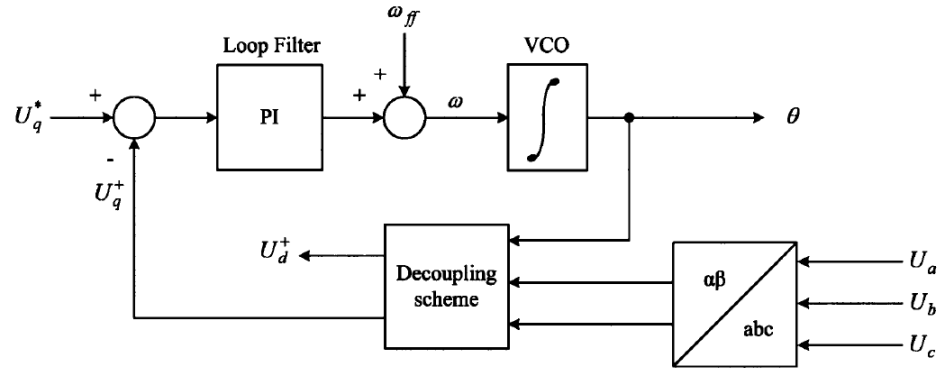


Figura 2.16: Estructura general PLL.

FUENTE: IEEE Library [27].

## 2.7.6. Control Droop:

### Introducción:

Uno de los desafíos en las micro redes es que los UPS conectados tengan la capacidad de coordinar su generación frente a una carga dinámica. Se han estudiado diversas formas de poder compartir la carga entre las diferentes fuentes de energía.

Según [17] las técnicas de compartir la carga se pueden clasificar en control centralizado (o también *centralized control*), esquema de control maestro-esclavo (también MS del inglés *Master slave*), compartir la carga promedio (o también ALS del inglés *Average Load sharing*) y control circular de la corriente (*circular chain controls*). Estos esquema de control, denominados también técnica de carga compartida activa [17], están concebidos para sistemas en que las unidades están muy cerca unas de otras e interconectados a través de canales de comunicación de gran ancho de banda. Estas soluciones pueden ser muy costosas para las micro redes, ya que los generadores distribuidos y las cargas en micro redes suelen estar separados varios kilómetros, lo que hace inadecuada su aplicación [3]. Por otra parte los enlaces de comunicación limitan la flexibilidad del sistema UPS y degradan su redundancia [17].

El control *Droop* es un sistema de control que no tiene el problema anteriormente mencionado, ya que tiene la capacidad de compartir potencia en una micro red sin usar canales de comunicación, lo que mejora la confiabilidad del sistema y no se necesita imponer restricciones en la ubicación física de los UPS [3].

Las máquinas sincrónicas poseen una componente de inercia en el movimiento del rotor, la cual limita los cambios de velocidad y las variaciones de frecuencia eléctrica en el sistema. Además, existe una conexión natural entre la frecuencia de operación del sistema y la potencia activa de salida de las máquinas, es decir, para una potencia mecánica de entrada constante, la frecuencia eléctrica disminuye cuando la potencia activa de salida aumenta [24].

Cuando hay dos o más máquinas sincrónicas operando en paralelo, éstas tienden a per-

manecer en sincronismo debido a la componente de torque sincronizante. De este modo, la estabilidad del sistema depende de la existencia de suficiente componente de torque sincronizante y de suficiente componente de torque amortiguante. Por otro lado, la estabilidad de tensión depende de la existencia de un equilibrio en la demanda y generación de potencia reactiva [22].

La estrategia de control *Droop* busca emular el estatismo de las máquinas síncronas en la operación de los inversores [24]. Su objetivo principal es que dos o más unidades de generación que se encuentran operando compartan la potencia activa y reactiva de acuerdo a sus capacidades nominales. Para lograr este objetivo se deben intervenir las características de las tensiones (frecuencia, ángulo y amplitud) que genera cada unidad [3][22].

Si se considera el convertidor como una fuente ideal de tensión conectado a la red por una impedancia de línea, como se muestra en la figura 2.17. Donde la impedancia de enlace ( $R + jX$ ) corresponde a una línea de transmisión, de distribución o un transformador de enlace.

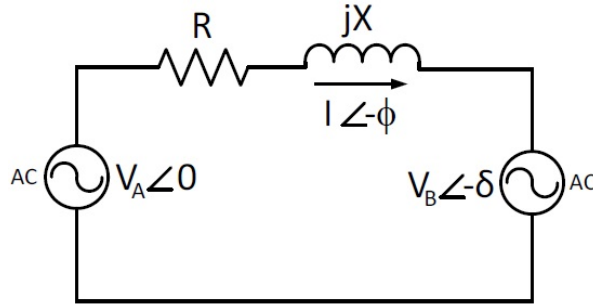


Figura 2.17: Circuito equivalente interconexión Generación – Red.

FUENTE: Elaboración propia.

La potencia activa y reactiva despachada a la red se puede escribir como [3]:

$$P_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos(\delta)) + X V_B \sin(\delta)] \quad (2.26)$$

$$Q_A = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [X(V_A - V_B \cos(\delta)) - R V_B \sin(\delta)] \quad (2.27)$$

Las potencias fluyen desde la fuente A (convertidor) hacia B (red),  $V_A$  y  $V_B$  son las tensiones de esas fuentes,  $\delta$  es su diferencia angular,  $Z = R + jX$  es la impedancia de unión con la red y  $\theta$  su ángulo [6].

La impedancia  $Z$  en convertidores depende de la impedancia del filtro de salida, transformadores de aislación presentes y/o líneas que conectan el inversor con el PCC [22]. Según la naturaleza de esta impedancia, ya sea inductiva o resistiva, cambia la forma en que se construye el esquema del control *Droop*.

## Redes inductivas:

En impedancias de enlace principalmente inductiva el ángulo  $\delta$  tiende a ser muy pequeño, por lo que puede asumir que  $\sin(\delta) \approx \delta$  y  $\cos(\delta) \approx 1$  [22]. Por lo que las ecuaciones 2.26 y 2.27 pueden ser escritas como:

$$P_A \approx \frac{V_A}{X}(V_B \sin(\delta)) \Rightarrow \delta \approx \frac{V_A P_A}{X V_B} \quad (2.28)$$

$$Q_A \approx \frac{V_A}{X}(V_A - V_B \cos(\delta)) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{X Q_A}{V_A} \quad (2.29)$$

Las ecuaciones 2.28 y 2.29 muestran la relación directa entre el ángulo  $\delta$  y la potencia activa  $P$ , como también entre la diferencia de tensión  $V_A - V_B$  y la potencia reactiva  $Q$  [3]. Este acoplamiento permite regular la tensión y frecuencia, controlando los valores de potencia reactiva y activa [28]. La expresión del control *Droop* se muestra en las ecuaciones 2.30 y 2.31

$$f - f_o = -m_p(P - P_o) \quad (2.30)$$

$$V - V_o = -n_q(Q - Q_o) \quad (2.31)$$

Donde,

- $f$ : frecuencia a la salida del inversor.
- $f_o$ : frecuencia de referencia.
- $P$ : potencia activa entregada por el inversor.
- $P_o$ : potencia activa de referencia.
- $Q$ : potencia reactiva entregada por el inversor
- $Q_o$ : potencia reactiva de referencia.
- $m_p$ : pendiente de curva de *droop* de potencia activa.
- $n_q$ : pendiente de curva de *droop* de potencia reactiva.

La diferencia  $f - f_o$  y  $V - V_o$  representa las desviaciones de la frecuencia y tensión frente a la referencia que deben ser compensados, lo mismo para  $P - P_o$  y  $Q - Q_o$ . Estas relaciones pueden ser gráficamente representadas por una curva característica que se muestra en la figura 2.18, donde los valores de  $k_p$  y  $k_q$  ajustan la pendiente de la curvatura y por lo tanto la relación entre  $P/f$  y  $Q/V$ . esto finalmente determinará la participación del UPS en el control primario de tensión y frecuencia [3].

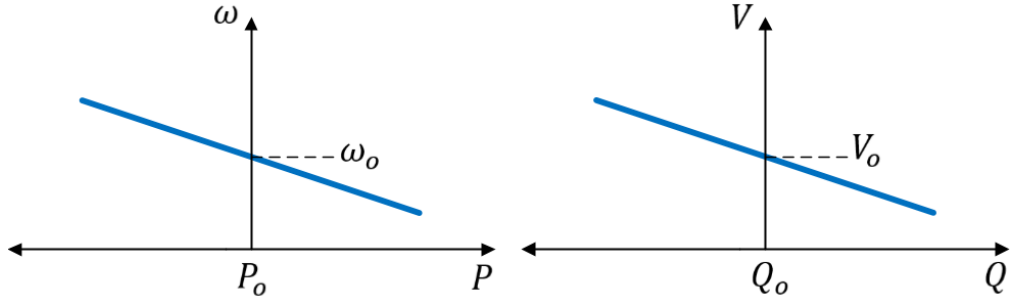


Figura 2.18: Curva Droop de frecuencia y tensión para redes inductivas.

FUENTE: Elaboración propia.

### Redes resistivas:

Por otro lado, si la impedancia de enlace es principalmente resistiva, entonces la parte inductiva puede ser despreciada [28]. Las ecuaciones 2.26 y 2.27 son reescritas como:

$$P_A \approx \frac{V_A}{R}(V_A - V_B \cos(\delta)) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{RP_A}{V_A} \quad (2.32)$$

$$Q_A \approx \frac{V_A V_B}{R} \sin(\delta) \Rightarrow \delta \approx -\frac{RQ_A}{V_A V_B} \quad (2.33)$$

Ahora el acoplamiento se invierte, es lo que generalmente sucede con líneas cortas en sistemas de distribución, por lo que las ecuaciones del control *Droop* quedan de la siguiente manera:

$$V - V_0 = -m_p(P - P_0) \quad (2.34)$$

$$f - f_0 = n_q(Q - Q_0) \quad (2.35)$$

Las curvas características del *Droop* se muestra en la figura 2.19.

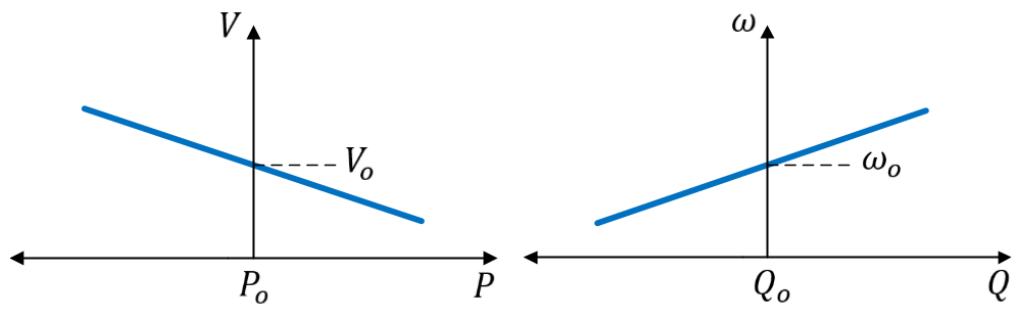


Figura 2.19: Curva Droop de frecuencia y tensión para redes resistivas.

FUENTE: Elaboración propia.

# Capítulo 3

## Diseño del esquema de control

En este capítulo se estudia el diseño de esquemas de control en coordenadas  $dq$ , para convertidores formadores de red con control *Droop*. El esquema de control que se diseña se muestra en la figura 3.1, donde las flechas blancas corresponden a los parámetros de referencia de la micro red, las flechas negras son las señales de control mandadas entre los distintos bloques, las flechas verdes corresponden a las mediciones eléctricas de la micro red y finalmente la flecha roja corresponde a la salida del esquema completo.

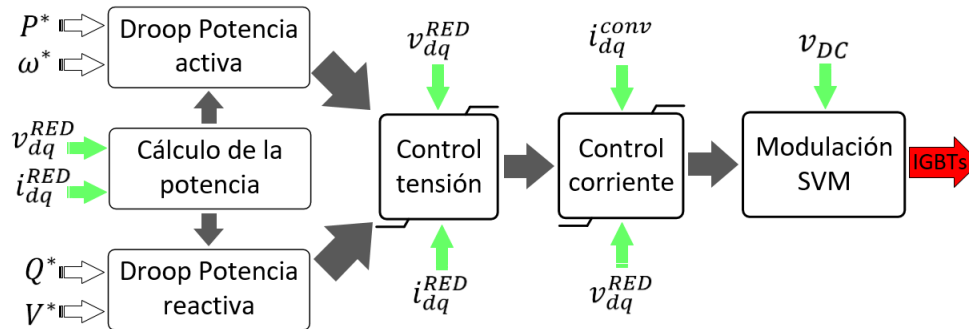


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de control diseñado.

FUENTE: Elaboración propia.

### 3.1. Metodología de diseño

La estructura de control ampliamente utilizada para gobernar los sistemas lineales, incluidos los convertidores de potencia, es el conocido lazo de control realimentado, el cual se presenta en la figura 3.2. El objetivo principal es diseñar un control,  $C(s)$ , que reduzca el error entre una señal de referencia y su medición,  $e = r - y$ , aplicando una entrada de control adecuada,  $u$ , al sistema  $G_o(s)$  [9]. En la figura 3.2 se presenta como opera el sistema de control PID (Controlador Proporcional Integral y Derivativo), este tipo de control suele ser el más utilizado debido a la facilidad de su diseño.

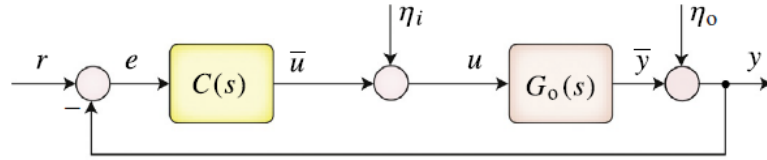


Figura 3.2: Representación general de un control lineal a lazo cerrado.

FUENTE: Control of power electronic converters [9].

Considerando el lazo de la figura 3.2, la relación entre la entrada y salida corresponde a la ecuación 3.1.

$$T(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)G_o(s)}{1 + C(s)G_o(s)} \quad (3.1)$$

Donde,

- $T(s)$ : función de transferencia entre la entrada y salida.
- $C(s)$ : función de transferencia del controlador.
- $G_o(s)$ : función de transferencia de la planta.

### 3.1.1. Control PI:

En la literatura se han propuesto diversos controladores lineales para gobernar los convertidores de potencia, el controlador más utilizado es el denominado controlador proporcional integral (PI) [8]. Este controlador contiene dos partes, una que amplifica el error de entrada por una constante  $K_p$  y otra que integra el error y lo multiplica por una constante  $K_i$ , su operación se caracteriza por la ecuación 3.2.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int e(t)dt \quad (3.2)$$

Donde,

- $u(t)$ : salida del controlador.
- $e(t)$ : error monitorizado entre la referencia y la salida de la planta.
- $K_p$ : constante proporcional.
- $K_i$ : constante integral.

La representación de la ecuación 3.2 en el dominio de la frecuencia se presenta en la ecuación 3.3.

$$C_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.3)$$

### 3.1.2. Controlador PI para el sistema estudiado:

Para el sistema estudiado se tienen un par de controladores de corrientes  $dq$  y un par de controladores de voltaje  $dq$ , los cuales corresponden a las ecuaciones 2.25 y 2.23. En la sección 2.7 se estudian los esquemas de control y su teoría.

Para esta tesis se controla la micro red considerando que la planta es de primer orden, donde en la ecuación 3.4 se presentan los modelos planta de corriente ( $G_i$ ) y voltaje ( $G_v$ ).

$$G_i = \frac{1}{sL_1 + R_L} \quad , \quad G_v = \frac{1}{sC_f} \quad (3.4)$$

La función transferencia del sistema a lazo cerrado resulta en un sistema de segundo orden con un polo en cero [9]. Los polos de lazo cerrado pueden ser escogidos ajustando los parámetros  $K_p$  y  $K_i$  del controlador [29]. Los polos de lazo cerrado se pueden ajustar por la frecuencia natural ( $\omega_n$ ) del sistema y su coeficiente de amortiguamiento ( $\zeta$ ), donde la ecuación 3.5 corresponde a la re-parametrización de los polos de lazo cerrado [29].

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.5)$$

En base a 3.5, se puede demostrar que los polos de lazo cerrado están dados por la ecuación 3.6

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (3.6)$$

Luego, en base a las ecuaciones 3.6 y 3.4, se puede obtener los parámetros de los controladores PI para los lazos de corriente y tensión las ecuaciones 3.7 y 3.8 respectivamente.

$$K_i = L_1 \cdot \omega_n^2 \quad , \quad K_p = 2\zeta\omega_n L_1 - R_L \quad (3.7)$$

$$K_i = C_f \cdot \omega_n^2 \quad , \quad K_p = 2\zeta\omega_n C_f \quad (3.8)$$

El ancho de banda del lazo cerrado está dado por la siguiente ecuación

$$\omega_{BW} = \mu \cdot \omega_n \quad (3.9)$$

Donde

$$\mu = \sqrt{1 + 2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2}} \quad (3.10)$$

El diseño anterior corresponde a lo típico en sistemas de lazos anidados. El lazo interno generalmente se toma en al menos 10 veces mas rápido que el lazo externo. Los típicos anchos de banda son de 200Hz-1000Hz en el lazo interno y 20Hz-100Hz en el externo. En [9] se recomienda limitar el ancho de banda por la frecuencia del PWM del convertidor ( $f_{sw}$ ), donde un buen rango de  $\omega_n$  estaría dado por la siguiente ecuación:

$$\frac{R_L}{2\zeta L_f} < \omega_n \leq \frac{\pi}{\mu} f_{sw} \quad (3.11)$$

En la tabla 3.1 se muestran las relaciones típicas que se establecen entre los distintos esquemas de control de convertidores.



Tabla 3.1: Anchos de banda en los sistemas de control de convertidores.

FUENTE: Elaboración propia.

Sistema de Control	Ancho de banda
Control de corriente	$\omega_n$
Control de voltaje	$\omega_n/10$
Control droop de frecuencia y voltaje	$\omega_n/100$
Control secundario de frecuencia	$\omega_n/1000$

Para el esquema de control de esta memoria se selecciona un coeficiente de amortiguamiento de 0.707 y un ancho de banda para el lazo interno es de  $1,000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  (ecuación 3.9), donde la frecuencia del control es de  $500 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ . Además, se utiliza una frecuencia 10 veces menor para el lazo de tensión. Los parámetros de la planta en estudio se muestra en la tabla 3.2.

Tabla 3.2: Parámetros del inversor.

FUENTE: Elaboración propia.

Parametro	Valor	Unidad
Cf	50	uF
L1	2,5	mH
$\omega_n$	1.000	rad/s

Los resultados de los controladores se muestran en la tabla 3.3. Los polos de lazo cerrado para el lazo de corriente son  $-353,1 \pm 351,8i$  y para el lazo de tensión  $-35,3 \pm 35,2i$ . La figura 3.3 muestra el lugar de la raíz para ambos lazos de control, donde las flechas rojas indican la ubicación los polos de lazo cerrado.

Tabla 3.3: Parámetros de los controladores implementados en el convertidor.

FUENTE: Elaboración propia.

Parametro	Valor	Tipo de control
Kpv	0,15	Voltaje
Kiv	0,004242	Voltaje
Kpi	1,767	Corriente
Kii	625	Corriente
mp	0,000314	Droop
nq	0,00022	Droop

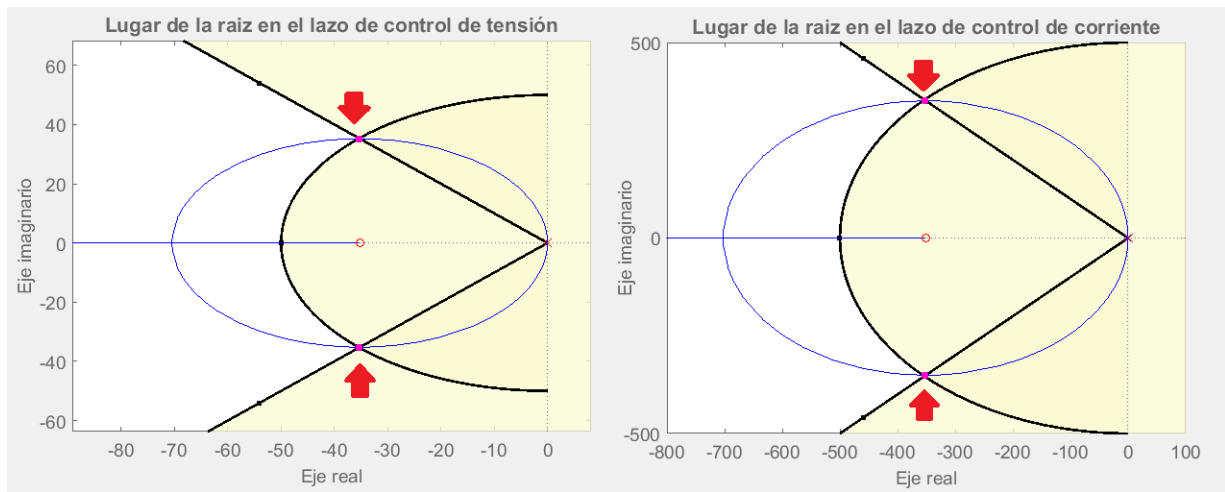


Figura 3.3: Lugar de la raíz para los lazos de control de corriente y tensión.

FUENTE: Elaboración propia.

En el diseño del control *Droop* las ganancias  $m_p$  y  $n_p$  fueron escogidas bajo a cuanto caída porcentual de la tensión y frecuencia, el convertidor aportará su potencia nominal [24]. Para esta tesis se toma la caída del 1% de la tensión y frecuencia de sus valores nominales, se toma una potencia nominal de 10 kW y una frecuencia nominal de 50 Hz. Los resultados son mostrados en la tabla 3.3.

### 3.1.3. Esquema anti-winding up:

Generalmente en los sistemas bajo un sistema de control, los actuadores tienen limitada su operación bajo ciertos rangos y sobrepasar estos rango, en algunos casos, puede dañar o bajar la vida útil de dichos dispositivos. Para evitar estas situación, se utilizan limitadores o esquemas *anti-winding up* que limitan la salida de los controladores [29] como se muestra en la figura 3.4.

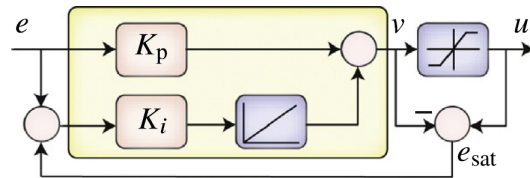


Figura 3.4: Esquema del control con *anti-winding up*.

FUENTE: Control of power electronic converters [9].

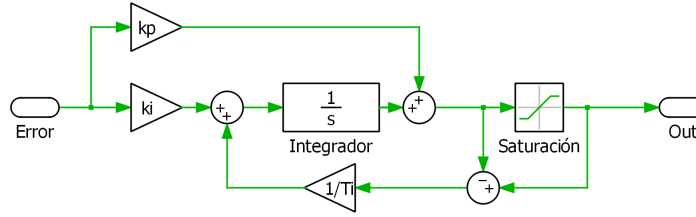


Figura 3.5: Esquema del control con *back-calculation*.

FUENTE: Elaboración propia.

Uno de los esquemas simples de *anti-winding up* es el llamado *back-calculation* [9] cuyo esquema de control es mostrado en la figura 3.5. En [29] se detalla que  $T_i$  corresponde a una constante de tiempo de acción del *anti-winding up*, para este trabajo el valor se toma como  $T_i = 1/K_i$

### 3.1.4. Filtros digitales:

Se diseña un filtro para los cálculos de las potencias activa y reactiva, como se muestra en la figura 2.10. Las ecuaciones 2.19 muestra el método de cálculo de la potencia inyectada en la carga y la ecuación 2.20 muestra la transformada de *Laplace* del filtro usado en esta tesis.

Se toma una frecuencia de corte de 20Hz, para su implementación discreta el en convertidor se utiliza la transformada  $z$  [30] utilizando el tiempo de muestreo del convertidor, el cual es de  $100\mu s$ . La ecuación 3.12 muestra la función transferencia resultante, tomando la anti transformada  $z$  se obtiene la ecuación 3.13 en el dominio del tiempo.

$$F(z) = \frac{0,01249}{z - 0,9875} \quad (3.12)$$

$$y(t) = 0,01249 \cdot y(t - 1) + 0,9875 \cdot x(t - 1) \quad (3.13)$$

Donde  $y(t - k)$  y  $x(t - k)$  corresponden a la salida del filtro y su entrada respectivamente en el instante  $t - k$ .

# Capítulo 4

## Simulación

Para poder evaluar el desempeño de los controladores (lazos internos y controladores primarios) se procede a simular el sistema eléctrico de la micro-red trifásica en condiciones *ON-GRID* y *OFF-GRID* utilizando en el software *Plecs*.

Una de las ventajas que posee el software *Plecs* es que permite utilizar bloques de programación *C-Script*, los cuales permiten programar todas las rutinas de control en tiempo discreto, utilizando el lenguaje de programación C. A continuación, se presenta el BESS diseñado, los supuestos incorporados a la simulación y los resultados obtenidos.

### 4.1. Sistema estudiado

El sistema en estudio está compuesto por un convertor trifásicos de tres piernas, los cuales poseen un filtro LCL a la salida y son alimentados por un sistema de almacenamiento en el lado DC del inversor. A la salida del filtro LCL está conectado a un punto central o PCC, donde se conectan las cargas del sistema o la misma red. Para el caso de la carga conectada esta puede ser alimentada tanto por el convertidor o la red. En el caso de la red, esta se conecta mediante una inductancia que emula a una línea de distribución o de transmisión. El sistema completo se muestra en la Figura 4.1, los parámetros del sistema son los mostrados en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Características técnicas del inversor

Parámetros del convertidor	Valor	Unidad
Potencia Nominal	10	kW
Frecuencia de switching	10	kHz
Tensión DC	600	V
Tensión máxima bus AC	400	V(RMS)
Corriente máxima bus AC	16.6	A(RMS)
Tensión nominal fase neutro	220	V(RMS)

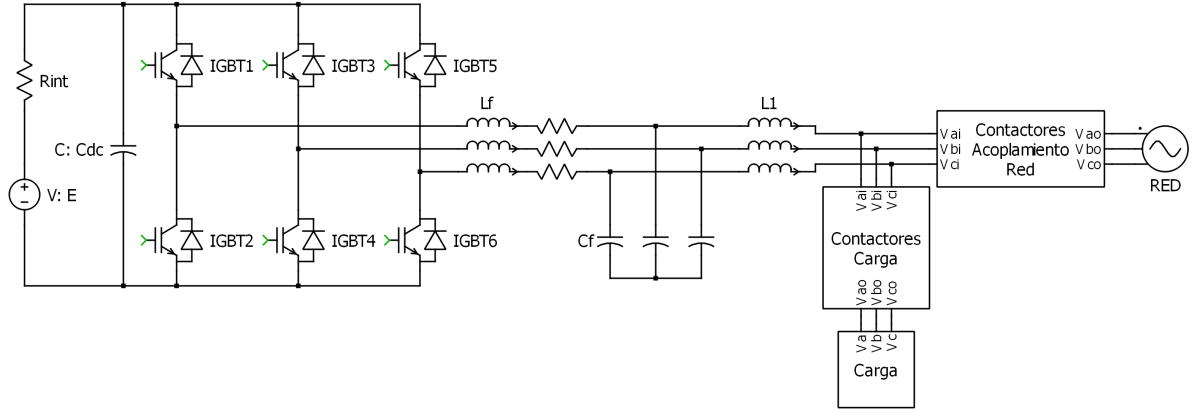


Figura 4.1: Micro red en estudio y simulación.

FUENTE: Elaboración propia.

Como se menciona en los capítulos anteriores, para prevenir la sobre modulación, la tensión DC debe ser de al menos la mostrada en la ecuación 4.1 [8]. Por lo que, para efectos de simulación se toma como supuesto que la tensión en el lado DC es lo suficientemente grande para sintetizar una tensión de 220 V fase-neutro, para efectos de simulación se utiliza una fuente de 600 V en el lado DC.

$$V_{DC} \geq \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL} \quad (4.1)$$

Se utiliza un modelo eléctrico simple [31] para modelar el comportamiento de las baterías dado por la ecuación 4.2.

$$V_{bat} = E - R_{int} \cdot i \quad (4.2)$$

Donde,

- $V_{bat}$ : tensión de salida de la batería.
- $E$ : tensión en vacío de la batería.
- $i$ : corriente de carga o descarga.

En la tabla 4.2 se muestran algunos valores de los parámetros de algunos tipos de baterías, los cuales son estudiados en [32].

Tabla 4.2: Parámetros comunes de distintos tipos de baterías.

FUENTE: Memoria U. Chile [32].

Parametros	Plomo-ácido	Níquel-Cadmio	Ión-lítio	Metal-Níquel
$E_o$ (V)	12,6463	1,25	3,7348	1,2848
$R$ ( $\omega$ )	0,25	0,023	0,09	0,0046
$B$ (Ah) <sup>-1</sup>	2884,61	5,7692	3,5294	2,3077

El sistema de control completo se presenta en la figura 3.1. Los parámetros del sistema de control se muestran en la tabla 3.3.

Utilizando el sistema descrito se realizarán las siguientes pruebas para validar el diseño:

- Partida en negro a carga nominal.
- Visualizar la operación del sistema en régimen permanente bajo carga resistiva.
- Operación del sistema en régimen permanente bajo carga inductiva.
- Impacto frente a variación carga.
- Operación en conexión a la red.

## 4.2. Resultados simulación

### 4.2.1. Partida en negro:

Se realiza una simulación para la partida en modo aislado, con carga 80 % del valor nominal. Los parámetros de operación se muestran en la tabla 4.3

Tabla 4.3: Parámetros de operación del convertidor prueba de partida

Prueba partida en negro	Valor	Unidad
Carga trifásica	8	kW
Tensión de salida fase-neutro	220	V(RMS)
Resistencia del banco de baterías	0,98	( $\Omega$ )
Potencia de referencia	0	W
Frecuencia de referencia	50	Hz
Periodo muestreo controladores	100	$\mu s$

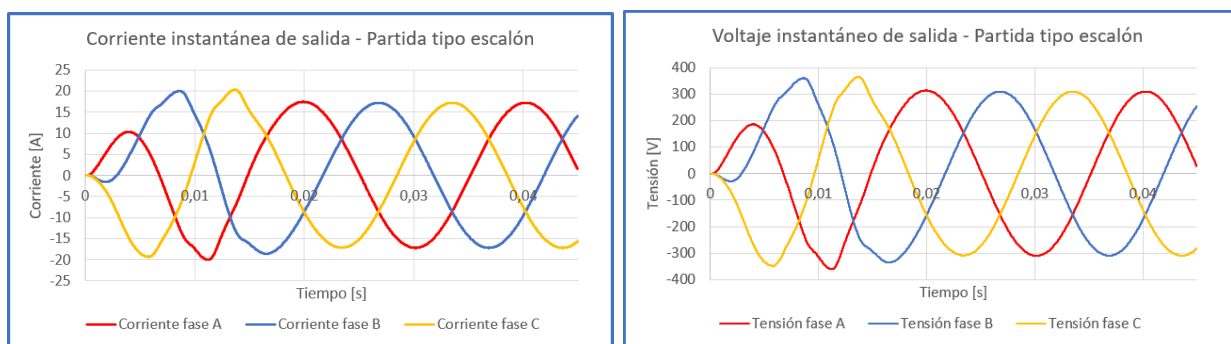


Figura 4.2: Gráficos de las corrientes por fase y tensiones fase neutro en la carga, para una partida de tipo escalón.

FUENTE: Elaboración propia.

En las figuras 4.2 se muestran los gráficos de tensión y corrientes AC en el momento de la partida. En las figuras en 4.3 se muestra su equivalente en dq, donde la tensión de referencia

en el eje d corresponde al valor pico de la tensión fase neutro ( $220 \cdot \sqrt{2}$ ) y para el eje q es cero. Las referencias de corriente por lo tanto corresponden a las salidas de los controladores de tensión. Durante la partida el sistema de control demora un ciclo (0,02 s) en llevar el sistema a un régimen estacionario con los parámetros de referencia con cero error.

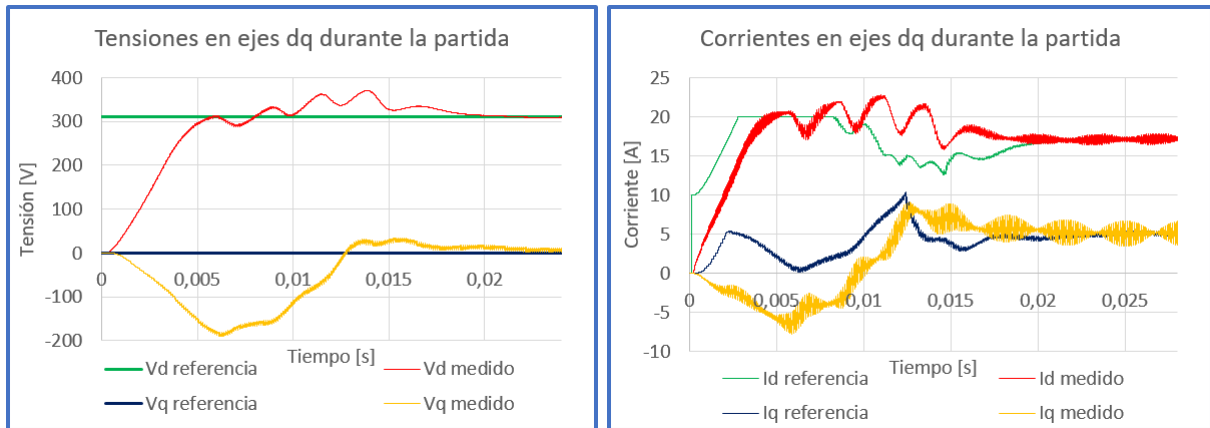


Figura 4.3: Gráfica de las tensiones y corrientes en ejes dq durante la partida tipo escalón.

FUENTE: Elaboración propia.

En las figuras mostradas en 4.4 se muestran los gráficos de potencia y frecuencia, que corresponden a la operación del control *Droop* de potencia, la frecuencia cae hasta los 49,58 Hz. Para el caso de el *Droop* de tensión, este no es afectado ya que la carga es puramente resistiva.

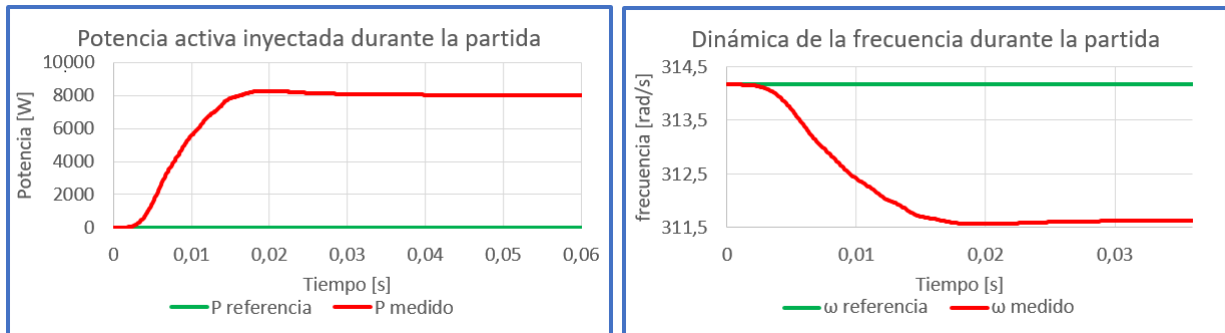


Figura 4.4: Dinámica de la potencia trifásica y la frecuencia durante la partida.

FUENTE: Elaboración propia.

#### 4.2.2. Operación bajo carga inductiva:

Se opera el sistema con carga inductiva con un factor de potencia de 0,82. La carga es de 5,4 kW y 3,7 kVAR. Los resultados de la operación en régimen permanente se observan en los gráficos 4.5.

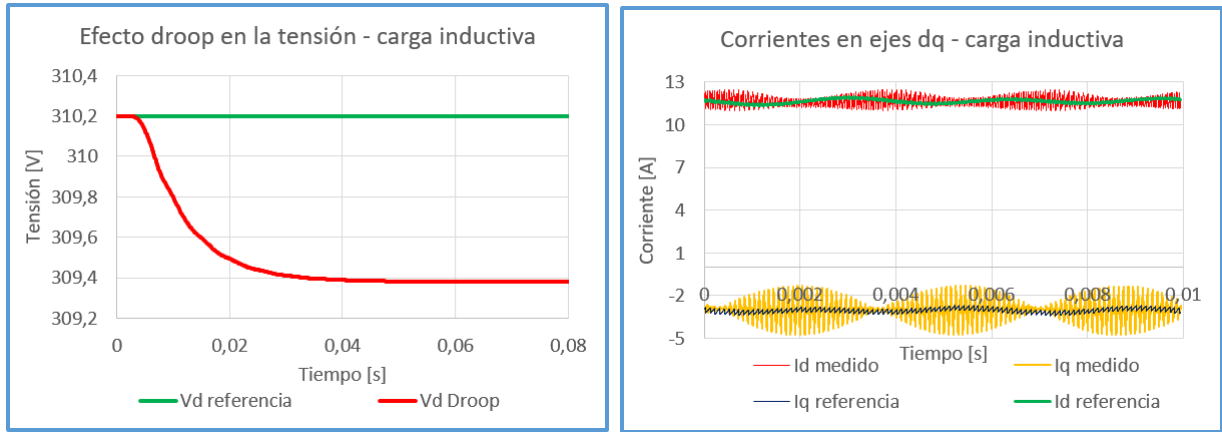


Figura 4.5: Dinámica del control Droop sobre la tensión y la corriente en ejes dq en régimen permanente.

FUENTE: Elaboración propia.

En esta prueba interesa observar el efecto del control Droop de tensión, donde al aumentar la carga inductiva, el inversor absorbe mas potencia reactiva por lo que la tensión cae, como se observa en la figura 4.5. El sistema de control de corriente y voltaje no se diferencia de la carga resistiva (figura 4.5).

### 4.2.3. Operación bajo desequilibrio:

Para esta prueba el sistema de control donde el convertidor se encarga de alimentar una carga trifásica desequilibrada. Para esto se conecta carga extra en la fase B y se desconecta carga en la fase C. Los datos de la simulación son los mismos de la partida (tabla 4.3) pero con una carga del 80 % en la fase B y 120 % en la fase C. Los resultados de la simulación son los mostrados en los gráficos de las figuras 4.6, 4.7 y 4.8.

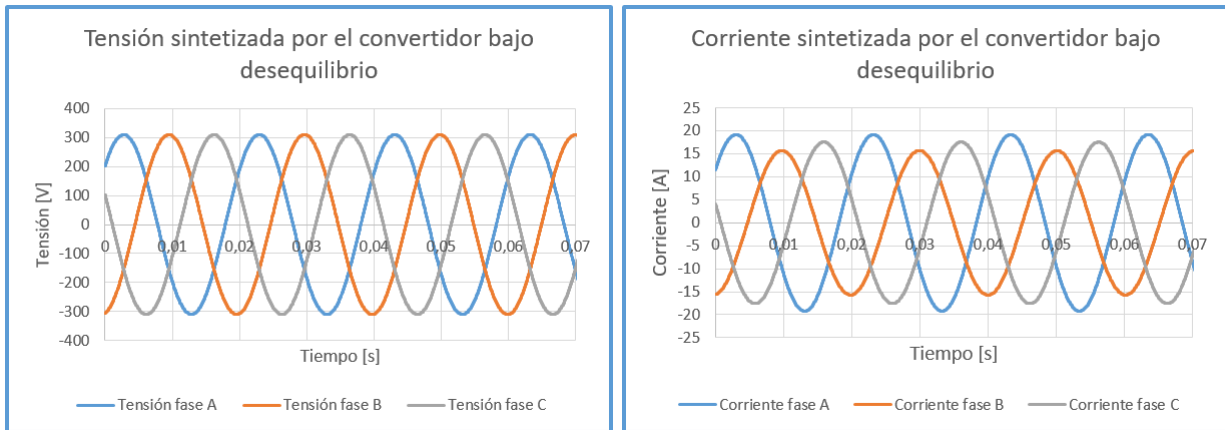


Figura 4.6: Tensión y corriente fase neutro de salida del convertidor, bajo condiciones de desequilibrio.

FUENTE: Elaboración propia.



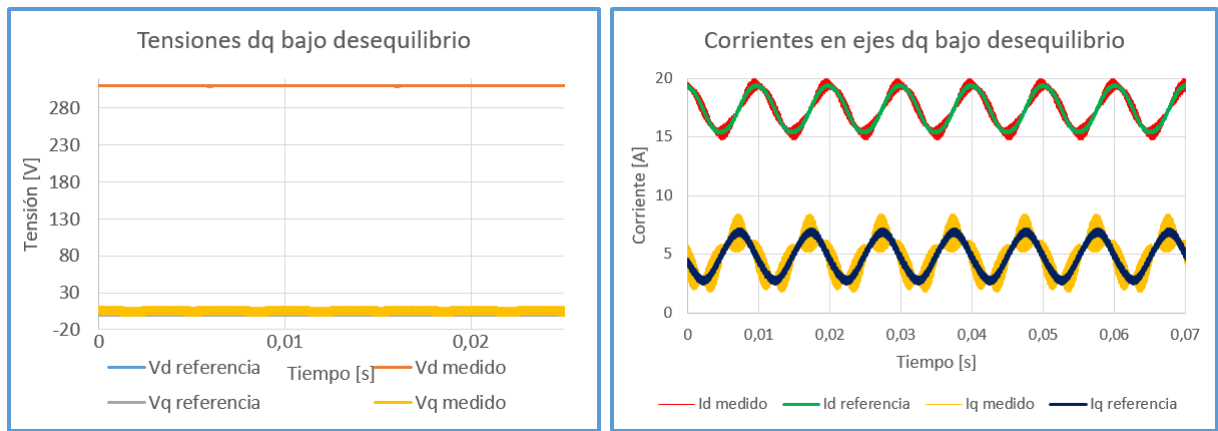


Figura 4.7: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador, en condiciones de desequilibrio.

FUENTE: Elaboración propia.

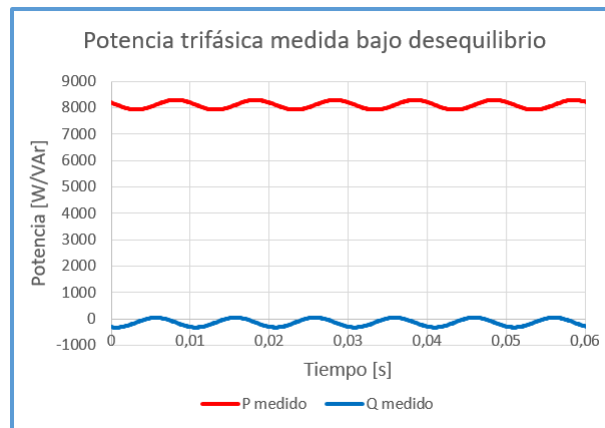


Figura 4.8: Potencia activa y reactiva medida, bajo condiciones de desequilibrio.

FUENTE: Elaboración propia.

El desequilibrio se visualiza en el gráfico de corriente instantánea de la figura 4.6, donde cada fase alcanza un valor punta distinto. Por otra parte, el desequilibrio no afecta las amplitudes de las tensiones de cada fase, esto se debe al esquema de control de tensión que mantiene la amplitud al nivel de referencia.

Se observa que aparece una componente de doble frecuencia en la potencia activa y reactiva (figura 4.8), el control *Droop* en consecuencia introduce esta componente en las referencias de tensión y frecuencia, esto afecta los controles aguas abajo.

#### 4.2.4. Distorsión armónica:

Se determina la distorsión armónica de la tensión y corriente en los tres modos de operación estudiados (carga resistiva, inductiva y desequilibrada), el THD se determina por las ecuaciones 4.3 y 4.4.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{\infty}^2 V_i^2}}{V_1} 100 \% \quad (4.3)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{\infty}^2 I_i^2}}{I_1} 100 \% \quad (4.4)$$

Además se registran el porcentaje de los armónicos mas importantes de la tensión, los resultados se muestran en la tabla 4.4.

Tabla 4.4: Distorsión armónica para carga resistiva, inductiva y desequilibrada.

Parametro	Carga resistiva	Carga inductiva	Desequilibrio
THD Voltaje	1,3 %	1,0 %	6,9 %
THD Corriente	1,2 %	0,8 %	6,2 %
2 <sup>do</sup> Harmónico	0,1 %	0,1 %	5,4 %
3 <sup>er</sup> Harmónico	0,5 %	0,3 %	2,3 %
5 <sup>to</sup> Harmónico	0,1 %	0,3 %	1,0 %
7 <sup>mo</sup> Harmónico	0,2 %	0,2 %	1,4 %
9 <sup>no</sup> Harmónico	0,2 %	0,1 %	0,9 %
11 <sup>vo</sup> Harmónico	0,1 %	0,1 %	0,6 %
13 <sup>vo</sup> Harmónico	0,1 %	0,1 %	0,4 %

El estándar IEEE 519 [16] fija límites de inyección de armónicos individuales o totales en la tensión o corriente. El estándar fija un limite del 5 % en los armónicos individuales de la tensión y una distorsión total (THD) del 8 % para redes con niveles de tensiones menores a 1 kV. El límite para la distorsión armónica total de la corriente es del 5 %.

Tomando como norma el estándar IEEE 519 para los escenarios con carga inductiva y resistiva se cumple la norma tanto para la tensión y la corriente. Para el caso de utilizar una carga desequilibrada no se cumple la norma de de la tensión para el segundo armónico donde se sobrepasa el límite del 5 %, para la corriente es de esperar que no se cumpla la norma, ya que es la carga quien es responsable de la distorsión en la corriente.

#### 4.2.5. Dinámica bajo variaciones de carga:

Se estudia la dinámica del esquema de control variando la carga del sistema, se realizan dos experimentos de cambiando intempestivamente la carga. El primer experimento consiste en duplicar la carga, mientras el segundo se reduce a la mitad. A continuación se explican ambas situaciones.

## Aumento de la carga:

Se realiza una prueba con una variación de carga de tipo escalón, inicialmente se opera el convertidor con 1.2 kW por fase, para luego duplicar la carga (7,2 kW trifásico) a los 0,018 segundos. Los resultados se muestran en las figuras 4.9, 4.10 y 4.11.

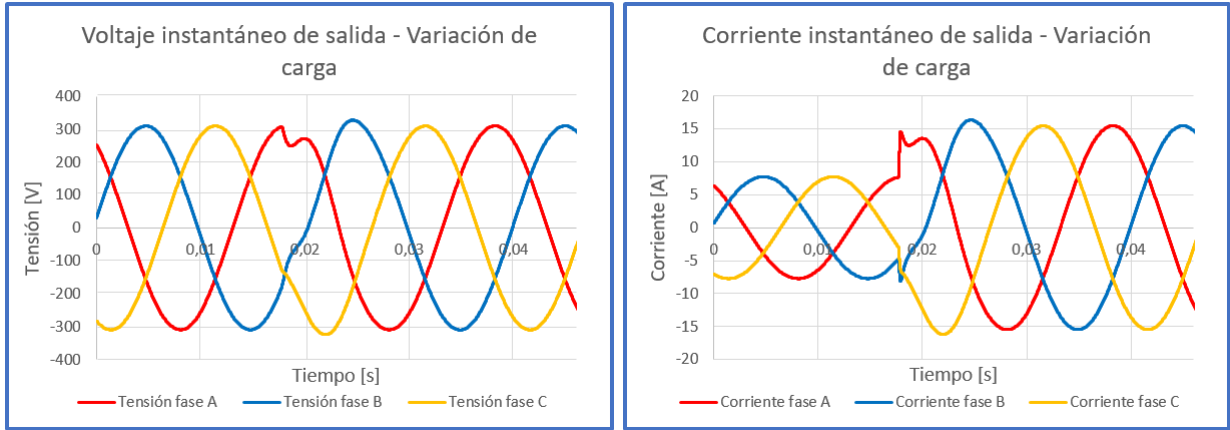


Figura 4.9: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor, bajo escalón de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

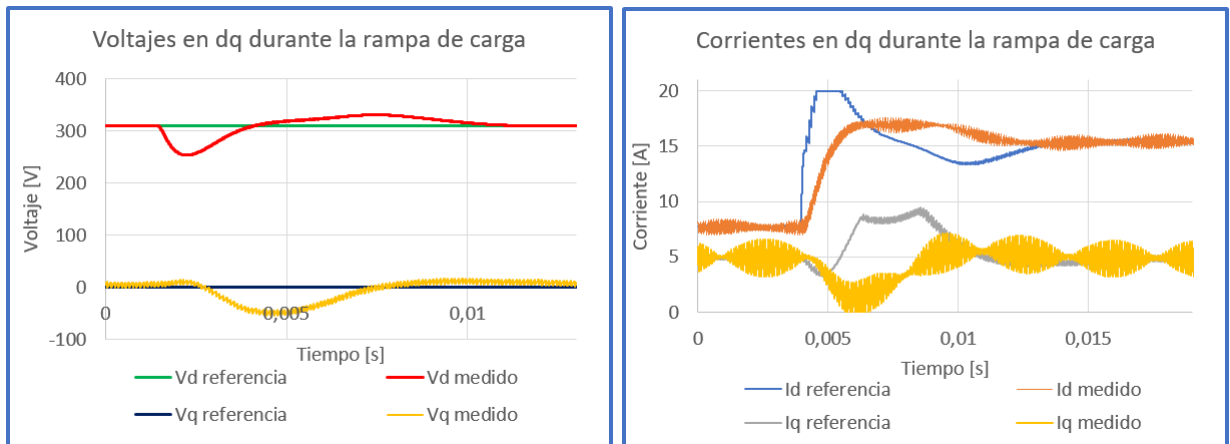


Figura 4.10: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador, bajo escalón de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

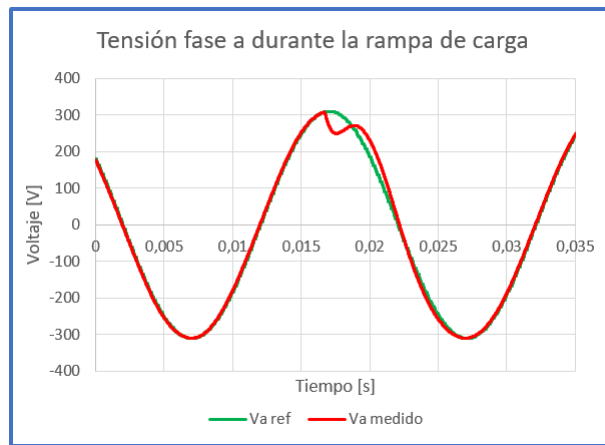


Figura 4.11: Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante el escalón de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

En la figura 4.9 se muestra el efecto del escalón de carga sobre la tensión y corriente por fase, el gráfico de la figura 4.11 muestra la dinámica que se genera al momento del escalón carga en la fase a, comparándolo con la tensión de referencia a sintetizar. La fluctuación ocurre principalmente en la fase a que es donde se realiza el cambio de carga, las otras fases de la tensión sufren una menor perturbación debido a la rapidez del sistema de control.

Los gráficos de la figura 4.10 se visualiza la dinámica de los controladores, donde la corriente y la tensión en los ejes dq demora medio ciclo (0,01 s) en volver a la operación estacionaria con error cero.

### Disminución de la carga:

Al igual que en el experimento anterior se disminuye la carga a la mitad, pasando de 2,4 kW por fase a 1,2 kW. El efecto del escalón en la micro red se muestra en las figuras 4.12, 4.13 y 4.14.

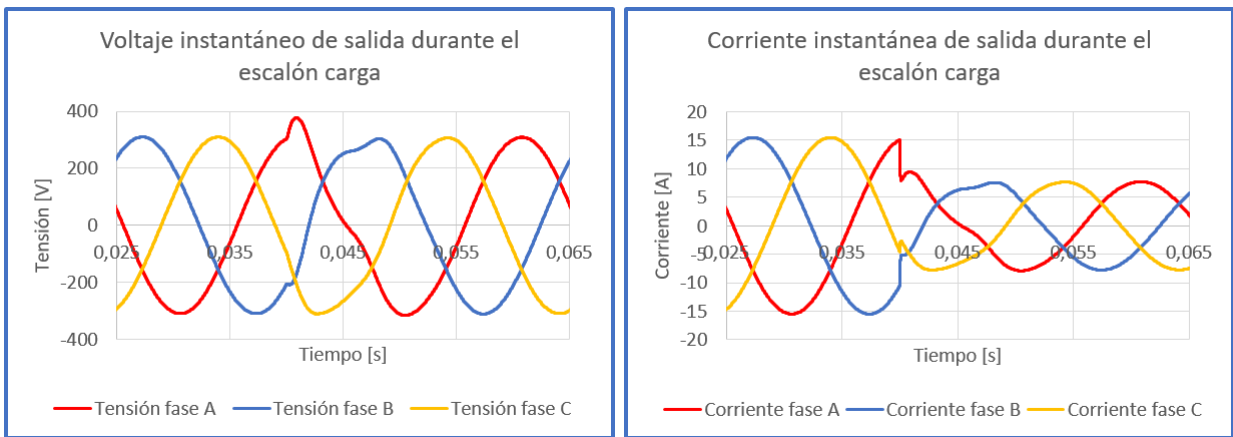


Figura 4.12: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor en la desconexión de la carga.

FUENTE: Elaboración propia.

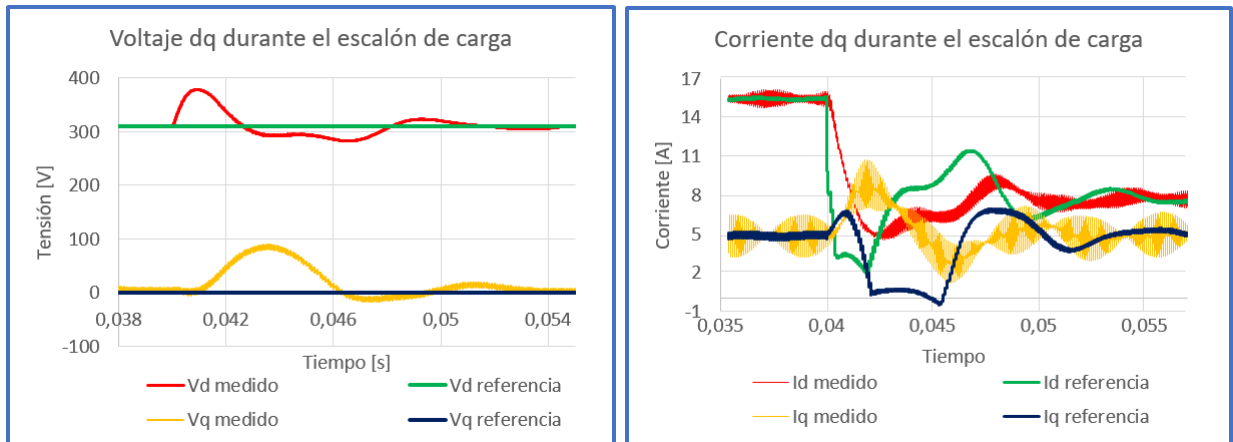


Figura 4.13: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante la desconexión de la carga.

FUENTE: Elaboración propia.

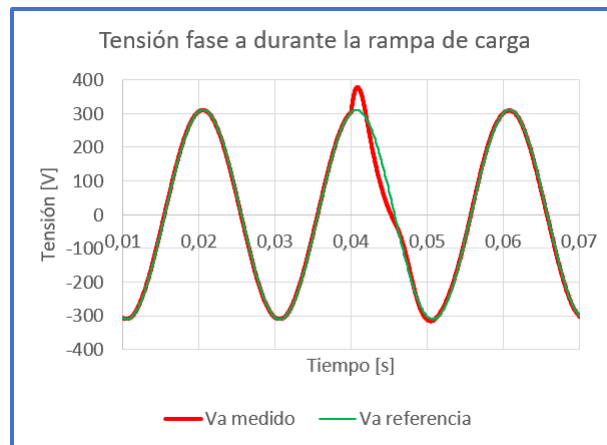


Figura 4.14: Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante la desconexión de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

En la figura 4.12 se muestra el efecto del escalón de carga sobre la tensión y corriente por fase, el gráfico de la figura 4.14 muestra la dinámica que se genera al momento del escalón de carga en la fase a, comparándolo con la tensión de referencia a sintetizar. Los gráficos de la figura 4.13 se visualiza la dinámica de los controladores, donde la corriente y la tensión en los ejes dq demora 0,016 [s] en volver a la operación estacionaria con error cero.

#### 4.2.6. Conexión con la red:

En esta simulación se estudian cinco escenarios, la operación del convertidor en el momento en que se conecta con la red, su operación en régimen permanente, compartir carga con a red, probar flujo bidireccional y finalmente aislarse de la red. El acoplamiento se realiza por un contactor como se muestra en la figura 4.1, además se coloca una inductancia en la red de un valor de 1,65 mH.

#### Acoplamiento a la red:

Se estudia la transición entre el modo *GRID-OFF* y *GRID-ON*. En primer lugar se mide, para cada fase, la diferencia de tensión entre el convertidor y la red en el punto del contactor de acoplamiento (PCC), obteniéndose por ejemplo la figura 4.15.

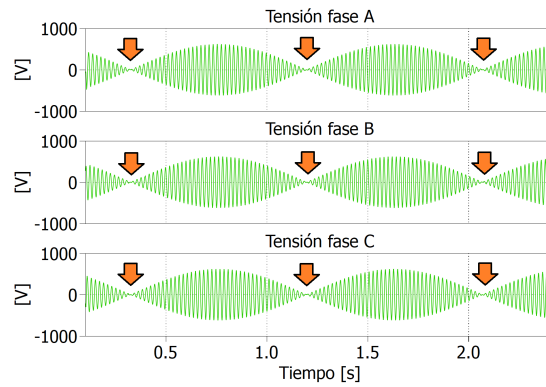


Figura 4.15: Diferencia de tensión en el PCC antes de la sincronización.

FUENTE: Elaboración propia.

Para lograr una sincronización adecuada, se debe procurar de cerrar el contactor de acoplamiento cuando la tensión entre convertidor y la red sea lo mas pequeña posible. En la figura 4.15 se muestran los instantes ideales con flechas de color naranja, en que se puede realizar una conexión adecuada.

En la figura 4.16 se muestra el efecto sobre la tensión y corriente trifásica, en la figura se muestra la operación del control durante la conexión de la red y en la figura 4.20 la operación del los esquemas de control de tensión y corriente.

En la figura 4.18 se muestra la inyección de la potencia de la red y el convertidor, se logra visualizar como el control *Droop* frente al acoplamiento con la red. Inicialmente el convertidor alimentaba una carga de 7,2 kW, al conectar la red los dos agentes comienzan a compartir la demanda según el diseño del control Droop, finalmente el convertidor opera a potencia de referencia (4 kW) mientras que el resto del consumo es abastecido por la red (3,2 kW). La figura 4.18 muestra además viaje de la frecuencia durante la transición, observar que al conectar la red la desviación de la frecuencia desaparece.

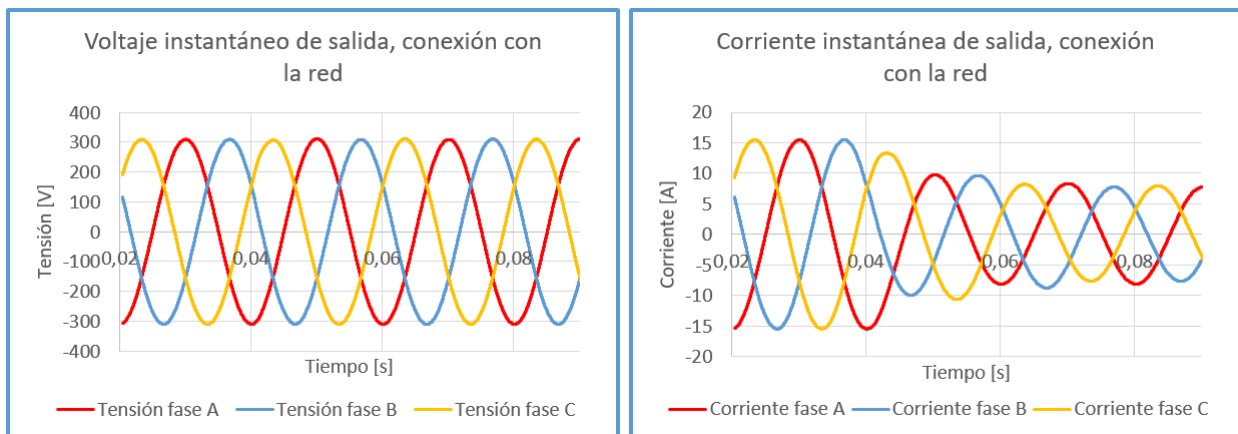


Figura 4.16: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante la sincronización con la red.

FUENTE: Elaboración propia.

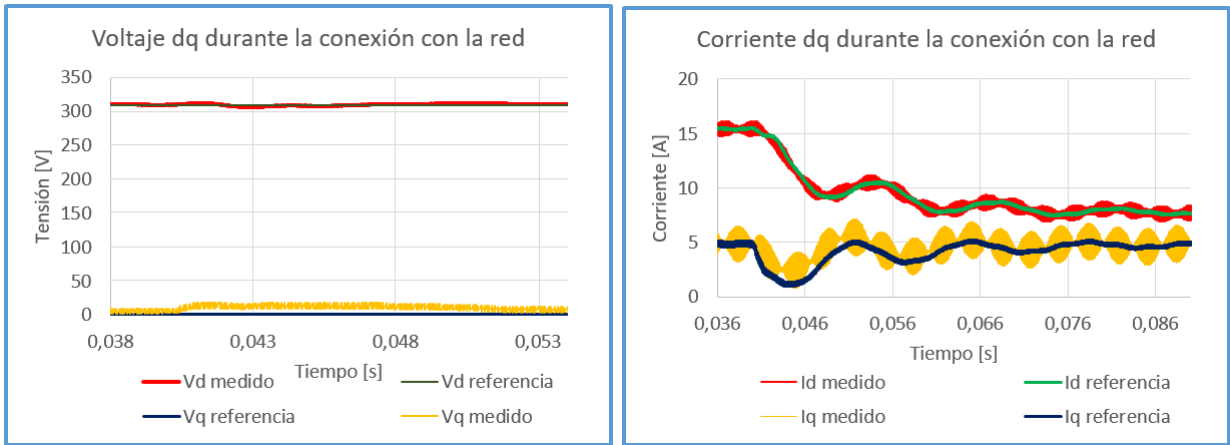


Figura 4.17: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante de la sincronización con la red.

FUENTE: Elaboración propia.

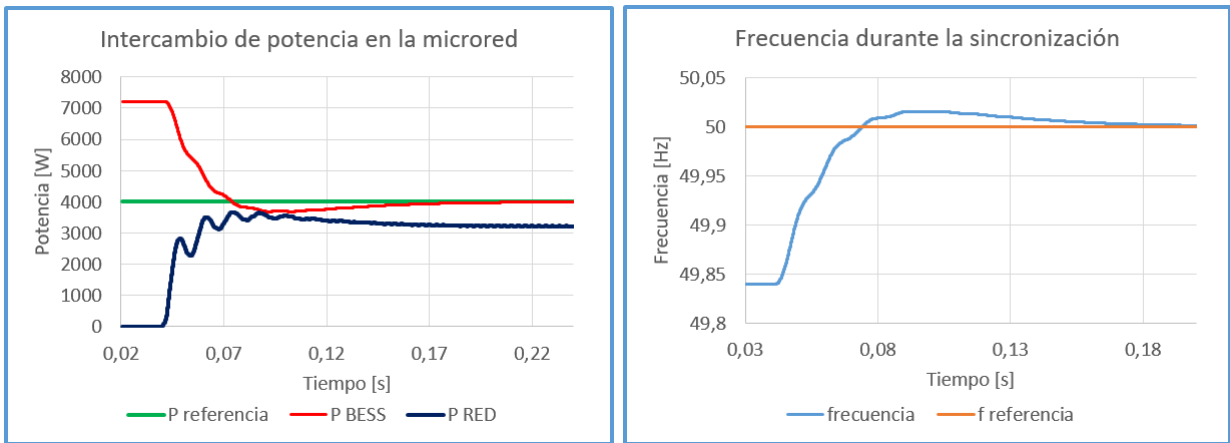


Figura 4.18: A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red. A la derecha la frecuencia durante la sincronización.

FUENTE: Elaboración propia.

### BESS cargando baterías:

En este modo de operación se cambia la referencia de potencia activa del sistema de control de 4 kW a -2 kW a modo de simular la carga de las baterías del BES. El objetivo de este experimento es validar la bi-direccionalidad del esquema de control. Los resultados se muestran en las figuras 4.19, 4.20 y 4.21



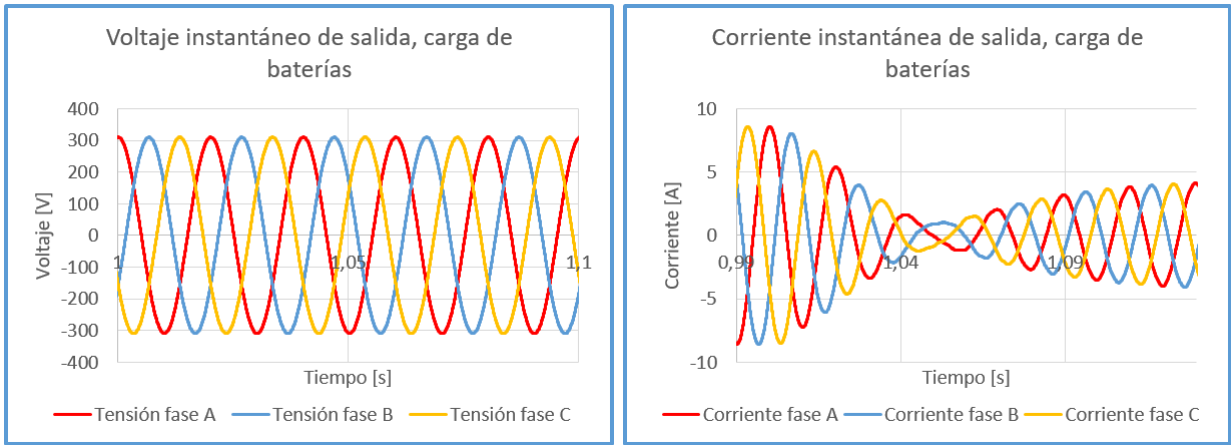


Figura 4.19: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor en la transición a la carga de baterías.

FUENTE: Elaboración propia.

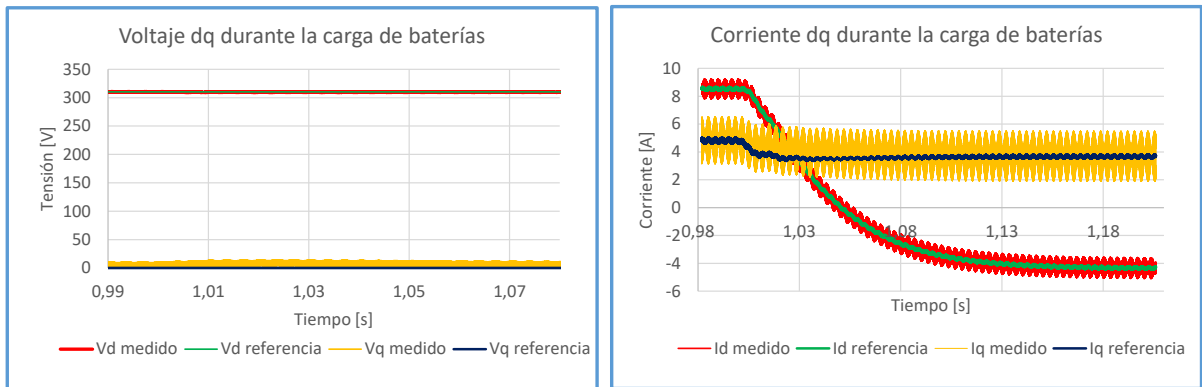


Figura 4.20: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador en la transición a la carga de baterías.

FUENTE: Elaboración propia.

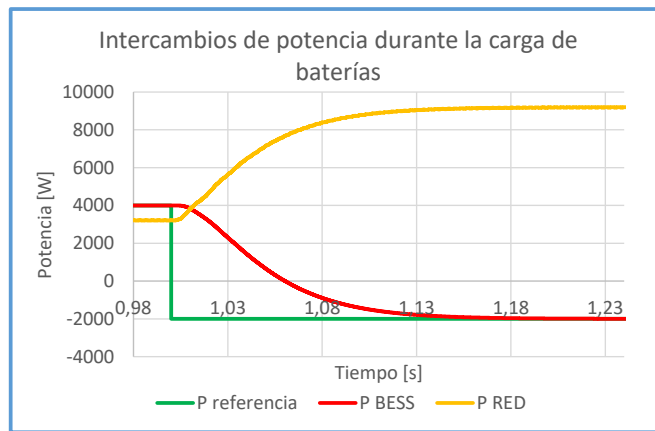


Figura 4.21: A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red, durante la transición a la carga de baterías.

FUENTE: Elaboración propia.

Se observa que el sistema de control demora 0,2 segundos en estabilizarse. La tensión prácticamente no sufre perturbación, el cambio de potencia activa de referencia, afecta principalmente a la corriente en eje directa, esto debido al sistema orientado que establece el acoplamiento P con Id.

A partir del gráfico 4.21, se observa como se sigue manteniendo la relación en la potencia activa en la micro red (por acción del control *Droop*). Al cambiar la referencia a -2kW, la red tiene que alimentar la carga que deja de alimentar el BESS y además suplir la carga del convertidor, por lo que la red termina alimentado un total de 9,2 kW.

### Desconexión de la red:

Se estudia si el sistema de control puede soportar una salida intempestiva de la red y que el BESS operando la micro red sin perder estabilidad. Para esto se coloca una referencia de 4kW, el resto de la carga es alimentada por la red. Luego se procede a abrir el contactor de acoplamiento entre la red y la micro red. Los resultados son mostrados en las figuras 4.22, 4.23 y 4.24.

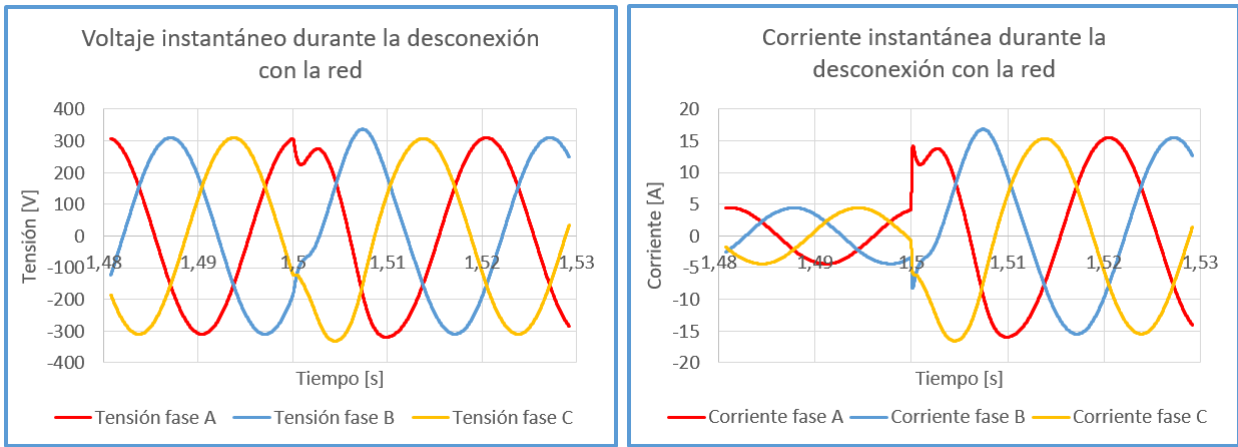


Figura 4.22: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante la desconexión con la red.

FUENTE: Elaboración propia.

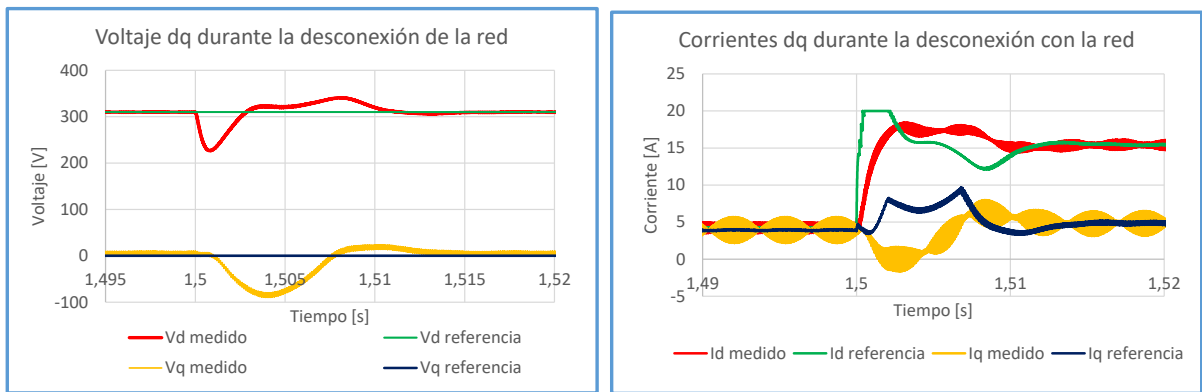


Figura 4.23: Tensión y corriente en ejes dq de las mediciones en el condensador durante la desconexión con la red.

FUENTE: Elaboración propia.

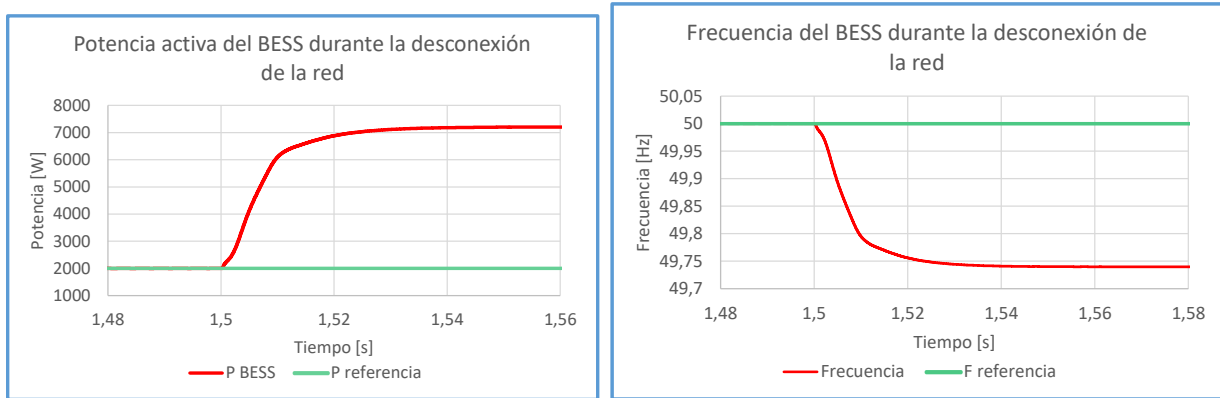


Figura 4.24: A la izquierda la potencia activa inyectada por el convertidor y la potencia activa aportada por la red durante la desconexión con la red.

FUENTE: Elaboración propia.

El sistema en 0,15 segundos transcurrida la desconexión, logra estabilizarse y operar en las condiciones de operación dadas. Al desconectar la potencia que debe aportar el convertidor aumenta, por lo que la frecuencia disminuye por efecto del control *Droop* como se ve en la figura 4.24.

# Capítulo 5

## Equipo Experimental

A continuación, se detalla el sistema experimental desarrollado en el Laboratorio de micro redes de la Universidad de Chile para la validación de las técnicas de control detalladas previamente en esta tesis. Se describe la topología de micro-red utilizada, explicando cada una de las unidades involucradas.

### 5.1. Topología del BESS

El convertidor que se utiliza en la presente tesis es la de un *Ciclador* diseñado por el centro de energía de la universidad de Chile, el cual tiene la capacidad de sincronizar su tensión a la de la red eléctrica, para luego cargar o descargar baterías. Por lo que, en términos de esquemas de control, tiene la característica de ser un *alimentador de red*.

La topología del convertidor puede ser dividida en dos etapas, una de control y otra de potencia, como se muestra en la figura 5.1.

Como se muestra en la figura 5.1 la unidad central del convertidor es el DSP, la cual se encarga de comandar los periféricos y realizar toda la lógica del control. La tarjeta DSP recibe las mediciones de los sensores de la etapa de potencia de manera digital, desde los Conversores Análogo Digital (ADC) y puede generar las señales PWM (Pulse Width Modulation) para encender y apagar los interruptores de potencia (IGBTs).

#### 5.1.1. Características del Hardware:

La etapa de potencia del conversor se compone principalmente de cuatro módulos IGBT modelo PM50RL1A120 conectados en paralelo a un banco de cuatro condensadores (paralelo de dos en serie) modelo LNU2G332MSEH de  $3300 \mu F$ .

El convertidor está diseñado para operar con tensión de 700 Vdc, inyectar o rectificar

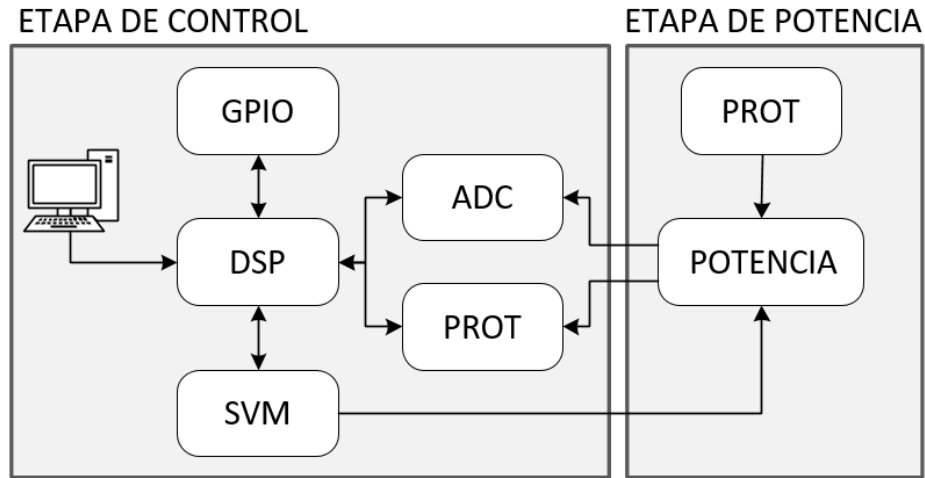


Figura 5.1: Topología del Ciclador en modo formador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

corrientes de 25A en el bus DC y donde la potencia nominal es de 10 kW.

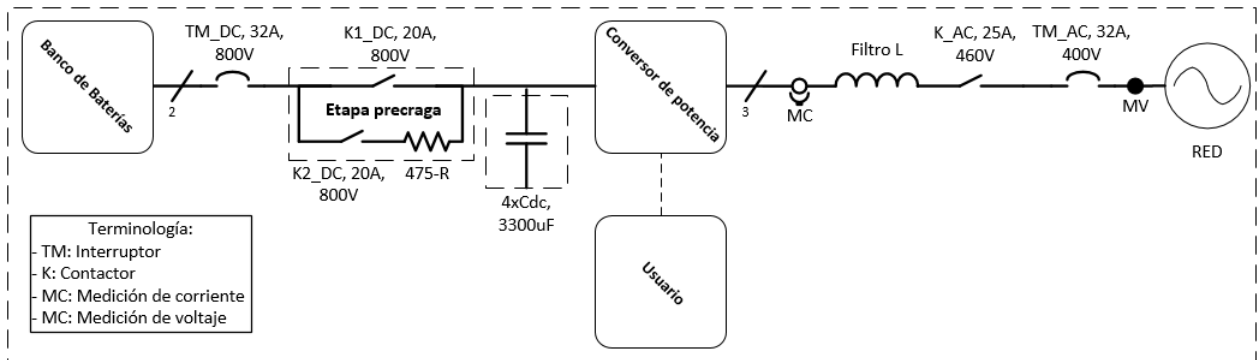


Figura 5.2: Topología previa del Ciclador, modo alimentador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

La topología del convertidor se muestra en la figura 5.2. En el lado DC convertidor está compuesto por un banco de baterías y una etapa de precarga, esta última se encarga de cargar el condensador a corrientes bajas evitando golpes fuertes de corrientes que puedan dañar elementos del circuito. El convertidor contiene protecciones contra corto circuitos en el lado continuo y alterno. La figura 5.4 muestra una fotografía del tablero y sus elementos.

Para poder operar el convertidor en modo *formador de red* se necesita un filtro LC en la salida del convertidor, para esto se agrega un banco de condensadores trifásico. La topología final del BESS se muestra en la figura 5.3.

En síntesis el BESS está compuesto principalmente por los siguientes elementos:

- Convertor de 4 piernas (se utilizan solo 3).
- Tarjetas transmisoras y receptoras de fibra óptica.

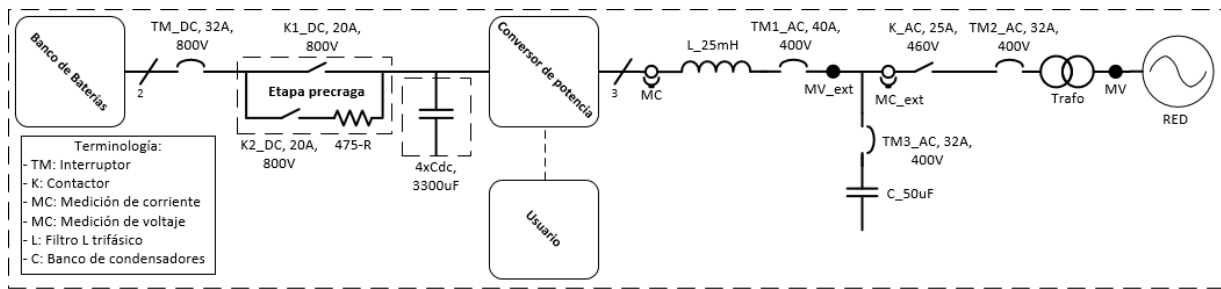


Figura 5.3: Topología del Cicladador en modo formador de red.

FUENTE: Elaboración propia.

- Filtro LC de salida.
- Tarjeta DSP F28335.
- Tarjeta de transductores de tensión y de corriente.
- 1 transformador Variac trifásico.
- Interruptores termomagnéticos de seguridad.
- Fuentes de tensión de  $\pm 15$  [V] y  $+5$  [V].
- Computador (Host PC).
- Sondas de tensión de medición diferencial.
- Contactores de mando y acoplamiento.
- Cargas resistivas.
- Carga trifásica.

La figura 5.5 muestra la placa del convertidor, las partes principales que la componen se enumeran a continuación.

1. Tarjeta DPS o unidad lógica central del convertidor.
2. Alimentación continua 12V.
3. Salidas para accionamiento de contactores de potencia.
4. Conector RS-232, comunicación con computador.
5. Entrada para medición externa.
6. Sensores de corriente del convertidor.
7. Sensores de tensión del convertidor.

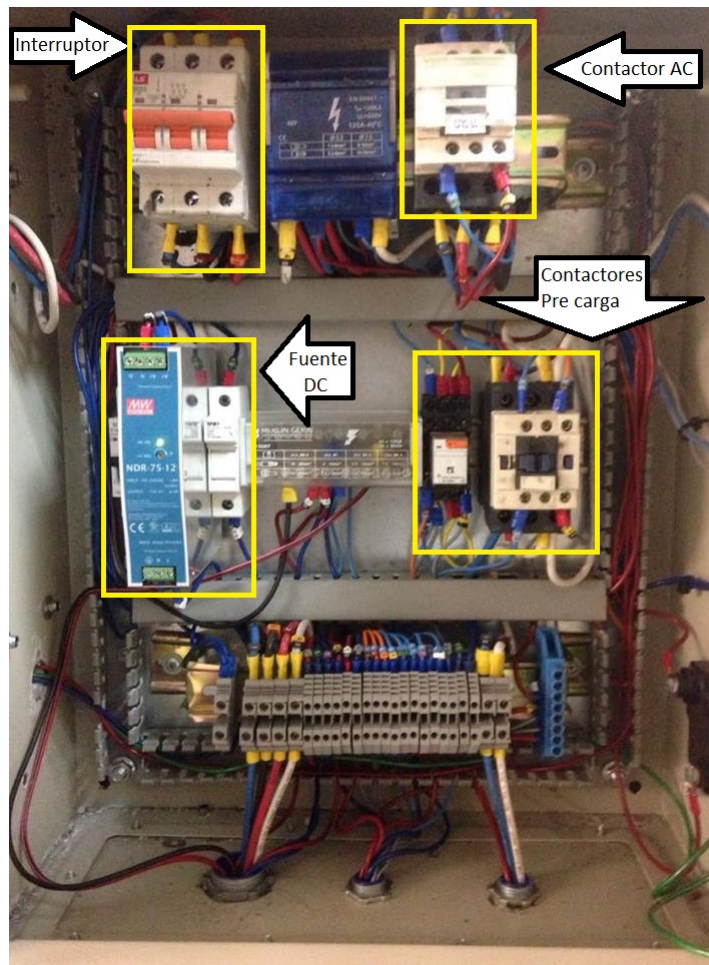


Figura 5.4: Tablero del *Ciclador*.

FUENTE: Elaboración propia.

8. Salida alterna del convertidor.
9. Conexión de los condensadores DC Link.
10. Entrada continua del inversor.

El equipo solo contiene un transductor de corriente y otro de tensión para cada fase, por lo que se necesitan transductores extra de corriente para poder efectuar el control *Grid Forming*. Para esto se utiliza una tarjeta de medición extra, diseñada por el Centro de Energía, que tiene la característica de ser compatible con las entradas del convertidor, la figura 5.6 muestra una foto de la placa de medición.

### 5.1.2. Diseño del filtro LC:

Se diseña una etapa de filtrado utilizando el filtro inductivo disponible de 2,5 mH. La metodología se detalla en el marco teórico en la sección 2.5.



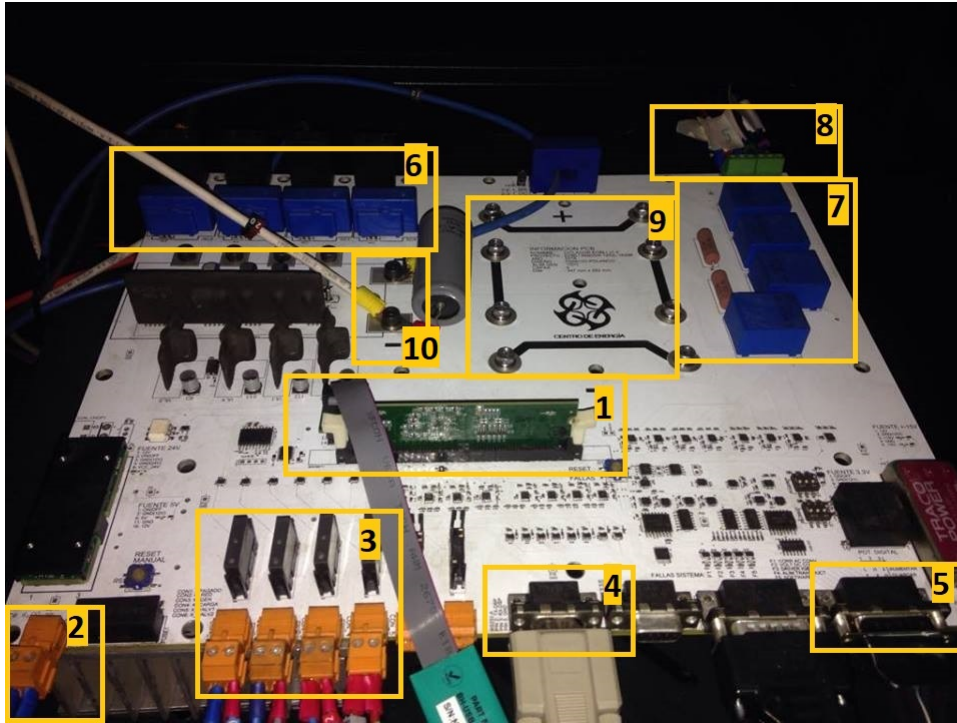


Figura 5.5: Placa del convertidor.

Utilizando la ecuación 2.13 se calcula la corriente rizado del filtro bajo condiciones nominales. Se utiliza como tensión DC de 460 V, ya que es la mínima tensión para obtener un voltaje de 220 V RMS en el lado AC. La frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) es de 10 kHz. Se obtiene lo que indica la ecuación 5.1

$$\Delta i_{hL} = \frac{1}{8} \frac{540V}{10kHz \cdot 2,5mH} = 2,7A \quad (5.1)$$

Luego la corriente nominal del inversor es de 20 A, por lo que la corriente de *ripple* corresponde al 13,5 % del nominal, cumpliendo la regla del 15-20 %. Se determina luego la capacitancia base de la siguiente manera.

$$Z_b = \frac{V_{b1\phi}}{P_{b1\phi}} = \frac{220V}{10kW/3} = 14,52\Omega \quad (5.2)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_b Z_b} = 658\mu F \quad (5.3)$$

Se selecciona un banco de condensadores de 50  $\mu F$  por fase (figura 5.7), que corresponde al 7% de la capacitancia base. Este valor supera levemente el límite recomendado en 2.5. La frecuencia de resonancia obtenida es de 450 Hz. Las características del banco de condensadores se muestran en la tabla 5.1.

Finalmente se puede utilizar un transformador a la salida del filtro LC, para completar el filtro LCL.

Tabla 5.1: Parámetros del banco de condensadores para el filtro pasivo del convertidor.

Parámetros del convertidor	Valor	Unidad
Voltaje máximo	400	V(RMS)
Potencia reactiva máxima	7,5	kVAr(50Hz)
Corriente máxima	10,8	A(RMS)
Capacitancia por fase	50	$\mu F$

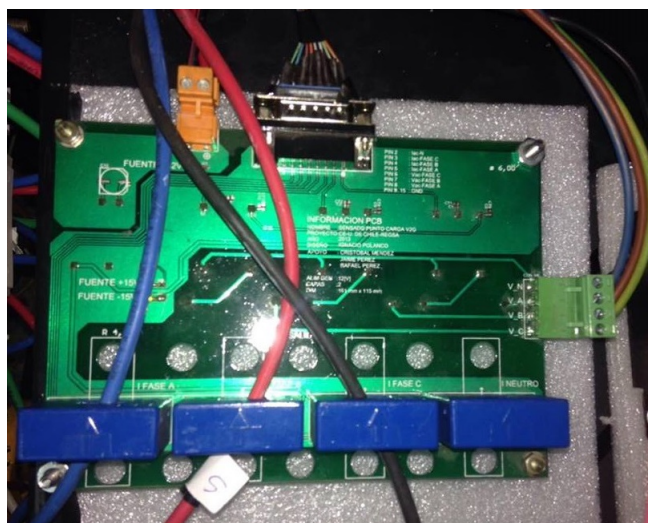


Figura 5.6: Placa de medición elaborada por el centro de energía.



Figura 5.7: Banco de condensadores utilizados como filtro capacitivo.

### 5.1.3. Software utilizado:

#### Code Composer Studio:

Este software es parte de un entorno de desarrollo para la programación de procesadores de *Texas instruments*, este es utilizado para programar y compilar códigos en la tarjeta DSP F28335. Además, se utiliza el conector J-TAG compatible con *Code Composer Studio* permite depurar (*debugging*) los programas y revisar o manipular registros y variables.

#### Matlab

MATLAB (abreviatura de *MATrix LABoratory*) es una herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con otros dispositivos hardware. Este Software es utilizado como interfaz de comunicación entre un computador y la tarjeta DSP del convertidor, a partir de Matlab es posible maniobrar el sistema, cambiar variables y descargar datos.

Se desarrolla una interfaz de usuario sencilla utilizando Matlab, donde se pueden manipular las operaciones básicas y variables principales de control del convertidor. En la figura 5.8 se muestra la interfaz de usuario desarrollada.

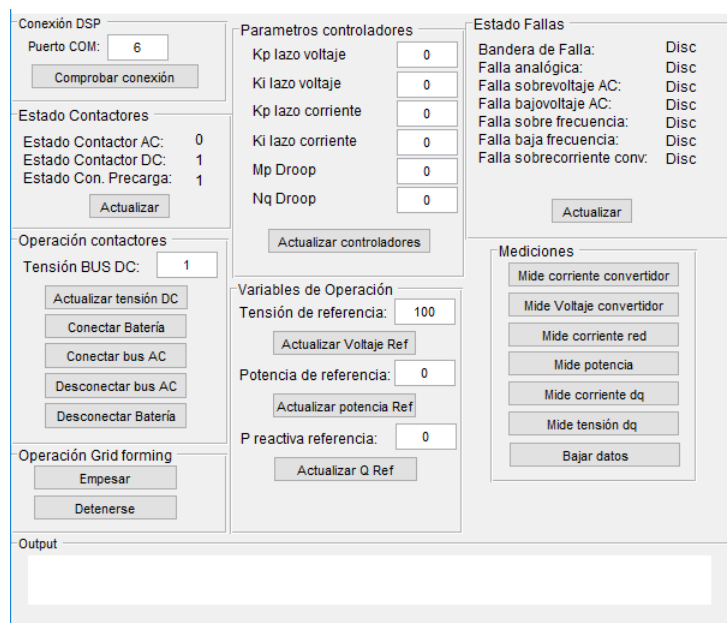


Figura 5.8: Interfaz desarrollada para el control del convertidor.

Desde la interfaz se pueden manipular las variables de referencia y las ganancias de los sistemas de control, manipular contactores, empezar o detener la operación del convertidor,

comprobar estados de falla y realizar mediciones o descargar mediciones.

## 5.2. Software implementado en la DSP

La primera rutina que realiza el convertidor es la de inicializar y declarar variables, funciones, configurar periféricos y las respectivas interrupciones, como se muestra en el diagrama de la figura 5.9. Esto se ejecuta una única vez cuando la unidad central se energiza. Luego de esto es control queda esperando que se ejecuten las interrupciones ya sea de tiempo, de falla o de parte de la comunicación serial, como se muestra en la figura 5.10.



Figura 5.9: Diagrama de flujo de la rutina principal del DSP.

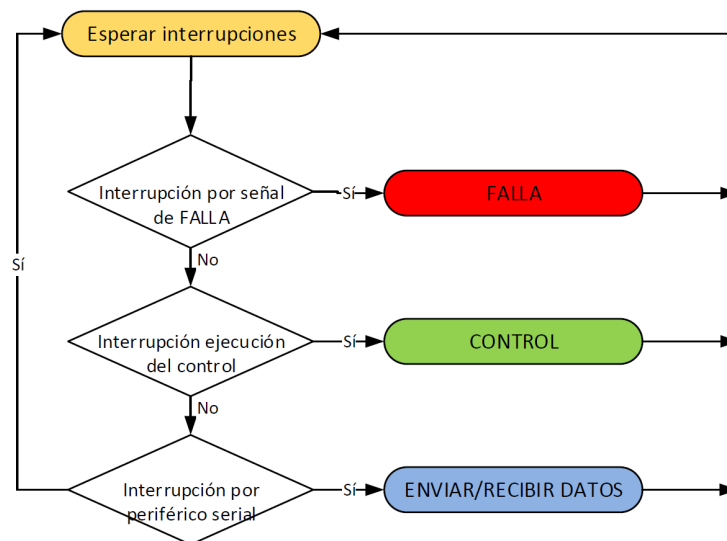


Figura 5.10: Diagrama de flujo rutina de esperar interrupciones.

En caso de levantada una falla el sistema bloquea las señales a los interruptores de potencia y desconecta los contactores del inversor. Cada 100 ms se ejecuta la interrupción de control, la rutina es mostrada en la figura 5.11, esta rutina se encarga de verificar la correcta operación del convertidor, leer los periféricos de medida, maniobrar contactores y ejecutar el sistema de control.

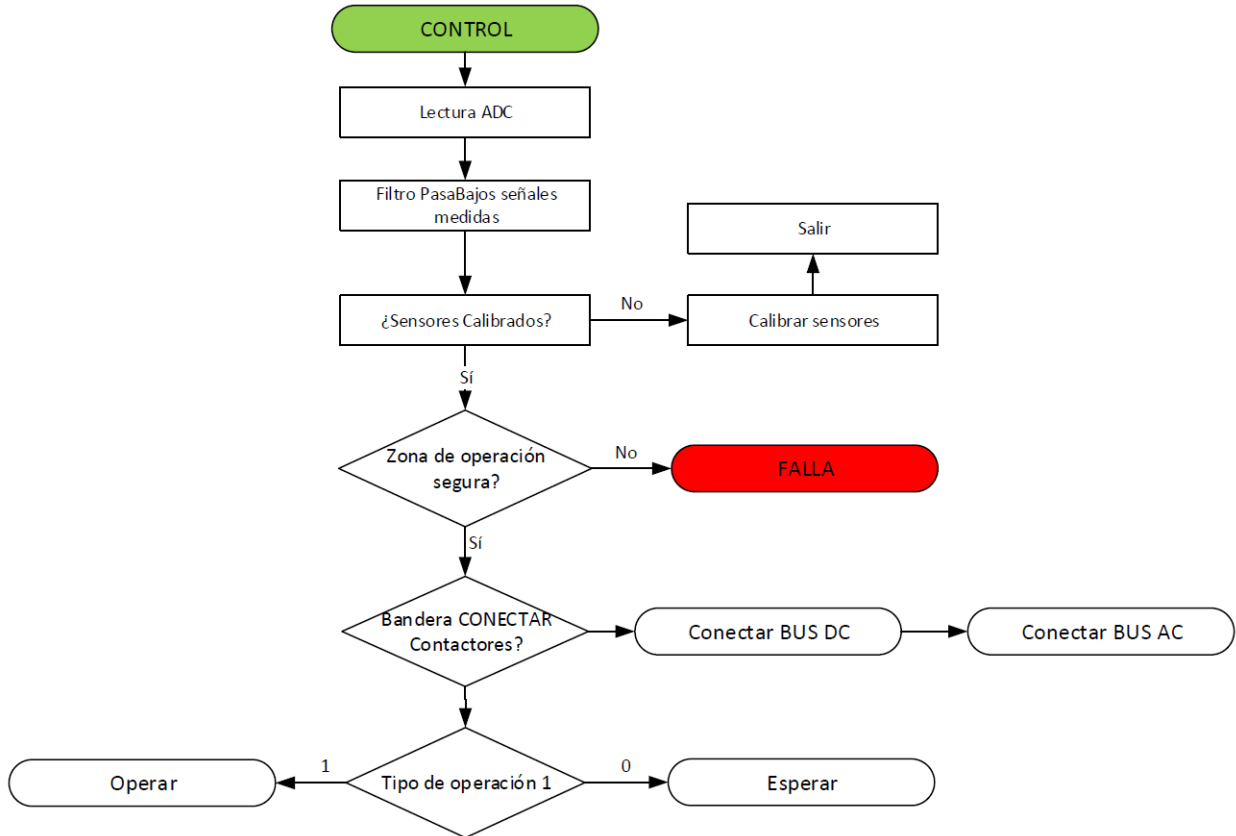


Figura 5.11: Diagrama de flujo rutina interrupción control.

Luego la rutina se divide en dos bloques: ruta de espera y rutina de operación. La rutina de espera se encarga de reiniciar todas la variables de control. La rutina de operación se encarga de ejecutar el control diseñado y guardar datos si se requiere, es esquema es mostrado en la figura 5.12.

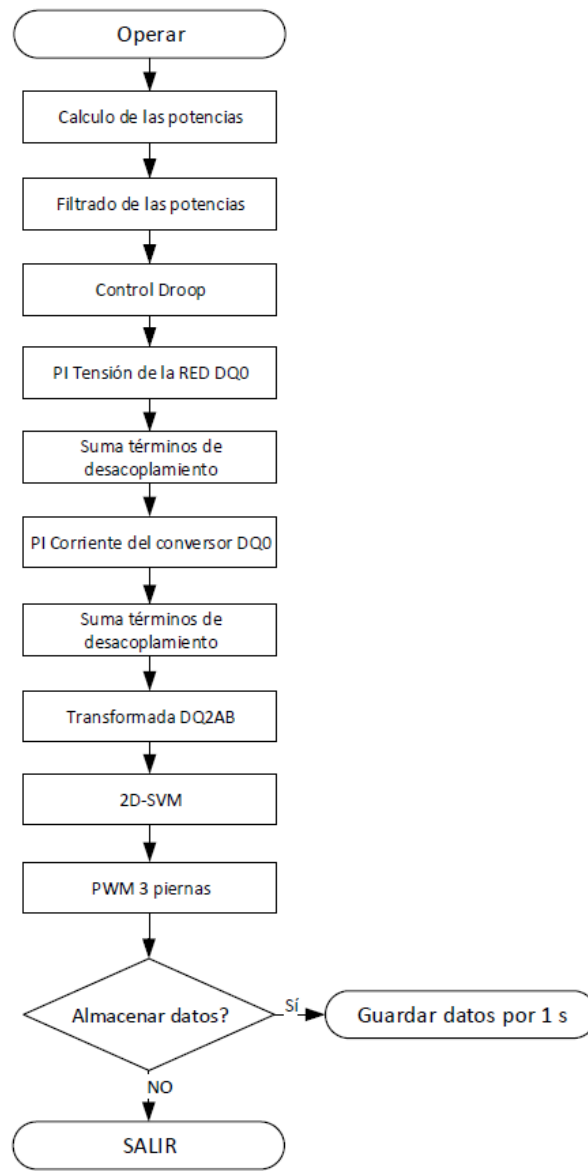


Figura 5.12: Diagrama flujo rutina operación del control.

## 5.3. Micro red experimental

Para la validación experimental se utilizan diferentes equipos y dispositivos como carga, sensores, transformadores, etc. Los cuales se detallarán a continuación.

### 5.3.1. Sensores:

Se utiliza un Analizador de calidad de potencia modelo Hioki 3196 (figura 5.13), el cual tiene la capacidad de medir la tensión y corriente instantánea, determinar la distorsión armónica, calcular la potencia y almacenar datos. Se utiliza también un multímetro marca *FLUKE* y modelo T5-1000 para verificar mediciones de tensión y corriente en las distintas partes del convertidor (figura 5.14).



Figura 5.13: Analizador de calidad de potencia Hioki 3196.



Figura 5.14: Multímetro FLUKE T5-1000.

### 5.3.2. Cargas:

Para las pruebas experimentales del convertidor se utilizan dos tipos de consumos trifásicos mostrados en la figura 5.15. Las características de cada uno se detallan a continuación.

1. Carga trifásica modelo CT-4/V de *Elettronica Veneta*, con capacidad de 4000 VA, tensión nominal de 380 V y 50 Hz. Esta carga tiene la capacidad de ajustar sus consumos de potencia activa y/o reactiva.

2. Set de ampolletas, son tres arreglos de ampolletas del laboratorio de redes inteligentes.



Figura 5.15: Arreglos de ampolletas utilizados como carga resistiva.

### 5.3.3. Fuente tensión lado DC:

Para poder sintetizar una tensión en el lado DC lo suficiente para poder tener un buen nivel de tensión en el lado AC, se utiliza un auto transformador (figura 5.17), un transformador monofásico (figura 5.16) y luego un rectificador monofásico. Esto es para amplificar la tensión de la red y luego rectificarla.



Figura 5.16: Transformador monofásico razón 2:1.

El rectificador (figura 5.18) es del tipo puente de diodo y con condensadores en paralelo con el puente. Los condensadores están en serie con una capacidad de  $3300 \mu F$  y soportan 350 V cada uno. Las características de los transformadores se detallan en la tabla 5.2.





Figura 5.17: Auto-transformador.

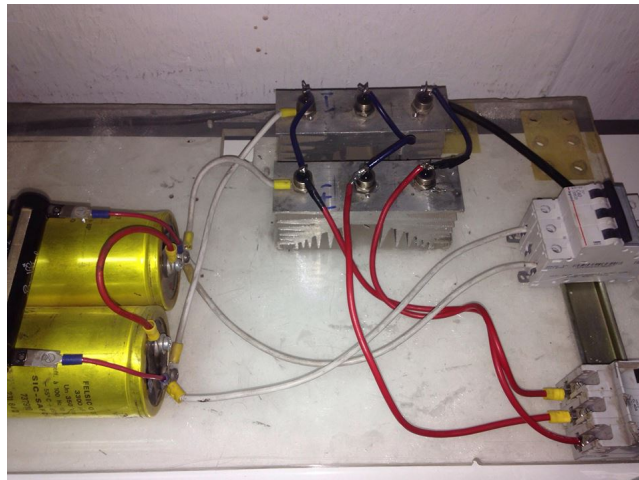


Figura 5.18: Rectificador monofásico.

Tabla 5.2: Características de los transformadores.

Parámetros	Transformador	Váriac
Marca	CARR Y CIA	YAMABISHI
Modelo	6259	260-15
Voltaje primario	2X110 V	230 V
Voltaje secundario	2X220 V	260 V
Corriente primario	2X22,7 A	15,0 A
Corriente secundario	2X11,3 A	13,3 A

# Capítulo 6

## Validación de las mediciones del convertidor

Para validar las mediciones que realiza el DSP y la placa de medición. Se realizan pruebas a distintos niveles de tensión y distintas cargas al sistema. Los resultados se muestran en la siguientes tablas 6.1, 6.2, 6.3, 6.4 y 6.5. Los valores de la tensión y corriente se determinan por valores RMS, las mediciones se realizan durante 1 segundo y se determina el promedio de las mediciones durante es tiempo. La ecuación para el cálculo del error se muestra en 6.1.

$$error = \frac{Hioki_{med} - CONV_{med}}{Hioki_{med}} \cdot 100\% \quad (6.1)$$

Tabla 6.1: Prueba de mediciones para una tensión de referencia de  $100 V_{peak}$ .

Parametro	Hioki	Convertidor	Error
Potencia activa [W]	360,0	366,5	-1,8 %
Potencia reactiva [Var]	45,0	33,0	26,7 %
Voltaje fase a [V]	73,4	78,1	-6,4 %
Voltaje fase b [V]	71,0	77,5	-9,2 %
Voltaje fase c [V]	71,0	77,8	-9,6 %
Corriente fase a [A]	1,7	1,8	-3,2 %
Corriente fase b [A]	1,7	1,7	-1,5 %
Corriente fase c [A]	1,7	1,8	-6,5 %

Tabla 6.2: Prueba de mediciones para una tensión de referencia de  $150 V_{peak}$ .

Parametro	Hioki	Convertidor	Error
Potencia activa [W]	790,0	789,2	0,1 %
Potencia reactiva [Var]	80,0	67,1	16,2 %
Voltaje fase a [V]	107,0	109,0	-1,8 %
Voltaje fase b [V]	105,0	106,8	-1,7 %
Voltaje fase c [V]	106,0	108,8	-2,6 %
Corriente fase a [A]	2,5	2,5	1,0 %
Corriente fase b [A]	2,5	2,5	1,0 %
Corriente fase c [A]	2,5	2,5	-1,8 %

Tabla 6.3: Prueba de mediciones para una tensión de referencia de  $180 V_{peak}$ .

Parametro	Hioki	Convertidor	Error
Potencia activa [W]	1.140,0	1.135,9	0,4 %
Potencia reactiva [Var]	100,0	88,9	11,1 %
Voltaje fase a [V]	128,0	131,1	-2,4 %
Voltaje fase b [V]	127,0	127,5	-0,4 %
Voltaje fase c [V]	127,0	130,4	-2,7 %
Corriente fase a [A]	3,0	3,0	-1,4 %
Corriente fase b [A]	3,0	3,0	-1,4 %
Corriente fase c [A]	3,0	3,1	-3,7 %

Tabla 6.4: Prueba de mediciones para una tensión de referencia de  $200 V_{peak}$ .

Parametro	Hioki	Convertidor	Error
Potencia activa [W]	1.400,0	1.405,2	-0,4 %
Potencia reactiva [Var]	120,0	116,8	2,7 %
Voltaje fase a [V]	142,0	144,3	-1,6 %
Voltaje fase b [V]	140,0	141,1	-0,8 %
Voltaje fase c [V]	140,0	143,7	-2,6 %
Corriente fase a [A]	3,3	3,3	-0,7 %
Corriente fase b [A]	3,4	3,4	0,2 %
Corriente fase c [A]	3,3	3,4	-2,9 %

Tabla 6.5: Prueba de mediciones para una tensión de referencia de  $240 V_{peak}$ .

Parametro	Hioki	Convertidor	Error
Potencia activa [W]	1.530,0	1.521,5	0,6 %
Potencia reactiva [Var]	170,0	165,9	2,4 %
Voltaje fase a [V]	170,0	174,6	-2,7 %
Voltaje fase b [V]	169,0	170,8	-1,1 %
Voltaje fase c [V]	170,0	175,3	-3,1 %
Corriente fase a [A]	3,0	3,3	-8,4 %
Corriente fase b [A]	3,1	3,1	-0,4 %
Corriente fase c [A]	3,0	3,2	-6,1 %

Tabla 6.6: Resumen del error en las mediciones.

Prueba	Voltaje	Corriente	P	Q
Prueba 1	-8,4 %	-3,7 %	-1,8 %	26,7 %
Prueba 2	-2,0 %	0,1 %	0,1 %	16,2 %
Prueba 3	-1,8 %	-2,1 %	0,4 %	11,1 %
Prueba 4	-1,7 %	-1,1 %	-0,4 %	2,7 %
Prueba 5	-2,3 %	-5,0 %	0,6 %	2,4 %
Promedio	-3,2 %	-2,4 %	-0,2 %	11,8 %

En la tabla 6.6 se muestra el resumen de las pruebas realizadas. Se determina el error promedio, siendo menos del 5 % en todas las pruebas excepto en la potencia reactiva, en donde el error promedio alcanza un 11 %.

Las formas de las ondas de corriente y tensión medidas por el Hioki y la DSP son muy similares, pero el Hioki es más preciso en lo que respecta a ver los detalles de la forma de onda. El DSP está programado para almacenar las mediciones de los sensores cada 1,5 ms, es por esto que se pierde información respecto a las componentes de frecuencia superiores a 300 Hz. Aún así para efectos de visualizar como se comporta la componente fundamental de la tensión y corriente frente a las perturbaciones que se realizarán, las mediciones del DSP son suficientes.

# Capítulo 7

## Resultados experimentales del BESS

A continuación, se presentan los resultados experimentales de las pruebas realizadas en el *Ciclador*. Se replicaron algunas de las pruebas efectuadas en la simulación, con la finalidad de comprobar el funcionamiento de los controladores diseñados al aplicarlos en el sistema de estudio.

Para el convertidor se utiliza un rectificador monofásico como fuente DC. Al no disponer de baterías para realizar los experimentos, se utiliza el rectificador que simula la tensión dada por las baterías. El voltaje máximo que se puede sintetizar del rectificador es de  $700 V_{DC}$ . Los parámetros son detallados en la tabla 7.1.

Tabla 7.1: Parámetros de operación del BESS.

Parámetros del convertidor	Valor	Unidad
Frecuencia de switching	10	kHz
Tensión DC	700	V
Tensión máxima bus AC	240	V(RMS)
Corriente máxima bus AC	16.6	A(RMS)
Tensión de referencia	160	V(pico)
Tensión fase neutro sintetizada	113	V(RMS)
Carga trifásica	4	kVA

### 7.1. Operación del sistema en régimen permanente bajo carga resistiva

Se lleva el sistema a operar con la carga trifásica a máxima carga resistiva, se miden la corriente y tensión monofásica de salida del convertidor después de la etapa de filtro con el Analizador de potencia *Hioki*. Las mediciones del *Hioki* son presentadas en la figura 7.1, la distorsión armónica medida es mostrada en las tablas 7.2 y 7.3.

Tabla 7.2: Distorsión armónica de la tensión medido con el Hioki para carga resistiva.

Orden	[%]	Orden	[%]	Orden	[%]
1	100,00 %	18	0,08 %	35	0,03 %
2	1,55 %	19	0,19 %	36	0,02 %
3	0,71 %	20	0,14 %	37	0,06 %
4	1,27 %	21	0,30 %	38	0,02 %
5	2,90 %	22	0,07 %	39	0,06 %
6	0,18 %	23	0,03 %	40	0,02 %
7	0,84 %	24	0,05 %	41	0,02 %
8	0,24 %	25	0,12 %	42	0,02 %
9	1,00 %	26	0,03 %	43	0,04 %
10	0,11 %	27	0,12 %	44	0,02 %
11	0,73 %	28	0,03 %	45	0,03 %
12	0,14 %	29	0,03 %	46	0,03 %
13	0,66 %	30	0,03 %	47	0,03 %
14	0,08 %	31	0,07 %	48	0,03 %
15	0,43 %	32	0,03 %	49	0,03 %
16	0,27 %	33	0,09 %	50	0,02 %
17	0,21 %	34	0,02 %	<b>THD</b>	<b>4,03 %</b>

Tabla 7.3: Distorsión armónica de la corriente medida con el Hioki para carga resistiva.

Orden	[%]	Orden	[%]	Orden	[%]
1	100,00 %	18	0,04 %	35	0,00 %
2	2,64 %	19	0,04 %	36	0,04 %
3	0,21 %	20	0,00 %	37	0,04 %
4	0,75 %	21	0,00 %	38	0,04 %
5	1,82 %	22	0,00 %	39	0,04 %
6	0,50 %	23	0,00 %	40	0,00 %
7	0,50 %	24	0,04 %	41	0,04 %
8	0,29 %	25	0,04 %	42	0,04 %
9	0,14 %	26	0,00 %	43	0,00 %
10	0,07 %	27	0,00 %	44	0,04 %
11	0,11 %	28	0,00 %	45	0,00 %
12	0,07 %	29	0,04 %	46	0,00 %
13	0,07 %	30	0,00 %	47	0,00 %
14	0,04 %	31	0,00 %	48	0,00 %
15	0,04 %	32	0,00 %	49	0,04 %
16	0,04 %	33	0,00 %	50	0,00 %
17	0,04 %	34	0,04 %	<b>THD</b>	<b>3,41 %</b>

A partir de las tablas anteriores, se observa que los armónicos mas importantes son los de segundo y quinto orden. El armónico de quinto es característico en los convertidores de potencia como se menciona en el capítulo 2, esta componente de frecuencia no alcanza a ser atenuada lo suficiente por el filtro LC de salida del convertidor. Para el caso de la componente

de segundo armónico, esta se debe a los desequilibrios que tiene la carga como se visualiza en la medición de la potencia en la figura 7.3, donde aparece este segundo armónico en la medición de las potencias.

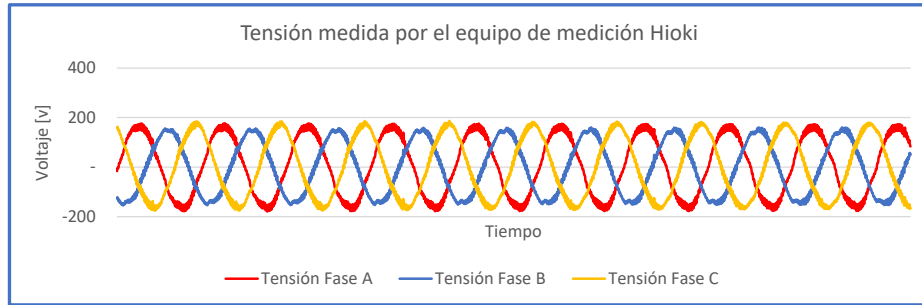


Figura 7.1: Tensión fase neutro medido por el Hioki durante la operación en régimen permanente.

FUENTE: Elaboración propia.

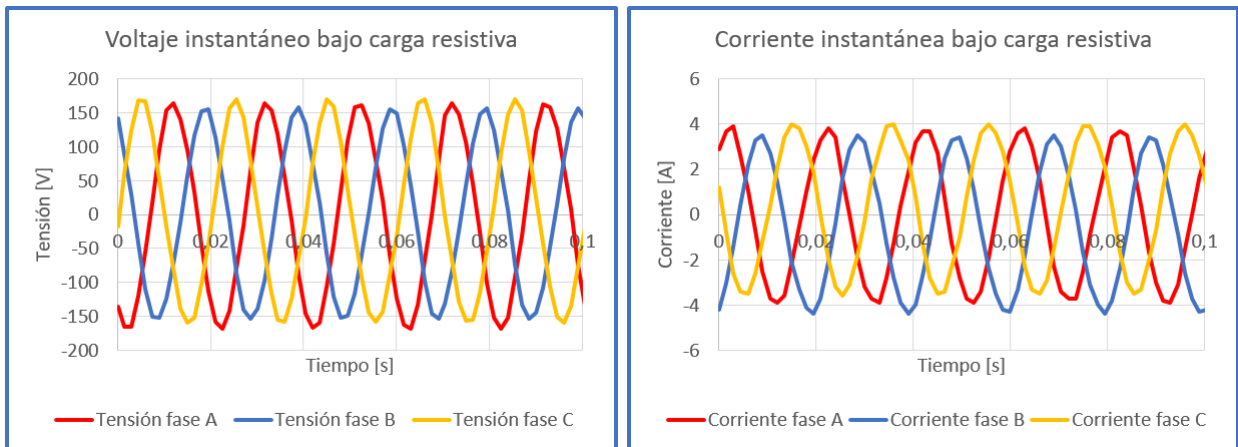


Figura 7.2: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga resistiva medido con los sensores del inversor.

FUENTE: Elaboración propia.

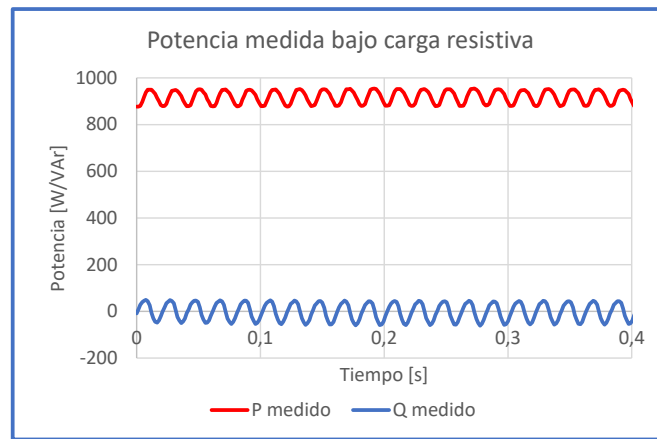


Figura 7.3: Potencia activa y reactiva del convertidor bajo carga resistiva medido con los sensores del inversor.

FUENTE: Elaboración propia.

## 7.2. Operación del sistema en régimen permanente bajo carga inductiva

Se opera el convertidor con factor de potencia 0,89 inductivo. La carga consume 730 W en potencia activa y 377 en potencia reactiva. Los mediciones de tensiones y corrientes por fase fueron medidos por el Analizador *Hioki* y son mostrados en la figura 7.4. Los voltajes y corrientes que operan en los controladores también son almacenados en el convertidor y luego descargados, la imagen 7.5 muestra los valores de referencia de los controladores y sus mediciones. Finalmente la figura 7.6 muestra los resultado de la etapa de cálculo de la potencia del inversor.

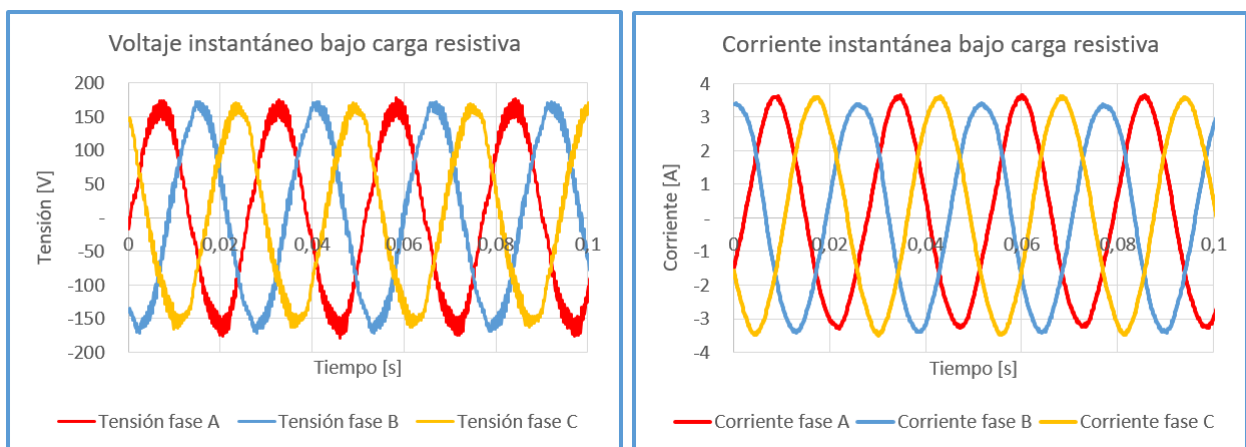


Figura 7.4: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga inductiva medido con Hioki.

FUENTE: Elaboración propia.



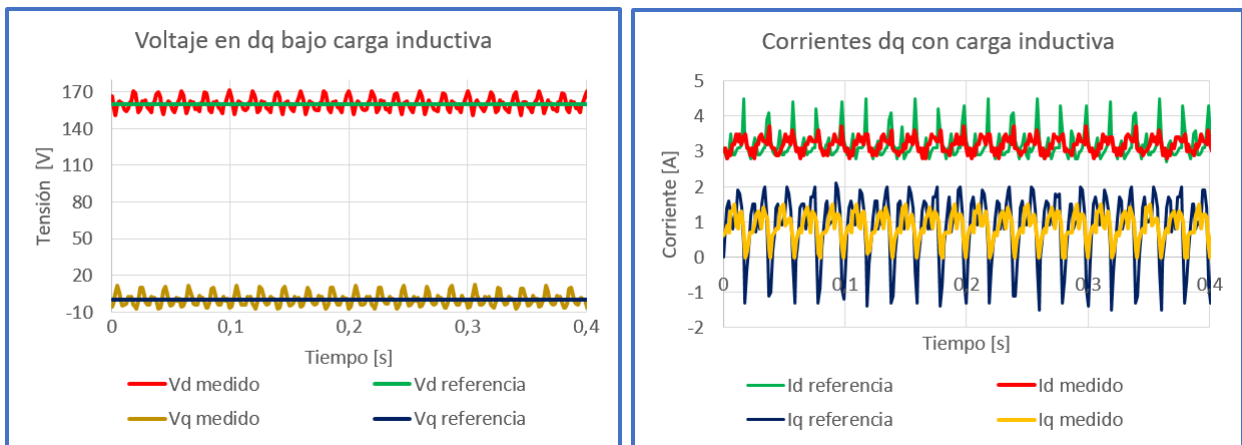


Figura 7.5: Tensión y corriente en ejes dq bajo carga inductiva.

FUENTE: Elaboración propia.

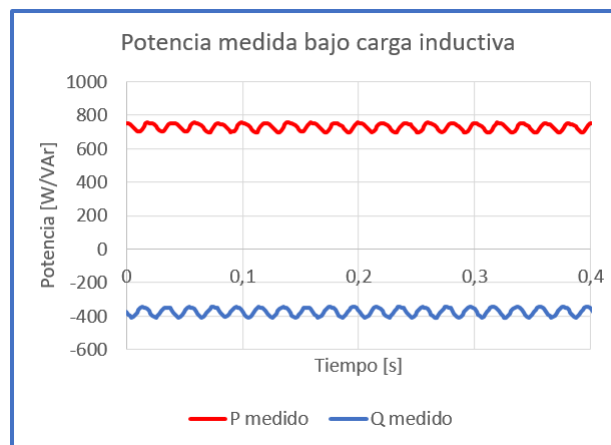


Figura 7.6: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor bajo carga inductiva medido con los sensores del inversor.

FUENTE: Elaboración propia.

### 7.3. Impacto frente a variación carga

En esta sección se estudia la dinámica del cambio de carga en el convertidor, para esto se utiliza una carga extra trifásica compuesto por ampolletas. Se realizan dos pruebas: la primera se eleva intempestivamente la carga y la segunda se reduce (al igual que en las simulaciones). A continuación se muestran los resultados de la micro red experimental.

### 7.3.1. Aumento de la carga

En esta prueba se conecta carga extra (Set de ampollitas) de manera intempestiva en las tres fases. Inicialmente se opera el convertidor con una carga de 750 W, luego se aumenta la carga a 2.000 W, aumentado a en un 250 % la carga inicial. La figura 7.7 muestra la potencia calculada por el sistema de control del convertidor, la cual coincide con mediciones con el voltímetro.

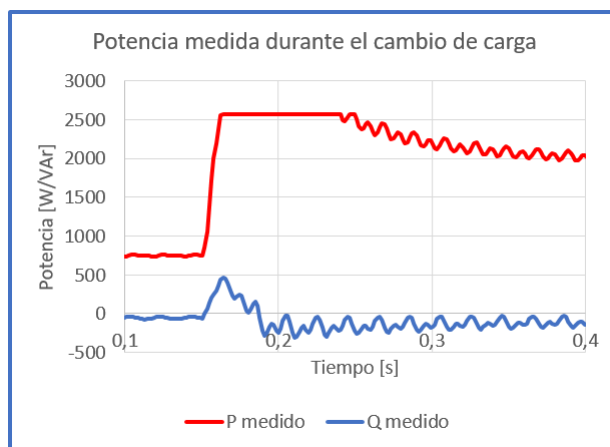


Figura 7.7: Potencia activa y reactiva durante la transición del cambio de carga, determinado por el convertidor.

FUENTE: Elaboración propia.

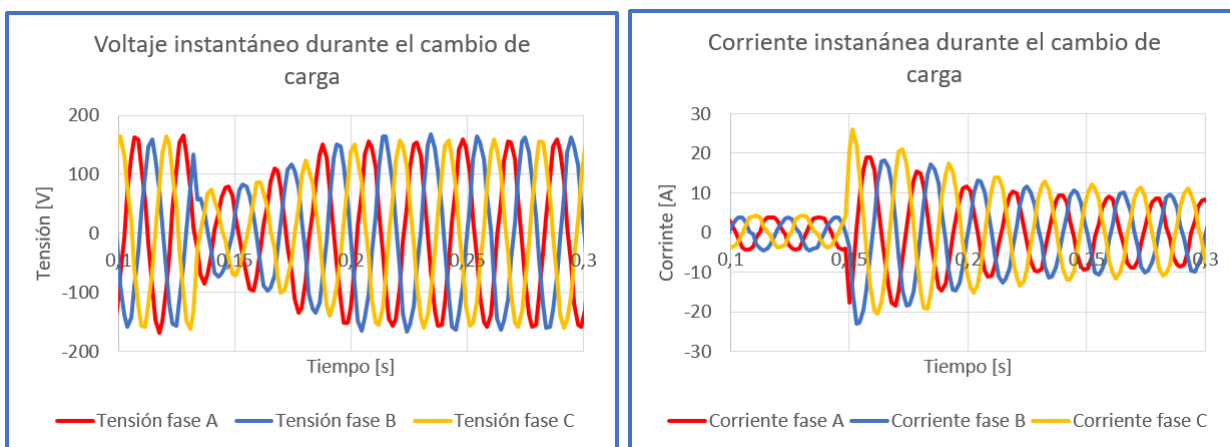


Figura 7.8: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante el cambio de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

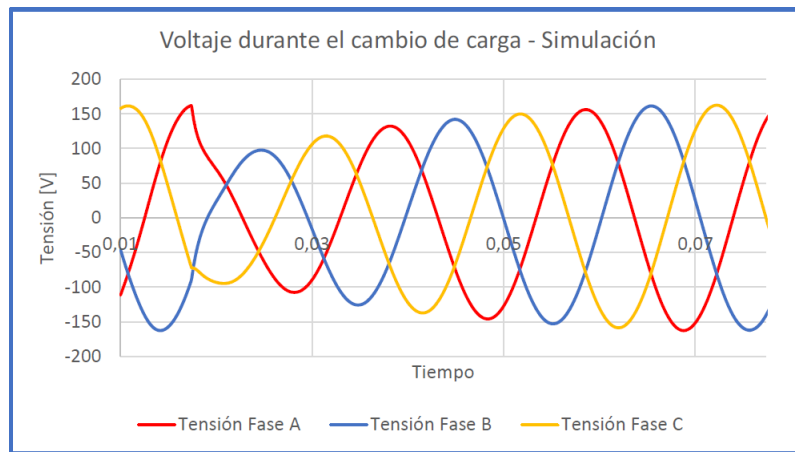


Figura 7.9: Voltaje instantáneo durante la fluctuación de la carga, simulación del sistema real.

FUENTE: Elaboración propia.

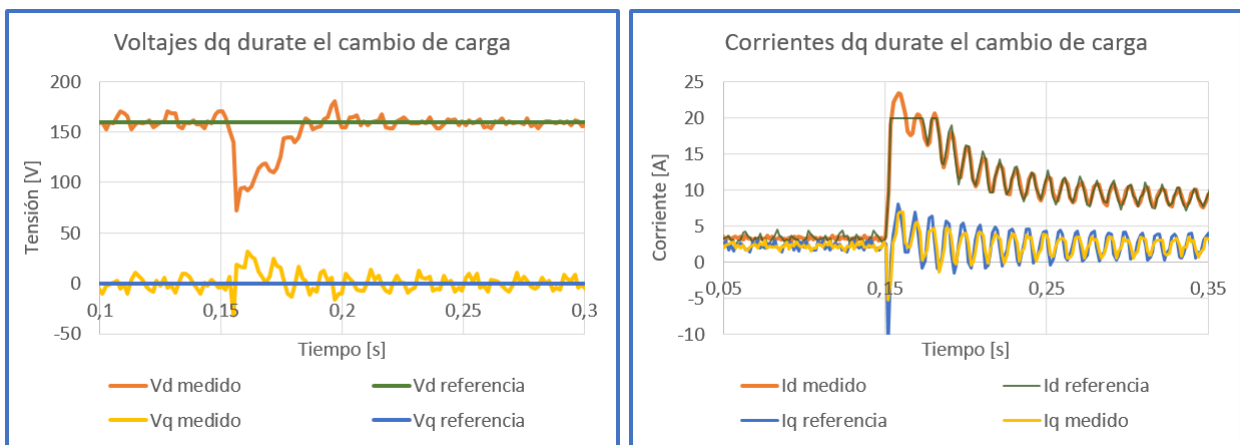


Figura 7.10: Tensión y corriente en ejes dq durante el cambio de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

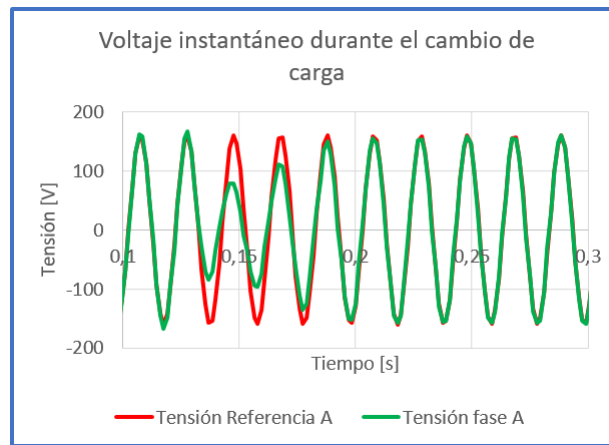


Figura 7.11: Tensión fase a de referencia y sintetizada a la salida del convertidor, durante el escalón de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

La figura 7.8 muestra las tensiones y corrientes por fase medidas por el convertidor, luego en los gráficos en 7.10 se muestran las transformaciones en ejes dq y la referencia del cada sistema de control.

Se observa que el cambio de carga es lo suficientemente fuerte para provocar una caída de tensión en la salida del convertidor y que la corriente aumente hasta 26 A pico, el convertidor fue ajustado para que se limite la corriente a 20 A para cada eje dq, con lo cual se visualiza su saturación y la acción del *Anti winding up* al momento de la variación de carga. El sistema real vuelve a la referencia en aproximadamente 0,06 segundos (tres ciclos), en contra parte la simulación se realiza en 0,02 segundos (dos ciclos), el sistema real es levemente mas lento que la simulación.

### 7.3.2. Reducción de la carga

En esta prueba se desconecta carga (Set de ampollitas) de manera intempestiva en las tres fases, pasando de una potencia inicial de 1900 W a 750 W. La figura 7.12 muestra la potencia calculada por el sistema de control del convertidor, la cual coincide con mediciones con el voltímetro.

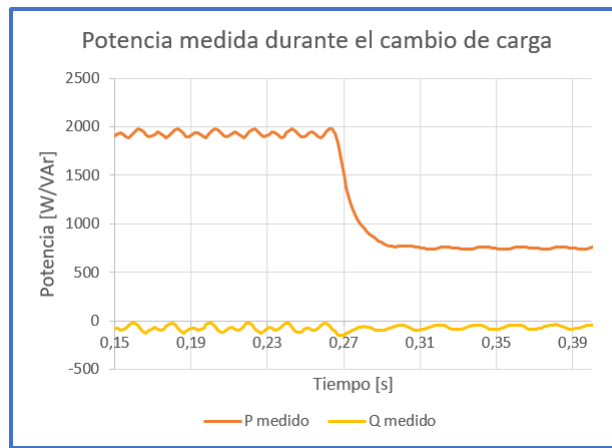


Figura 7.12: Potencia activa y reactiva durante la transición del cambio de carga, determinado por el convertidor.

FUENTE: Elaboración propia.

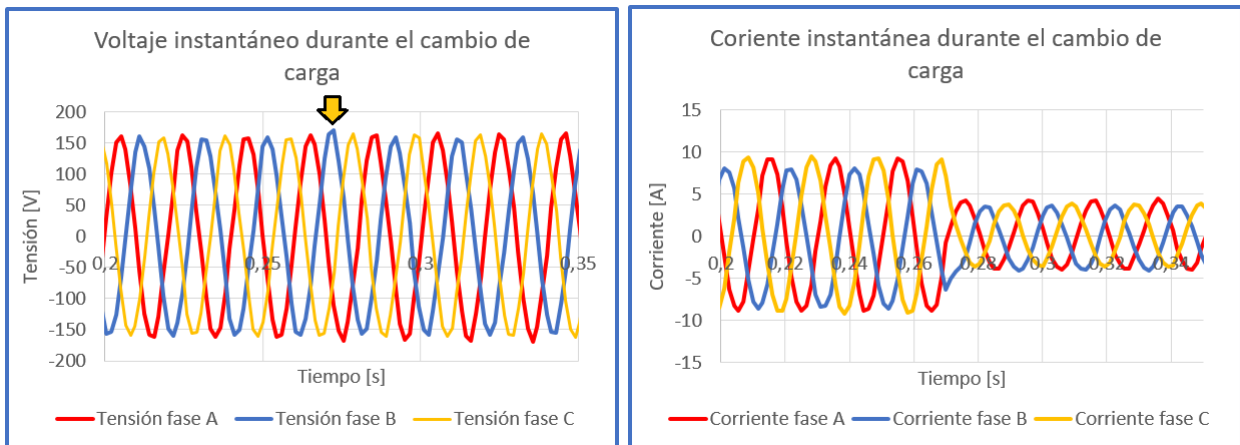


Figura 7.13: Tensión fase neutro y corriente por fase de salida del convertidor durante el cambio de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

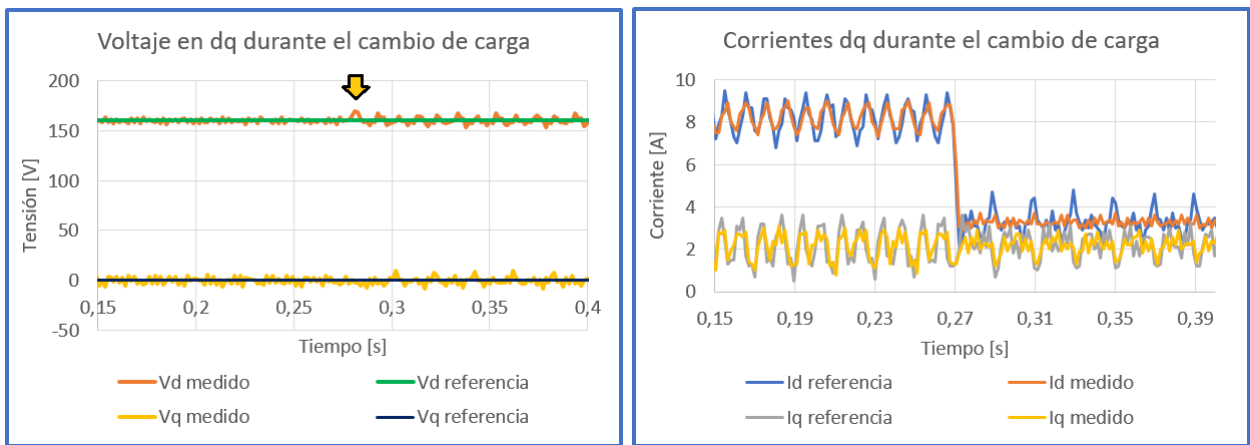


Figura 7.14: Tensión y corriente en ejes dq durante el cambio de carga.

FUENTE: Elaboración propia.

La figura 7.13 muestra las tensiones y corrientes por fase medidas por el convertidor, luego en los gráficos en 7.14 se muestran las transformaciones en ejes dq y la referencia de cada sistema de control. La perturbación en la tensión es muy pequeña cuando la carga disminuye, para el convertidor es casi imperceptible. Para el caso de la corriente, esta disminuye y se estabiliza rápidamente en el valor de referencia (figura 7.14).

Por otra parte, se observa que el contenido del segundo armónico disminuye al desconectar las ampolletas, debido a que son las que más aportan en el desequilibrio en la carga.

## 7.4. Operación bajo desequilibrio

Se desequilibra la carga donde la carga en la fase B se reduce un 20% y la carga en la fase C se reduce un 35%, obteniéndose un desfase en las tres fases como se muestran en los gráficos de las figuras 7.15. La tensión de referencia utilizada para esta prueba es de  $135 V_{RMS}$ .

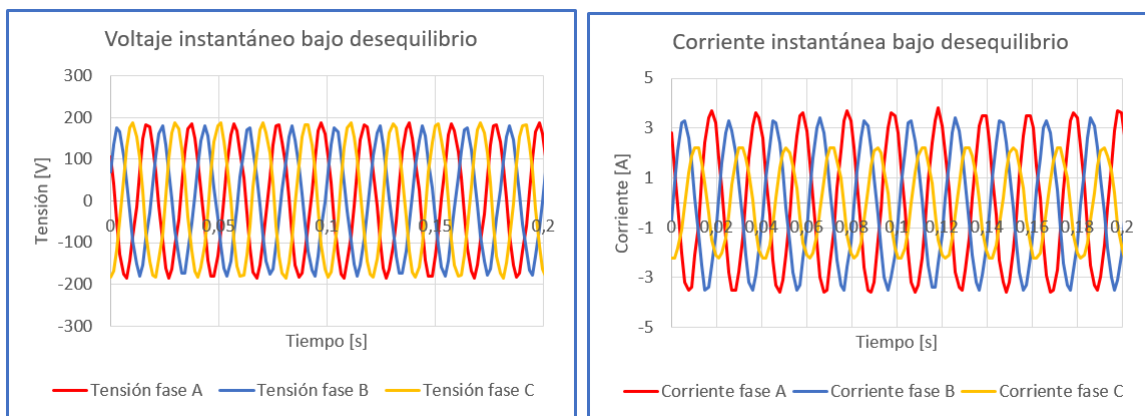


Figura 7.15: Tensión fase neutro y corriente de salida bajo carga desequilibrada.

FUENTE: Elaboración propia.

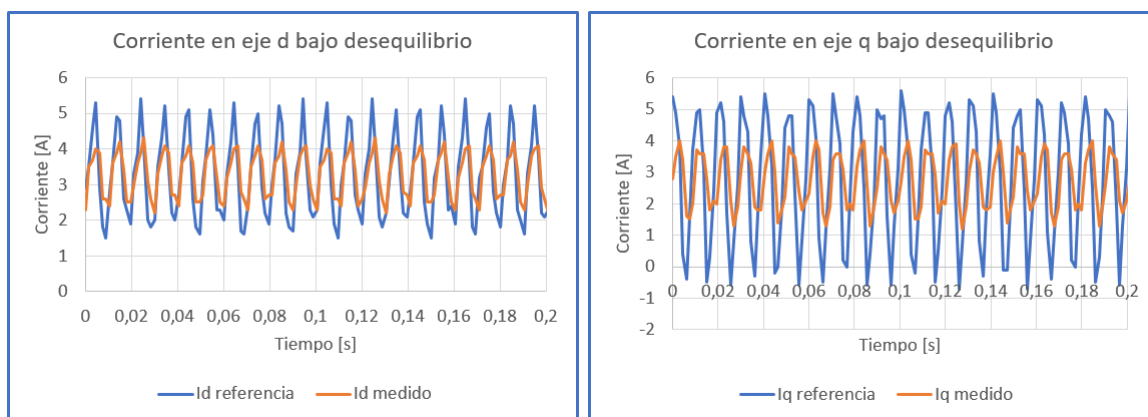


Figura 7.16: Corriente en ejes dq bajo carga desequilibrada.

FUENTE: Elaboración propia.

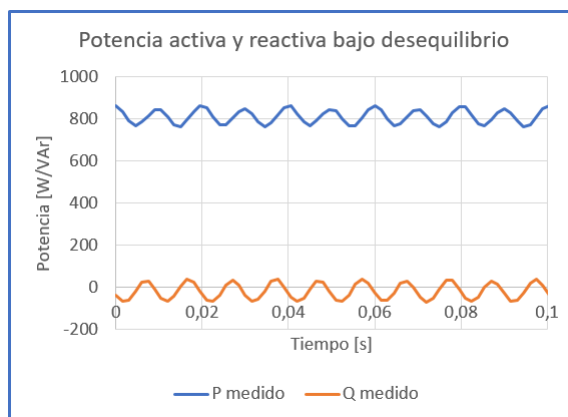


Figura 7.17: Potencia activa y reactiva bajo carga desequilibrada.

FUENTE: Elaboración propia.

En la figura 7.16 se observa las corrientes de salida en los ejes dq y la figura 7.17 se presentan las mediciones de potencia, donde el desequilibrio se visualiza principalmente en la potencia con una componente de doble frecuencia y también en las corrientes dq que están ligadas directamente a la potencia. Para el caso de la tensión instantánea el desequilibrio es muy leve (no alcanza el 3% de una fase con respecto a las demás), pero las corrientes sí perciben el desequilibrio (como se ve en la figura 7.15), esto ocurre debido a que el esquema de control está diseñado para mantener el nivel de tensión estable mientras se varía la corriente, entonces finalmente es la corriente quien se encarga de absorber estos desequilibrios.

## 7.5. Conexión con la red

Para este experimento se tienen dos opciones para poder lograr la sincronización, una es tener la suficiente tensión en el lado continuo que permita sintetizar la señal alterna de la red o simplemente amplificar la salida del convertidor con algún transformador en el lado AC. Estas dos opciones fueron probadas sin poder lograr la sincronización.

En la primera prueba de sincronización, la tensión del bus DC se genera por la rectificación de la corriente alterna de la red. Antes de la rectificación se utiliza un transformador para amplificar la tensión AC de 220 a 440  $V_{RMS}$ . Con esta topología se puede alcanzar una tensión superior a los 600  $V_{DC}$ , suficiente para sintetizar la señal de 220  $V_{RMS}$ . El convertidor no fue capaz de soportar estos niveles altos de tensión en el lado DC del convertidor, debido a que este presenta unas protecciones por hardware que bloquean el convertidor en caso de sobre tensión, el nivel de tensión no pudo ser subido por razones de diseño de la placa. Con esta topología, por lo tanto, no es posible lograr la sincronización.

En la segunda prueba de la sincronización, se amplifica la tensión AC sintetizada por el convertidor, para esto se utiliza un banco de transformadores monofásico de transformación 110/220 V  $V_{RMS}$ , con esto se pretende alcanzar la tensión de la red. Por otra parte, el convertidor tuvo problemas con la lectura de los sensores de tensión del convertidor, donde el problema estuvo en los circuitos de acondicionamiento de las señales de entrada de la placa ya diseñados, donde esto provocó que las mediciones fueran las incorrectas.

Como alternativa se prueba la sincronización visual con ampolletas conectadas entre la red y el convertidor, en paralelo con el punto de acoplamiento. El problema de este tipo de sincronización es que es muy imprecisa, lo que puede generar altas corrientes de sincronización. Esto sucedió durante los experimentos, las corrientes *peak* fueron tan altas que provocaban la acción de los controladores por software del convertidor y por ende el apagado del sistema.



# Capítulo 8

## Conclusiones y Trabajo futuro

### 8.1. Conclusiones

A continuación, se presentan las principales conclusiones obtenidas en el desarrollo de este trabajo.

- Se levantó información relacionada con micro redes, su operación técnica, topologías, entre otros. Se estudió los sistemas de control de convertidores mas importantes para micro redes de baja escala: “alimentador de red”, “soporte de red”, “formador de red” y “Droop”.
- A partir de las simulaciones y la implementación real del BESS (o Battery Energy Storage System), se muestra que el sistema de control es estable, logra sintetizar una señal de tensión y corriente de bajo contenido armónico, y además responde de manera adecuada ante cambios de carga, condiciones de desequilibrio, etc.
- En este trabajo se estudió e implementó la estrategia de control *Droop*, que permite compartir potencia activa y reactiva entre generadores, para una simulación de una micro red de baja tensión. Esto se realizó para las dos condiciones de interés de un BESS, generar o absorber potencia de la red. Mediante el sistema de control el convertidor fue capaz de soportar flujos bi-direccionales y ajustar tanto la potencia que se inyecta, como la que se introduce.
- En convertidores, donde se utiliza PLL (Phase Locked Loop), se requiere obtener un ángulo de referencia en todo momento del resto de las unidades ya sincronizadas al sistema, mientras que el control *Droop* de frecuencia tan sólo requiere que todas las unidades tengan un valor constante de frecuencia de referencia para que la sincronización sea exitosa.
- Las estrategias de control de convertidores estudiadas ("formador de redz control Droop") luego de un transiente, el sistema de control puede modificar las variables de amplitud y frecuencia de la señal sintetizada, debido principalmente al efecto de las curvas

Droop. Para solucionar este problema y restablecer los valores iniciales de la tensión y la frecuencia, se utiliza un lazo de control secundario extra que se encarga de manejar las potencias de referencia del Droop y devolver todo el sistema a sus valores nominales.

- Para las simulaciones realizadas para la sincronización con la red, no se observan fluctuaciones importantes durante la transición aislado a conectado si es realizada en el momento adecuado (con un desfase pequeño). En caso de que la sincronización se realice en un instante inadecuado (con un desfase alto) se pueden generar corrientes muy elevadas, entrar en un régimen inestable y/o no lograrse exitosamente la sincronización.
- Durante la transición sincronizado a aislado se observa que la micro red sufre mayores fluctuaciones de la tensión y corriente y al sistema de control le toma mas tiempo llevar sus valores a la referencia que en el caso opuesto (transición aislado a sincronizado), esto se debe a que la red alimentaba una carga importante de la micro red, con lo que al realizar la desconexión el BESS percibe un aumento de carga muy fuerte que genera el estrés estudiado.
- Se logra el objetivo de la operación aislada tanto en las simulaciones como en la validación experimental, donde se asegura una buena calidad de la potencia entregada, el sistema demuestra ser lo suficientemente rápido y estable.
- El método de control en ejes dq es una estrategia apropiada para el control interno de los inversores que conforman una micro-red, ya que permite desacoplar el control en variables continuas.
- El esquema de control diseñado se valida su operación con la red a través de las simulaciones realizadas, pero no así de manera experimental, por lo que esta prueba queda pendiente como trabajo futuro.

## 8.2. Trabajo futuro

- Probar el sistema con baterías, ya sea operando de forma aislada o con la red. Además, utilizar baterías para verificar que el sistema de control sea capaz de soportar flujos bi-direccionales.
- Implementar un sistema de control secundario y terciario, como un EMS. Implementar un BMS (*Battery management system*) o algoritmos que se encarguen de monitorear el estado de carga y/o salud de las baterías.
- Corregir las protecciones diseñadas de la placa, levantar el umbral de accionamiento para que el dispositivo pueda operar con tensiones mas altas en el lado DC.
- Corregir la etapa de acondicionamiento de las mediciones para el caso de las mediciones de tensión alterna de la placa externa.
- Validar experimentalmente que el sistema de control puede sincronizarse a la red y

compartir carga con el resto del sistema.

# Capítulo 9

## Anexos

### 9.1. Transformación $\alpha\beta$ a dq

Para obtener las ecuaciones de los circuitos en coordenadas dq se utiliza el enfoque descrito en [7], donde se utilizan las propiedades de las variables complejas, en particular el teorema de Euler, para efectuar las transformaciones al espacio dq.

La ecuación 9.1 muestra el método de transformación de un vector  $\bar{X}$  en coordenadas  $\alpha\beta$  al espacio dq. Donde  $\omega_e$  es la frecuencia de la red.

$$\bar{X}_{dq} = \bar{X}_{\alpha\beta} \cdot e^{j\theta_e} \quad (9.1)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (9.2)$$

Aplicando derivada a la ecuación 9.1 se obtiene lo siguiente,

$$\frac{d\bar{X}_{dq}}{dt} = \frac{d\bar{X}_{\alpha\beta}}{dt} + j\omega_e \bar{X}_{\alpha\beta} e^{j\theta_e} \quad (9.3)$$

Luego se obtiene la siguiente relación,

$$\frac{d\bar{X}_{\alpha\beta}}{dt} e^{j\theta_e} = \frac{d\bar{X}_{dq}}{dt} + j\omega_e \bar{X}_{dq} \quad (9.4)$$

### 9.2. Ecuaciones de control lazo tensión en ejes dq

El primer paso es determinar las ecuaciones del circuito del convertidor, para esto utilizando como referencia el esquema de la figura 2.9, la corriente por el condensador está dado por la siguiente ecuación:

$$C_f \frac{dv_f}{dt} = i_c \quad (9.5)$$

La transformación a coordenadas  $\alpha\beta$  es directa, ya que esta corresponde a una transformación lineal, pero para el caso de la transformación  $dq$  no es directo su aplicación si hay derivadas o integrales en la ecuación.

La dificultad en la transformación de la ecuación 9.5 está en la derivada, para esto se utiliza un arreglo matemático estratégico para poder lograr la transformación. La ecuación 9.5 se multiplica por una función exponencial, para luego aplicar la relación de la ecuación 9.4.

$$\begin{aligned} C_f \frac{d\bar{v}_{f\alpha\beta}}{dt} \cdot e^{j\theta_e} &= \bar{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{j\theta_e} \\ C_f \frac{d\bar{v}_{fdq}}{dt} + j\omega_e C_f \bar{v}_{fdq} &= \bar{i}_{cdq} \end{aligned} \quad (9.6)$$

Luego separando los vectores por parte real e imaginaria, donde  $\bar{i}_{cdq} = i_{cd} + j i_{cq}$ , se obtienen las ecuaciones 9.7 en el dominio de *Laplace*.

$$\begin{aligned} i_{cd} &= sC_f v_{fd} - j\omega_e C_f v_{vq} \\ i_{cq} &= sC_f v_{fq} + j\omega_e C_f v_{vd} \end{aligned} \quad (9.7)$$

### 9.3. Ecuaciones de control lazo corriente en ejes dq

Para este caso se utiliza la metodología de la sección anterior, donde tomando como referencia la figura 2.9 se obtiene la ecuación de la caída de tensión en la bobina del primer inductor del filtro LCL (ecuación 9.8).

$$v_i - v_f = L_1 \frac{di_L}{dt} + R_L i_L \quad (9.8)$$

Donde  $R_L$  es la resistencia en el primer filtro, la cual puede ser agregada por el diseño o simplemente se considera la resistencia del bobinado del filtro. En este último caso la resistencia puede despreciarse. Aplicando la transformación 9.4, se obtiene la siguiente ecuación,

$$\begin{aligned} (\bar{v}_{i\alpha\beta} - \bar{v}_{f\alpha\beta})e^{j\theta_e} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Lf\alpha\beta}}{dt} e^{j\theta_e} + R_L \bar{i}_{L\alpha\beta} e^{j\theta_e} \\ \bar{v}_{idq} - \bar{v}_{fdq} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Ldq}}{dt} + j\omega_e L_1 \bar{i}_{Ldq} + R_L \bar{i}_{Ldq} \end{aligned} \quad (9.9)$$

Luego separando por parte real e imaginaria, se obtiene la ecuación 9.10.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{id} - \bar{v}_{fd} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Ld}}{dt} - \omega_e L_1 \bar{i}_{Lq} + R_L \bar{i}_{Ld} \\ \bar{v}_{iq} - \bar{v}_{fq} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{Lq}}{dt} - \omega_e L_1 \bar{i}_{Ld} + R_L \bar{i}_{Lq} \end{aligned} \quad (9.10)$$

## 9.4. Polos de lazo cerrado Control PI con planta de primer orden

Se considera el lazo de la figura 3.1, donde la relación entre la salida y la entrada en dominio de *Laplace* se muestra en la ecuación 9.11.

$$T(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{C(s)G_o(s)}{1 + C(s)G_o(s)} \quad (9.11)$$

Donde,

- $T(s)$ : función de transferencia entre la entrada y salida.
- $C(s)$ : función de transferencia del controlador.
- $G_o(s)$ : función de transferencia de la planta.

Las ecuaciones de la planta de corriente y tensión se muestran en las ecuaciones 9.12 y 9.13 respectivamente.

$$G_i = \frac{1}{sL_1 + R_L} \quad (9.12)$$

$$G_v = \frac{1}{sC_f} \quad (9.13)$$

A continuación se determinan los polos de lazo cerrado para los lazos de control de corriente y voltaje.

Para el lazo de control de corriente se utiliza la ecuación 9.11, 9.12 y 9.13 se obtiene la siguiente transformada de *Laplace*.

$$T(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{Ls^2 + Rs + K_{pi}s + K_{ii}} = \frac{\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L}}{s^2 + s\left(\frac{R + K_{pi}}{L}\right) + \frac{K_{ii}}{L}} \quad (9.14)$$

Esta función queda en un sistema con un cero y dos polos, donde este tipo de sistemas es muy estudiados y los métodos para su diseño variados. En [9] y [29] se utiliza el método algebraico fijando la frecuencia natural  $\omega_n$  y el coeficiente de amortiguamiento  $\zeta$ . Donde el denominador de la función de transferencia de la ecuación 9.14 debe quedar de la siguiente forma.

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (9.15)$$

Con esto se obtienen las ecuaciones para determinar los parámetros del controlador.

$$K_{ii} = \omega_n^2 L \quad (9.16)$$

$$K_{pi} = 2\zeta\omega_n L - R \quad (9.17)$$

Para el controlador de tensión el procedimiento es el mismo, la función transferencia del sistema se muestra en la ecuación 9.18

$$T(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{Cs^2 + K_{pv}s + K_{iv}} = \frac{\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{C}}{s^2 + s\frac{K_{pv}}{C} + \frac{K_{iv}}{C}} \quad (9.18)$$

Luego aplicando la regla de la ecuación 9.14, se obtienen las ecuaciones que determinan los parámetros del controlador.

$$K_{iv} = \omega_n^2 C \quad (9.19)$$

$$K_{pv} = 2\zeta\omega_n C \quad (9.20)$$

## 9.5. Transformada z para aplicación de filtros

En esta sección se demuestran las ecuaciones 3.12 y 3.13 que se utilizan para la aplicación del filtro discreto. La forma del filtro en dominio de *Laplace* es la siguiente.

$$Filtro(s) = \frac{\omega_c}{s - \omega_c} \quad (9.21)$$

Aplicando la transformada de z la ecuación queda de la forma:

$$Filtro(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a}{z - b} \quad (9.22)$$

Donde X es la entrada e Y es la salida del filtro. Por ultimo se reescribe la expresión despejando al salida Y(z).

$$Y(z) = aY(z)z^{-1} + bX(z)z^{-1} \quad (9.23)$$

Con esta expresión, se aplica la inversa de la transformada z, se obtiene la ecuación en el dominio del tiempo de la salida del filtro.

$$y(t) = ay(t - 1) + bx(t - 1) \quad (9.24)$$

## 9.6. Resultados simulación

Se calcula las tensiones y corrientes RMS por fase a partir de los resultados obtenidos en las simulaciones. Los resultados son mostrados a continuación.

### 9.6.1. Simulación partida en negro

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas en 9.1.

### 9.6.2. Simulación aumento de la carga

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas en 9.2.

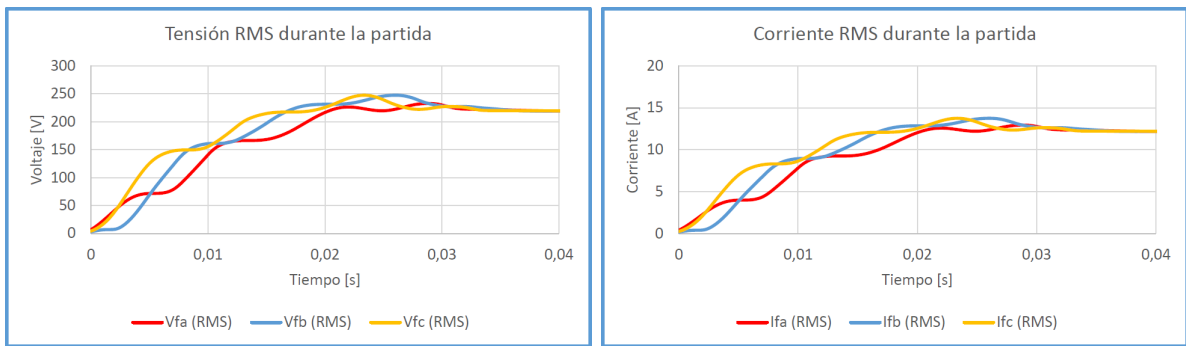


Figura 9.1: Tensión y corriente RMS por fase durante la partida.

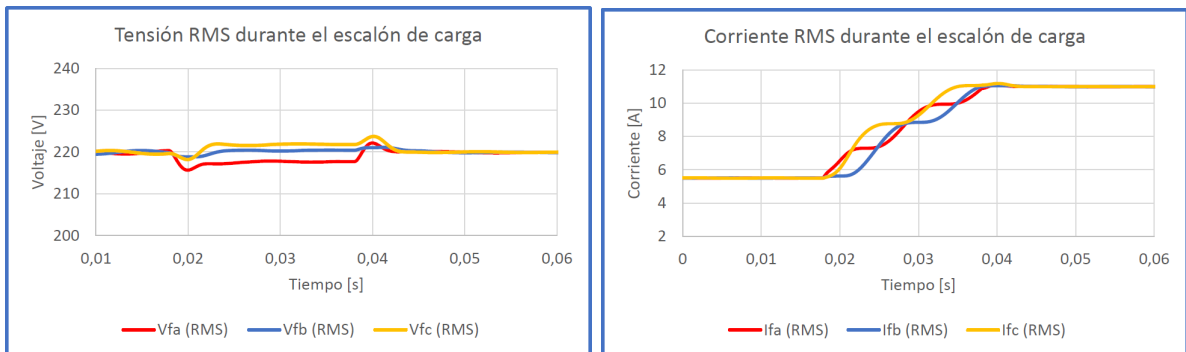


Figura 9.2: Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga.

### 9.6.3. Simulación disminución de la carga

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas en 9.3

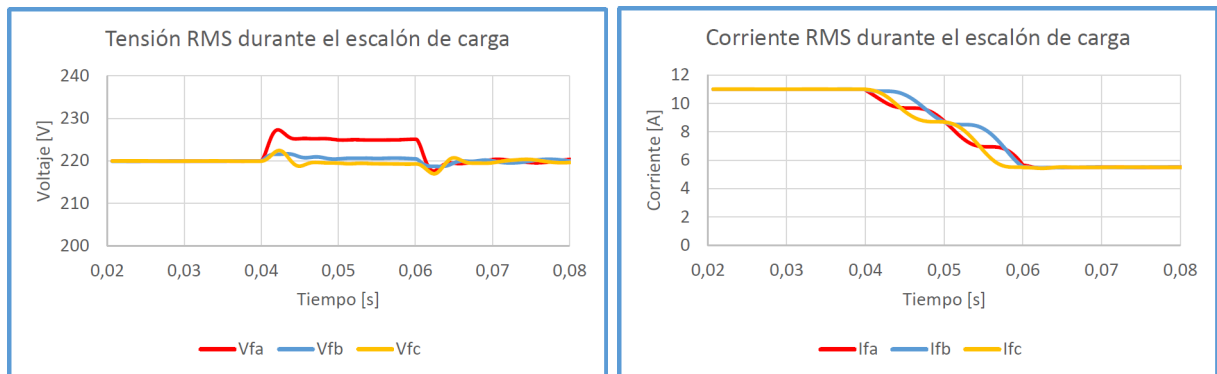


Figura 9.3: Tensión y corriente RMS por fase durante la disminución de carga.

### 9.6.4. Simulación de la sincronización

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas a continuación.



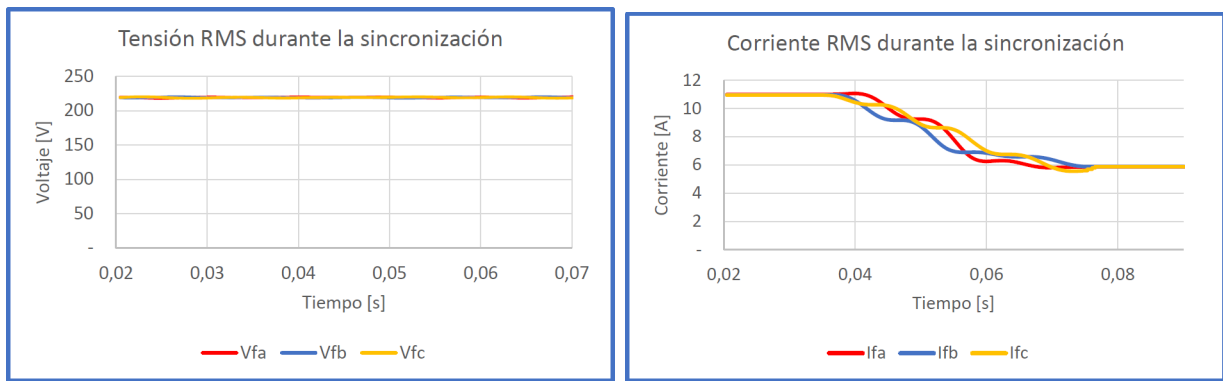


Figura 9.4: Tensión y corriente RMS por fase durante la sincronización.

### 9.6.5. Simulación de la desconexión con la red

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas a continuación.

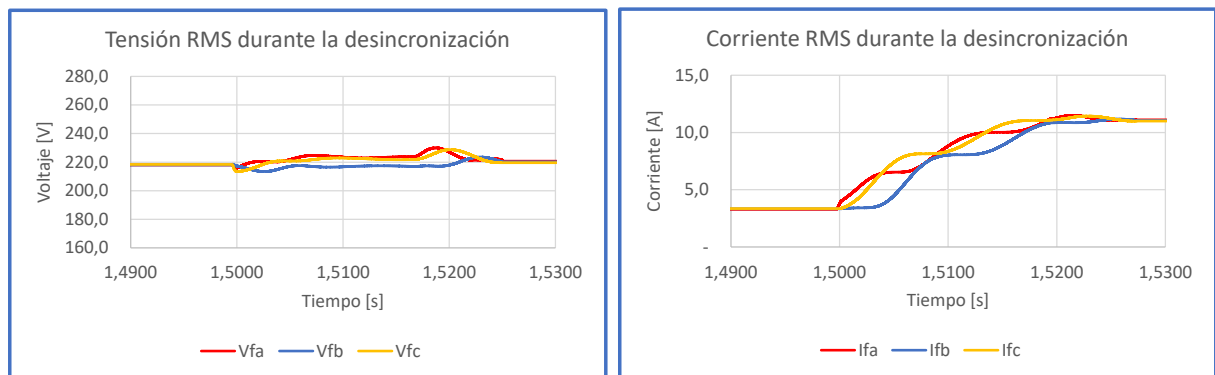


Figura 9.5: Tensión y corriente RMS por fase durante la desconexión con la red.

## 9.7. Resultados experimentales

Se calcula las tensiones y corrientes RMS por fase a partir de las mediciones realizadas por el convertidor durante los experimentos. Los resultados son mostrados a continuación.

### 9.7.1. Prueba con disminución de la carga

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas a continuación.

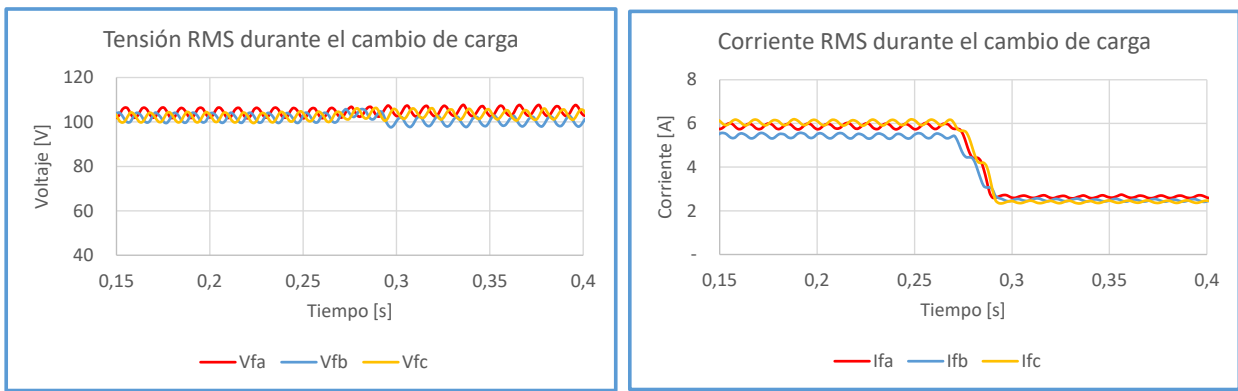


Figura 9.6: Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga.

### 9.7.2. Prueba con aumento de la carga

Los resultados las tensiones fase-neutro y la corriente por fase en RMS son presentadas a continuación.

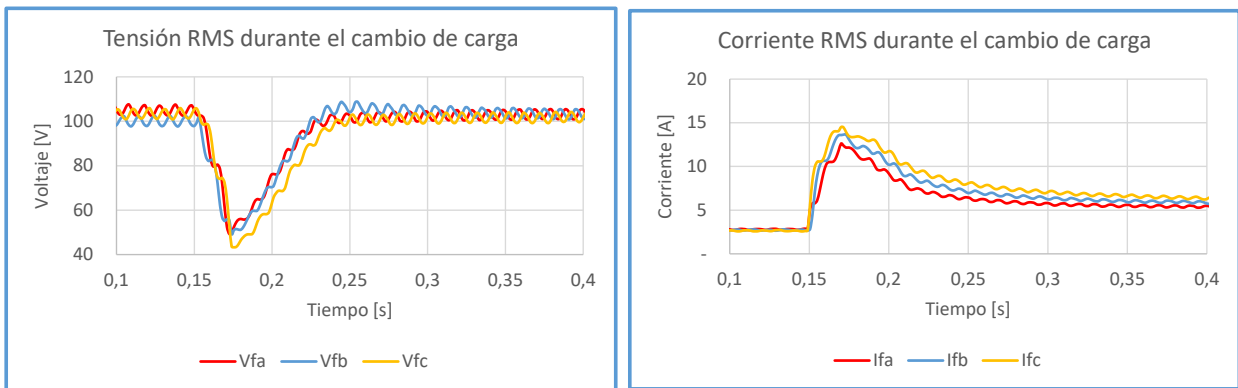


Figura 9.7: Tensión y corriente RMS por fase durante el aumento de carga.

# Bibliografía

- [1] S. L. Eric Wesoff, “Solar costs are hitting jaw-dropping lows in every region of the world,” <https://www.greentechmedia.com/articles/read/solar-costs-are-hitting-jaw-dropping-lows-in-every-region-of-the-world#gs.GRXpdVk>, 2018, online; accedido el 10 abril 2018.
- [2] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Cañizares, R. Iravani, M. Kazemirani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, R. Palma-Behnke, G. A. Jiménez-Estévez, and N. D. Hatziargyriou, “Trends in microgrid control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1905–1919, July 2014.
- [3] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov 2012.
- [4] L. Schmitt, J. Kumar, D. Sun, S. Kayal, and S. S. M. Venkata, “Ecocity upon a hill: Microgrids and the future of the european city,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 11, no. 4, pp. 59–70, July 2013.
- [5] S. D. Manshadi and M. E. Khodayar, “Expansion of autonomous microgrids in active distribution networks,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [6] I. Polanco, *Diseño E Implementación De Un Controlador De Potencia Para La Tracción Y Conexión V2uG De Un Vehículo Eléctrico Utilitario*, 2014.
- [7] R. Cárdenas, “Modulación pwm,” *Departamento de Ingeniería Eléctrica - Universidad de Chile, Apunte*.
- [8] T. Midtsund, “Control of power electronic converters in distributed power generation systems,” Ph.D. dissertation, MSc Thesis, Norwegian University of Science and Technology Department of Energy and Environment, 2010.
- [9] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Academic Press, 2018, vol. 2. [Online]. Available: <https://books.google.cl/books?id=sW3XDgAAQBAJ>
- [10] A. Vargas, *Diseño E Implementación De Un Prototipo De Inversor Trifásico Orientado A Redes De Distribución*, 2010.

- [11] H. Qian, J. Zhang, J. S. Lai, and W. Yu, "A high-efficiency grid-tie battery energy storage system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 886–896, March 2011.
- [12] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007.
- [13] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy storage systems for transport and grid applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, Dec 2010.
- [14] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy, and Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1744–1756, Dec 2001.
- [15] F. Lambert, "Electric vehicle battery cost," <https://electrek.co/2017/01/30/electric-vehicle-battery-cost-dropped-80-6-years-227kwh-tesla-190kwh/>, 2018.
- [16] "Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, April 1993.
- [17] Z. Chen and Y. Hu, "Control of power electronic converters for distributed generation units," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, Nov 2005, pp. 6 pp.–.
- [18] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation," in *2007 Compatibility in Power Electronics*, May 2007, pp. 1–9.
- [19] A. Bautista and A. Blanco, *Problemas de electrónica de potencia*. Pearson Educación, 2007. [Online]. Available: <https://books.google.cl/books?id=KVZuNAAACAAJ>
- [20] T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, June 2003, pp. 779–784 vol.2.
- [21] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Sept 2005.
- [22] E. ESPINA GONZÁLEZ, "Control droop por fase aplicado a micro-redes de 4 hilos," Master's thesis, Santiago, Chile: Universidad de Chile - Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, 2017. [Online]. Available: <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/146665>
- [23] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan 2011.

- [24] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, “Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, March 2007.
- [25] A. Gupta, A. Porippireddi, V. U. Srinivasa, A. Sharma, and M. Kadam, “Comparative study of single phase pll algorithms for grid synchronization applications,” *IJECT*, vol. 3, no. 4, pp. 237–245, 2012.
- [26] D. Yazdani, M. Pahlevaninezhad, and A. Bakhshai, “Three-phase grid synchronization techniques for grid connected converters in distributed generation systems,” in *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*. IEEE, 2009, pp. 1105–1110.
- [27] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct 2006.
- [28] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, “Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 136–143, Jan 1993.
- [29] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID controllers: theory, design, and tuning*. Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995, vol. 2.
- [30] S. Kamalasan and A. Hande, “A pid controller for real-time dc motor speed control using the c505c microcontroller.” pp. 34–39, 01 2004.
- [31] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche, “A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles,” in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sept 2007, pp. 284–289.
- [32] R. HIDALGO LEON, “Simulación de emulador de descarga para baterías de litio-ion basado en circuitos equivalentes eléctricos obtenidos con las técnicas de espectroscopia de impedancia electroquímica y extracción de parámetros en el dominio del tiempo,” Master’s thesis, Santiago, Chile: Universidad de Chile - Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, 2018. [Online]. Available: <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/146593>