



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

**Estrategias de Control para Convertidores Electrónicos
de Potencia que utilizan Filtros LCL**

TESIS DE DOCTOR EN CONTROL DE SISTEMAS

Mg. Ing. Roberto Armín Fantino

BAHIA BLANCA

ARGENTINA

2018

Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para acceder al grado académico de Doctor en Control de Sistemas de la Universidad Nacional del Sur, y no ha sido presentado previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica (IIIE) "Alfredo Desages", y en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras (DIEC) de la Universidad Nacional del Sur, durante el periodo comprendido entre el 26 de Agosto del 2014 al 8 de Noviembre del 2018, bajo la dirección del Dr. Claudio A. Busada.

Mg. Ing. Roberto A. Fantino



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaria General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el / /,
mereciendo la calificación de(.....)

Resumen

El trabajo realizado en el transcurso de esta tesis, se centra en el control de convertidores de potencia con filtro LCL, utilizados en sistemas de generación distribuida. Este trabajo, concluye con el desarrollo de una técnica de control para la inyección de potencia a una red que puede presentar fallas o anomalías, utilizando una cantidad mínima de sensores. A lo largo de la tesis, se proponen varias estrategias de control, con la particularidad de que todas son aptas para sistemas conformados por filtros LCL de baja frecuencia de resonancia, y requieren la medición de un único estado del filtro LCL. La primera estrategia propone una modificación de un controlador PI clásico, que permite controlar un convertidor CC-CC de tipo Boost con filtro LCL, posicionando todos los polos del sistema en lazo cerrado. Siguiendo la misma línea de investigación, aplicada al terreno de los inversores CC-CA trifásicos, se propone un controlador de corriente basado en la modificación de un regulador PR, que permite controlar un VSI con filtro LCL posicionando todos los polos del sistema en lazo cerrado. Luego, dicho controlador evoluciona hacia una estrategia diferente, la cual permite regular la inyección de corriente a la red, utilizando un diseño óptimo de un regulador PR clásico. Finalmente, se propone el uso de un observador que, utilizando sólo la medición de la corriente inyectada a la red, permite implementar tanto un control óptimo de esta corriente, como la sincronización del sistema con la tensión de la red sin medir dicha tensión. La validez y efectividad de las estrategias propuestas es demostrada mediante simulación, y en la mayoría de los casos, mediante resultados experimentales.

Abstract

The work done during the course of this thesis focuses on the control of power converters with LCL filter, used in distributed generation systems. This work, concludes with the development of a control technique for power injection to a grid that can present faults or anomalies, using a minimum number of sensors. Throughout this thesis, several control strategies are proposed, with the particularity that all are suitable for systems composed by LCL filters with a low resonance frequency, and require the measurement of a single LCL filter state. The first strategy proposes a modification of a classic PI controller, which allows controlling a boost type DC-DC converter with LCL filter, by assigning all the system closed loop poles. Following the same line of research, applied to the field of three-phase DC-AC inverters, it is proposed a current controller based on the modification of a PR regulator, which allows controlling a VSI with LCL filter by assigning all the system closed loop poles. Then, such controller evolves towards a different strategy, that allows controlling the current that the system injects to the grid, using an optimum design of a classic PR regulator. Finally, it is proposed the use of an observer which, using only the measurement of the current injected to the grid, allows to implement both an optimal control of this current and the grid voltage sensorless synchronization of the system. The validity and effectiveness of the proposed strategies are demonstrated by simulation, and in most cases by experimental results.

Índice general

Lista de Acrónimos y Anglicismos	5
1. Introducción	9
1.1. Problemática y estado actual del arte	9
1.2. Objetivos de la tesis	18
1.3. Contribuciones de la tesis	19
1.4. Organización de la tesis	20
2. Controlador PI modificado para el control de un convertidor boost con filtro LCL	23
2.1. Introducción	23
2.2. Controlador Propuesto	24
2.2.1. Descripción del sistema	24
2.2.2. Modelado lineal del retardo	25
2.2.3. Controlador PI modificado y posicionamiento de los polos del sistema en lazo cerrado	28
2.2.4. Efecto de los ceros de lazo cerrado	31
2.3. Análisis de un caso típico de diseño	32
2.3.1. Respuesta en frecuencia	32
2.3.2. Respuesta temporal	34
2.3.3. Análisis de robustez	36
2.4. Resultados experimentales y de simulación	38
2.5. Conclusiones	43

3. VSI con filtro LCL - Controlador PR	45
3.1. Introducción	45
3.2. Descripción y modelado de un VSI con filtro LCL	47
3.3. Control utilizando un regulador PR	51
3.3.1. Diseño óptimo del regulador PR para controlar un VSI con filtro L	52
3.3.2. Control de un VSI con filtro LCL utilizando un regulador PR	56
3.4. Conclusiones	62
4. Controlador de corriente para inversores conectados a la red a través de filtros LCL de baja frecuencia de resonancia	63
4.1. Introducción	63
4.2. Descripción del sistema	64
4.3. Estrategia de control propuesta	65
4.3.1. Reasignación de los polos de la planta	66
4.3.2. Bloque resonante y ubicación de los polos de lazo cerrado del sistema	68
4.3.3. Posicionamiento de un cero de lazo cerrado y factor de corrección	70
4.4. Resultados de simulación	70
4.4.1. Datos del sistema y del controlador propuesto	71
4.4.2. Parámetros del controlador PR+AACC	74
4.4.3. Simulación	74
4.5. Conclusiones	77
5. Control PR óptimo aplicado a filtros LCL de baja frecuencia de resonancia	79
5.1. Introducción	79

5.2.	Estrategia de control propuesta	80
5.2.1.	Fundamentos de la propuesta: concepto de planta modi- ficada	81
5.2.2.	Desarrollo de la propuesta	82
5.2.3.	Selección de la frecuencia de resonancia de la planta mo- dificada	86
5.3.	Resultados de simulación	89
5.3.1.	Comparación con una estrategia de control propuesta re- cientemente en la literatura	94
5.3.2.	Análisis de robustez	95
5.4.	Resultados experimentales	96
5.5.	Conclusiones	99
6.	Sincronización y control de un VSI con filtro LCL sin medi- ción de la tensión de la red	101
6.1.	Introducción	101
6.2.	Descripción y modelado del sistema	102
6.2.1.	Modelo en variables de estado del filtro LCL	103
6.2.2.	Modelo en variables de estado de la planta	104
6.3.	Esquema básico de control utilizando un DSOGI-FLL	105
6.4.	Estrategia de control a implementar	107
6.4.1.	Obtención de la planta modificada	108
6.5.	Observador propuesto	110
6.5.1.	Modelo de la tensión de red y modelo extendido del sistema	110
6.5.2.	Construcción del observador	111
6.5.3.	Modelo dinámico del observador	112
6.5.4.	Estimador de frecuencia	113
6.5.5.	Estimación de la perturbación	114
6.6.	Arranque del sistema	115
6.6.1.	Modelo del circuito serie LC - Observador auxiliar LC . .	117

6.6.2. Arranque del regulador PR e inicialización de los estados internos utilizando el observador auxiliar LC	119
6.7. Diseño del observador - Comparación entre el observador y el DSOGI	120
6.8. Resultados de simulación	122
6.8.1. Análisis de robustez	126
6.9. Resultados experimentales	129
6.9.1. Frecuencia de resonancia cercana a la crítica	130
6.9.2. Baja frecuencia de resonancia	136
6.10. Conclusiones	144
7. Conclusiones y trabajos futuros	147
7.1. Contenido de la tesis y resultados obtenidos	147
7.2. Trabajos pendientes y futuros en relación con los resultados ob- tenidos	150
A. Ecuación Diofántica: Solución	153
B. VSI utilizado para la obtención de resultados experimentales	155
B.1. Descripción del prototipo	155
B.2. Generación de fallas en la tensión de red	161
B.2.1. Falla SAG de tipo C	162
B.2.2. Falla SAG de tipo A	163
Bibliografía	164

Lista de Acrónimos y Anglicismos

AACC Lazo de amortiguamiento activo que realimenta la corriente de los capacitores del filtro LCL. 57, 71, 74–76

boost Anglicismo utilizado en referencia al convertidor elevador de tensión. 12, 19, 20, 23, 24, 39, 43

BR Bloque Resonante. 66, 68, 70

CA corriente alterna. 11, 12, 46, 47, 52, 151, 159

CC corriente continua. 11, 12, 23, 46, 158–160

CC-CA corriente continua a corriente alterna. 11, 12, 18, 24, 45, 147

CC-CC corriente continua a corriente continua. 11, 12, 18, 20, 23, 24, 43, 63, 147

drivers Anglicismo utilizado en referencia a los dispositivos de disparo de las llaves de un convertidor. 156, 159

DSOGI Doble Integrador Generalizado de Segundo Orden (Double Second Order Generalized Integrator). 17, 105, 106, 121, 122

DSOGI-FLL Mecanismo de sincronización que combina un DSOGI con un FLL. 17, 18, 65, 102, 105, 106, 120, 123–127, 130–132, 138, 139, 141–143, 145, 149

DSP Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor). 25, 38, 50, 97, 103, 129, 156, 158, 160, 161

ESR Resistencia Equivalente Serie (Equivalent Series Resistance). 41, 42, 48

feedforward Anglicismo utilizado en referencia a la técnica basada en a prealimentación de una perturbación, comúnmente utilizada en sistemas de control. 65, 71, 75, 81

FLL Lazo de Seguimiento de Frecuencia (Frequency Locked Loop). 17, 105, 106, 123, 132

HHD Distorsión Armónica de alta Frecuencia (High-frequency Harmonic Distortion). 91, 93

HPF Filtro Pasa alto (High Pass Filter). 16, 80, 81, 92–94

IGBT Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor). 74, 77, 90, 96, 114, 122, 129, 156

L inductivo. 12–14, 17, 27, 28, 34, 40, 43, 45, 46, 52–62, 82, 85, 86, 147

LC inductivo-capacitivo. 116–119, 143, 144

LCL inductivo-capacitivo-inductivo. 12–18, 20–25, 27, 28, 30, 32–34, 37, 39–43, 45–49, 56–59, 61–64, 70, 74, 77, 79–82, 84, 89–92, 94–97, 99, 101–104, 107, 110, 115, 116, 118, 120, 122, 123, 126, 129–141, 143–145, 147–150, 155–161

LPF Filtro Pasa Bajo (Low Pass Filter). 112, 114, 122

PI Proporcional Integral. 20, 23, 27–30, 34, 39, 41–43, 46, 47, 147

PLL Lazo de Seguimiento de Fase (Phase Locked Loop). 17

- PR** Proporcional Resonante. 16, 21, 28, 45, 47, 51–64, 66, 68, 71, 74–77, 79–82, 84–86, 90, 92–94, 99, 106–108, 115, 119, 122, 144, 148, 149
- PWM** Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation). 13, 15, 25, 26, 34, 38, 46–48, 103, 156
- ripple** Anglicismo utilizado en referencia a la componente de rizado de alta frecuencia presente en la forma de onda de una corriente o tensión. 12, 13, 24, 25, 28, 34, 41, 43, 134, 135, 139, 140, 147
- SAG** Anglicismo utilizado en referencia a los tipos de huecos de tensión producidos en líneas trifásicas en condición de falla. 91, 93, 124, 127, 129–136, 138–143, 155, 162, 163
- THD** Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion). 18, 75, 91, 122, 124–127, 130–135, 139–143
- VSI** inversor fuente de tensión (Voltage Source Inverter). 12, 13, 16, 17, 21, 22, 45–47, 52, 53, 55–58, 60, 62–64, 70, 74, 77, 79–82, 84–86, 90, 91, 94, 96, 99, 101–103, 114–120, 123, 129, 138, 144, 148–150, 155–161

Introducción

1.1. Problemática y estado actual del arte

DESDE los inicios de la electrificación, la vida en las sociedades modernas se ha vuelto cada vez más dependiente del uso de la energía eléctrica, al punto en que hoy en día resulta difícil imaginar un mundo sin electricidad. El crecimiento incesante de la población humana, trae consigo un continuo incremento en la demanda de energía eléctrica mundial. La inadecuada gestión de los recursos utilizados para suplir dicha demanda, podría ocasionar una crisis energética inminente. Además de ser una de las principales causas de que año tras año, se agraven algunos problemas ambientales tales como el calentamiento global y la contaminación del aire, provocados principalmente por el uso desmedido de combustibles fósiles. Para combatir estos problemas, es necesario implementar un plan mundial de descarbonización [1], y promover tanto la utilización como el desarrollo y la mejora de los métodos de obtención de energía limpia (no contaminante), a partir de recursos renovables.

La energía eléctrica que se obtiene de una fuente de energía renovable, puede ser aprovechada en puntos aislados o no de la red eléctrica. Cuando un generador de pequeña escala se conecta a la red de distribución eléctrica para producir energía, forma parte de lo que se conoce como generación distribuida [2]. En la Fig. 1-1 se bosqueja el esquema de conexión de un sistema de generación distribuida. Vale la pena aclarar que dicho esquema es ilustrativo, de modo

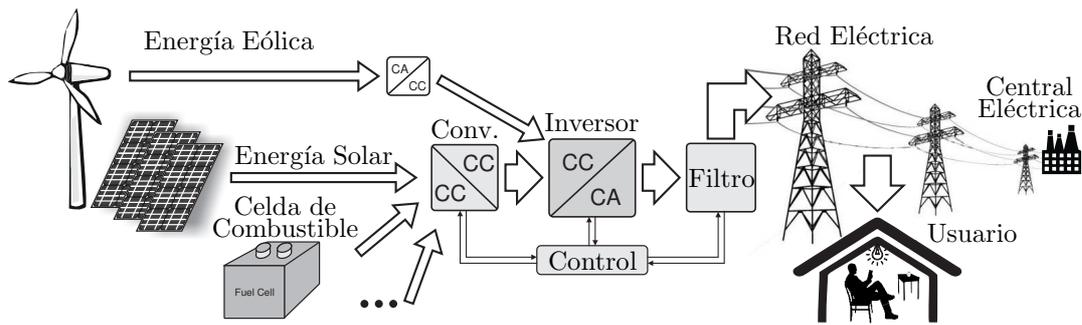


Figura 1-1.: Esquema de conexión de un sistema de generación distribuida.

que algunas de las componentes y conexiones mostradas, pueden variar de una aplicación a otra. Un sistema como el de la Fig. 1-1 puede estar compuesto por una única fuente de energía renovable, o por varias fuentes operando de forma combinada en lo que se conoce como micro-red [3–5]. La energía eléctrica que un sistema de generación distribuida inyecta a la red, en las cercanías de un usuario situado en un punto distante de las grandes centrales eléctricas, no debe circular a través de largas líneas de transmisión para llegar a destino. Esto trae como beneficio una reducción de las pérdidas resistivas originadas en las líneas [6]. La República Argentina en particular, cuenta con un vasto territorio y condiciones climáticas favorables para el desarrollo y explotación de sistemas de generación distribuida basados en fuentes de energía renovable [7], tales como turbinas eólicas [8], paneles solares [9], celdas de combustible [10], turbinas hidráulicas de pequeña escala [11], etc. Recientemente, ha sido aprobada una ley que brinda a todos los usuarios del sistema eléctrico argentino, la posibilidad de inyectar energía limpia a la red de baja tensión [12]. La generación distribuida puede ser utilizada tanto en aplicaciones residenciales como en aplicaciones comerciales o industriales, y puede ofrecer importantes beneficios a los consumidores cuando se la combina con las tradicionales redes eléctricas centralizadas. Los consumidores que tengan instalados sistemas de generación distribuida, cuentan con la posibilidad de inyectar a la red eléctrica su excedente de energía generada. Esta energía puede ser vendida a la red, o puede ser descontada de la factura eléctrica. Este tipo de generación, y su impacto en la

red de distribución, es actualmente un tema de exhaustivo estudio [1, 2, 13–16], y permite, dentro de ciertos límites, aliviar de carga a los generadores principales del sistema público, con el consiguiente beneficio que esto acarrea a la sociedad, disminuyéndose los gastos energéticos y mejorándose la relación con el medio ambiente.

Una configuración típica, utilizada en sistemas de generación distribuida (ver Fig. 1-1), consta de dos etapas de procesamiento de la energía [17, 18]: **(a)** una primera etapa, constituida por un convertidor de corriente continua a corriente continua (CC-CC), encargado de convertir el nivel de la tensión suministrada por la fuente de energía renovable, a otro nivel de tensión continua acorde con el requerido por la segunda etapa; **(b)** una segunda etapa, constituida por un inversor de corriente continua a corriente alterna (CC-CA), encargado de transformar la tensión de corriente continua (CC) suministrada por la primera etapa, en una tensión de corriente alterna (CA). La salida del inversor CC-CA se conecta a la red de distribución, a través de un filtro adecuado (ver Fig. 1-1), y se lo controla de modo de inyectar a la red de forma segura, la energía generada por la fuente de energía renovable.

Los convertidores CC-CC son ampliamente utilizados en sistemas de generación distribuida. Existe una gran variedad de topologías de convertidores CC-CC, cuya utilización depende de los requerimientos del sistema y de su aplicación (ganancia en tensión, potencia, rango de tensión de entrada, necesidad de aislamiento galvánico, etc.). Los convertidores CC-CC utilizados en sistemas de generación distribuida, deben ser capaces de mantener una salida de CC regulada a un nivel deseado, a pesar del amplio rango de variación que se presenta en su tensión y potencia de entrada [19]. Esto se debe a que, la producción de potencia en la mayoría de las aplicaciones que involucran fuentes de energía renovable, tales como la eólica y la solar, resulta altamente dependiente de las condiciones ambientales. En muchas aplicaciones que involucran recursos renovables, se requiere que la corriente extraída por un convertidor

CC-CC, de la fuente de alimentación primaria, posea un nivel muy bajo de ripple superpuesto [20–25]. En aplicaciones fotovoltaicas por ejemplo, un régimen de operación con elevado ripple de alta frecuencia, además de ocasionar pérdidas indeseadas, acelera el proceso de degradación y por lo tanto la vida útil de los paneles solares. El ripple puede causar que el punto de operación de los paneles se desvíe considerablemente del punto de máxima potencia, reduciendo la eficiencia del sistema [21, 26]. En este tipo de aplicaciones es muy común el uso de una etapa de entrada tipo boost, dotada de un filtro inductivo (L) [27–32]. Para atenuar el ripple de alta frecuencia presente en la corriente de entrada de la etapa boost, se suele colocar un gran capacitor electrolítico en paralelo con los paneles solares. Sin embargo, el estrés producido por el ripple reduce considerablemente la vida útil de los capacitores electrolíticos, y por consiguiente la esperanza de vida del convertidor [25, 33]. Una solución atractiva para la reducción del ripple es utilizar varios convertidores boost operando en modo entrelazado [34–37]. Otra alternativa, no tan común en esta aplicación, es la utilización de un filtro inductivo-capacitivo-inductivo (LCL). Dichos filtros, empleados ampliamente para la conexión de inversores CC-CA a redes de tensión alterna [38–43], resultan también una buena opción para filtrar el ripple de alta frecuencia presente en la corriente de entrada de convertidores CC-CC.

Los inversores CC-CA, son un componente esencial en la mayoría de los sistemas de generación distribuida de CA [16]. Cabe mencionar que en los últimos años se ha observado un avance significativo en la transmisión eléctrica en alta tensión de CC [44]. Sin embargo, en lo que respecta a la distribución en media y baja tensión, el suministro de la mayor parte de la potencia eléctrica del mundo aún se realiza a través de redes de CA trifásicas. Para implementar la etapa de CC-CA, en un sistema de generación distribuida como el de la Fig. 1-1, la topología más ampliamente utilizada es el inversor fuente de tensión (Voltage Source Inverter) (VSI) [45]. La tensión de salida de un VSI posee un elevado

contenido armónico de alta frecuencia, inherente al proceso de Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation) (PWM). Por esta razón, la conexión entre un VSI y la red de distribución eléctrica debe realizarse a través de un filtro adecuado (ver Fig. 1-1), a fin de garantizar que la energía inyectada a la red cumpla con los estándares de calidad de potencia [46–49]. La elección más simple para implementar dicho filtro es utilizar un inductor serie (Filtro L) [50]. Sin embargo, cumplir con los requerimientos de máxima emisión de armónicos a la red con un filtro de este tipo, requiere la utilización de un gran valor de inductancia o de una elevada frecuencia de conmutación de las llaves del VSI. Debido a ventajas en cuanto a costo y tamaño, los filtros LCL se han vuelto favoritos frente a los clásicos filtros L [51].

El control de un sistema de generación distribuida conformado por un VSI con filtro LCL, es una temática que despierta un gran interés científico en la actualidad. En los últimos años se han propuesto una gran diversidad de técnicas de control para este sistema. En comparación con la utilización de un filtro L, la utilización de un filtro LCL dificulta el control del sistema. Esto se debe a un incremento en el orden de la dinámica del sistema que se desea controlar, y a la introducción de la frecuencia de resonancia natural del filtro LCL dentro del lazo de control. Desde el punto de vista de reducción de ripple, es deseable que la frecuencia de resonancia del filtro sea lo más baja posible, y que esta se ubique muy por debajo de la frecuencia del PWM. Con tales características, un filtro LCL puede proveer una atenuación del ripple de alta frecuencia mucho mayor que la que provee un filtro L. Sin embargo, cuanto más baja sea la frecuencia de resonancia de un filtro LCL, mayor será la exigencia requerida al momento de implementar el control del sistema en lazo cerrado [52,53]. En efecto, si un filtro LCL tiene una frecuencia de resonancia elevada, por encima de la frecuencia de ganancia unitaria del sistema en lazo abierto, el sistema tendrá un comportamiento en baja frecuencia próximo al de un filtro L equivalente. En un caso como este, se suele diseñar un controlador para el sistema en base

a los métodos clásicos comúnmente empleados para filtros L [54], ignorando la dinámica que introduce el capacitor del filtro [55]. Cuando se controla un filtro LCL con un diseño originalmente obtenido para un filtro L, el valor mínimo que puede tomar la frecuencia de resonancia del LCL resulta limitado. Esto se debe a razones de estabilidad, ya que si la frecuencia de resonancia es muy baja, el sistema de lazo cerrado resulta inestable [56]. En el caso en que un filtro tenga una frecuencia de resonancia baja, no resulta factible ignorar la dinámica del capacitor y el diseño de un controlador para el sistema resulta más complejo. Cuando se utiliza un controlador diseñado sin tener en cuenta la dinámica del capacitor, a fin de garantizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado, en [57] se recomienda posicionar la frecuencia de resonancia de un filtro LCL cuatro veces por encima del ancho de banda del controlador de corriente.

Para amortiguar la frecuencia de resonancia de un filtro LCL, en la literatura se han propuesto y estudiado numerosos métodos. Estos pueden clasificarse, a grandes rasgos, en métodos de amortiguamiento pasivo y métodos de amortiguamiento activo. Los métodos de amortiguamiento pasivo, son todos aquellos basados en la utilización de resistores, los cuales se colocan en serie o paralelo con los capacitores o inductores del filtro LCL [43, 58–60]. Por otro lado, los métodos de amortiguamiento activo, son todos aquellos en los que la oscilación del sistema es controlada mediante un algoritmo de procesamiento, aplicado a uno o más de los estados medidos del filtro LCL [52, 53, 56, 61–72]. Debido a que el amortiguamiento pasivo introduce pérdidas en el sistema, su utilización no es recomendable en sistemas de alta eficiencia, y siempre que sea posible es preferible la implementación de una técnica de amortiguamiento activo.

Las técnicas de amortiguamiento activo evitan la introducción de pérdidas en el sistema, no obstante, existen muchas técnicas que resultan imprácticas por la complejidad de su diseño y/o implementación, y por lo general requieren el uso de un número de sensores mayor al que se requiere para controlar un filtro L. Es decir que, además de la medición de la corriente inyectada a

la red, requieren al menos la medición de un estado extra del filtro LCL, tal como la corriente o tensión en los capacitores del filtro LCL, o la corriente del lado del inversor [52, 55–57, 61, 68, 72–74]. Algunos ejemplos de técnicas cuyo diseño o implementación resulta complejo son: estrategias de control de lazos múltiples [75], realimentación completa de estados [76], control adaptivo [77] o control por redes neuronales [78, 79]. Un incremento en la complejidad del hardware requerido, suele ser una de las mayores desventajas de dichas técnicas. El amortiguamiento activo también puede ser implementado sin utilizar sensores adicionales [80–82]. La estrategia consiste en filtrar la acción de control aplicada al modulador PWM mediante un filtro lineal. Si bien esta estrategia puede estabilizar el sistema, según los autores, no se cuenta con un diseño de dicho filtro que permita asignar los polos del sistema en lazo cerrado. Se debe resaltar que pocas aplicaciones presentan un esquema de control para un filtro LCL que permita posicionar arbitrariamente todos los polos de lazo cerrado del sistema. Para conseguir esto, en [83] se utiliza una realimentación completa de estados. Para implementar dicha estrategia, se utilizan tres sensores, ya que se deben medir las corrientes de los inductores y la tensión del capacitor del filtro. En [84], se propone un esquema basado en sensores virtuales. Allí, se miden dos estados y el tercero es estimado utilizando un observador. En [71] se implementa un filtrado de la acción de control, que permite posicionar todos los polos de lazo cerrado del sistema, utilizando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red. Sin embargo, dicha propuesta presenta una elevada complejidad de diseño e implementación.

La mayoría de las aplicaciones encontradas en la literatura se abocan al control de la corriente del LCL del lado del convertidor, más que al control de la corriente del lado de la fuente a la que se conecta el filtro. Esto se debe a que la realimentación de la corriente del lado del inversor, introduce por sí misma un amortiguamiento en el lazo de control [61], además de que permite tomar ventaja de los sensores de corriente usualmente incorporados en inversores co-

merciales. Sin embargo, cuando se utiliza la corriente del lado del inversor, no se implementa un control directo de la corriente inyectada a la red. Por esta razón, la mayoría de los trabajos recientes prefieren implementar el control de un VSI con filtro LCL utilizando la realimentación de la corriente del lado de la red, y superar los problemas de estabilidad utilizando un método adecuado de amortiguamiento activo [52, 67, 68].

El desafío actual es desarrollar técnicas efectivas de amortiguamiento activo, con una complejidad relativamente baja en lo que respecta a diseño e implementación, y que además requieran la menor cantidad posible de mediciones. Atendiendo a la necesidad de reducir el número de estados medidos del filtro LCL, en [63] se demuestra que es posible implementar el control de un sistema conformado por un VSI y un filtro LCL de alta frecuencia de resonancia (respetando el límite de Nyquist, en caso de implementación digital), realimentando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red. Siguiendo esta línea, en [52] se analiza el control de un filtro LCL mediante un regulador Proporcional Resonante (PR) [54, 85–87]. Sea ω_{res}^L la frecuencia angular de resonancia de un filtro LCL, se comprueba en [52] que existe un valor denominado frecuencia de resonancia crítica, el cual se denotará ω_{crit} , tal que: **(a)** Si $\omega_{res}^L > \omega_{crit}$ (región de alta frecuencia de resonancia), resulta posible controlar el sistema con un PR, realimentando únicamente la corriente inyectada a la red. **(b)** Si $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$ (región de baja frecuencia de resonancia), se debe implementar un lazo extra de amortiguamiento activo, realimentando la medición de la corriente de los capacitores del filtro LCL. **(c)** Si $\omega_{res}^L = \omega_{crit}$, el sistema resulta inestable aun implementando el lazo extra de amortiguamiento activo. El análisis realizado en [52] despertó el interés por controlar un VSI con un filtro LCL de frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L \leq \omega_{crit}$, realimentando únicamente la corriente inyectada a la red. En [67] esto se logra utilizando un PR, más un lazo de amortiguamiento activo que realimenta dicha corriente a través de un Filtro Pasa alto (High Pass Filter) (HPF) de primer orden [65–67]. Sin embargo, cuando dicho método se

emplea para controlar un VSI con un filtro de muy baja frecuencia, no se obtiene una buena respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado.

Además de las mediciones necesarias para implementar un lazo estable de control de la corriente inyectada a la red, en la mayoría de los esquemas de amortiguamiento activo se precisa la medición de la tensión de la red, para generar una referencia de corriente sincronizada con la red. La sincronización es una de las cuestiones más importantes en cualquier sistema de inyección a red. Mediante una correcta sincronización se puede conseguir un control adecuado de las cantidades de potencia activa y reactiva inyectadas. En sistemas trifásicos balanceados, solo es necesaria la detección y sincronización del sistema de inyección con la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red. Por otro lado, frente a una red fuertemente desbalanceada (como la que se presenta en una condición de falla), el conocimiento adicional de la componente fundamental de secuencia negativa es necesario para implementar algoritmos de control adecuados [88]. Cuando se dispone de la medición de la tensión de la red, uno de los métodos de sincronización más utilizados (por su efectividad y funcionalidad), se basa en el uso de un Doble Integrador Generalizado de Segundo Orden (Double Second Order Generalized Integrator) (DSOGI) [88–90]. Un DSOGI debe sintonizarse para la detección de la componente de frecuencia fundamental de la red. Para que un DSOGI sea adaptivo en frecuencia, se lo suele combinar con un Lazo de Seguimiento de Fase (Phase Locked Loop) (PLL) [91] o con un Lazo de Seguimiento de Frecuencia (Frequency Locked Loop) (FLL). El mecanismo de sincronización que resulta de esta última combinación, suele conocerse en la literatura como DSOGI-FLL [88, 92, 93].

Con afán de reducir el número de sensores, diferentes técnicas de sincronización sin medición de la tensión de red han sido propuestas para VSI con filtros L [94, 95], y para VSI con filtros LCL [96–103]. En [104], una extensión del trabajo presentado en [100], propone la sincronización de un VSI con filtro LCL utilizando un observador que permite estimar las componentes de secuencia po-

sitiva y negativa de la tensión de la red. Este observador es implementado en un marco de coordenadas rotante sincronizado con la tensión de la red. En dicho marco, los coeficientes del modelo en variables de estados de la planta que desea observarse (el VSI con filtro LCL), resultan dependientes del valor actual de la frecuencia fundamental de la red. Por este motivo, para hacer al sistema adaptivo en frecuencia, en [104] se requiere que los coeficientes de las matrices del observador resultante sean calculados en tiempo real (discretización en línea), lo que implica una alta carga computacional en la implementación práctica del observador. Además, frente a una red con una elevada Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distortion) (THD), el observador propuesto en [104] no consigue estimar la componente fundamental de la tensión y su frecuencia, con un rechazo a los armónicos comparable al obtenido con un clásico DSOGI-FLL.

1.2. Objetivos de la tesis

Acorde con la problemática y estado actual del arte (Sección 1.1), esta tesis persigue el desarrollo de técnicas efectivas de control aptas para etapas de CC-CC o etapas CC-CA dotadas de filtros LCL. En esencia, se busca una técnica de amortiguamiento activo para el control del filtro LCL, que pueda ser implementada independientemente del valor de la frecuencia de resonancia del filtro. Dicha técnica debe involucrar además un número mínimo de estados medidos del filtro LCL. En el caso de inversores conectados a la red a través de filtros LCL, se buscará incluso prescindir de la medición de la tensión de la red. Lo cual requiere que la sincronización del sistema con la red sea implementada sin utilizar sensores para medir la tensión de red. Además, las técnicas de control o sincronización que se propongan, no deben perder de vista mantener una complejidad relativamente baja en lo que respecta a diseño e implementación.

1.3. Contribuciones de la tesis

En esta sección se presenta una lista de los trabajos originales desarrollados por el autor de esta tesis en el marco de desarrollo de la misma. El contenido de los capítulos de esta tesis se desarrolla en base a estos trabajos.

Trabajos originales en revistas científicas [53, 105, 106]

- Fantino, Roberto Armin; Busada, Claudio; Solsona, Jorge Alberto; “Current controller for a bidirectional boost input stage equipped with an LCL (inductance-capacitance-inductance) filter”; Elsevier; Energy; 84; 5-2015; 91-97 [105]. Los resultados de este trabajo se presentan en el Capítulo 2.
- R. A. Fantino, C. A. Busada and J. A. Solsona, “Optimum PR Control Applied to LCL Filters With Low Resonance Frequency”, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 793-801, Jan. 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2667409 [53]. Los resultados de este trabajo se presentan en los Capítulos 3 y 5.
- R. A. Fantino, C. A. Busada and J. A. Solsona, “Observer-Based Grid-Voltage Sensorless Synchronization and Control of a VSI-LCL tied to an Unbalanced Grid”, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, early acces, 2018. doi: 10.1109/TIE.2018.2868255 (En prensa) [106]. Los resultados de este trabajo se presentan en el Capítulo 6.

Trabajos originales en congresos científicos [107–110]

- R. Fantino, C. Busada and J. Solsona, “Controlador PI modificado para un convertidor boost bidireccional con filtro LCL en la entrada”, 2014 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), Bariloche, Argentina, 2014, pp. 61-66. doi: 10.1109/ARGENCON.2014.6868472 [107]. Los resultados de este trabajo se presentan en el Capítulo 2.

- R. Fantino, C. Busada and J. Solsona, “A current controller for inverters connected to the grid through an LCL filter with low resonance frequency”, 2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC), Cordoba, Argentina, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/RPIC.2015.7497074 [108]. Los resultados de este trabajo se presentan en el Capítulo 4.
- R. Fantino, C. Busada and J. Solsona, “Control PR óptimo aplicado a filtros LCL con baja frecuencia de resonancia”, 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), Buenos Aires, Argentina, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/ARGENCON.2016.7585275 [109]. Los resultados de este trabajo se presentan en los Capítulos 3 y 5.
- R. Fantino, C. Busada and J. Solsona, “Grid-voltage sensorless control of an LCL filter with low resonance frequency”, 2017 1st Conference on PhD Research in Microelectronics and Electronics Latin America (PRIME-LA), Bariloche, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/PRIME-LA.2017.7899175 [110]. Los resultados de este trabajo se presentan en el Capítulo 6.

1.4. Organización de la tesis

El Capítulo 1 brinda una introducción al tema de estudio. Se realiza un repaso bibliográfico que describe el contexto tecnológico y la problemática en base a la cual se desarrolla esta tesis.

El Capítulo 2 corresponde al primer acercamiento del autor al control de filtros LCL. Allí se propone una estrategia de control apta para un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia, utilizado en un convertidor CC-CC de tipo boost. La estrategia se basa en la modificación de un controlador Proporcional Integral (PI) clásico, mediante el agregado de una sencilla red de filtrado lineal, la cual permite posicionar todos los polos de lazo cerrado del sistema y conseguir así el amortiguamiento activo del filtro LCL.

El Capítulo 3 presenta la descripción y modelado del sistema conformado

por un VSI trifásico, conectado a la red de distribución a través de un filtro LCL. Allí también se presenta una introducción al controlador PR y se describe la problemática que plantea su utilización para el control de un VSI con filtro LCL. Los conceptos y resultados presentados en este capítulo, constituyen una base teórica para el desarrollo de los siguientes capítulos, donde se proponen estrategias de control aptas para un VSI con filtro LCL de baja frecuencia de resonancia.

El Capítulo 4 presenta la primer propuesta del autor para controlar un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL sin amortiguamiento pasivo, utilizando únicamente la medición de la corriente de salida del filtro LCL, e independientemente de su frecuencia de resonancia. Esta propuesta surge en relación directa con la estrategia de control propuesta en el Capítulo 2, siguiendo la idea de posicionar todos los polos del sistema en lazo cerrado. Esta propuesta evolucionó hacia la estrategia de control que se presenta en el Capítulo 5.

El Capítulo 5 presenta una estrategia de control para un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL sin amortiguamiento pasivo, utilizando únicamente la medición de la corriente de salida del filtro LCL, e independientemente de su frecuencia de resonancia. A diferencia de la estrategia propuesta en el Capítulo 4, la cual requiere la modificación de la estructura clásica de un PR, aquí se propone un criterio de diseño mejorado que permite el uso de un diseño óptimo del regulador PR clásico.

El Capítulo 6, propone el uso de un observador para realizar la sincronización y el control de un VSI con filtro LCL. Utilizando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red, el observador provee la estimación de los estados del filtro LCL, y de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red. Los estados estimados del filtro se utilizan para implementar una estrategia de control equivalente a la propuesta en el Capítulo 5. Por otro lado, la estimación de las secuencias de la red será empleada para implementar una estrategia de inyección de potencia, apta para una red en

condición de falla.

El Capítulo 7, presenta las conclusiones finales acerca de todo el trabajo realizado en esta tesis. También se mencionan algunos posibles trabajos futuros, que quedaron pendientes o podrían surgir en relación con la temática de esta tesis.

El Apéndice A, presenta una solución matemática para resolver una ecuación Diofántica polinomial [111], requerida para hallar los polinómios de los controladores propuestos en los Capítulos 4 y 5.

El Apéndice B, presenta las principales características del prototipo de VSI trifásico con filtro LCL de salida, utilizado para la obtención de los resultados experimentales de los Capítulos 5 y 6.

Controlador PI modificado para el control de un convertidor boost con filtro LCL

2.1. Introducción

EN este capítulo se propone una estrategia de control para un convertidor CC-CC de tipo boost, conectado a una fuente de CC a través de un filtro LCL. La propuesta, apta para el control de filtros LCL con baja frecuencia de resonancia, consiste en controlar la corriente que el convertidor drena de la fuente de CC, utilizando para ello un controlador PI modificado. La modificación consiste en el agregado de una sencilla red de filtrado lineal, en serie con el término integral de un controlador PI clásico. El controlador PI modificado de esta manera realiza el amortiguamiento activo del filtro, y permite ubicar arbitrariamente todos los polos de lazo cerrado del sistema. La implementación de este controlador requiere únicamente la medición de un solo estado del filtro LCL, la corriente a controlar. Por lo tanto, este controlador puede ser implementado utilizando un único sensor. Los resultados presentados en este capítulo fueron publicados en [105, 107].

El resto de este capítulo se organiza de la siguiente manera. En la Sección 2.2, se presenta el controlador propuesto. En la Sección 2.3, se analiza un caso

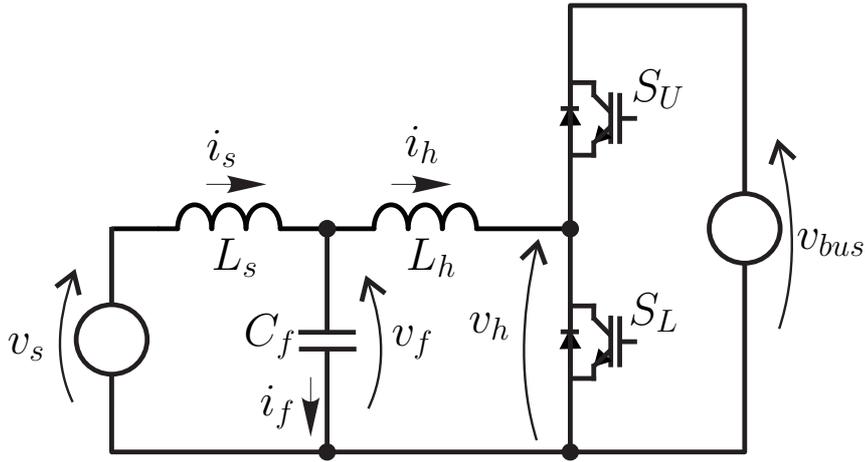


Figura 2-1.: Convertidor boost con filtro LCL.

típico de diseño. En la Sección 2.4 se demuestra la validez y efectividad de la propuesta, mediante resultados de simulación y experimentales, obtenidos en la implementación práctica del controlador propuesto. Finalmente, la Sección 2.5 contiene las conclusiones de este capítulo.

2.2. Controlador Propuesto

2.2.1. Descripción del sistema

La Fig. 2-1 ilustra el modelo circuital de un convertidor CC-CC de tipo boost. Debido a la característica bidireccional del sistema, vale la pena mencionar que los resultados de este capítulo son válidos para aplicaciones en las que se desee transferir potencia con bajo nivel de ripple de corriente, desde el lado de alta tensión del convertidor hacia su lado de baja tensión, tal como puede ser el caso de un sistema de carga de baterías [112]. No obstante, se hará énfasis en la utilización del convertidor para drenar corriente desde su lado de baja tensión hacia su lado de alta tensión. Como se mencionó en el Capítulo 1, un convertidor como el de la Fig. 2-1 puede conformar la etapa de elevación de tensión de un sistema fotovoltaico de generación distribuida, etapa encargada de elevar un nivel de tensión continua v_s suministrado por los paneles solares, a un nivel de tensión v_{bus} , requerido por una segunda etapa conformada por un inversor CC-

CA [ver Capítulo 1, Sección 1.1]. Con la finalidad de atenuar el nivel de ripple presente en la corriente i_s suministrada por la fuente de tensión v_s , dicha fuente se conecta al punto medio de la pierna de conmutación de tensión v_h , a través de un filtro LCL. Como se indica en la Fig. **2-1**, este filtro está conformado por un inductor L_s (por el que circula la corriente i_s), un capacitor C_f (de tensión v_f y corriente i_f), y un inductor L_h (por el que circula la corriente i_h que ingresa a la pierna). Para considerar un peor caso de amortiguamiento, en lo que sigue se supondrá que tanto los componentes del filtro como las llaves del convertidor son ideales, y que la fuente de tensión v_s tiene resistencia de salida nula. En efecto, la presencia en el circuito de elementos disipativos (resistores), introduciría amortiguamiento pasivo en el sistema, lo que facilitaría el control de la resonancia del filtro LCL [43, 58–60].

Para realizar un análisis de la dinámica del sistema, puede considerarse $v_s = 0$, pues v_s es una entrada externa al sistema que no afecta su dinámica. La relación entre i_s y v_h , con $v_s = 0$, la gobierna la siguiente función transferencia:

$$H_F(s) = \left. \frac{I_s(s)}{V_h(s)} \right|_{v_s=0} = -\frac{1}{L_s L_h C_f s(s^2 + \omega_{res}^2)}, \quad (2-1)$$

donde $I_s(s)$ y $V_h(s)$ representan la transformada de Laplace de i_s y v_h respectivamente; $\omega_{res} = \sqrt{1/L_p C_f}$ es la frecuencia de resonancia del filtro LCL, con $L_p = L_s L_h / (L_s + L_h)$.

2.2.2. Modelado lineal del retardo

Si bien el control del sistema será diseñado en el dominio continuo, su implementación se llevará a cabo de forma digital, utilizando un Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor) (DSP). Es preciso entonces incluir en el modelo continuo de la planta que desea controlarse, el retardo de procesamiento introducido por el DSP, y el efecto del proceso de muestreo y retención del sistema. En esta aplicación, la entrada de referencia del modulador PWM

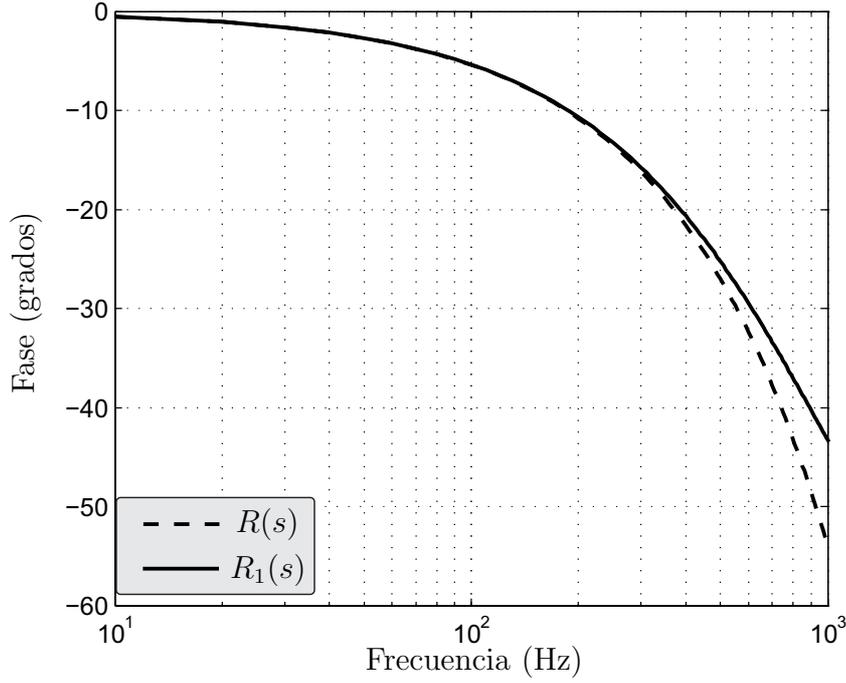


Figura 2-2.: Respuesta en frecuencia en fase de $R(s)$ (línea de trazos) y $R_1(s)$ (línea continua), $T_s = 10^{-4}s$

será actualizada en sincronía con los instantes de muestreo de la implementación digital, de periodo T_s . Así, el retardo de procesamiento entre la captura de la variable medida y la actualización del PWM, será de una muestra. Por otro lado, el efecto del proceso de muestreo y retención será modelado como un retardo de la mitad del periodo de muestreo. Este retardo surge de la promediación entre muestras, de la señal discreta que aplica el convertidor a la planta continua [113]. Los dos efectos mencionados, pueden combinarse en un único retardo $T_p = 1.5T_s$ [67, 113]. Este retardo puede aproximarse mediante una función de transferencia de primer orden entre la entrada de referencia del modulador PWM, v_h^* , y la tensión de salida del convertidor v_h [114]. Dicha función de transferencia está dada por:

$$R_1(s) = \frac{V_h(s)}{V_h^*(s)} = \frac{\Omega_r}{(s + \Omega_r)}, \quad (2-2)$$

donde $V_h^*(s)$ y $V_h(s)$ representan las transformadas de Laplace de v_h^* y v_h respectivamente; $\Omega_r = 1/1.5T_s$, donde T_s es el tiempo de muestreo de la implementación digital. En la Fig. 2-2, se grafica el aporte de fase que introduce la

función de transferencia (2-2) en el lazo de control, junto con el retardo de fase que produce un retardo puro igual a $T_p = 1.5T_s$, cuya función de transferencia está dada por:

$$R(s) = e^{-sT_p}. \quad (2-3)$$

Dicha gráfica fue obtenida para $T_s = 10^{-4}s$ ($f_s = 1/T_s = 10KHz$). Nótese que, a alta frecuencia, el retardo de fase introducido por el retardo puro (2-3), es mayor que el retardo de fase introducido por la aproximación (2-2). Consecuentemente, cuando (2-2) sea utilizado para aproximar el retardo en el diseño de un controlador de lazo cerrado para el sistema de la Fig. 2-1, el margen de fase del sistema real será peor que el margen de fase del sistema modelado. En la Fig. 2-2, se puede ver que el error de fase introducido por la aproximación es igual a 1.77° para una frecuencia de $500Hz = f_s/20$, mientras que el error es igual a 10.7° para una frecuencia de $1KHz = f_s/10$. Es claro que para poder utilizar la aproximación (2-2), debe limitarse el ancho de banda f_{bw} del sistema de control en lazo cerrado.

En el presente caso de aplicación, se desea amortiguar de manera activa la frecuencia de resonancia del filtro LCL dada por $f_{res} = \omega_{res}/2\pi$, por lo tanto, el valor de esta frecuencia de resonancia debe estar restringido dentro de la banda de frecuencias donde la aproximación (2-2) produzca un error de fase aceptable. Una selección conservativa es restringir f_{res} y f_{bw} por debajo de $f_s/10$, frecuencia para la cual el error de fase introducido no supera los 10.7° . Con esta selección, el ancho de banda resulta el doble del ancho de banda usual. En efecto, en [115] se utiliza la aproximación (2-2) para el diseño de un PI discreto empleado para controlar un filtro L. Para obtener una respuesta aceptable del sistema en lazo cerrado, allí se recomienda que el ancho de banda f_{bw} no vaya más allá de $f_s/20$.

Para poner en contexto el papel desempeñado por el rango de f_{res} , nótese que en [38], donde se efectúa el amortiguamiento activo de un filtro LCL mediante la realimentación de la tensión medida sobre el capacitor del filtro, se recomienda

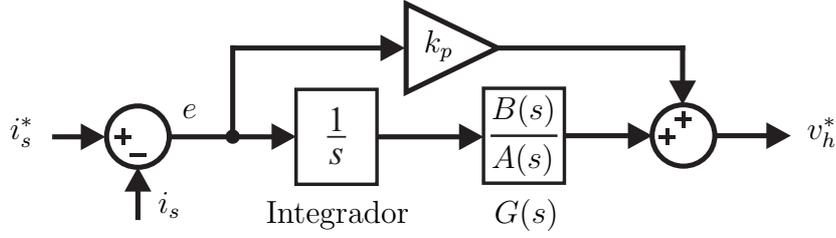


Figura 2-3.: Controlador PI modificado.

utilizar $f_{res} \approx f_s/3.4$. La propuesta expuesta en este capítulo [105,107], permite utilizar una frecuencia de resonancia f_{res} mucho menor que dicho límite, lo cual significa una mejora notable en cuanto a la atenuación del ripple de alta frecuencia presente en la corriente i_s . Además, en [52], donde se analiza el control de un filtro LCL utilizando un regulador PR en un marco de coordenadas estacionario (equivalente a implementar un control PI en un marco sincrónico dq), se concluye que cuando $f_{res} < f_s/6$, la realimentación de la corriente i_s resulta insuficiente para estabilizar el sistema en lazo cerrado. Por esta razón, cuando $f_{res} < f_s/6$, allí se realimenta adicionalmente la corriente del capacitor i_c (lo que requiere un sensor de corriente adicional). A diferencia de esto, la propuesta presentada aquí no requiere de sensores adicionales para estabilizar un filtro LCL con baja frecuencia de resonancia.

2.2.3. Controlador PI modificado y posicionamiento de los polos del sistema en lazo cerrado

Combinando las funciones de transferencia (2-2) y (2-1) resulta:

$$\frac{I_s(s)}{V_h^*(s)} = -\frac{c_0}{P(s)} = -\frac{c_0}{s(s^2 + \omega_{res}^2)(s + \Omega_r)}, \quad (2-4)$$

donde $c_0 = \Omega_r/L_s L_h C$. A fin de controlar el filtro LCL, se propone modificar un controlador PI estándar (ampliamente utilizado para el control de filtros L). La modificación propuesta consiste en agregar, en serie con el término integral del PI, un filtro lineal de función de transferencia $G(s) = B(s)/A(s)$, del modo que se ilustra en la Fig. 2-3. Como se explica más adelante en este apartado,

el filtro $G(s)$ debe ser de orden tres y grado relativo cero, de la forma:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}{s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}. \quad (2-5)$$

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado $H_{CL}(s) = I_s(s)/I_s^*(s)$ (donde $I_s^*(s)$ es la transformada de Laplace de la referencia de corriente i_s^*), resulta:

$$H_{CL}(s) = \frac{-c_0[sA(s)k_p + B(s)]}{\underbrace{sA(s)P(s) + c_0[sA(s)k_p + B(s)]}_{D_{CL}(s)}}. \quad (2-6)$$

El sistema de lazo cerrado consta de ocho estados. Cuatro de estos estados corresponden a la representación del sistema dada por (2-4), un estado es provisto por el controlador PI, y los restantes tres estados son los aportados por la red lineal (2-5). El polinomio $D_{CL}(s)$, denominador de (2-6), resulta así de grado ocho. La estructura del controlador propuesto permite posicionar arbitrariamente las ocho raíces del polinomio $D_{CL}(s)$. Para esto, se requiere seleccionar de forma adecuada las ocho constantes del controlador (k_p , $a_{i=0,1,2}$ y $b_{i=0,1,2,3}$). Para verificar esto, sean a_j^* , $j = 0, 1, \dots, 7$ ocho constantes arbitrarias, escójase k_p , a_i y b_i de la siguiente forma:

$$a_2 = a_7^* - \Omega_r \quad (2-7)$$

$$a_1 = a_6^* - \omega_{res}^2 - \Omega_r a_2 \quad (2-8)$$

$$a_0 = a_5^* - \omega_{res}^2(\Omega_r + a_2) - \Omega_r a_1 \quad (2-9)$$

$$k_p = [a_4^* - \omega_{res}^2(a_2\Omega_r + a_1) - \Omega_r a_0]/c_0 \quad (2-10)$$

$$b_3 = [a_3^* - \omega_{res}^2(a_1\Omega_r + a_0) - c_0 k_p a_2]/c_0 \quad (2-11)$$

$$b_2 = [a_2^* - \omega_{res}^2 a_0 \Omega_r - c_0 k_p a_1]/c_0 \quad (2-12)$$

$$b_1 = a_1^*/c_0 - k_p a_0 \quad (2-13)$$

$$b_0 = a_0^*/c_0. \quad (2-14)$$

Sustituyendo en las ecuaciones (2-4)-(2-6), las expresiones de las constantes del controlador dadas por (2-7)-(2-14), el polinomio denominador de (2-6) resulta:

$$D_{CL}(s) = s^8 + \sum_{j=0}^7 a_j^* s^j. \quad (2-15)$$

Se tiene entonces que, seleccionando adecuadamente los parámetros del controlador, es posible obtener un polinomio $D_{CL}(s)$ de orden ocho con coeficientes arbitrarios. De este modo, el método para diseñar el controlador resulta simple. A partir de la especificación de las posiciones de los ocho polos de la función de transferencia de lazo cerrado (2-6) [raíces de $D_{CL}(s)$ (2-15)], pueden computarse los valores de las constantes a_j^* , $j = 0, 1, \dots, 7$. Luego, reemplazando estos valores en las ecuaciones (2-7)-(2-14), se obtienen los correspondientes parámetros del controlador (k_p , $a_{i=0,1,2}$ y $b_{i=0,1,2,3}$). En resumen, la red de filtrado lineal (2-5) conectada en serie con el término integral del PI, permite amortiguar activamente el filtro LCL, mediante la asignación arbitraria de todos los polos de lazo cerrado del sistema. Vale la pena recalcar que para conseguir esto, sólo se utiliza la medición de la corriente i_s , y no se requieren sensores adicionales.

En este punto, se puede explicar la razón por la cual se seleccionó para la red de filtrado lineal, la estructura de orden tres y grado relativo cero dada por (2-5). Utilizando esta estructura el sistema en lazo cerrado presenta ocho estados (polos a posicionar) y se cuenta con ocho constantes independientes k_p , $a_{i=0,1,2}$ y $b_{i=0,1,2,3}$, las cuales pueden ser seleccionadas para posicionar arbitrariamente los ocho polos del sistema. Si por ejemplo, se seleccionara para la red de filtrado lineal la siguiente función de transferencia $G_1(s)$ de grado dos y grado relativo zero:

$$G_1(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (2-16)$$

resultaría un sistema de lazo cerrado con siete estados, mientras que el controlador sólo contaría con seis parámetros independientes para realizar el posicionamiento de los polos. Por lo tanto, una red lineal con una estructura dada por

$G_1(s)$ (2-16), no permite posicionar arbitrariamente los resultantes siete polos del sistema en lazo cerrado.

Se debe resaltar entonces, el hecho que la estructura dada por (2-5) representa la función de transferencia con el mínimo grado, que brinda la posibilidad de posicionar arbitrariamente todos los polos de lazo cerrado del sistema.

2.2.4. Efecto de los ceros de lazo cerrado

El método propuesto sólo permite posicionar arbitrariamente los polos del sistema en lazo cerrado, pero no permite posicionar los ceros, ya que estos quedan definidos por $A(s)$, $B(s)$ y k_p , de acuerdo a (2-6). En sistemas dinámicos lineales, se sabe que la respuesta temporal no depende solamente de la ubicación de los polos, sino que depende también de la ubicación de los ceros del sistema. Un cero en el semiplano izquierdo, de la forma $(s/\omega_z + 1)$, con $\omega_z > 0$, introduce en el sistema un término proporcional a la derivada de la referencia de corriente i_s^* . Dicho término tiende a ocasionar sobrepicos en la respuesta temporal. Por otro lado, un cero en el semiplano derecho (para el que $\omega_z < 0$), introduce un término que causa un efecto inverso, el cual tiende a hacer que la respuesta se mueva en un sentido opuesto al de la referencia. En caso que el sobrepico obtenido en la respuesta de salida del sistema sea muy grande, este pico puede reducirse a un nivel deseado cancelando los ceros de la función de transferencia (2-6) que se ubiquen en el semiplano izquierdo. Esto puede realizarse prefiltrando la referencia de corriente i_s^* , mediante un filtro con una función de transferencia dada por $F_1 = 1/Z(s)$, donde $Z(s)$ es un polinomio cuyas raíces coinciden con los ceros que se desea cancelar. En general no resulta necesario cancelar todos los ceros de (2-6), sino que puede obtenerse un buen resultado cancelando únicamente los ceros dominantes. Esta cuestión se ilustra en la siguiente sección, donde se analiza un caso típico de diseño.

2.3. Análisis de un caso típico de diseño

En esta sección se analizará el comportamiento del controlador propuesto en este capítulo. Se utilizará una frecuencia de muestreo $f_s = 10KHz$ ($\Omega_r = 1/1.5T_s = 6.66 \cdot 10^3 rad/s$), y un filtro LCL con $L_s = L_s^{nom} = 2.35mH$, $L_h = L_h^{nom} = 2.1mH$ y $C_f = C_f^{nom} = 91\mu F$ ($f_{res} = \omega_{res}/2\pi = 501Hz$). Este filtro fue diseñado para que su frecuencia de resonancia se encuentre al menos diez veces por debajo de la frecuencia de muestreo, para cumplir con $f_{res} = f_s/19.96 < f_s/10$. Este diseño sigue las recomendaciones propuestas en [57].

Los parámetros del controlador (k_p , $a_{i=0,1,2}$ y $b_{i=0,1,2,3}$), fueron calculados para obtener los siguientes polos de lazo cerrado:

- un par de polos complejos en $0.7\omega_{res}(-1 \pm j)$,
- seis polos reales en $-\omega_{res}$.

Para el diseño del controlador, primero se deben computar los coeficientes a_j^* , $j = 0, 1, \dots, 7$ del polinomio (2-15). Dicho polinomio corresponde al denominador de la función de transferencia de lazo cerrado definida en (2-6). A partir de los polos especificados se construye el polinomio denominador de lazo cerrado deseado:

$$D_{CL}(s) = [s + 0.7\omega_{res}(1 + j)][s + 0.7\omega_{res}(1 - j)](s + \omega_{res})^6. \quad (2-17)$$

Luego, con los coeficientes obtenidos junto con ω_{res} y Ω_r , se calculan los valores de los parámetros del controlador (k_p , $a_{i=0,1,2}$ y $b_{i=0,1,2,3}$), utilizando las ecuaciones (2-7)-(2-14).

2.3.1. Respuesta en frecuencia

La Fig. 2-4(a) muestra los diagramas de Bode en magnitud, de la función de transferencia $H_F(s) = I_s(s)/V_h(s)$ del filtro LCL utilizado (línea de trazos)

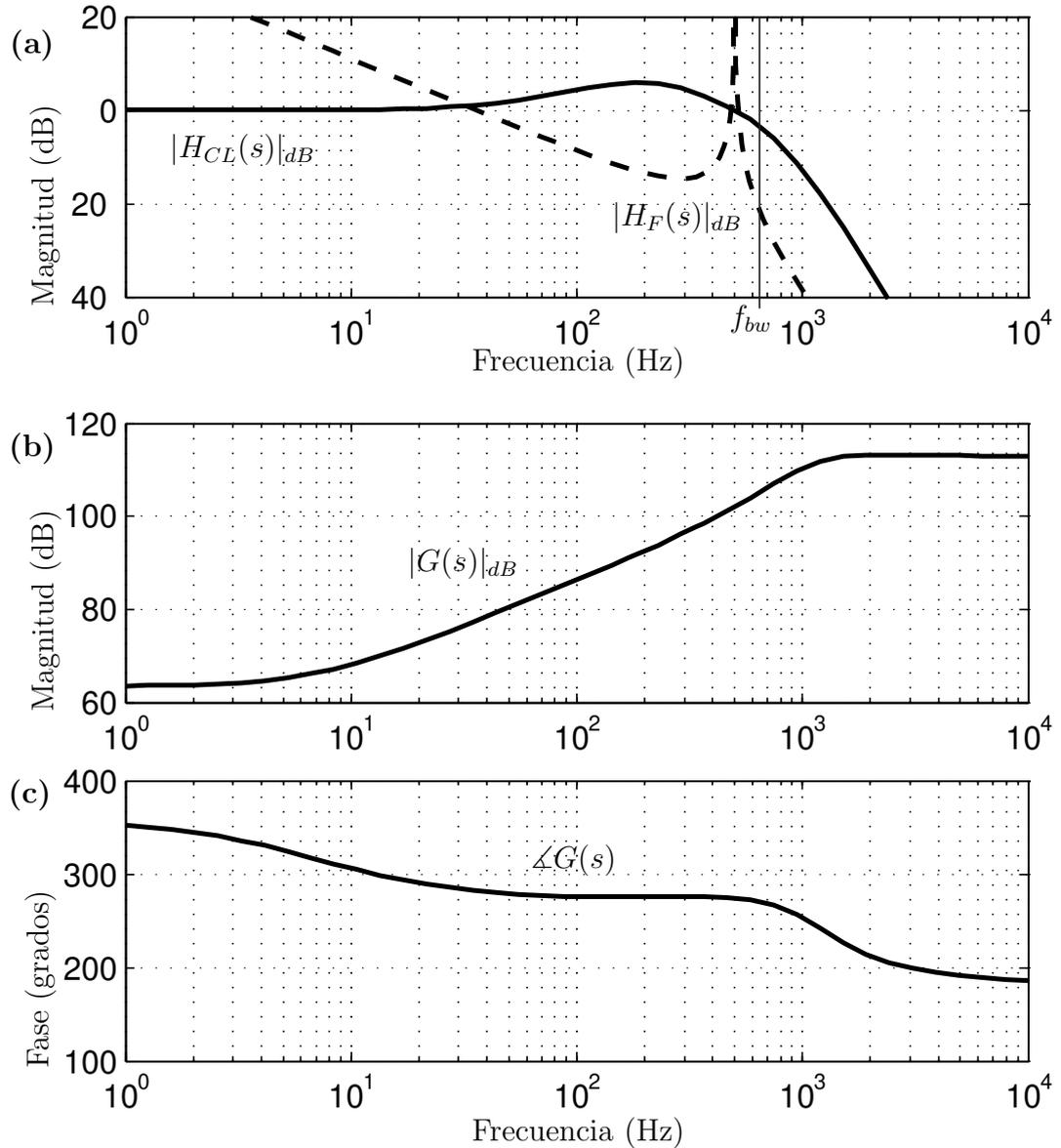


Figura 2-4.: Diagramas de Bode: **(a)** Magnitud del filtro $H_F(s)$ (línea de trazos) y del sistema en lazo cerrado $H_{CL}(s)$ (línea continua). **(b)** Magnitud de $G(s)$. **(c)** Fase de $G(s)$.

[ver (2-1)], y de la función de transferencia de lazo cerrado $H_{CL}(s)$, definida por (2-6). Como indica la línea f_{bw} marcada en la Fig. 2-4(a), la frecuencia para la cual $H_{CL}(s)$ tiene una ganancia de $-3dB$ es $631Hz$ (i.e. $f_{bw} \approx f_s/15.9$). Nótese entonces que la frecuencia de resonancia del filtro, $f_{res} = 501Hz$, se encuentra dentro del ancho de banda del sistema en lazo cerrado. Esto confirma que el método de diseño propuesto es útil para implementar el amortiguamiento activo de un filtro LCL, aún cuando su frecuencia de resonancia se encuentra dentro del ancho de banda del sistema a controlar. La principal ventaja de utilizar

una baja frecuencia de resonancia es que se reduce considerablemente el ripple a la frecuencia del PWM, presente en la corriente drenada de la fuente v_s . Se debe notar que, cuando se usa un filtro LCL, se puede reducir su frecuencia de resonancia incrementando el valor de capacidad del filtro, sin necesidad de modificar los valores de las inductancias. Por otro lado, cuando se utiliza un filtro L, la única forma de mejorar el filtrado (reducir el ripple a la frecuencia del PWM) es incrementar el valor de la inductancia conectada entre el convertidor y la fuente.

Las Figuras 2-4(b) y (c) muestran la respuesta en frecuencia del filtro lineal $G(s)$ definido en (2-16). Se puede observar que para valores bajos de frecuencia esta función de transferencia se comporta como un valor constante. Este valor constante representa la ganancia en baja frecuencia del término integral del controlador PI. Para valores elevados de frecuencia, $G(s)$ también se comporta como un valor constante, pero presenta un signo negativo (180° de fase), lo cual significa una realimentación positiva. Esto no afecta la estabilidad del lazo de control, ya que el cruce de fase por 180° se encuentra fuera del ancho de banda del sistema (i.e. más allá de la frecuencia de ganancia unitaria). Para valores medios de frecuencia la ganancia se incrementa en $20dB$ por década.

2.3.2. Respuesta temporal

La línea continua de la Fig. 2-5(b), muestra la respuesta temporal para una señal de referencia de tipo escalón aplicada al sistema de lazo cerrado ideal (2-6). Dicha respuesta presenta un sobrepico $M_p = 87\%$ con respecto al valor de la respuesta en estado estacionario. En muchas aplicaciones este sobrepico es inaceptable. Como se explicó en la Sección 2.2, el sobrepico es generado por la presencia de ceros en el semiplano izquierdo, en la función de transferencia (2-6). En efecto, considérese por el momento un sistema con función de transferencia $1/D_{CL}(s)$ [recuérdese que $D_{CL}(s)$ es el polinomio denominador de (2-6)]. Dicho sistema, el cual no tiene ceros y está compuesto por dos polos complejos

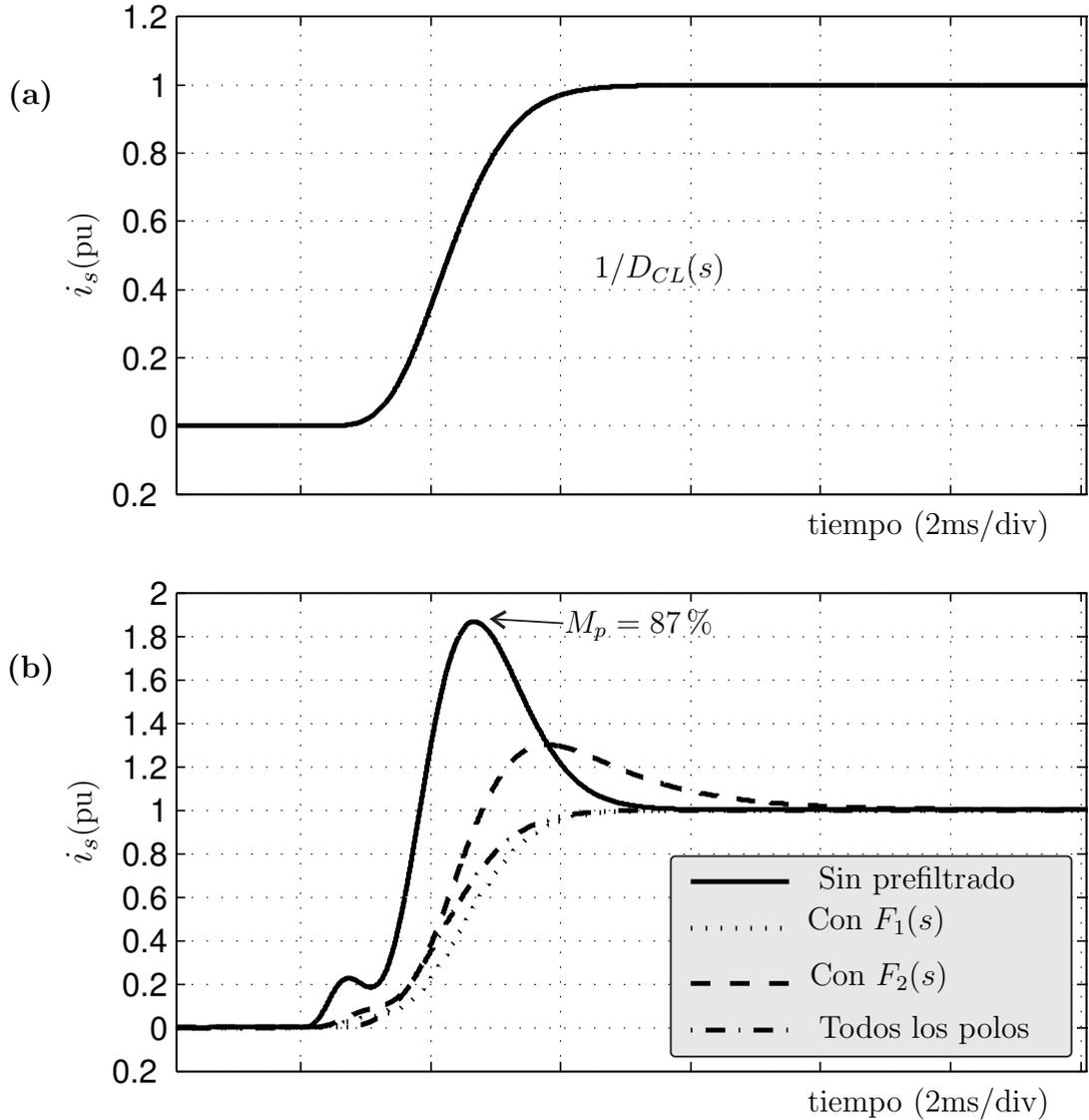


Figura 2-5.: Respuesta escalón: (a) sistema $1/D_{CL}(s)$. (b) sistema de la ec. (2-6).

en $0.7\omega_{res}(-1 \pm j)$ y seis polos reales en $-\omega_{res}$, provee la respuesta sobreamortiguada que se muestra en la Fig. 2-5(a).

La función de transferencia (2-6) tiene cuatro ceros. Para el controlador diseñado, estos ceros se ubican en $s_1 = -387$, $s_2 = -6463$ (semiplano izquierdo), y $s_{3,4} = 1349 \pm 2304j$ (semiplano derecho). Nótese que, la distancia de s_1 al origen es mucho más chica que la distancia de s_2 al origen, por lo que s_1 es un cero dominante. Es posible filtrar la referencia de corriente i_s^* utilizando un filtro cuya función de transferencia sea $F_1(s) = 1/(-s/s_1 + 1)$. En la Fig. 2-5(b), la línea de puntos muestra la respuesta del sistema cuando i_s^* ha sido filtrada utilizando $F_1(s)$. Con propósitos de comparación, en la Fig. 2-5(b) se inclu-

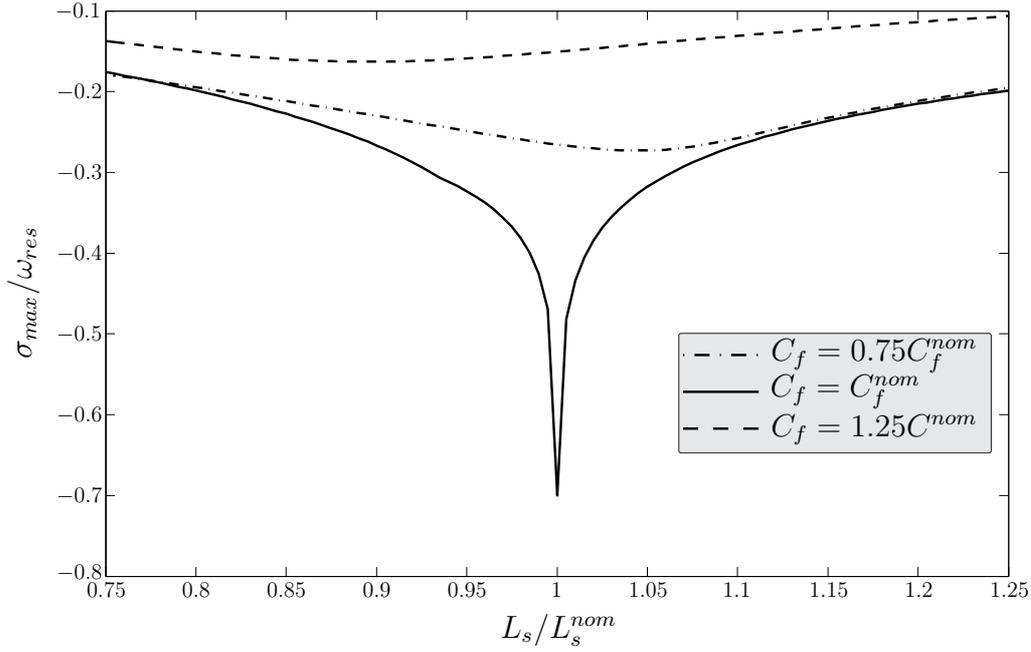


Figura 2-6.: Análisis de robustez: $\sigma_{max}/\omega_{res}$ para diferentes valores de L_s y C_f .

ye (línea de punto y raya) la respuesta del sistema $1/D_{CL}(s)$ mostrada en la Fig. 2-5(a). Puede verse que la respuesta temporal obtenida al cancelar el cero dominante es prácticamente la misma que la del sistema sin ceros. En alguna aplicación puede ser deseable que la respuesta temporal presente un sobrepico de determinada magnitud. Esto puede realizarse mediante una cancelación parcial del cero dominante. El sobrepico puede ajustarse a un valor deseado modificando la posición del polo de la función de transferencia utilizada para filtrar i_s^* . En la Fig. 2-5(b), la línea de trazo muestra la respuesta obtenida utilizando un filtro con función de transferencia $F_2(s) = 1/(-s/2s_1 + 1)$. En este caso el polo es más rápido que el polo utilizado en $F_1(s)$. Se comprueba que variando la posición del polo, el sobrepico puede ajustarse a un nivel deseado.

2.3.3. Análisis de robustez

Las curvas de la Fig. 2-6, corresponden al análisis de robustez del controlador propuesto, a continuación se explicará el significado de dichas curvas. Manteniendo constantes los parámetros del controlador (calculados para $L_s = L_s^{nom}$, $C_f = C_f^{nom}$ y L_h^{nom}), se evaluó la función de transferencia del sistema en lazo

cerrado (2-6), variando los valores de L_s y C_f en $\pm 25\%$ (con respecto a los valores nominales de diseño $L_s = L_s^{nom}$ y $C_f = C_f^{nom}$). Vale la pena mencionar que no se consideraron variaciones de L_h con respecto a su valor nominal de diseño L_h^{nom} , debido a que normalmente el valor de esta inductancia es un parámetro conocido. En efecto, si el inductor utilizado para implementar L_h es diseñado correctamente para el rango de corriente en que opere el convertidor, el valor de L_h será conocido dentro de dicho rango. Por otro lado, es común que se presente una variación del valor efectivo de la inductancia L_s , en relación con la impedancia desconocida de la fuente v_s a la que se conecta el filtro LCL [116]. A fin de confeccionar las curvas de la Fig. **2-6**, para cada par de valores de L_s y C_f , se calculó la máxima parte real de los polos del sistema en lazo cerrado $\sigma_{max} = \max[\Re(p_{i=1,\dots,8})]$ (donde \Re denota parte real y p_i son las raíces de $H_{CL}(s) = 0$). La Fig. **2-6** muestra dichos valores, normalizados por ω_{res} . Nótese que para $C_f = C_f^{nom}$ (línea continua), cuando L_s difiere de L_s^{nom} , σ_{max} se aparta del valor $-0.7\omega_{res}$ de diseño. Esto significa que el polo con parte real más chica se acerca al eje imaginario. Sin embargo, la curva muestra que para una variación en L_s de $\pm 25\%$ con respecto a su valor nominal, los polos se mantienen en el semiplano izquierdo (i.e., la estabilidad se mantiene). Para el mismo rango de variación en L_s , la estabilidad se mantiene aún cuando C_f varía $\pm 25\%$ con respecto a su valor nominal de diseño, como se ilustra en la Fig. **2-6** mediante la línea de trazo (correspondiente a $C_f = 1.25C_f^{nom}$) y la línea de punto y raya (correspondiente a $C_f = 0.75C_f^{nom}$). En conclusión, el análisis de la Fig. **2-6** demuestra que el controlador propuesto es lo suficientemente robusto para mantener la estabilidad del sistema, frente a variaciones en L_s y C_f de hasta $\pm 25\%$ respecto de sus respectivos valores nominales de diseño.

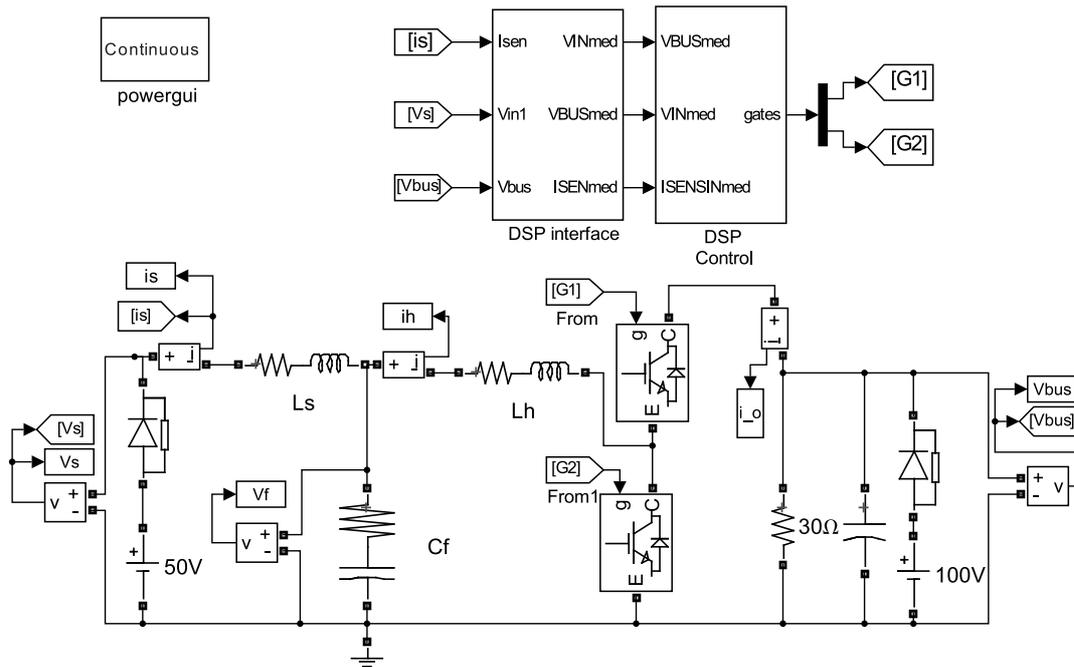


Figura 2-7.: Diagrama de simulación.

2.4. Resultados experimentales y de simulación

El controlador analizado en la Sección 2.3 fue simulado en un escenario realista con el paquete de simulación MATLAB®/SIMULINK®/SimPowerSystems™ [117]. El diagrama de bloques del sistema simulado se muestra en la Fig. 2-7. Luego se procedió a la implementación práctica del controlador utilizando un DSP de punto fijo TMS320F2812. La configuración del sistema experimental se muestra en la Fig. 2-8. A fin de evaluar el comportamiento del sistema en la peor condición, cuando es excitado con componentes de alta frecuencia, el filtrado de la referencia de corriente i_s^* (descrito en la Sección 2.3) no fue implementado.

Tanto para el sistema de simulación como para el sistema experimental, se utilizaron los siguientes parámetros: tiempo de muestreo $T_s = 10^{-4}s$, retardo de procesamiento igual a T_s (ver Sección 2.2.2), frecuencia de conmutación PWM $f_{pwm} = 20KHz$, $v_s = 50V$ y $v_{bus} = 100V$. Como se muestra en el diagrama

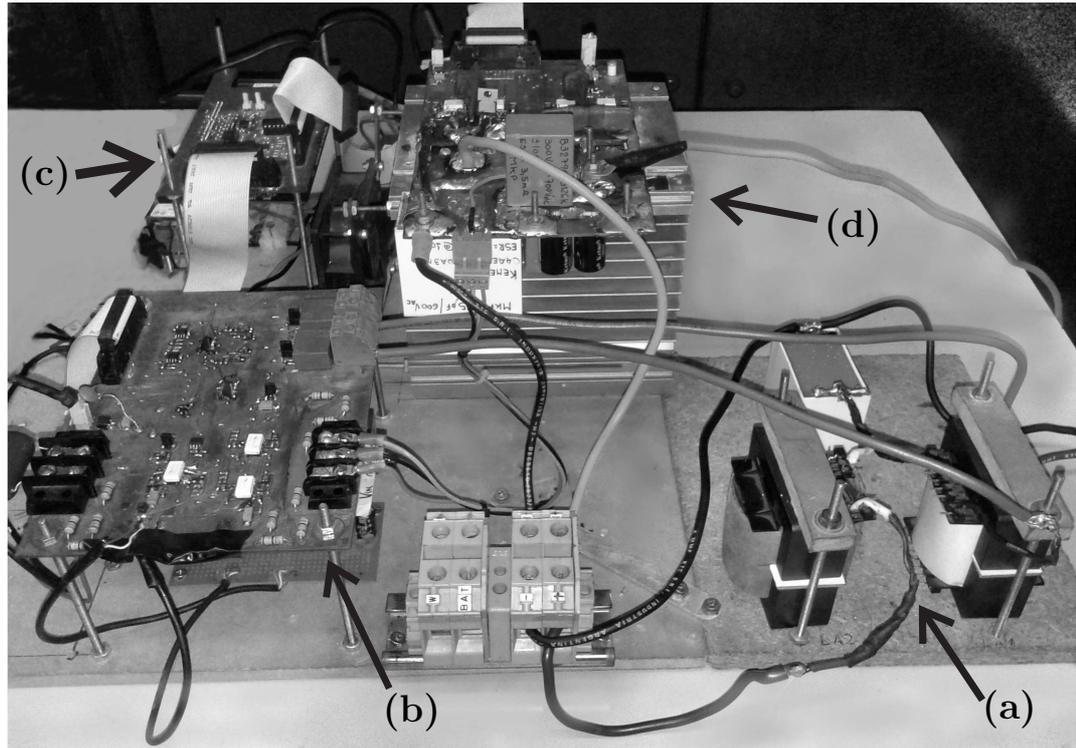


Figura 2-8.: Configuración experimental: (a) filtro LCL. (b) Sensores. (c) DSP e interfaz con el DSP. (d) Convertidor boost.

de bloques de la Fig. 2-7, se alimentó el sistema con una fuente de tensión unidireccional de $100V$, con un diodo en serie que evita la circulación de corriente inversa. De modo similar, para mantener regulada la tensión de salida del sistema, se utilizó una fuente de tensión unidireccional de $100V$ con un diodo en serie. Se utilizó como carga un resistor de 30Ω , a fin de disipar la potencia proveniente de la fuente primaria de alimentación. Se colocó además un capacitor electrolítico de elevado valor en paralelo con la carga, para absorber los sobrepicos de corriente y suavizar las variaciones en la tensión v_{bus} . Para la simulación del convertidor se utilizaron llaves ideales, operando con un tiempo muerto de encendido de $t_D = 1\mu s$, igual al valor utilizado en la implementación experimental. El ciclo de trabajo “ d ” de la llave superior se implementó de forma $d = v_h^*/v_{bus}$, asumiendo a v_{bus} como una magnitud medida. El controlador digital fue implementado a partir de la discretización de la función de transferencia $G(s)/s$ [filtro $G(s)$ (2-5), en serie con el integrador del PI] utilizando un retenedor de primer orden a la entrada del conjunto (aproximación trian-

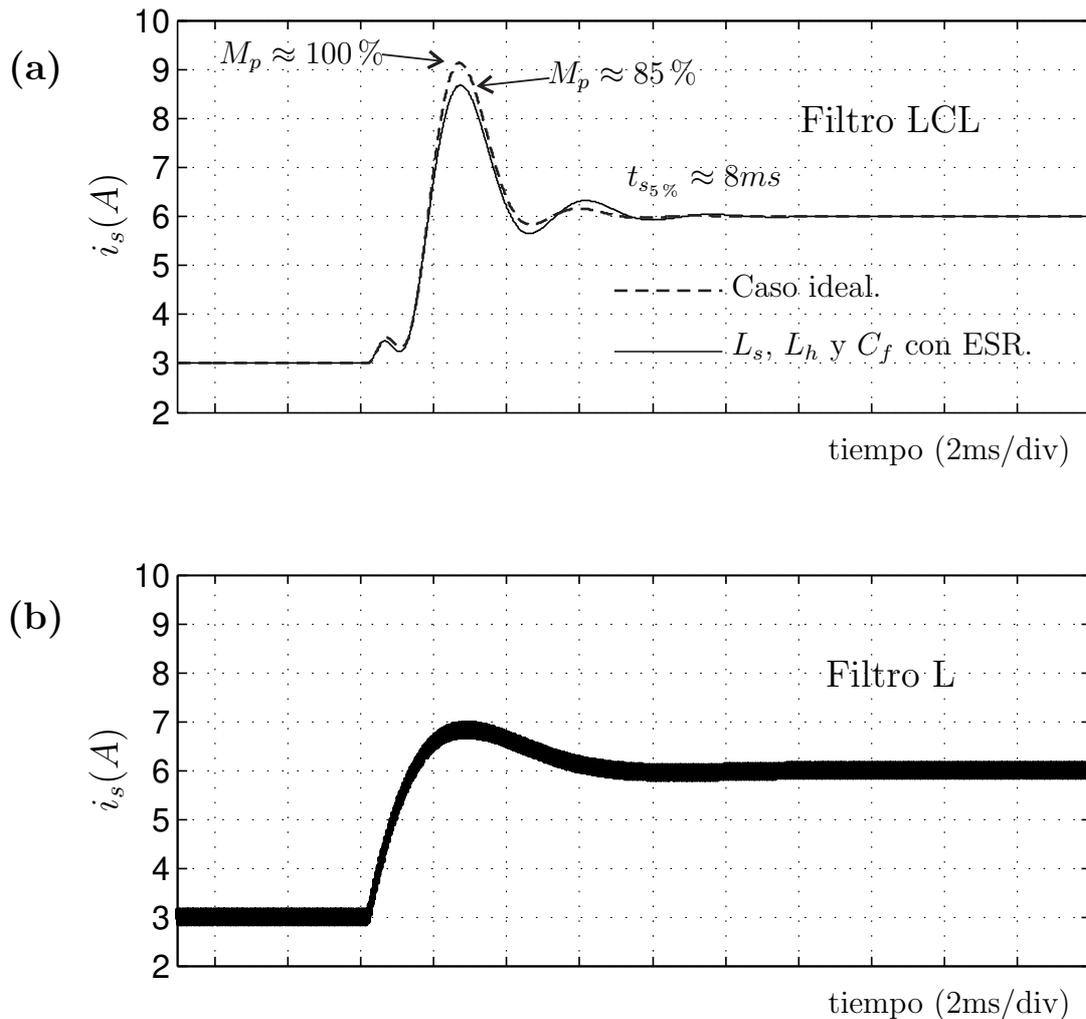


Figura 2-9.: Corriente i_s inyectada. (a) Filtro LCL. Trazo grueso: caso ideal. Trazo fino: L_s, L_h y C_f con ESR. (b) Filtro L. Escala de corriente: 1A/div.

gular [118]). En esta aplicación, resulta conveniente el uso de un retenedor de primer orden, debido a que este provee una discretización con un error en fase (con respecto al sistema continuo) inferior al que se obtiene cuando se utiliza un retenedor de orden cero.

La Fig. 2-9(a) (línea de trazos) muestra la respuesta temporal del sistema simulado, cuando se aplica a la señal de referencia de corriente una variación de tipo escalón de 3 a 6A. La respuesta obtenida resulta subamortiguada, con un sobrepico $M_p \approx 100\%$, un poco mayor al predicho en la Fig. 2-5(b). Nótese que se presenta una oscilación superpuesta que se extingue luego de un par de ciclos, con tiempo de establecimiento $t_{s_{5\%}} \approx 8ms$ (con valor umbral de 5%). Dicha oscilación no aparece en la Fig. 2-5(b). Las diferencias observadas se deben

a que la respuesta de la Fig. **2-5(b)**, fue obtenida utilizando la aproximación (2-2) para modelar el retardo, mientras que la respuesta de la Fig. **2-9(a)** fue obtenida simulando un retardo real introducido en la etapa de procesamiento digital.

Con el fin de evaluar el efecto de considerar componentes no ideales del filtro LCL, lo cual corresponde a un modelo más preciso de una situación real, se efectuó una segunda simulación del sistema, con la inclusión de la Resistencia Equivalente Serie (Equivalent Series Resistance) (ESR) correspondiente de cada uno de los componentes del filtro. Se adicionó en el modelo de simulación una resistencia de 0.22Ω en serie con L_s , una resistencia de 0.136Ω en serie con L_h , y una resistencia de 0.23Ω en serie con C . El resultado de dicha simulación se muestra en la Fig. **2-9(a)** (línea llena). Se puede ver que el valor del sobrepico en este caso se ve reducido a $M_p \approx 85\%$, debido a la influencia de las resistencias incluidas. Este es un resultado esperable, pues las resistencias incrementan el amortiguamiento del sistema. En el análisis de la Sección 2.3, no se incluyó el efecto de las resistencias internas de los componentes, con el fin de contemplar el peor caso de amortiguamiento en el diseño del controlador [43].

Con propósitos de comparación, en la Fig. **2-9(b)** se muestra la respuesta obtenida cuando la conexión del convertidor se realiza utilizando un filtro L de inductancia $L = L_s + L_h$. El control de dicho sistema se realizó utilizando un regulador PI, cuyas ganancias fueron calculadas para posicionar un par de polos complejos conjugados en $0.38\omega_{res}(-1 \pm j)$, de manera de obtener una respuesta con un tiempo de establecimiento similar al obtenido con el filtro LCL. La Fig. **2-10(a)** muestra el ripple en la corriente i_s obtenido utilizando el filtro LCL y el controlador propuesto, mientras que la La Fig. **2-10(b)** muestra el ripple obtenido utilizando el filtro L. Se puede ver que el valor del ripple obtenido con el filtro LCL es mucho menor al obtenido con el filtro L.

Para confirmar experimentalmente los resultados obtenidos por simulación, se implementó un prototipo de convertidor, utilizando los valores de los com-

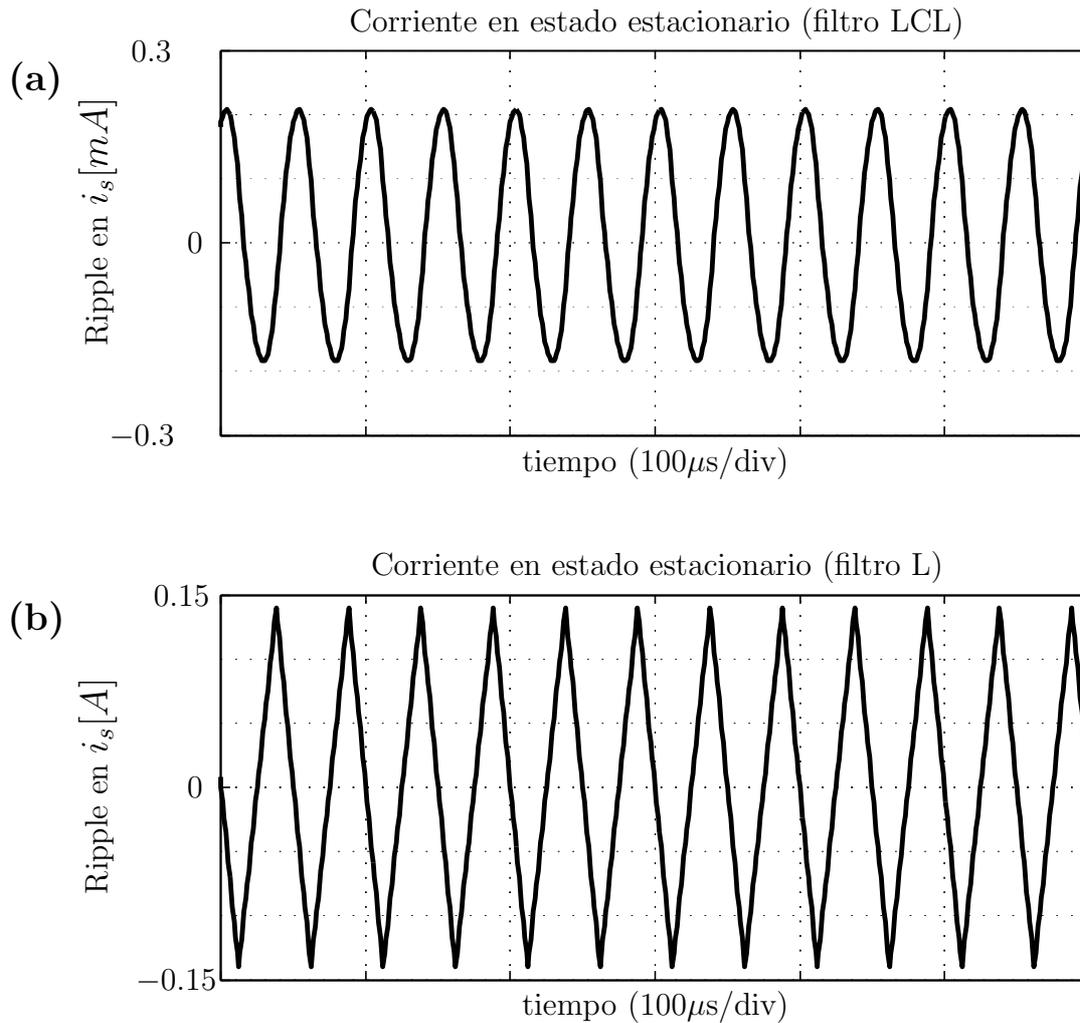


Figura 2-10.: Resultados de simulación: Ripple en la corriente i_s . (a) Filtro LCL. (b) Filtro L.

ponentes del filtro $L_s = 2.35\text{mH}$ (ESR 0.22Ω); $L_h = 2.09\text{mH}$ (ESR 0.136Ω), $C_f = 91\mu\text{F}$ (ESR 0.23Ω). El sistema experimental se controló utilizando el controlador PI modificado propuesto, cuyos parámetros fueron diseñados en la Sección 2.3. La Fig. 2-11 muestra la respuesta obtenida experimentalmente, cuando se aplica una variación de tipo escalón de 3 a 6A a la referencia de corriente. Nótese que la respuesta obtenida (con tiempo de establecimiento $t_{s_{5\%}} \approx 8\text{ms}$ y sobrepico $M_p \approx 85\%$), resulta consistente con los resultados de simulación mostrados en la Fig. 2-9(a), para el caso en que el filtro LCL se modela considerando la ESR de sus componentes.

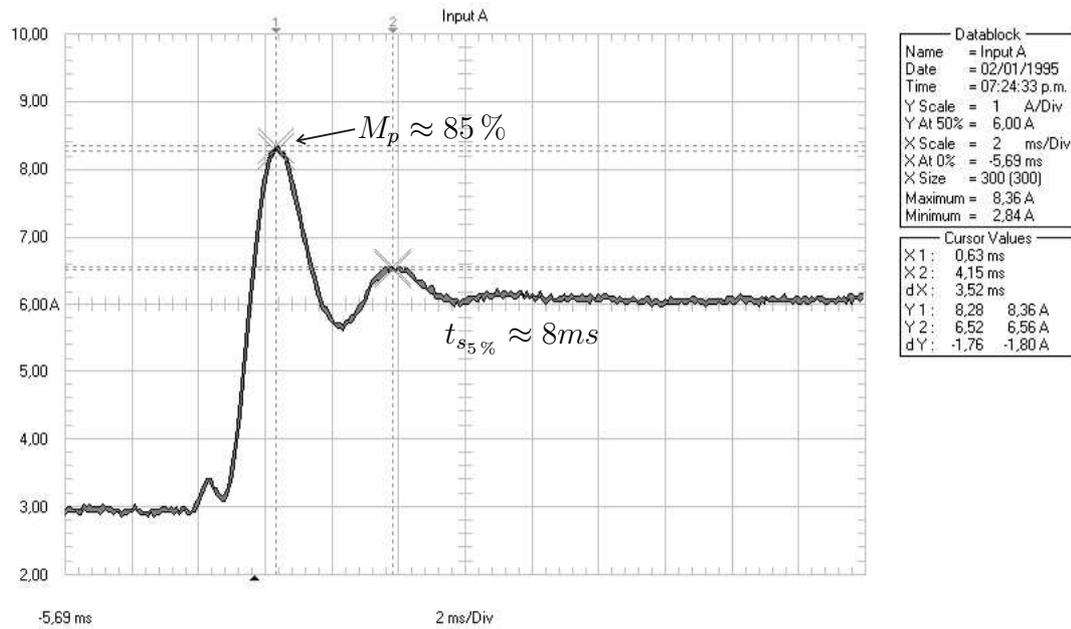


Figura 2-11.: Resultados experimentales. Corriente i_s inyectada a la fuente.

2.5. Conclusiones

En este Capítulo se presentó un controlador apto para un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia, utilizado en un convertidor CC-CC de tipo boost. El controlador propuesto consiste en la modificación de un controlador PI, mediante la inclusión de una red de filtrado lineal en serie con el término integral del PI. La inclusión de esta red lineal constituye la principal característica de la propuesta. Dicha red permite posicionar arbitrariamente todos los polos de lazo cerrado del sistema, logrando el amortiguamiento activo del filtro LCL. Se debe resaltar el hecho de que el controlador propuesto sólo requiere la medición de un solo estado del filtro LCL: la corriente drenada de la fuente. La estrategia de control propuesta permite la utilización de un filtro LCL en lugar de un clásico filtro L, utilizando el mismo número de sensores y sin agregar una excesiva carga computacional. Utilizando un valor de inductancia total igual al utilizado en un filtro L, un filtro LCL provee una atenuación mucho mayor del ripple en la corriente drenada de la fuente. Se presentaron tanto resultados experimentales como de simulación que validan la efectividad de la propuesta.

VSI con filtro LCL - Controlador PR

3.1. Introducción

EN este capítulo se presenta la descripción y modelado del sistema conformado por un VSI trifásico, conectado a la red de distribución a través de un filtro LCL. Este sistema es uno de los principales objetos de estudio de esta tesis, ya que constituye la planta para la cual, en los siguientes capítulos se desarrollan diferentes técnicas de control. Se introduce además al regulador PR, y se describe la problemática que plantea el uso del mismo para implementar el control de un VSI con filtro LCL [52, 53]. Se presenta también un diseño óptimo de dicho regulador, el cual fue propuesto en [54] para controlar un sistema compuesto por un VSI con filtro L. Se verá que este diseño óptimo puede ser utilizado para controlar un VSI con filtro LCL mediante un único lazo de control de la corriente inyectada a la red, únicamente cuando la frecuencia de resonancia del filtro LCL se encuentra dentro de una región específica de alta frecuencia [53]. Los conceptos y resultados expuestos en este capítulo constituyen una base teórica para el desarrollo de los siguientes capítulos de esta tesis.

Como se mencionó en el Capítulo 1, el VSI es la topología más ampliamente utilizada para implementar la etapa de conversión de CC-CA en sistemas de

generación distribuida [16, 45]. El contenido armónico presente en la corriente inyectada a la red por un VSI, es usualmente atenuado utilizando filtros LCL [52, 53, 56, 58–71], los cuales presentan ventajas en cuanto a costo y tamaño, frente a los clásicos filtros L [51]. En efecto, la suma de las inductancias que se requieren para obtener un buen filtrado de la frecuencia de PWM con un filtro LCL, es mucho menor que la inductancia requerida para obtener un filtrado equivalente con un filtro L. Esto se debe a que un filtro LCL posee una función de transferencia de tercer orden, mientras que un filtro L posee una función de transferencia de primer orden. A pesar de sus ventajas, la introducción de una resonancia en el sistema, hace que el control de un VSI con filtro LCL suponga un mayor desafío cuando se lo compara con el control de un VSI con filtro L.

En sistemas de inyección de potencia a una red de CA, es deseable implementar un control de corriente que permita obtener un error de estado estacionario nulo a la frecuencia angular fundamental de la red ω_g . Cuando el control del sistema es implementado en un marco de coordenadas rotante sincronizado con la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red (de frecuencia angular ω_g), dicho comportamiento de estado estacionario puede conseguirse utilizando un controlador PI convencional [63, 119]. Sin embargo, la complejidad de un controlador implementado en un marco de coordenadas rotante, es mayor que la de un controlador implementado en un marco de coordenadas estacionario. En efecto, la implementación de un controlador en un marco de coordenadas rotante, requiere un medio para transformar una corriente de CA medida en un marco de coordenadas estacionario, a una corriente de CC en el marco rotante. Luego, la acción de control resultante debe ser aplicada a la planta en el marco estacionario, por lo tanto es necesario revertir la transformación. Estas transformaciones pueden introducir errores si la identificación del marco rotante no es precisa [85], es decir, si no se dispone de un mecanismo que provea estimaciones con precisión suficiente de la frecuencia y

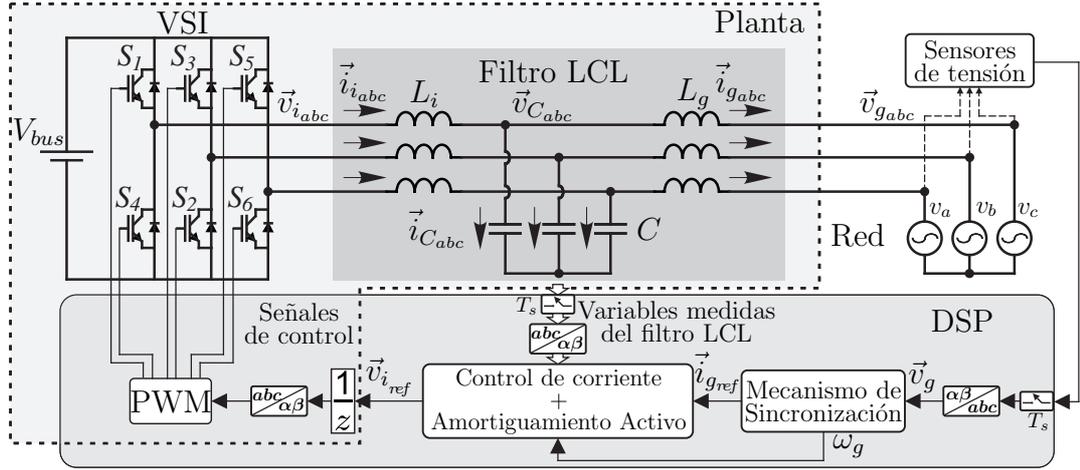


Figura 3-1.: Inversor trifásico conectado a la red a través de un filtro LCL.

fase de la componente fundamental de la tensión de la red. Por ejemplo, las estimaciones de frecuencia y fase pueden resultar contaminadas por la distorsión armónica presente en la tensión de la red, introduciendo una perturbación en el lazo de control a través de las transformaciones entre los marcos rotante y estacionario. Por esta razón, para controlar la inyección de corriente a una red de CA, en esta tesis se adopta el uso del regulador PR [54, 85–87]. Implementar este controlador en un marco de coordenadas estacionario $\alpha\beta$ [88], es equivalente a implementar dos esquemas de control PI en coordenadas rotantes, uno en un marco de referencia sincronizado con ω_g (secuencia positiva) y otro en un marco de referencia sincronizado con $-\omega_g$ (secuencia negativa) [120].

3.2. Descripción y modelado de un VSI con filtro LCL

La Fig. 3-1 ilustra el modelo circuital de un VSI trifásico, alimentado por una fuente de tensión continua V_{bus} . Las variables indicadas con el subíndice “ abc ”, representan vectores de tres dimensiones (de corriente o tensión) de la forma $\vec{x}_{abc} = (x_a, x_b, x_c) \in \mathbb{R}^3$, donde x_a , x_b y x_c son las magnitudes de fase (de corriente o tensión). Las llaves del inversor $S_1 - S_6$ conmutan a una frecuencia f_{pwm} , y son controladas mediante modulación PWM para generar

la tensión de salida del inversor, representada por el vector trifásico $\vec{v}_{i_{abc}}$. La salida del inversor se conecta a la red eléctrica, de tensión trifásica $\vec{v}_{g_{abc}}$, a través de un filtro LCL trifásico. La misión de este filtro es atenuar en la mayor medida posible, el contenido armónico de alta frecuencia (inherente al PWM) presente en la corriente inyectada a la red $\vec{i}_{g_{abc}}$. Como se indica en la Fig. **3-1**, el filtro LCL está conformado por los inductores L_i (del lado del inversor), los capacitores C , y los inductores L_g (del lado de la red). La frecuencia angular de resonancia del filtro LCL está dada por:

$$\omega_{res}^L = \sqrt{\frac{L_T}{L_i L_g C}}, \quad (3-1)$$

donde $L_T = (L_i + L_g)$. A fin de implementar un filtrado eficaz, es deseable utilizar un filtro LCL con una baja frecuencia de resonancia. Sin embargo, como se verá, cuanto más baja es ω_{res}^L , se vuelve más difícil estabilizar y controlar el sistema de la Fig. **3-1**. Nótese que el filtro LCL en consideración, no posee elementos resistivos que permitan implementar su amortiguamiento pasivo [58–60]. Para evitar la pérdida de potencia (y consecuente reducción de la eficiencia del sistema) ocasionada por la inclusión de elementos resistivos, el amortiguamiento del filtro LCL será implementado de manera activa [52, 53, 56, 61–71].

Cabe mencionar que, todo inductor o capacitor utilizado en la práctica, presentará siempre una pequeña fracción de pérdidas resistivas, que suele tenerse en cuenta mediante la adición de una ESR al modelo ideal del componente. No obstante, a fin de considerar el peor escenario de diseño para el control del sistema, en lo que resta de esta tesis los inductores y capacitores serán considerados ideales. En caso de que alguna aplicación lo requiera, los controladores diseñados en esta tesis podrían ser adaptados a un modelo del filtro LCL que incluya la ESR de sus componentes.

El principal objetivo de control del sistema de la Fig. **3-1**, es amortiguar activamente la resonancia del filtro LCL y regular la corriente $\vec{i}_{i_{abc}}$ en base a una

estrategia deseada de inyección de potencia a la red [88]. Para esto, el bloque “Control de corriente + Amortiguamiento activo”, puede ser implementado utilizando la medición de una o más variables del filtro LCL. Estas variables suelen ser uno o más de los tres estados del filtro: la corriente $\vec{i}_{i_{abc}}$ que circula por L_i , la corriente $\vec{i}_{g_{abc}}$ que circula por L_g , y la tensión $\vec{v}_{C_{abc}}$ sobre los capacitores del filtro. En vez de utilizar la medición de este último estado, es común encontrar en la literatura, técnicas de amortiguamiento activo que prefieren utilizar la medición de la corriente $\vec{i}_{C_{abc}}$ que circula por los capacitores [52, 56, 68, 72].

Debido a que el sistema de la Fig. 3-1 es de tres hilos (sin cable de neutro), sus vectores trifásicos no poseen componente de secuencia cero [88]. Esto significa que, si $\vec{x}_{abc} = (x_a, x_b, x_c)$ representa una corriente o tensión del sistema, la suma de sus componentes es igual a cero, es decir $x_a + x_b + x_c = 0$. Esta propiedad permite reducir a dos el número de componentes de los vectores trifásicos involucrados en el proceso de control del sistema. Dicha reducción será implementada mediante la conversión de los vectores trifásicos $\vec{x}_{abc} = (x_a, x_b, x_c)$, a vectores espaciales complejos $\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$ en el marco de coordenadas estacionario $\alpha\beta$, utilizando la transformada de Clarke [88, 121]:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (3-2)$$

donde

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (3-3)$$

es la matriz transformada de Clarke.

En lo que resta de esta tesis, salvo que se especifique lo contrario, nos referiremos a las variables del sistema de la Fig. **3-1** como vectores en el marco de coordenadas estacionario $\alpha\beta$. A fin de simplificar la notación, se suprimirá el subíndice correspondiente a dicho marco de coordenadas. Así, nos referiremos a la corriente inyectada a la red simplemente como \vec{i}_g , a la tensión de salida del inversor como \vec{v}_i , a la corriente que circula por los capacitores como \vec{i}_C , etc.

Además de los estados medidos del filtro, el conocimiento de la tensión de la red \vec{v}_g , es necesario para generar una referencia de corriente \vec{i}_{gref} sincronizada con la red. Esta referencia se genera mediante el bloque “Mecanismo de Sincronización” (ver Fig. **3-1**), que opera en concordancia con la estrategia deseada de inyección de potencia activa y reactiva a la red. Tanto el control como la sincronización del sistema serán implementados de forma digital, utilizando un DSP operando con un periodo de muestreo T_s . En el dominio digital, el inversor será modelado como una ganancia unitaria, y se considerará un retardo de una muestra en la entrada de la señal de control (bloque $1/z$ en la Fig. **3-1**), para modelar el retardo de procesamiento digital del DSP [52, 54, 113, 122].

Para modelar la Planta que desea controlarse (bloque encerrado con línea discontinua en la Fig. **3-1**), el comportamiento de la corriente de salida \vec{i}_g del filtro, con respecto a la tensión \vec{v}_i , puede modelarse mediante el siguiente sistema continuo:

$$\vec{i}_g(s) = G_{dir}^L(s)\vec{v}_i(s) + \vec{i}_{gper}(s), \quad (3-4)$$

donde $\vec{i}_{gper}(s) = -[(CL_i s^2 + 1)G_{dir}^L(s)\vec{v}_g(s)]$ representa la componente de \vec{i}_g producida por la perturbación \vec{v}_g , y $G_{dir}^L(s)$ es la función de transferencia:

$$G_{dir}^L(s) = \left. \frac{\vec{i}_g(s)}{\vec{v}_i(s)} \right|_{\vec{i}_{gper}(s)=0} = \frac{\omega_{res}^L{}^2}{sL_T(s^2 + \omega_{res}^L{}^2)}. \quad (3-5)$$

Utilizando el método del retenedor de orden cero [52, 123] para obtener la transformada Z de (3-5), y considerando el retardo de procesamiento digital z^{-1} , puede arribarse a la siguiente función de transferencia discreta de la Planta $G^L(z) = z^{-1}G_{dir}^L(z)$:

$$G^L(z) = \frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{i_{ref}}(z)} = \frac{T_s}{L_T} \frac{[z^2 - 2z \cos(\omega_{res}^L T_s) + 1] - b(z-1)^2}{z(z-1)[z^2 - 2z \cos(\omega_{res}^L T_s) + 1]}, \quad (3-6)$$

donde $b = \sin(\omega_{res}^L T_s)/(\omega_{res}^L T_s)$ y $\vec{v}_{i_{ref}}$ es la referencia de tensión impuesta a la Planta por el controlador. Utilizando (3-6), el comportamiento de la corriente $\vec{i}_g(z)$ que describe la planta del sistema de la Fig. **3-1**, puede modelarse en el dominio discreto de la siguiente forma:

$$\vec{i}_g(z) = G^L(z)\vec{v}_{i_{ref}}(z) + \vec{i}_{g_{per}}(z). \quad (3-7)$$

En la siguiente sección se analizará el control del sistema de la Fig. **3-1** utilizando un regulador PR. Debido a que la componente de la corriente $\vec{i}_g(z)$ producida por la perturbación no tiene efecto sobre la estabilidad del sistema [52], para simplificar el análisis se asumirá en el resto de este capítulo que $\vec{i}_{g_{per}}(z) = 0$ [53].

3.3. Control utilizando un regulador PR

De acuerdo al principio del modelo interno [124], para copiar una referencia de corriente $i_{g_{ref}}$, sin error de estado estacionario a la frecuencia angular fundamental de la red ω_g , debe utilizarse un regulador Proporcional Resonante (PR) [52, 54, 85, 113, 125, 126] sintonizado a dicha frecuencia. La función de transferencia en tiempo continuo de un PR está dada por:

$$G_{PR}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{s}{s^2 + \omega_g^2} \right) \quad (3-8)$$

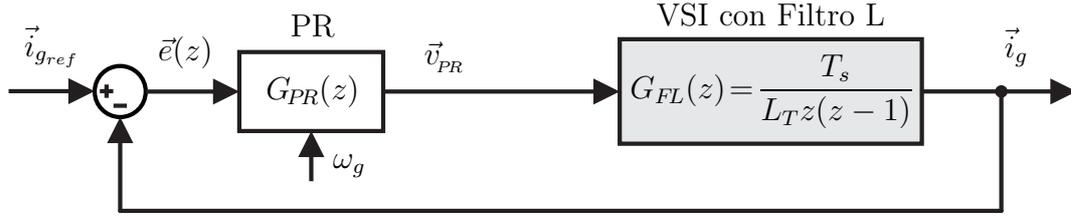


Figura 3-2.: Control de un VSI con filtro L utilizando un PR.

donde K_p es la ganancia proporcional y T_r es la constante de tiempo resonante del controlador [52]. La función de transferencia discreta de un PR, obtenida aplicando a (3-8) el método de Tustin con prewarping [52, 123] con periodo de muestreo T_s , está dada por:

$$G_{PR}(z) = K_p \left(1 + \frac{a}{T_r} \frac{z^2 - 1}{z^2 + 2z \cos(\omega_g T_s) + 1} \right) \quad (3-9)$$

donde $a = \text{sen}(\omega_g T_s) / 2\omega_g$.

Un regulador PR provee un método efectivo y de fácil implementación (en un marco de coordenadas estacionario), apto para realizar el seguimiento de una referencia de corriente sinusoidal de frecuencia angular ω_g sin error de estado estacionario. Por esta razón se ha vuelto uno de los controladores más utilizados cuando se desea regular la inyección de potencia en una red de CA [52, 67, 86, 87, 127, 128].

3.3.1. Diseño óptimo del regulador PR para controlar un VSI con filtro L

En [54] se propone un diseño óptimo para un regulador PR, utilizado para controlar un VSI con filtro L. La función de transferencia discreta de un filtro L de inductancia L_T (obtenida mediante el método del retenedor de orden cero [52, 123]), en cascada con el retardo de procesamiento digital z^{-1} , está dada por:

$$G_{FL}(z) = \frac{T_s}{L_T z(z-1)}. \quad (3-10)$$

En la Fig. 3-2 se ilustra el diagrama de bloques de un esquema clásico de

control a lazo cerrado, utilizado para controlar un filtro L con el regulador PR. La función de transferencia de lazo abierto, correspondiente al filtro VSI con filtro L (3-10) en cascada con el regulador PR (3-9), está dada por:

$$H_{LPR}(z) = G_{FL}(z)G_{PR}(z). \quad (3-11)$$

A continuación se describe el camino seguido en [52,54], para obtener los valores de los parámetros del diseño óptimo del regulador PR. La ganancia del PR se debe calcular de modo de obtener un margen de fase ϕ_m deseado a la frecuencia de cruce ω_c de (3-11). Considerando que $\omega_c \gg \omega_g$, para que la contribución de fase del regulador PR sea reducida a la frecuencia de cruce, la constante de tiempo resonante T_r de (3-9) será calculada (una vez conocida ω_c) del siguiente modo [52, 54]:

$$T_r = \frac{10}{\omega_c}. \quad (3-12)$$

En base a esta condición, los cálculos se pueden simplificar si se desprecia el efecto que produce el término resonante del regulador PR a la frecuencia ω_c . Así, se considerará por el momento la aproximación $G_{PR}(z)|_{z=e^{j\omega_c T_s}} \approx K_p$. El ángulo de fase, que presenta la función de transferencia (3-11) a la frecuencia de cruce, se puede evaluar entonces de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \angle H_{LPR}(z)|_{z=e^{j\omega_c T_s}} &\approx \angle K_p G_{FL}(z)|_{z=e^{j\omega_c T_s}} = \angle \frac{T_s K_p}{L_T e^{j\omega_c T_s} (e^{j\omega_c T_s} - 1)} \\ &= \angle \frac{T_s K_p}{L_T e^{j\frac{3}{2}\omega_c T_s} (e^{j\frac{\omega_c T_s}{2}} - e^{-j\frac{\omega_c T_s}{2}})} \\ &= \angle \frac{T_s K_p}{L_T e^{j\frac{3}{2}\omega_c T_s} j 2 \sin(\frac{\omega_c T_s}{2})} \\ &= \angle \frac{T_s K_p}{L_T 2 \sin(\frac{\omega_c T_s}{2})} + \angle e^{-j\frac{3}{2}\omega_c T_s} + \angle -j \\ &= -\frac{3}{2}\omega_c T_s - \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (3-13)$$

Igualando la última expresión de (3-13), con el ángulo $(-\pi + \phi_m)$ necesario para obtener un margen de fase ϕ_m específico, se puede despejar el valor de la frecuencia de cruce que provee dicho margen de fase:

$$\omega_c = \frac{\pi - 2\phi_m}{3T_s}. \quad (3-14)$$

Para que (3-11) presente ganancia unitaria a la frecuencia de cruce, la ganancia proporcional del regulador PR debe ser:

$$K_p = \left| \frac{L_T}{T_s} e^{j\omega_c T_s} (e^{j\omega_c T_s} - 1) \right| \approx L_T \omega_c, \quad (3-15)$$

donde se utilizó la aproximación $|e^{j\omega_c T_s} - 1| = |2 \operatorname{sen}(\frac{\omega_c T_s}{2})| \approx \omega_c T_s$.

Finalmente, para obtener los parámetros del diseño óptimo del regulador PR, debe especificarse un margen de fase ϕ_m deseado [52, 54]. A fin de obtener una buena relación de compromiso entre estabilidad y respuesta temporal, en esta tesis se especifica un valor de margen de fase deseado $\phi_m = (\pi/4)$ rad [52]. Reemplazando este margen de fase en (3-14) se obtiene una frecuencia de cruce $\omega_c = \pi/(6T_s)$. Con este valor, se puede confirmar la aproximación utilizada para obtener la expresión (3-15), i.e. $|2 \operatorname{sen}(\frac{\omega_c T_s}{2})| = 2 \operatorname{sen}(\pi/12) = 0.2588 \approx \omega_c T_s = 0.2618$. Finalmente, a partir de (3-12) y (3-15) pueden obtenerse las siguientes expresiones de los parámetros del diseño óptimo del regulador PR:

$$K_{p_{opt}} = \frac{\omega_s L_T}{12} \quad \& \quad T_{r_{opt}} = \frac{120}{\omega_s} \quad (3-16)$$

donde $\omega_s = 2\pi/T_s$ es la frecuencia angular de muestreo, medida en radianes por segundo (rad/s). En la Fig. **3-3** se ilustra el diagrama de Bode de (3-11), cuando se utiliza el diseño óptimo del regulador PR (3-16) para controlar un filtro L (PR_{opt}+filtro L). Nótese que el margen de fase obtenido ϕ_m resulta próximo al especificado, y la ganancia es menor que la unidad cuando la fase cruza los -180° en el punto indicado en la Fig. **3-3** (margen de ganancia positivo), lo que

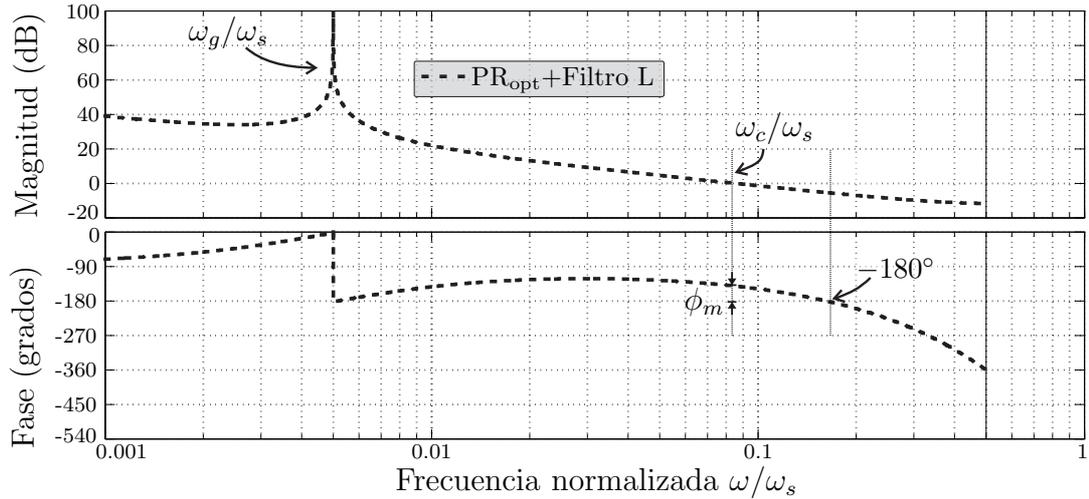


Figura 3-3.: Diagrama de Bode: PR óptimo en cascada con un VSI con filtro L (PR_{opt} +filtro L).

asegura que el sistema será estable a lazo cerrado. Se debe mencionar que, a la frecuencia en que se produce la resonancia del regulador PR ($\omega = \omega_g$), existe un ligero cruce de la fase por -180° que no afecta la estabilidad del sistema. Esto se puede demostrar, analizando cual sería el comportamiento de la fase alrededor de este punto en un diagrama de Nyquist [123]. En efecto, nótese que a medida que la frecuencia se acerca a $\omega = \omega_g$ por la izquierda ($\omega < \omega_g$), la fase se aproxima a cero con una magnitud mucho mayor que la unidad. Cuando la frecuencia alcanza el valor $\omega = \omega_g$, se produce un salto abrupto de -180° en la fase, con una transición a través del semiplano imaginario negativo del diagrama de Nyquist. En este punto, la fase cruza los -180° hacia el semiplano imaginario positivo y vuelve a cruzar inmediatamente hacia el semiplano imaginario negativo cuando la frecuencia se hace mayor que $\omega = \omega_g$ ($\omega > \omega_g$). Esta transición de fase (siempre con una magnitud mucho mayor que la unidad), no produce un bucle alrededor del -1 , por lo que no compromete la estabilidad del sistema [52, 72, 123].

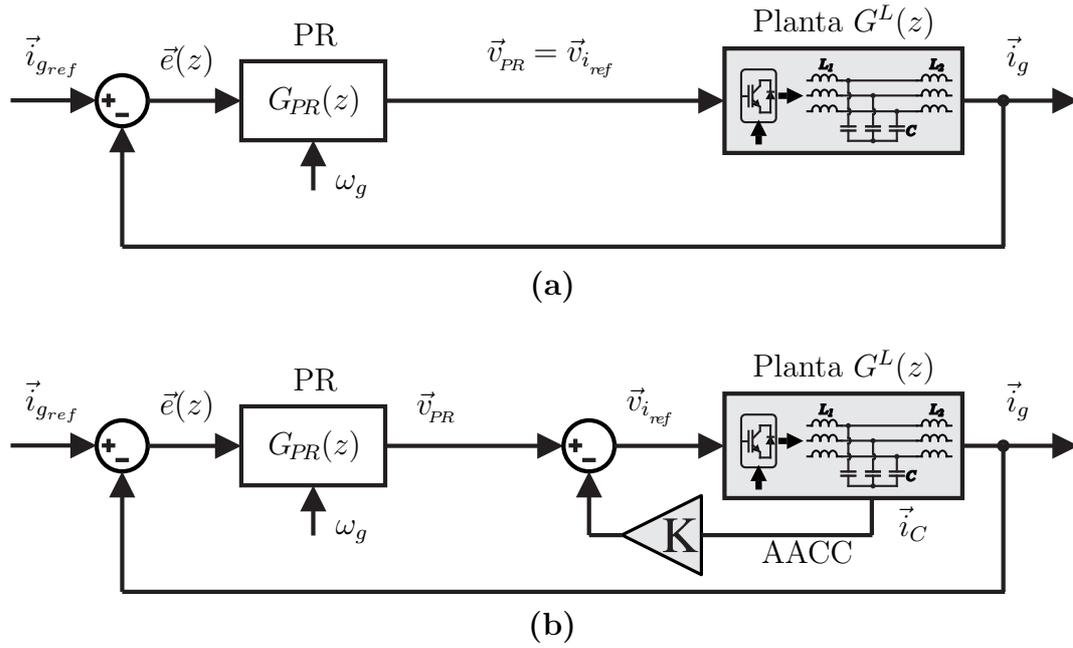


Figura 3-4.: Control de un VSI con filtro LCL utilizando un PR. (a) $\omega_{res}^L > \omega_{crit}$. (b) $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$

3.3.2. Control de un VSI con filtro LCL utilizando un regulador PR

Es deseable implementar el control de un VSI con filtro LCL utilizando un regulador PR, con la configuración clásica de lazo cerrado que se muestra en la Fig. 3-4(a). Allí, se implementa un único lazo de realimentación de la corriente inyectada a la red, tal como el utilizado en la Fig. 3-2 para controlar un VSI con filtro L. Más aún, se quisiera poder controlar el sistema con filtro LCL utilizando el diseño óptimo del regulador PR (3-16), y obtener el ancho de banda y respuesta dinámica obtenidos para el caso del filtro L. Sin embargo, esto no es siempre posible y dependerá del valor de la frecuencia de resonancia del filtro LCL [56, 63].

En [52] se analizó el control digital de un VSI con filtro LCL utilizando un PR. Se demostró allí, que existe una frecuencia de resonancia crítica ω_{crit} , tal que:

- 1- Si $\omega_{crit} < \omega_{res}^L < \omega_s/2$ (región de alta frecuencia de resonancia), es

posible controlar el sistema utilizando un regulador PR, realimentando únicamente la corriente \vec{i}_g , de la forma mostrada en la Fig. **3-4(a)**;

2- Si $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$ (**región de baja frecuencia de resonancia**), para estabilizar el sistema se debe implementar un segundo lazo de amortiguamiento activo, realimentando un estado adicional de filtro LCL, además de la corriente \vec{i}_g inyectada a la red. En [52] este segundo lazo se implementa realimentando la medición de la corriente \vec{i}_C de los capacitores del filtro (AACC), a través de una ganancia K [64, 68], del modo que se muestra en la Fig. **3-4(b)**. El valor de la ganancia K debe estar dentro del siguiente rango [52]:

$$\frac{K_p L_i}{L_T} \leq K \leq \left[\frac{\omega_{res}^L L_i}{\text{sen}(\omega_{res}^L T_s)} |1 - 2\cos(\omega_{res}^L T_s)| + K_p \frac{T_s^2}{L_g C} \right] \quad (3-17)$$

3- Si $\omega_{res}^L = \omega_{crit}$, el sistema resulta inestable aún implementando el lazo extra de amortiguamiento activo.

Utilizando el esquema clásico de control de la Fig. **3-4(a)**, el diseño óptimo del regulador PR (obtenido en la Sección 3.3.1 para el control de un VSI con filtro L), sólo puede ser utilizado para controlar un VSI con filtro LCL en un rango reducido de la región de alta frecuencia de resonancia [53].

Para confirmar la afirmación previa, se debe analizar el comportamiento del sistema en cascada, conformado por la función de transferencia del PR (3-9) [con los parámetros del diseño óptimo (3-16)], y la función de transferencia $G^L(z)$ (3-6), correspondiente al VSI con filtro LCL. En la Fig. **3-5** se muestran los diagramas de Bode correspondientes al PR óptimo en cascada con dos filtros LCL (PR_{opt}+Filtro LCL), de frecuencias de resonancia $\omega_{res}^L = 0.4\omega_s$ y $\omega_{res}^L = 0.2\omega_s$. Se repite además el diagrama de Bode de la Fig. **3-3**, correspondiente al PR óptimo en cascada con un VSI con filtro L (PR_{opt}+filtro L). Nótese que para el caso del filtro LCL de frecuencia de resonancia más elevada ($\omega_{res}^L = 0.4\omega_s$), el sistema en cascada resultante es estable y presenta prácticamente el mismo ancho de banda y margen de fase que el sistema con filtro L. Sin embargo,

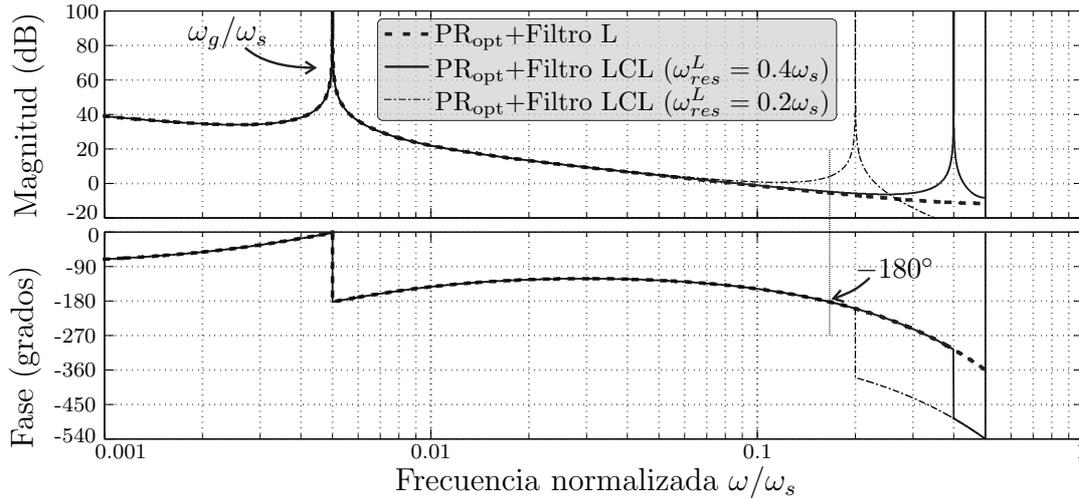


Figura 3-5.: Diagramas de Bode: PR óptimo en cascada con un filtro L (PR_{opt} +filtro L) y PR óptimo en cascada con filtros LCL (PR_{opt} +Filtro LCL) de frecuencias de resonancia $\omega_{res}^L = 0.4\omega_s$ y $\omega_{res}^L = 0.2\omega_s$.

para el caso de más baja frecuencia de resonancia, la ganancia del sistema a lazo abierto resulta mayor que la unidad cuando la fase cruza los -180° , lo que significa que el sistema será inestable a lazo cerrado [52]. Nótese que, para la frecuencia de resonancia considerada en este último caso, es posible estabilizar el sistema si se reduce la ganancia del regulador PR con respecto a $K_{p_{opt}}$ (3-16). Sin embargo, la reducción de la ganancia conlleva una degradación de la respuesta a lazo cerrado del sistema.

Determinación de la frecuencia de resonancia crítica

El valor de frecuencia de resonancia límite, hasta donde un VSI con filtro LCL se puede estabilizar mediante la reducción de la ganancia del regulador PR, corresponde al valor de la frecuencia de resonancia crítica ω_{crit} [52], mencionada previamente. Dicha frecuencia coincide con la frecuencia en la cual la fase de los diagramas de Bode de la Fig. 3-5 cruza los -180° . Puede verse que por debajo de dicha frecuencia, la fase correspondiente a los sistemas con filtro LCL graficados en la Fig. 3-5, coincide con la fase correspondiente al sistema con filtro L. Considerando este hecho, la frecuencia de resonancia crítica se puede determinar fácilmente, calculando el valor de frecuencia para el cual la fase de la función de transferencia de lazo abierto $H_{LPR}(z)$ (3-11), correspondiente

al filtro L en cascada con el regulador PR, alcanza los -180° ($-\pi$ rad).

Típicamente, la fase que aporta el regulador PR en la frecuencia crítica es reducida, es decir $\angle G_{PR}(z)|_{z=e^{j\omega_{crit}T_s}} \approx 0$. Teniendo en cuenta esto, se puede hallar una expresión para el ángulo de fase de la función de transferencia $H_{LPR}(z)$ (3-11) en función de ω_{crit} , evaluando el aporte de fase de la función de transferencia del filtro L (3-10). Esto es:

$$\begin{aligned}
\angle H_{LPR}(z)|_{z=e^{j\omega_{crit}T_s}} &\approx \angle G_{FL}(z)|_{z=e^{j\omega_{crit}T_s}} = \angle \frac{T_s}{L_T e^{j\omega_{crit}T_s} (e^{j\omega_{crit}T_s} - 1)} \\
&= \angle \frac{T_s}{L_T e^{j\frac{3}{2}\omega_{crit}T_s} (e^{j\frac{\omega_{crit}T_s}{2}} - e^{-j\frac{\omega_{crit}T_s}{2}})} \\
&= \angle \frac{T_s}{L_T e^{j\frac{3}{2}\omega_{crit}T_s} j 2 \sin(\frac{\omega_{crit}T_s}{2})} \\
&= \angle \frac{T_s}{L_T 2 \sin(\frac{\omega_{crit}T_s}{2})} + \angle e^{-j\frac{3}{2}\omega_{crit}T_s} + \angle -j \\
&= -\frac{3}{2}\omega_{crit}T_s - \frac{\pi}{2} . \tag{3-18}
\end{aligned}$$

Finalmente, igualando a $-\pi$ rad la última expresión de (3-18), puede despejarse el valor de la frecuencia de resonancia crítica, en función de $\omega_s = 2\pi/T_s$:

$$\omega_{crit} = \frac{\pi}{3T_s} = \frac{\omega_s}{6} . \tag{3-19}$$

Rango de estabilidad utilizando el PR óptimo

La frecuencia de resonancia crítica (3-19) delimita la región de alta frecuencia de resonancia $\omega_{crit} < \omega_{res}^L < \omega_s/2$. Si un filtro LCL tiene una frecuencia de resonancia dentro de dicha región, el sistema de lazo cerrado de la Fig. **3-4(a)** (el cual utiliza únicamente un lazo de realimentación de la corriente inyectada a la red), puede estabilizarse mediante el ajuste de la ganancia del regulador PR [52]. Sin embargo, se debe tener en cuenta que para estabilizar el sistema cuando la frecuencia de resonancia sea cercana a ω_{crit} , se deberá utilizar un valor de ganancia bajo $K_p \ll K_{p_{opt}}$. Esto se traduce en una reducción del ancho de

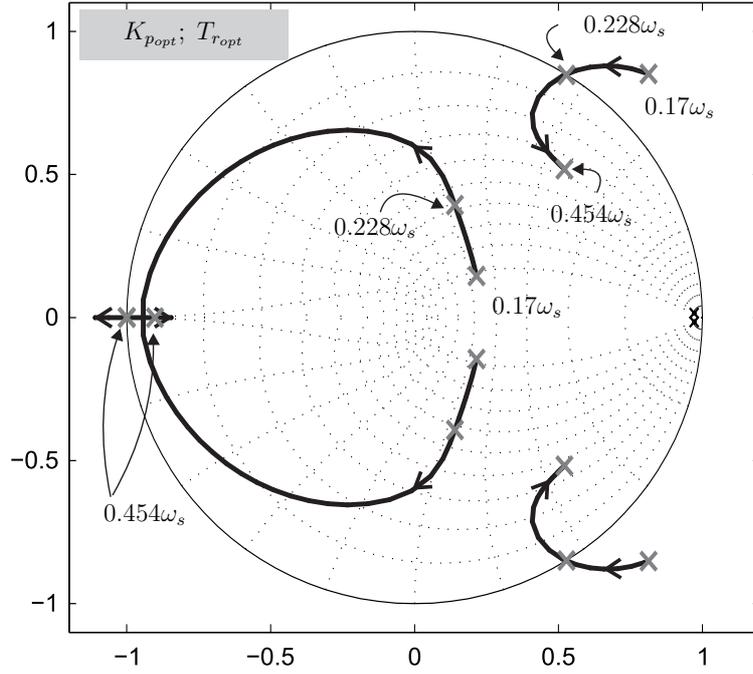


Figura 3-6.: Lugar de las raíces del sistema de lazo cerrado de la Fig. 3-4(a), con $K_p = K_{p_{opt}}$ y $T_r = T_{r_{opt}}$, en función de ω_{res}^L (para el rango $0.17\omega_s < \omega_{res}^L < 0.47\omega_s$).

banda y en un deterioro de la respuesta dinámica del sistema a lazo cerrado, tomando como referencia el desempeño que se obtiene cuando se controla un VSI con filtro L utilizando el diseño óptimo del regulador PR (desarrollado en la Sección 3.3.1).

La región de alta frecuencia de resonancia $\omega_{crit} < \omega_{res}^L < \omega_s/2$ es la zona donde el sistema a lazo cerrado de la Fig. 3-4(a) es estable. Sin embargo, se debe notar que para $K_p = K_{p_{opt}}$, el rango de ω_{res}^L donde dicho sistema es estable es más reducido. A fin de conocer el rango de $\omega_{res}^L > \omega_{crit}$ donde el sistema es estable utilizando el diseño óptimo del regulador PR (3-16), se graficó la Fig. 3-6, que reproduce al trabajo publicado en [53]. Esta figura muestra el lugar de las raíces del sistema de lazo cerrado de la Fig. 3-4(a), en función de ω_{res}^L (para el rango $0.17\omega_s < \omega_{res}^L < 0.47\omega_s$), cuando se utiliza un PR con $K_p = K_{p_{opt}}$ y $T_r = T_{r_{opt}}$. La estabilidad del sistema requiere que todas las raíces de lazo cerrado se encuentren dentro del círculo unitario. Puede verse en la Fig. 3-6, que el rango frecuencias de resonancia donde el sistema es estable es:

$$0.228\omega_s \lesssim \omega_{res}^L \lesssim 0.454\omega_s. \quad (3-20)$$

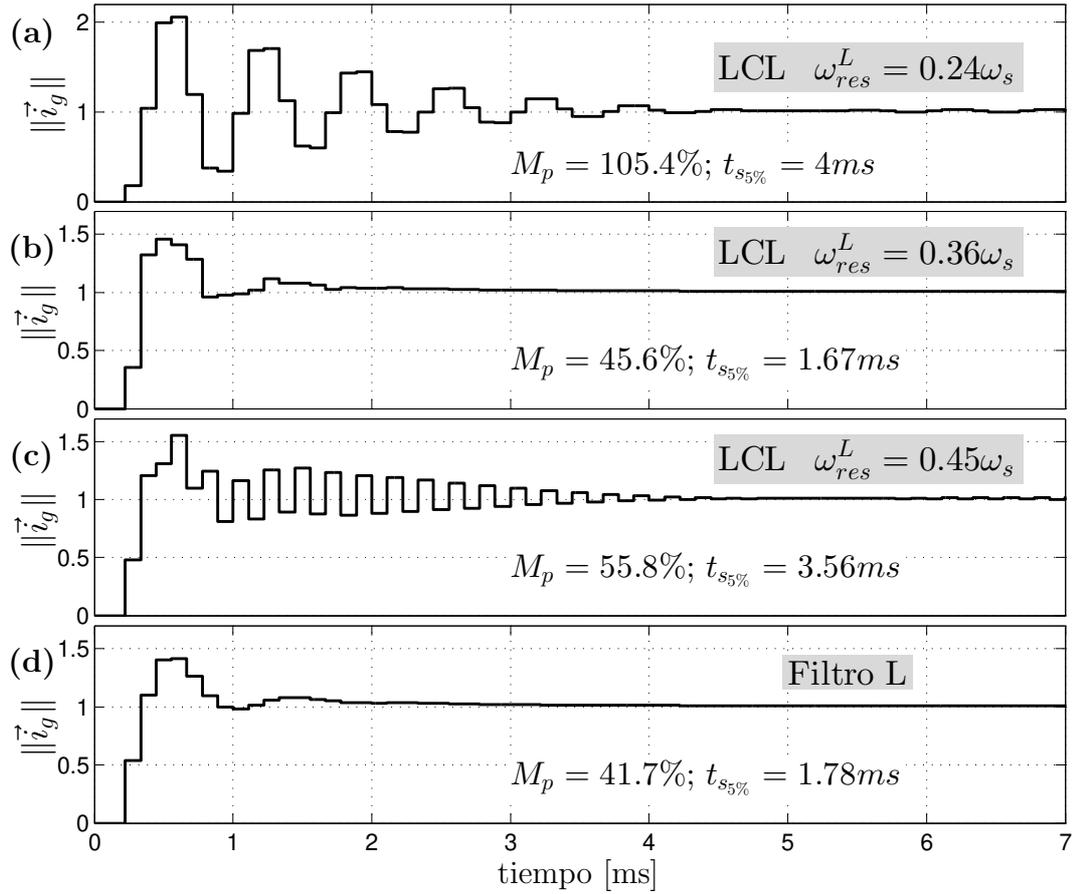


Figura 3-7.: Respuesta al escalón del sistema de la Fig. 3-4(a) con $K_p = K_{p_{opt}}$ y $T_r = T_{r_{opt}}$ para filtros: (a) LCL con $\omega_{res}^L = 0.24\omega_s$, (b) LCL con $\omega_{res}^L = 0.36\omega_s$, (c) LCL con $\omega_{res}^L = 0.45\omega_s$, y (d) L. Ejes verticales [A].

Para verificar la estabilidad dentro de este rango, la Fig. 3-7(a)-(c) muestra las respuestas al escalón del sistema de la Fig. 3-4(a) con $K_p = K_{p_{opt}}$ y $T_r = T_{r_{opt}}$ para filtros LCL con frecuencias de resonancia: (a) $\omega_{res}^L = 0.24\omega_s$; (b) $\omega_{res}^L = 0.36\omega_s$; y (c) $\omega_{res}^L = 0.45\omega_s$. Las curvas que se muestran, corresponden a la respuesta en la magnitud del vector de corriente inyectada a la red $\|\vec{i}_g\|$. Para obtener estas curvas, se aplicó al sistema de la Fig. 3-4(a) un vector de corriente de referencia $\vec{i}_{g_{ref}}$ de magnitud unitaria y secuencia positiva, con frecuencia angular ω_g , en el instante $t > 0$. En cada caso, se indica el porcentaje de sobrepico relativo al valor de estado estacionario (M_p), y el tiempo de establecimiento con un valor umbral de 5% ($t_{s5\%}$). Con propósitos de comparación, en la Fig. 3-7(d) se muestra la respuesta obtenida cuando el diseño óptimo del regulador PR es utilizado para controlar un filtro L [54]. Nótese que para el valor intermedio de

frecuencia angular $\omega_{res}^L = 0.36\omega_s$ [Fig. 3-7(b)] los valores de M_p y $t_{s5\%}$ resultan próximos a los que se obtienen con el filtro L [Fig. 3-7(d)]. Por otro lado, para $\omega_{res}^L \neq 0.36\omega_s$ [Fig. 3-7(a) y 3-7(c)], se puede observar que la respuesta se degrada, y se verifica que el sistema tiende a la inestabilidad conforme la frecuencia de resonancia se aproxima a los límites del rango (3-20).

El análisis presentado en esta sección será fundamental para el desarrollo del Capítulo 5, donde se propone una estrategia de control apta para un VSI con filtro LCL de baja frecuencia de resonancia. Dicho controlador se basa en la obtención de un sistema modificado que presenta un comportamiento similar a un filtro LCL con una frecuencia de resonancia ubicada dentro del rango (3-20).

3.4. Conclusiones

En este capítulo se presentó la descripción y modelado del sistema conformado por un VSI trifásico, conectado a la red a través de un filtro LCL. Se presentó una introducción al regulador PR y se describió la problemática que plantea su utilización para el control de un VSI con filtro LCL. Se analizó la región de frecuencias de resonancia para las cuales, un VSI con filtro LCL puede ser controlado con el diseño óptimo del regulador PR, realimentando únicamente la corriente inyectada a la red. En particular, se demostró que existe un valor de frecuencia de resonancia del filtro LCL para la cual se obtiene una respuesta del sistema de lazo cerrado, muy próxima a la obtenida para el caso en que se controla un filtro L. Los conceptos y resultados presentados en este capítulo, constituyen una base teórica para el desarrollo de los siguientes capítulos, los cuales se centran en el control de un VSI con filtro LCL de baja frecuencia de resonancia.

Controlador de corriente para inversores conectados a la red a través de filtros LCL de baja frecuencia de resonancia

4.1. Introducción

EN este capítulo se presenta una estrategia de control de corriente para un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL sin amortiguamiento pasivo [sistema presentado en el Capítulo 3]. La estrategia requiere únicamente la medición de la corriente de salida del filtro LCL, independientemente de su frecuencia de resonancia. Es decir, se implementa tanto el control de la corriente inyectada a la red como el amortiguamiento activo de la resonancia del filtro LCL, sin la necesidad de medir un estado extra del filtro. La idea presentada aquí, constituye la primera propuesta del autor de esta tesis para superar las limitaciones que presenta el uso de un esquema clásico de control con regulador PR [analizado en el Capítulo 3], para controlar la corriente inyectada a la red por un VSI con filtro LCL de baja frecuencia de resonancia [52]. Esta idea surge en relación directa con la estrategia de control propuesta en el Capítulo 2, para un convertidor CC-CC de tipo Boost con filtro LCL. En

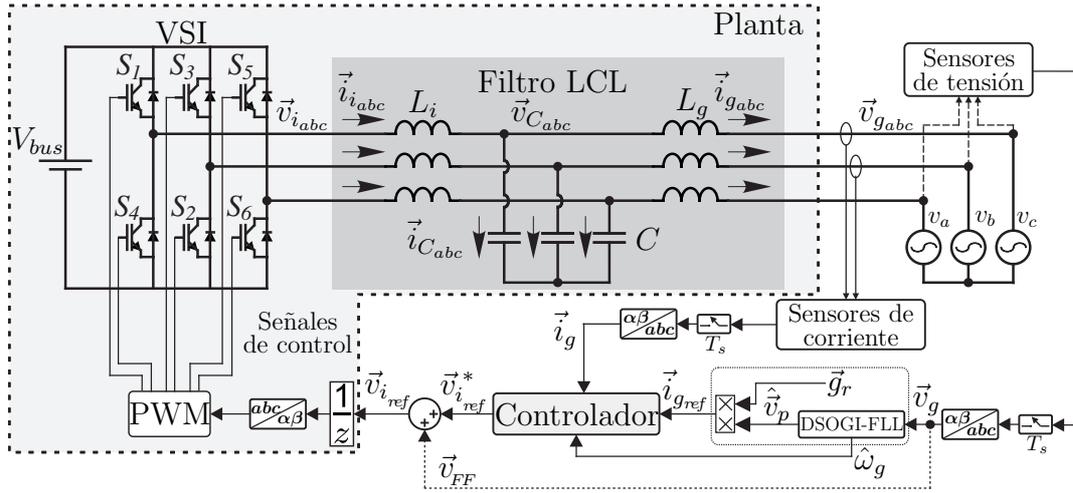


Figura 4-1.: VSI trifásico conectado a la red de distribución a través de un filtro LCL.

efecto, la estrategia presentada en este capítulo se basa en modificar un esquema clásico de control con PR, de un modo tal que permite posicionar en lugares adecuados, todos los los polos del sistema en lazo cerrado. Para esto se hace uso de técnicas de asignación de polos, ampliamente utilizadas en control adaptivo [123, 129–131].

Este capítulo constituye una parte importante del trabajo de investigación y desarrollo realizado en el transcurso de esta tesis. La presente propuesta, evolucionó hacia la estrategia de control que se presenta en el Capítulo 5, la cual permite el uso de un diseño óptimo del regulador PR, y propone un criterio de diseño mejorado. Los resultados presentados en este capítulo fueron publicados en [108].

4.2. Descripción del sistema

La Fig. 4-1 muestra el modelo circuital de un VSI con filtro LCL, cuyas características principales fueron descritas en el Capítulo 3, Sección 3.2. El bloque “Controlador”, mostrado en la Fig. 4-1, debe implementar el amortiguamiento activo del filtro LCL y regular la corriente \vec{i}_g inyectada a la red, utilizando únicamente la medición de dicha corriente. En este capítulo, el mecanismo de

sincronización con la red se implementa utilizando un DSOGI-FLL [88, 92, 93], cuyo funcionamiento se describe en el Capítulo 6, Sección 6.3. La referencia de corriente \vec{i}_{gref} se sincroniza con la componente fundamental de secuencia positiva \vec{v}_p de \vec{v}_g . La estimación de la secuencia positiva $\hat{\vec{v}}_p$ provista por el DSOGI-FLL, se multiplica por un vector \vec{g}_r arbitrario, que representa la ganancia y rotación necesaria para ajustar la magnitud y la fase de \vec{i}_{gref} a los valores deseados. La estimación de la frecuencia angular fundamental de la red $\hat{\omega}_g$, provista por el DSOGI-FLL, es utilizada para sintonizar la componente resonante del controlador, requerida para suprimir el error de estado estacionario a dicha frecuencia [ver Capítulo 3, Sección 3.3]. La acción de control del sistema es la tensión \vec{v}_i , mientras que la tensión \vec{v}_g representa una perturbación para el sistema de control de corriente. Si se considera el caso en que el sistema es utilizado para inyectar potencia a una red fuerte [132], se puede implementar una compensación feedforward $\vec{v}_{FF} = \vec{v}_g$, a fin de contrarrestar parcialmente el efecto de perturbación que la tensión de la red produce sobre \vec{i}_g [54] (ver Fig. 4-1). En redes fuertes el lazo de compensación feedforward no tiene efecto sobre la estabilidad del sistema de control. Por esta razón, salvo que se indique lo contrario, este lazo no será considerado en el análisis del controlador propuesto en este capítulo.

4.3. Estrategia de control propuesta

La función de transferencia de la Planta, discretizada con periodo de muestreo T_s [ver (3-6) en el Capítulo 3], puede expresarse de la siguiente forma:

$$G^L(z) = \frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{i_{ref}}(z)} = \frac{P(z)}{Q(z)} = \frac{p_2 z^2 + p_1 z + p_0}{z(z^3 + q_2 z^2 + q_1 z + q_0)}, \quad (4-1)$$

donde $P(z)$ y $Q(z)$ son los respectivos polinomios del numerador y denominador de $G^L(z)$. La Fig. 4-2 ilustra el diagrama de bloques del controlador propuesto para el sistema de la Fig. 4-1. La idea de este controlador es superar

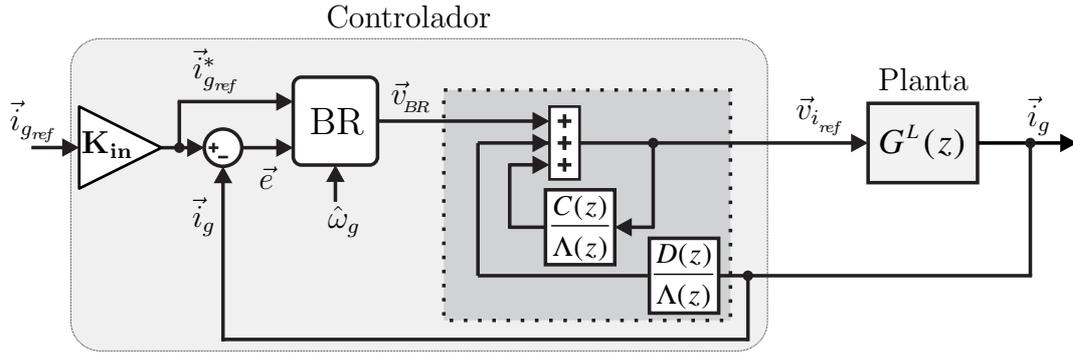


Figura 4-2.: Diagrama de bloques del controlador propuesto.

las limitaciones del esquema clásico de control (utilizando un PR), analizado en la Sección 3.3 del Capítulo 3. Para esto, se buscó la forma de modificar dicho esquema clásico de control de forma tal que un filtro con baja frecuencia de resonancia, se pudiera controlar sin la necesidad de implementar el segundo lazo de amortiguamiento activo, que requiere la medición de la corriente de los capacitores del filtro \vec{i}_C (ver Capítulo 3, Sección 3.3.2). Para realizar dicha modificación se utilizan los bloques $[C(z)/\Lambda(z)]$ y $[D(z)/\Lambda(z)]$ (ver Fig. 4-2), los cuales permiten reasignar los polos de la Planta. Adicionalmente, el controlador propuesto en este Capítulo no utiliza el regulador PR convencional, sino un bloque regulador representado por el Bloque Resonante (BR) (ver Fig. 4-2). Este bloque permitirá (junto con los bloques utilizados para reasignar los polos de la Planta), posicionar arbitrariamente los polos y un cero de lazo cerrado del sistema. El bloque \mathbf{K}_{in} representa una matriz de ganancia y rotación en el marco de coordenadas $\alpha\beta$, que actúa como factor de corrección, y por lo cual la señal representada como \vec{i}_{gref}^* difiere de la referencia de corriente \vec{i}_{gref} . A continuación se explicará la función que cumple cada uno de los bloques, en la reasignación de los polos de la Planta y el posicionamiento de los polos de lazo cerrado del sistema.

4.3.1. Reasignación de los polos de la planta

La función de transferencia discreta de la Planta $G^L(z)$, representada por (4-1), consta de un numerador $P(z)$ de orden 2 y un denominador $Q(z)$ de orden

4. Si se agrega a la Planta la estructura de control destacada en línea de puntos en la Fig. 4-2, donde $C(z) = c_2z^2 + c_1z + c_0$ y $D(z) = d_3z^3 + d_2z^2 + d_1z + d_0$, y $\Lambda(z) = z^3 + \lambda_2z^2 + \lambda_1z + \lambda_0$ es un polinomio mónico estable arbitrario, se obtiene un sistema modificado cuyos polos pueden ubicarse arbitrariamente [129]. Con esta estructura se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{BR}(z)} = \frac{P_{mod}(z)}{Q_{mod}(z)} = \frac{\Lambda(z)P(z)}{[\Lambda(z) - C(z)]Q(z) - P(z)D(z)}, \quad (4-2)$$

donde $\vec{v}_{BR}(z)$ representa la señal de entrada del sistema modificado (ver Fig. 4-2). La función de transferencia (4-2) resulta con un polinomio numerador $P_{mod}(z) = \Lambda(z)P(z)$ de grado 5, y un polinomio denominador $Q_{mod}(z)$ de grado 7. Como se dispone de 7 coeficientes [3 correspondientes a $C(z)$ y 4 correspondientes a $D(z)$], se tienen los grados de libertad para posicionar los 7 polos en (4-2).

El denominador $Q_{mod}(z)$ en (4-2), es una ecuación Diofántica [111, 130, 131] en la que $Q(z)$ y $P(z)$ son coprimos (ya que no tienen raíces comunes). El trabajo de esta tesis, incluyó la formulación de una solución matemática generalizada que permitiese resolver una ecuación Diofántica de este tipo. La solución desarrollada se encuentra en el Apéndice A. Los coeficientes que deben tener $[\Lambda(z) - C(z)]$ y $D(z)$ para obtener un polinomio $Q_{mod}(z)$ de orden 7 deseado, pueden hallarse resolviendo la ecuación matricial (A-3) que se encuentra en dicho apéndice. Para que el sistema modificado resulte con el mismo orden que el sistema original, se selecciona $Q_{mod}(z) = \Lambda(z)M(z)$, donde $M(z) = z^4 + m_3z^3 + m_2z^2 + m_1z + m_0$ es un polinomio mónico de orden 4. De este modo, $\Lambda(z)$ se simplifica y la función de transferencia (4-2), resulta con los ceros de la Planta original y cuatro polos que pueden ubicarse arbitrariamente:

$$\frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{BR}(z)} = \frac{P(z)}{M(z)} = \frac{p_2z^2 + p_1z + p_0}{z^4 + m_3z^3 + m_2z^2 + m_1z + m_0}. \quad (4-3)$$

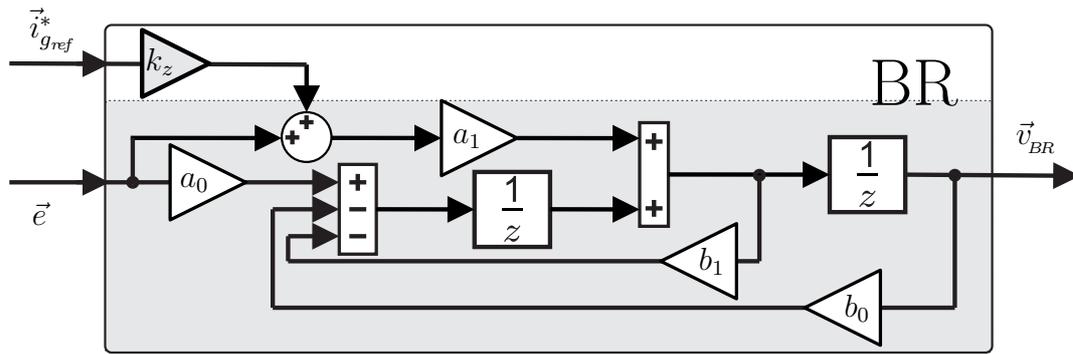


Figura 4-3.: Bloque Resonante (BR) (ver Fig. 4-2).

La idea planteada en este capítulo para la reasignación de los polos de la Planta, es explorada con mayor profundidad en el Capítulo 5, donde se propone una estrategia de control basada en un criterio adecuado para la ubicación de los polos del sistema modificado (4-3).

4.3.2. Bloque resonante y ubicación de los polos de lazo cerrado del sistema

En la Fig. 4-3 se ilustra el esquema de implementación digital del bloque regulador BR de la Fig. 4-2. Este bloque tiene dos entradas: la señal \vec{i}_{gref}^* y el error $\vec{e} = (\vec{i}_{gref}^* - \vec{i}_g)$. La salida \vec{v}_{BR} del bloque se puede expresar en función de las entradas como:

$$\vec{v}_{BR}(z) = \frac{A_c(z)}{B_c(z)} \vec{e}(z) + \frac{k_z a_1 z}{B_c(z)} \vec{i}_{gref}^*(z), \quad (4-4)$$

donde k_z es un escalar, $A_c(z) = a_1 z + a_0$ es un polinomio de grado 1 y $B_c(z) = z^2 + b_1 z + b_0$ es un polinomio mónico de grado 2 con coeficientes $b_1 = 2 \cos(\omega_g T_s)$ y $b_0 = 1$. Al igual que el controlador PR (3-9), el regulador BR tiene dos polos resonantes en ω_g . Reemplazando el regulador BR mostrado en la Fig. 4-3 en el esquema de control propuesto (Fig. 4-2), utilizando las ecuaciones (4-3) y (4-4), puede arribarse a la siguiente expresión de la función de transferencia de

lazo cerrado del sistema:

$$\frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{i}_{gref}(z)} = \mathbf{K}_{in} \frac{P_{lc}(z)}{Q_{lc}(z)} = \mathbf{K}_{in} \frac{[(k_z + 1)a_1 z + a_0] P(z)}{B_c(z)M(z) + A_c(z)P(z)}. \quad (4-5)$$

El polinomio denominador $Q_{lc}(z)$ de la función de transferencia (4-5), resulta de orden 6 y se dispone de 6 coeficientes para ubicar los polos de lazo cerrado [4 correspondientes a $M(z)$ y 2 correspondientes a $A_c(z)$].

El criterio de selección de $A_c(z)$ es similar al utilizado en el Capítulo 2, para la selección de la red de filtrado lineal (2-16). Nótese que la razón por la que se utiliza en (4-4), un polinomio $A_c(z)$ de grado 1, es que éste es el mínimo grado requerido para posicionar los polos de lazo cerrado del sistema.

Al igual que en el caso de la modificación de los polos de la Planta, el denominador $Q_{lc}(z) = B_c(z)M(z) + A_c(z)P(z)$ conforma una ecuación Diofántica. Si $B_c(z)$ y $P(z)$ son coprimos, los coeficientes que deben tener los polinomios $M(z)$ y $A_c(z)$ para obtener 6 polos de lazo cerrado deseados [raíces de $Q_{lc}(z)$], pueden hallarse resolviendo la ecuación matricial (A-3) del Apéndice A.

En resumen, para asignar los polos de lazo cerrado del sistema, el diseño de los polinomios [$A_c(z)$, $C(z)$, $D(z)$ y $\Lambda(z)$] del controlador debe realizarse siguiendo los siguientes pasos:

1- Se selecciona el polinomio denominador $Q_{lc}(z)$ de (4-5), en base a los seis polos de lazo cerrado deseados.

2- Se resuelve la ecuación Diofántica $Q_{lc}(z) = B_c(z)M(z) + A_c(z)P(z)$ utilizando (A-3). De esta forma se obtienen los polinomios $M(z)$ y $A_c(z)$.

3- Se construye el polinomio denominador $Q_{mod}(z) = \Lambda(z)M(z)$ de (4-2), donde $\Lambda(z)$ es un polinomio mónico estable que puede ser seleccionado arbitrariamente.

4- Se resuelve la ecuación Diofántica $Q_{mod}(z) = [\Lambda(z) - C(z)]Q(z) - P(z)D(z)$ utilizando (A-3), con lo que se obtienen los polinomios $D(z)$ y $[\Lambda(z) - C(z)]$, de donde puede despejarse $C(z)$.

4.3.3. Posicionamiento de un cero de lazo cerrado y factor de corrección

Si se observa la función de transferencia de lazo cerrado (4-5), puede notarse que el parámetro k_z del regulador BR, brinda la posibilidad de controlar la ubicación del cero que el regulador introduce en el sistema. Sin embargo, modificar el valor de este parámetro modifica la ganancia y el desplazamiento de fase que produce el sistema a la frecuencia angular fundamental de la red ω_g . Para ver esto, considérese por el momento que $\mathbf{K}_{in} = \mathbf{I}_2$, donde \mathbf{I}_2 es la matriz identidad de orden 2. En tal caso si $k_z = 0$ la función de transferencia de lazo cerrado (4-5) va a tener ganancia unitaria y no producirá desplazamiento de fase a la frecuencia angular ω_g , debido a los polos resonantes del controlador. Por otro lado si $k_z \neq 0$ la función de transferencia (4-5) no tendrá ganancia unitaria y producirá un desplazamiento de fase a la frecuencia angular ω_g . Para corregir esta desviación, se incluyó en la entrada de referencia de corriente, la matriz de ganancia y rotación (en coordenadas $\alpha\beta$):

$$\mathbf{K}_{in} = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sen\gamma \\ -\sen\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} / h \quad (4-6)$$

Donde h y γ son el módulo y la fase de la función de transferencia de lazo cerrado (4-5), evaluada en $z = e^{j\omega_g T_s}$ con $\mathbf{K}_{in} = \mathbf{I}_2$. Con esta matriz, se consigue que la función de transferencia de lazo cerrado (4-5) tenga ganancia unitaria y no produzca desplazamiento de fase a la frecuencia angular ω_g .

4.4. Resultados de simulación

En esta sección se simula la estrategia de control propuesta, para un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL cuya frecuencia angular de resonancia ω_{res}^L , se encuentra por debajo de la frecuencia de resonancia críti-

ca $\omega_{crit} = \pi/(3T_s)$ [ver (3-19), Capítulo 3, Sección 3.3.2]. A fin de evaluar el desempeño del controlador, se lo compara (bajo las mismas condiciones), con el desempeño del esquema clásico de control que utiliza un PR combinado con una lazo de amortiguamiento activo, que realimenta la corriente de los capacitores del filtro (AACC) [ver Fig. 3-4(b), Capítulo 3, Sección 3.3.2]. En lo que resta de este capítulo se identificará a dicho controlador como “PR+AACC”. Tanto para el caso del controlador propuesto como para el PR+AACC, se implementó el mismo lazo de compensación feedforward $\vec{v}_{FF} = \vec{v}_g$ mostrado en la Fig. 5-1.

4.4.1. Datos del sistema y del controlador propuesto

En la Tabla 4-1 se listan los datos del inversor trifásico y del controlador propuesto, utilizados para simular el sistema de la Fig. 4-2. En base a lo expuesto en las secciones previas, se explicará a continuación el camino seguido para obtener los polinomios y parámetros del controlador.

El polinomio $Q_{lc}(z)$ [denominador de la función de transferencia (4-5)], se define seleccionando los 6 polos de lazo cerrado del sistema. Se desea que estos polos provean una respuesta temporal rápida, para conseguir un buen seguimiento de la referencia de frecuencia angular fundamental ω_g , y un buen rechazo a los armónicos de alta frecuencia. Sin embargo, una respuesta demasiado rápida requerirá un mayor esfuerzo en la acción de control $\vec{v}_{i_{ref}}$ aplicada a la Planta. Esto podría ocasionar la saturación del ciclo de trabajo de las llaves del inversor y la consecuente inestabilidad del sistema, por lo que debe ser tenido en cuenta al momento de seleccionar los polos de lazo cerrado. Para la implementación actual se utilizaron los siguientes polos en el plano “s”: dos polos complejos $p_{1,2} = 20\omega_g(-1 \pm j1)/\sqrt{2}$, cuatro polos reales $p_3 = p_4 = -40\omega_g$, y $p_5 = p_6 = -50\omega_g$. El mapeo de estos polos al plano “z”, utilizando la relación $p_z = e^{pT_s}$, da como resultado: $p_{z_{1,2}} = 0.5790 \pm j0.2756$, $p_{z_3} = p_{z_4} = 0.2846$, y $p_{z_5} = p_{z_6} = 0.2079$.

Se calcula el polinomio $B_c(z) = z^2 + 2 \cos(\omega_g T_s) + 1$ [ver (4-4)], que surge de mapear al plano “ z ”, los dos polos complejos resonantes a la frecuencia de red $\pm j\omega_g$. Teniendo a $Q_{lc}(z)$, $P(z)$ y $B_c(z)$ como datos, se obtiene la ecuación Diofántica que resulta del polinomio denominador de lazo cerrado deseado (4-5):

$$Q_{lc}(z) = B_c(z)M(z) + A_c(z)P(z). \quad (4-7)$$

Esta ecuación se resuelve utilizando la ecuación matricial (A-3), para hallar el polinomio $A_c(z)$ [ver (4-4)] y el polinomio $M(z)$ [ver (4-3)].

Se seleccionó para los lazos de reubicación de los polos de la Planta (ver sec. 4.3.1), el polinomio estable $\Lambda(z) = z^3$, que corresponde a un retardo de tres muestras. Con $\Lambda(z)$ se calcula el polinomio $Q_{mod}(z) = \Lambda(z)M(z)$. Se cuenta entonces con los datos $Q_{mod}(z)$, $P(z)$ y $Q(z)$, de la ecuación Diofántica que

Tabla 4-1.: Datos del sistema y del controlador propuesto.

$V_{bus} = 400V$	$V_{g\phi} = 110V_{rms}$	$f_g = 50Hz$
$\omega_g = 2\pi f_g$	$f_s = 10kHz; T_s = 1/f_s$	$\omega_s = 2\pi f_s$
$f_{pwm} = 10kHz$	$t_D = 0.7\mu s$	$V_I = 2.78V; V_D = 2.5V$
$L_i = 2.28mH$	$L_g = 1.5mH$	$C = 28\mu F$
$\omega_{res}^L = \omega_s/10$		$\omega_{crit} = \omega_s/6$
$P(z) = 0.001707z^2 + 0.006692z + 0.001707$		[ec. (4-1)]
$Q(z) = z(z^3 - 2.618z^2 + 2.618z - 1)$		[ec. (4-1)]
$Q_{lc}(z) = z^6 - 2.1430z^5 + 1.9128z^4 - 0.8812z^3 + 0.2194z^2 - 0.0280z + 0.0014$		[ec. [4-5]]
$A_c(z) = 61.009z - 53.157$	$B_c(z) = z^2 - 1.999z + 1$	[ec. (4-5)]
$M(z) = z^4 - 0.144z^3 + 0.6249z^2 + 0.4078z + 0.0922$		[ec. (4-3)]
$C(z) = -2.4740z^2 - 3.3402z - 0.7491$	$\Lambda(z) = z^3$	[ec. (4-2)]
$D(z) = -670.181z^3 + 913.1015z^2 - 438.9467z$		[ec. (4-2)]
$\mathbf{K}_{in} = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} / h$	$h = 8.559$ $\gamma = -10.576^\circ$	$k_z = 1$ [ec. (4-5)]

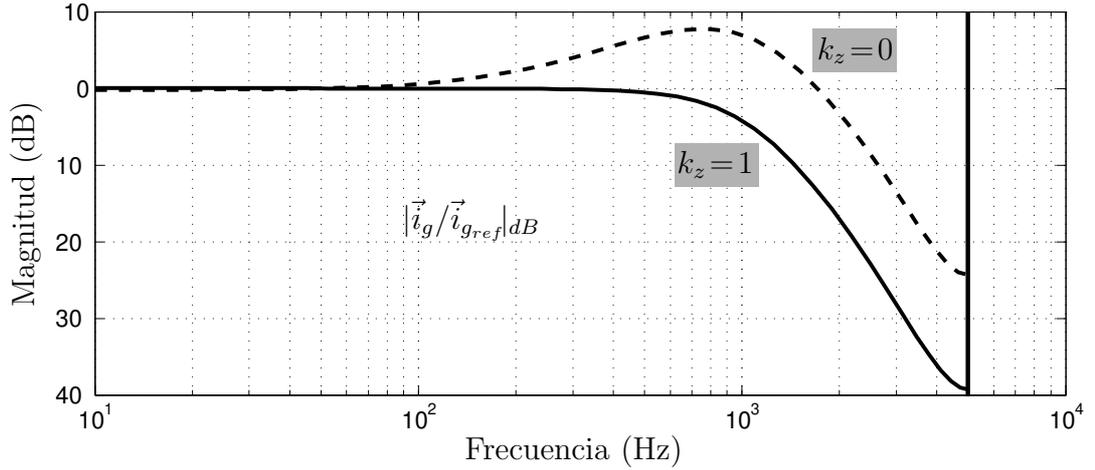


Figura 4-4.: Diagramas de Bode $|\vec{i}_g/\vec{i}_{gref}|_{dB}$ correspondientes a la función de transferencia de lazo cerrado (eq. 4-5), para $k_z = 0$ y para $k_z = 1$.

resulta del polinomio denominador del sistema modificado: (4-2):

$$Q_{mod}(z) = [\Lambda(z) - C(z)]Q(z) - P(z)D(z). \quad (4-8)$$

Resolviendo esta ecuación, haciendo uso de la ecuación matricial (A-3), se obtienen los coeficientes de los polinomios $D(z)$ y $[\Lambda(z) - C(z)]$, de donde se despeja $C(z)$.

El último paso para definir el controlador, es seleccionar el valor del parámetro k_z utilizado para posicionar el cero de lazo cerrado del sistema [ver (4-5)]; y en base a este parámetro, calcular la matriz de rotación \mathbf{K}_{in} , necesaria para corregir la desviación en ganancia y fase producida por k_z (ver sec. 4.3.3). En la Fig. 4-4 se muestran los diagramas de Bode correspondientes a la ganancia del sistema en lazo cerrado (4-5), para $k_z = 0$ y para $k_z = 1$. Si $k_z = 0$, el cero de lazo cerrado del sistema se ubica en $z = 0.8713$ (cero de A_x). Este cero se encuentra cerca del círculo unitario y hace que el sistema tenga una ganancia excesiva en alta frecuencia, esto puede ocasionar un elevado sobrepico en la respuesta al escalón del sistema, o inestabilidad debida a la saturación de la acción de control. Por otro lado, con un valor $k_z = 1$, el cero se reubica en $z = 0.4356$, alejándose del círculo unitario. La respuesta en frecuencia del sistema de lazo cerrado resulta ahora con ganancia plana en todo su ancho de

banda. Los parámetros h y γ de la matriz de rotación \mathbf{K}_{in} (4-6) se obtienen respectivamente, calculando el módulo y la fase de la función de transferencia de lazo cerrado (4-5) a la frecuencia angular $\omega_g = 2\pi(50Hz)$, con $k_z = 1$ y $\mathbf{K}_{in} = \mathbf{I}_2$.

4.4.2. Parámetros del controlador PR+AACC

De acuerdo con lo expuesto en el Capítulo 3, Sección 3.3.2, como $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$, si se desea controlar el VSI con filtro LCL utilizando un esquema clásico de control con PR, debe implementarse un segundo lazo de amortiguamiento activo que realimenta la medición de la corriente de los capacitores del filtro (AACC) [ver Fig. 3-4(b)]. A partir de las ecuaciones (3-16) y (3-17) para el diseño óptimo del esquema clásico de control PR+AACC, se obtienen los valores de los parámetros $K_p = 19.79$, $T_r = 0.0019$ y $11.94 \leq K \leq 19.77$ (acorde con [52], se utilizará en esta aplicación un valor intermedio $K = 16$, para estar lejos de los límites de estabilidad).

4.4.3. Simulación

El sistema de la Fig. 4-1, se simuló (tanto para el caso del controlador propuesto como para el caso del esquema clásico de control PR+AACC) utilizando un modelo de circuito conmutado del inversor trifásico, implementado con el paquete de simulación MATLAB®/SIMULINK®/SimPowerSystems™ [117]. A fin de que el escenario de simulación se asemeje tanto como sea posible a una implementación real, las llaves del inversor fueron implementadas utilizando dispositivos de tipo Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor) (IGBT) con diodo en antiparalelo, modelados con caídas de voltaje de encendido $V_i = 2.78V$ y $V_D = 2.5V$ respectivamente. Se utilizó también un tiempo muerto de encendido de las llaves $t_D = 0.7\mu seg$. Además, a fin de evaluar el rechazo a la perturbación, se aplicó al sistema una tensión de red con componentes armónicos 5° , 7° , 11° y 13° de la frecuencia fundamental.

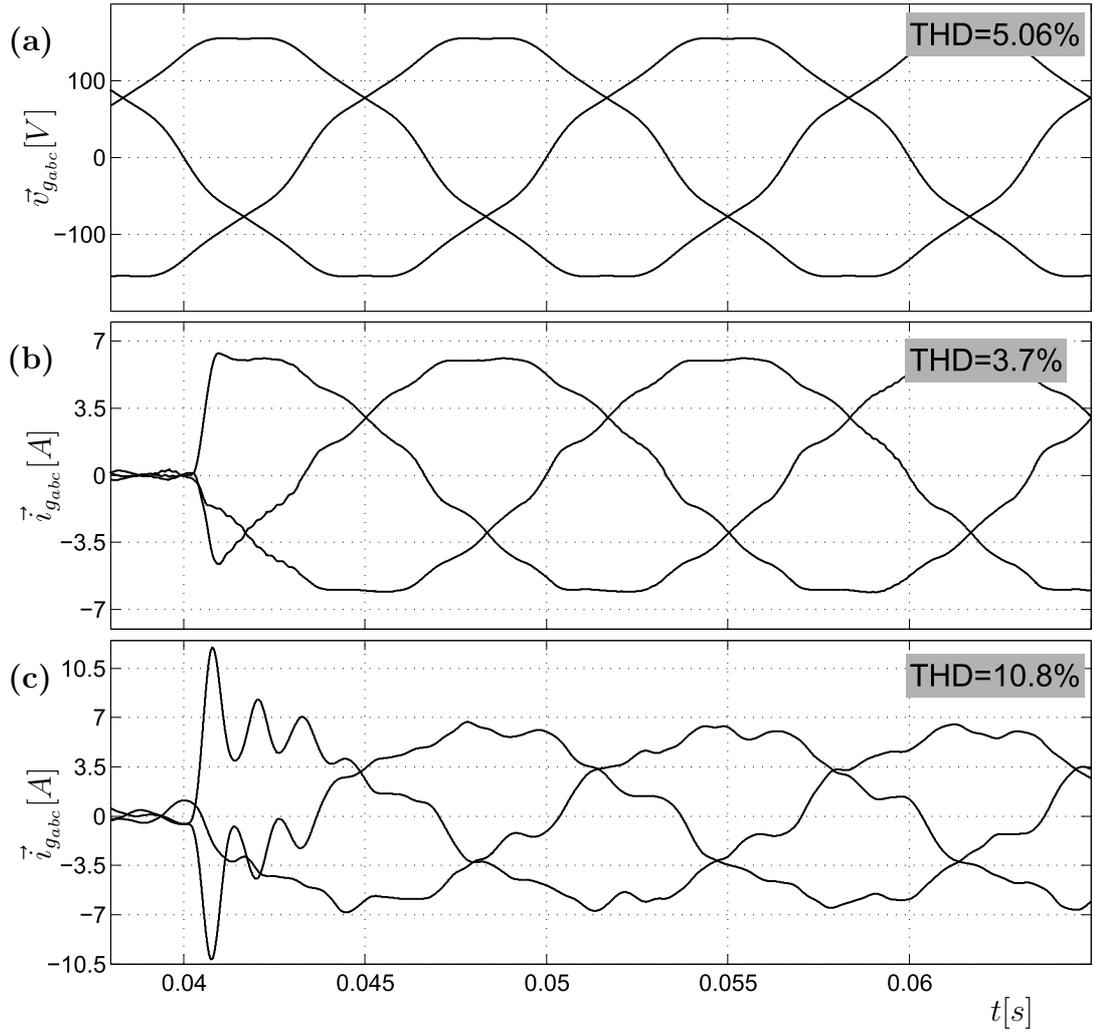


Figura 4-5.: Resultados de simulación. (a) $\vec{v}_{g_{abc}}$. (b) $\vec{i}_{g_{abc}}$ con el controlador propuesto. (c) $\vec{i}_{g_{abc}}$, con el esquema clásico de control PR+AACC.

En la Fig. 4-5 se muestran los resultados de simulación obtenidos. En la Fig. 4-5(a) se ilustra la tensión \vec{v}_g , de frecuencia fundamental $\omega_g = 2\pi(50Hz)$, tensión de fase rms $V_{g_\phi} = 110V_{rms}$, y distorsión armónica THD = 5.06%. En la Fig. 4-5(b) se ilustra la corriente de salida $i_{2_{abc}}$ del sistema simulado con el controlador propuesto, cuando se aplica a la referencia de corriente, un escalón de 6.5A de pico. Se aprecia también en la Fig. 4-5(c), la corriente de salida $i_{2_{abc}}$ del sistema simulado con el esquema clásico de control PR+AACC, para la misma referencia de corriente aplicada. En ambas simulaciones se utilizó el mismo bloque de compensación feedforward y se midió la distorsión armónica total de las respuestas en estado estacionario. Puede observarse que la respuesta del sistema obtenida con el controlador propuesto, presenta un sobrepico

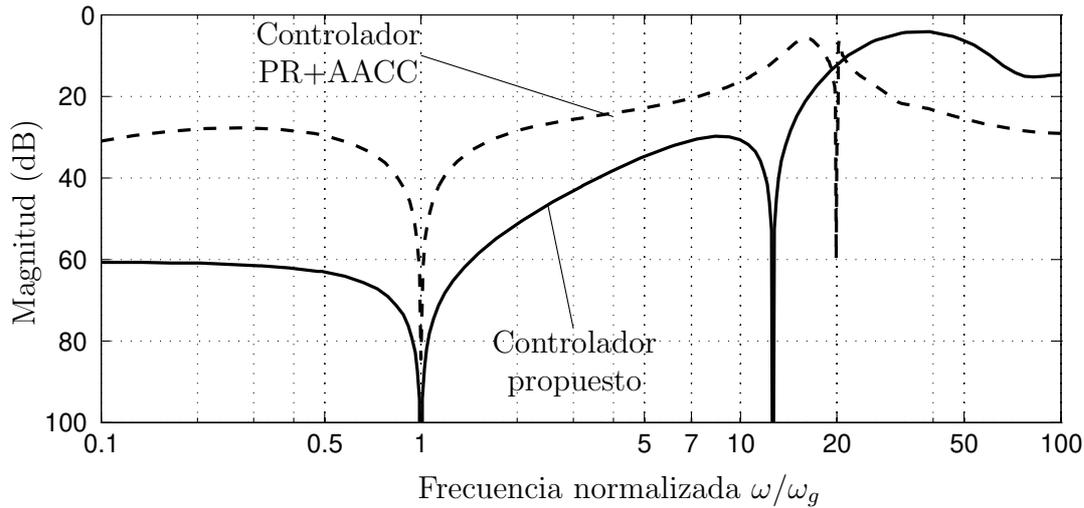


Figura 4-6.: Diagramas de Bode $\left| \vec{i}_g / \vec{v}_g \right|_{dB}$ del sistema con el controlador propuesto, y con el esquema clásico de control PR+AACC

reducido y distorsión armónica notablemente inferior, en comparación con la respuesta obtenida con el esquema clásico de control. Se demuestra así que el sistema propuesto presenta un mejor rechazo a la perturbación. Si se analiza el esquema clásico de control PR+AACC [ver Fig. 3-4 Capítulo 3, Sección 3.3.2], se puede notar que la distorsión armónica presente en la tensión de red aparece en la corriente \vec{i}_c que circula por los capacitores, y es realimentada al sistema de control a través de la ganancia K , lo que da como resultado un pobre rechazo a la perturbación. Para ver más claramente lo que sucede, en la Fig. 4-6 se ilustran los diagramas de Bode de la ganancia del sistema en lazo cerrado con respecto a la perturbación ($|\vec{i}_g / \vec{v}_g|_{dB}$), obtenida con ambos controladores. El eje de frecuencia se normalizó con respecto a la frecuencia angular fundamental de la red. Puede verse que en la banda de los armónicos comúnmente presentes en la red de distribución ($1^\circ - 20^\circ$), el controlador propuesto presenta en promedio, una atenuación de aproximadamente $20dB$ más baja que el esquema de control PR+AACC. Esta es la razón por la cual, el controlador propuesto provee un mejor rechazo a la perturbación producida por los armónicos presentes en la tensión de la red [ver Fig. 4-5]. Cabe mencionar que el controlador propuesto muestra además, un mejor rechazo a la perturbación no lineal, introducida en el lazo de control por el tiempo muerto de encendido aplicado a las

llaves del inversor y las caídas de tensión de los dispositivos IGBT y sus diodos en antiparalelo.

4.5. Conclusiones

Se presentó una estrategia de control apta para regular la corriente inyectada a la red por un VSI trifásico, conectado a la red a través de un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia y sin amortiguamiento pasivo. El control requiere únicamente la medición de la corriente trifásica de salida del filtro LCL. Se simuló el controlador con el sistema conectado a una red trifásica contaminada con armónicos, y se evaluó su desempeño comparándolo con la implementación de un esquema clásico de control con PR [analizado en el Capítulo 3]. El esquema propuesto en este capítulo, demostró un mejor desempeño tanto en respuesta dinámica como en rechazo a la perturbación.

La presente propuesta, permite posicionar todos los polos de lazo cerrado del sistema. Sin embargo, esto requiere la modificación de la estructura clásica del regulador PR. Por esta razón, esta propuesta evolucionó hacia la estrategia de control que se presenta a continuación en el Capítulo 5, la cual propone un criterio de diseño mejorado, y permite el uso de un diseño óptimo del regulador PR clásico.

Control PR óptimo aplicado a filtros LCL de baja frecuencia de resonancia

5.1. Introducción

EN este capítulo se propone una estrategia de control de corriente para un VSI con filtro LCL sin amortiguamiento pasivo [sistema que fue presentado en el Capítulo 3]. La estrategia requiere únicamente la medición de la corriente de salida del filtro LCL, independientemente de su frecuencia de resonancia. Esta propuesta representa una evolución respecto de la estrategia presentada en el Capítulo 4, por lo cual podrá notarse que muchos de los conceptos y definiciones utilizados en dicho capítulo, son reutilizados aquí. La propuesta actual, se basa en el desarrollo de un criterio de diseño mejorado que permite el uso de un diseño óptimo del regulador PR, a diferencia de la propuesta presentada en el Capítulo 4, la cual requiere la modificación de la estructura clásica del PR.

En el Capítulo 3 se presentó una introducción al control de un VSI con filtro LCL utilizando un regulador PR, y se analizó la problemática que plantea el uso de dicho controlador, en cuanto al control de sistemas conformados por filtros LCL de baja frecuencia de resonancia. Resulta de interés, el poder con-

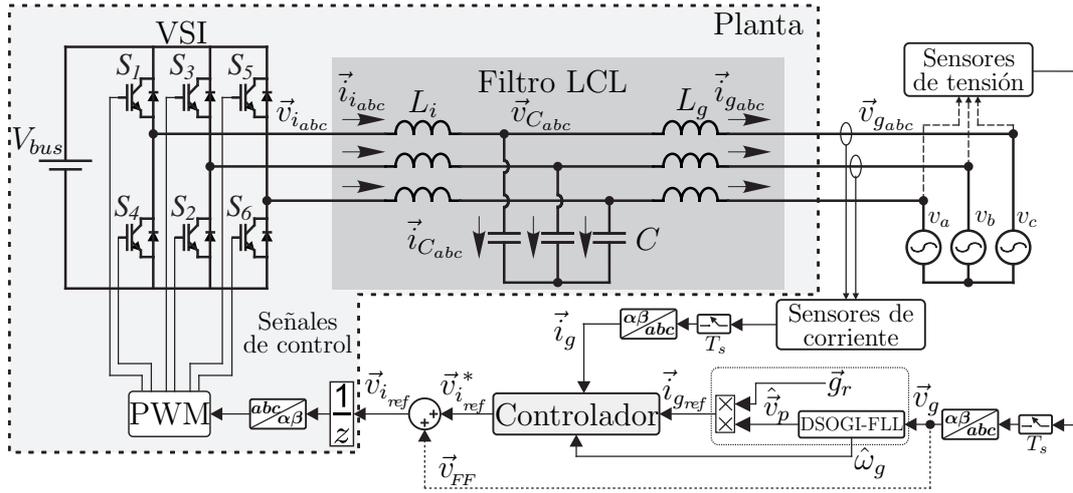


Figura 5-1.: Inversor trifásico conectado a la red de distribución a través de un filtro LCL.

trolar un filtro LCL que posea una baja frecuencia de resonancia, realimentando únicamente la corriente que el sistema inyecta a la red. En [67] esto se logra utilizando un controlador PR más un lazo de amortiguamiento activo, el cual realimenta la corriente inyectada a la red a través de un filtro HPF de primer orden [65–67]. Sin embargo, como se verá, cuando dicho método se usa para controlar un filtro con baja frecuencia de resonancia, no se consigue una buena calidad en lo que respecta a la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado. A fin de evaluar el desempeño de la estrategia de control propuesta en este capítulo, se la compara con la propuesta presentada en [67]. A partir de esta comparación, se demuestra que la propuesta presentada aquí ofrece una mejor respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado, y un mejor rechazo a la perturbación. Se presentan tanto resultados de simulación como experimentales, que demuestran la validez y efectividad de la propuesta. Los resultados presentados en este capítulo fueron publicados por el autor de esta tesis en [53, 109].

5.2. Estrategia de control propuesta

La Fig. 5-1 muestra el modelo circuital de un VSI conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL, introducido en el Capítulo 3, Sección 3.2. La confi-

guración de control del sistema que se muestra en la Fig. 5-1, es idéntica a la mostrada en la Fig. 4-1 del Capítulo 4, por lo que su descripción se remite a la Sección 4.2 de dicho capítulo. Al igual que en el Capítulo 4, mientras no se indique lo contrario, el lazo de compensación feedforward no será considerado en la presentación y análisis del controlador propuesto en este capítulo.

5.2.1. Fundamentos de la propuesta: concepto de planta modificada

En [52] se identificaron dos regiones significativas para el control de un VSI con filtro LCL utilizando un PR [ver Capítulo 3, Sección 3.3.2]. Estas dos regiones están delimitadas por una frecuencia de resonancia crítica $\omega_{crit} = \omega_s/6 \approx 0.17\omega_s$ (3-19). Si $\omega_{res}^L > \omega_{crit}$ (región de alta frecuencia de resonancia), el sistema de la Fig. 5-1 puede controlarse utilizando un único lazo de realimentación de la corriente \vec{i}_g inyectada a la red, a través de un regulador PR. Por otro lado, si $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$ (región de baja frecuencia de resonancia), para estabilizar el sistema se requiere la realimentación adicional, y consecuente medición de un estado extra del filtro LCL, tal como la corriente \vec{i}_C que circula por los capacitores (ver Fig. 5-1). Una alternativa, que será tratada en el apartado 5.3.1, consiste en realimentar la corriente \vec{i}_g hacia la entrada de la Planta, a través de un filtro HPF [65–67].

La estrategia de control que se propone en este capítulo, se fundamenta en la siguiente idea: si se aplican las técnicas de control adecuadas, a un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia, puede obtenerse un sistema modificado que emule el comportamiento entrada-salida de un filtro LCL de alta frecuencia de resonancia. De esta manera, el sistema modificado resultante podría controlarse realimentando únicamente la corriente inyectada a la red, utilizando un PR. Más aún, con una adecuada selección de la frecuencia de resonancia del sistema modificado, este podría ser controlado con un diseño

óptimo del regulador PR y se podría obtener una respuesta dinámica similar a la obtenida cuando se controla un filtro L.

La idea mencionada será llevada a cabo utilizando técnicas de control por modelo de referencia [129–131, 133], ya empleadas en el Capítulo 4. Se buscará modificar una Planta conformada por un filtro LCL de frecuencia angular de resonancia ω_{res}^L , de forma tal que el sistema modificado resultante, presente un comportamiento entrada-salida similar al de un VSI con un filtro LCL de frecuencia angular de resonancia ω_{res}^H , ubicada dentro del rango $[0.228\omega_s \lesssim \omega_{res}^H \lesssim 0.454\omega_s]$ [ver (3-20) en el Capítulo 3, Sección 3.3.2]. En efecto, de acuerdo a lo expuesto en el Capítulo 3, el sistema modificado obtenido, el cual será llamado “Planta Modificada”, podrá ser controlado con el diseño óptimo del regulador PR [54], y utilizando únicamente la realimentación de la corriente \vec{i}_g inyectada a la red. Como se vio además en el Capítulo 3, con una adecuada elección de $\omega_{res}^H > \omega_{crit}$, se puede conseguir que la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado sea muy similar a la obtenida cuando se controla un VSI con filtro L.

5.2.2. Desarrollo de la propuesta

Factorizando el denominador y el numerador de (3-6) [ver Capítulo 3, Sección 3.2], se puede arribar a la siguiente expresión general para la función de transferencia discreta de una Planta (VSI con filtro LCL), con frecuencia angular de resonancia ω_{res}^X :

$$G^X(z) = \frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{i_{ref}}(z)} = \frac{P^X(z)}{Q^X(z)} = \frac{K^X(z - z_{st}^X)(z - 1/z_{st}^X)}{z(z - 1)(z^2 + q^X z + 1)}, \quad (5-1)$$

donde el superíndice será $X = L$ o $X = H$, según se haga referencia a un filtro con una frecuencia angular de resonancia ω_{res}^L o ω_{res}^H respectivamente. $P^X(z)$ y $Q^X(z)$ son los respectivos polinomios del numerador y denominador

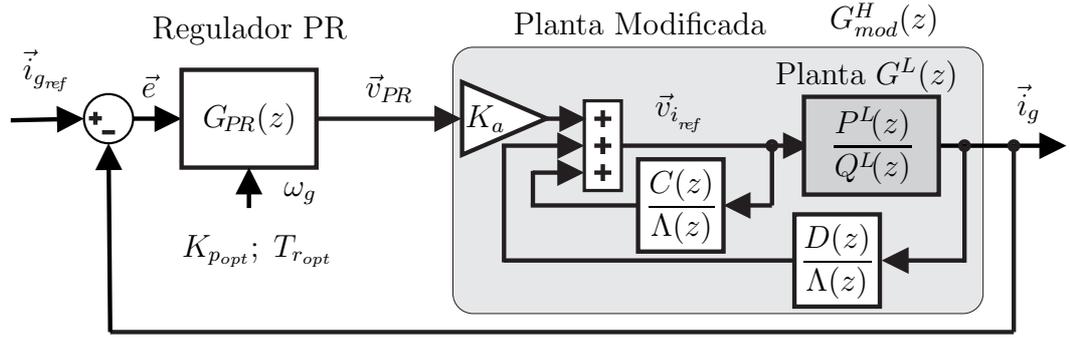


Figura 5-2.: Diagrama de bloques del controlador propuesto.

de $G^X(z)$. K^X y $q^X = -2z \cos(\omega_{res}^X T_s) \in \mathbb{R}$. $z_{st}^X = (-h^X + \sqrt{(h^X)^2 - 1})$ con $h^X = (b^X - d^X)/(1 - b^X)$, $d^X = \cos(\omega_{res}^X T_s)$ y $b^X = \sin(\omega_{res}^X T_s)/(\omega_{res}^X T_s)$.

La función de transferencia (5-1) posee dos ceros recíprocos (z_{st}^X y $1/z_{st}^X$). Es fácil demostrar que para un filtro con frecuencia de resonancia menor a la frecuencia de Nyquist ($\omega_{res}^X < \omega_s/2$), resulta siempre ($0 < b^X < 1$) y ($1 < h^X < 2$). Se tiene entonces que $z_{st}^X \in \mathbb{R}$, $-1 < z_{st}^X < (-2 + \sqrt{3}) \approx -0.27$. Esto significa que, en el rango de frecuencias de resonancia de interés, el cero z_{st}^X estará ubicado siempre dentro del círculo unitario, y por lo tanto el cero recíproco $1/z_{st}^X$ estará ubicado fuera del círculo.

La Fig. 5-2 ilustra el diagrama de bloques del controlador propuesto para el sistema de la Fig. 5-1. La función de transferencia de la Planta, $G^L(z)$ [(5-1) con $X = L$], consta de un numerador $P^L(z)$ de grado 2 y un denominador $Q^L(z)$ de grado 4. Sean $C(z) = c_2 z^2 + c_1 z + c_0$, $D(z) = d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0$, y K_a una ganancia. Además, sea $\Lambda(z) = z^3 + \lambda_2 z^2 + \lambda_1 z + \lambda_0$, un polinomio mónico estable arbitrario. La función de transferencia del bloque “Planta Modificada” en la Fig. 5-2 resulta:

$$G_{mod}^H(z) = \frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{PR}(z)} = \frac{P_m(z)}{Q_m(z)} = \frac{K_a \Lambda(z) P^L(z)}{[\Lambda(z) - C(z)] Q^L(z) - P^L(z) D(z)}. \quad (5-2)$$

Esta función de transferencia está conformada por un polinomio numerador $P_m(z) = K_a \Lambda(z) P^L(z)$ de grado 5, y un polinomio denominador $Q_m(z) = [\Lambda(z) - C(z)] Q^L(z) - P^L(z) D(z)$ de grado 7. Como se dispone de 7 coeficien-

tes [3 de $C(z)$ y 4 de $D(z)$], para un dado polinomio $\Lambda(z)$ se cuenta con los grados de libertad suficientes para realizar el posicionamiento de los 7 polos de (5-2) [133]. La expresión $Q_m(z) = [\Lambda(z) - C(z)]Q^L(z) - P^L(z)D(z)$, es una ecuación Diofántica polinomial [111] en la que $Q^L(z)$ y $P^L(z)$ son coprimos (no tienen raíces comunes). Al igual que en el Capítulo 4, Sección 4.3.1, la resolución de la ecuación matricial (A-3) que se encuentra en el Apéndice A, permite hallar los coeficientes que deben tener los polinomios $[\Lambda(z) - C(z)]$ y $D(z)$, a fin de obtener un polinomio $Q_m(z)$ de grado 7 deseado para la Planta Modificada.

Sería deseable que la función de transferencia (5-2) resulte igual a la función de transferencia $G^H(z)$ [ec. (5-1) con $X = H$]. Esto no puede lograrse, ya que no es posible cancelar el cero $1/z_{st}^L$ de $G^L(z)$ (ya que este se encuentra fuera del círculo unitario). Sin embargo, es posible obtener un sistema con un comportamiento muy próximo al de $G^H(z)$. Si se selecciona $Q_m(z) = \Lambda(z)Q^H(z)$, la función de transferencia de la Planta Modificada resulta:

$$G_{mod}^H(z) = K_a \frac{P^L(z)}{Q^H(z)} = \frac{K_a K^L (z - z_{st}^L)(z - 1/z_{st}^L)}{z(z-1)(z^2 + q^H z + 1)}, \quad (5-3)$$

con $q^H = -2z \cos(\omega_{res}^H T_s)$.

Vale la pena aclarar que la Planta Modificada (ver Fig. 5-2), no será un sistema de lazo cerrado estable. Por el contrario, está diseñada para comportarse de acuerdo a la función de transferencia $G_{mod}^H(z)$ dada por (5-3), la cual emula el comportamiento de un VSI con un filtro LCL de frecuencia de resonancia ω_{res}^H , la Planta Modificada resultará un sistema inherentemente inestable que debe ser estabilizado utilizando el regulador PR.

La función de transferencia (5-3), conserva los ceros de $G^L(z)$ y tiene los polos de $G^H(z)$. Se puede demostrar que dos ceros reales recíprocos (z_{st}^X y $1/z_{st}^X$), aportan siempre la misma fase independientemente de su ubicación. Por lo tanto, el comportamiento de la fase de $G_{mod}^H(z)$ será idéntico al de $G^H(z)$. Se desea conservar el ancho de banda obtenido cuando $G^H(z)$ se controla con el

diseño óptimo del regulador PR. Para lograr esto, se debe calcular la constante K_a de modo que $G_{mod}^H(z)$ tenga la misma ganancia que $G^H(z)$ a la frecuencia de cruce $\omega_c = \omega_s/12$ (ver Sección 3.3.1):

$$K_a = \frac{P^H(z)}{P^L(z)} \Bigg|_{z=e^{j\omega_c T_s}} = \frac{K^H}{K^L} \left\| \frac{(z - z_{st}^H)(z - 1/z_{st}^H)}{(z - z_{st}^L)(z - 1/z_{st}^L)} \right\|_{z=e^{j\omega_c T_s}}. \quad (5-4)$$

Con este valor de K_a , $G_{mod}^H(z)$ y $G^H(z)$ diferirán levemente en el comportamiento de su magnitud en alta frecuencia. Para mostrar esto, considérense dos Plantas con frecuencias de resonancia $\omega_{res}^{L1} = 0.14\omega_s$ y $\omega_{res}^{L2} = 0.47\omega_s$, respectivamente. Para ambas Plantas, se obtuvieron las respectivas Plantas Modificadas (5-3), $G_{mod1}^H(z)$ y $G_{mod2}^H(z)$ con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$. La Fig. **5-3(a)** muestra las respuestas en frecuencia en magnitud, correspondientes a las funciones de transferencia en lazo abierto del diseño óptimo del regulador PR y de las Plantas Modificadas obtenidas. Con propósitos de comparación, esta figura también muestra la magnitud correspondiente a la función de transferencia $G^H(z)$ que se intenta emular, y la magnitud correspondiente a un VSI con filtro L [ver 3-10 en el Capítulo 3, Sección 3.3.1]. La Fig. **5-3(b)** muestra la magnitud de la respuesta en frecuencia en lazo abierto, de cada una de las plantas en cascada con el PR óptimo (PR_{opt}+Plantas). La Fig. **5-3(c)** muestra la fase de la respuesta en frecuencia del PR óptimo, y las fases correspondientes a los sistemas en cascada.

Nótese que a la frecuencia de corte ω_c , todos los sistemas en cascada tienen un margen de fase ϕ_m positivo, prácticamente el mismo que el sistema con filtro L. Además, nótese que todos los sistemas en cascada tienen una magnitud inferior a la unidad cuando la fase cruza por -180° (Línea P_h en la Fig. **5-3**), y -540° (a la frecuencia de Nyquist). Esto asegura que todos los sistemas en cascada en la Fig. **5-3** son estables en lazo cerrado [82].

También se puede observar en la Fig. **5-3(b)** que todas las gráficas de magnitud se solapan por debajo de ω_c , y que con respecto a $G^H(z)$, las gráficas

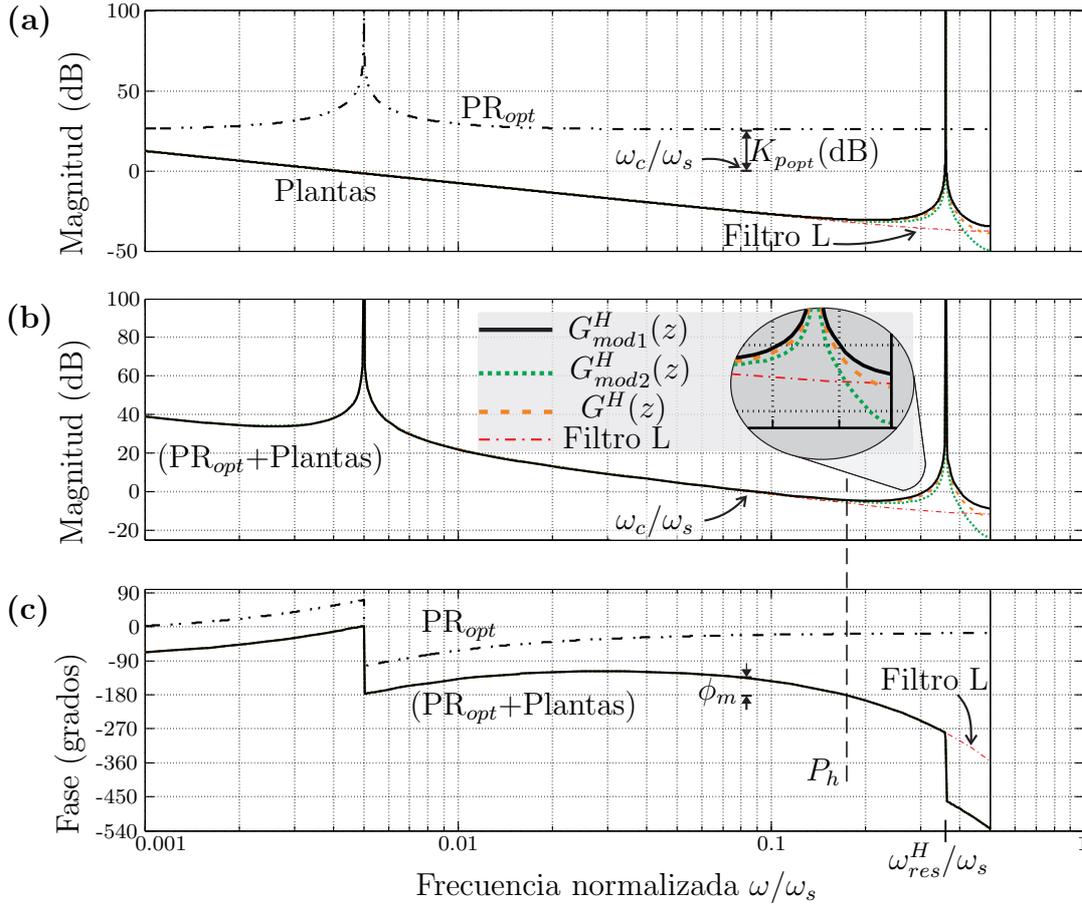


Figura 5-3.: Diagramas de Bode: (a) Magnitud del PR_{opt} y de las plantas. (b) Magnitud de los sistemas en cascada ($PR_{opt} + Planta$) (c) Fase del PR_{opt} y de los sistemas en cascada. Para $G^{L1}(z)$ con $\omega_{res}^{L1} = 0.14\omega_s$ y $G^{L2}(z)$ con $\omega_{res}^{L2} = 0.47\omega_s$, modificadas a $G_{mod1}^H(z)$ y $G_{mod2}^H(z)$ respectivamente, con $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$. Comparación con $G^H(z)$ (con $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$) y con un VSI con filtro L.

correspondientes a las Plantas modificadas $G_{mod1}^H(z)$ y $G_{mod2}^H(z)$ solo exhiben una leve diferencia en alta frecuencia (cerca de $\omega_s/2$). Adicionalmente, se observa que todas las gráficas de fase son las mismas por debajo de ω_c . Estos dos hechos, implican que todos los sistemas graficados tienen el mismo ancho de banda, y que en lazo cerrado tendrán el mismo comportamiento de baja frecuencia.

5.2.3. Selección de la frecuencia de resonancia de la planta modificada

De acuerdo a lo expuesto en el Capítulo 3, cuando una Planta $G^H(z)$ con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$ es controlada utilizando el diseño óptimo

mo del regulador PR, se obtiene una respuesta de lazo cerrado muy similar a la obtenida cuando un VSI con filtro L se controla con el PR óptimo [ver Capítulo 3, Figs. **3-7(b)** y **3-7(d)**]. Por esta razón, es deseable asignar dicha frecuencia de resonancia a la Planta Modificada $G_{mod}^H(z)$. Si embargo, esto no siempre será posible en la práctica. Es bien conocido el hecho de que cada una de las llaves de un inversor, operan con un ciclo de trabajo que toma valores entre 0 y 1. El valor máximo de los ciclos de trabajo de las llaves, está vinculado de manera proporcional con la relación entre el valor pico de la acción de control $\vec{v}_{i_{ref}}$ y la tensión del bus de continua V_{bus} . La saturación del ciclo de trabajo de alguna de las llaves puede causar la inestabilidad del sistema. Para prevenir esto, debe limitarse el valor máximo de $\|\vec{v}_{i_{ref}}\|$, que representa el esfuerzo en la acción de control. En la presente aplicación, cuanto más grande es la relación entre ω_{res}^H y ω_{res}^L , mayor será el esfuerzo requerido en la acción de control $\vec{v}_{i_{ref}}$. Para mostrar esto, considérese en la Fig. **5-2**, una Planta $G^L(z)$ con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$. Para el instante en que se simula la aplicación de una variación de tipo escalón en la magnitud de la referencia de corriente $\vec{i}_{g_{ref}}$, la Fig. **5-4** muestra la magnitud del vector de corriente inyectada a la red $\|\vec{i}_g\|$, y la magnitud del vector de acción de control $\|\vec{v}_{i_{ref}}\|$, normalizado por $(\omega_s L_T)$. La Fig. **5-4(a)** corresponde al caso en que se selecciona para $G_{mod}^H(z)$ una frecuencia de resonancia $\omega_{res}^H = 0.3\omega_s$, y la Fig. **5-4(b)** corresponde al caso en que se selecciona $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$. Nótese que para $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$ se obtiene una respuesta con un menor sobrepico (M_p), pero esto requiere un pico en la acción de control $\max(\|\vec{v}_{i_{ref}}\|)$ con una magnitud de casi el doble de la requerida cuando se selecciona $\omega_{res}^H = 0.3\omega_s$.

Para analizar con mayor profundidad el efecto que tiene la relación entre ω_{res}^H y ω_{res}^L sobre la respuesta dinámica del sistema y la acción de control, considérense las tres frecuencias de resonancia de la Planta $G^L(z)$: $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$, $\omega_{res}^L = 0.17\omega_s$ y $\omega_{res}^L = 0.24\omega_s$. Para estas frecuencias, se obtuvo mediante simulación la respuesta al escalón del sistema mostrado en la Fig. **5-2**, para un conjunto

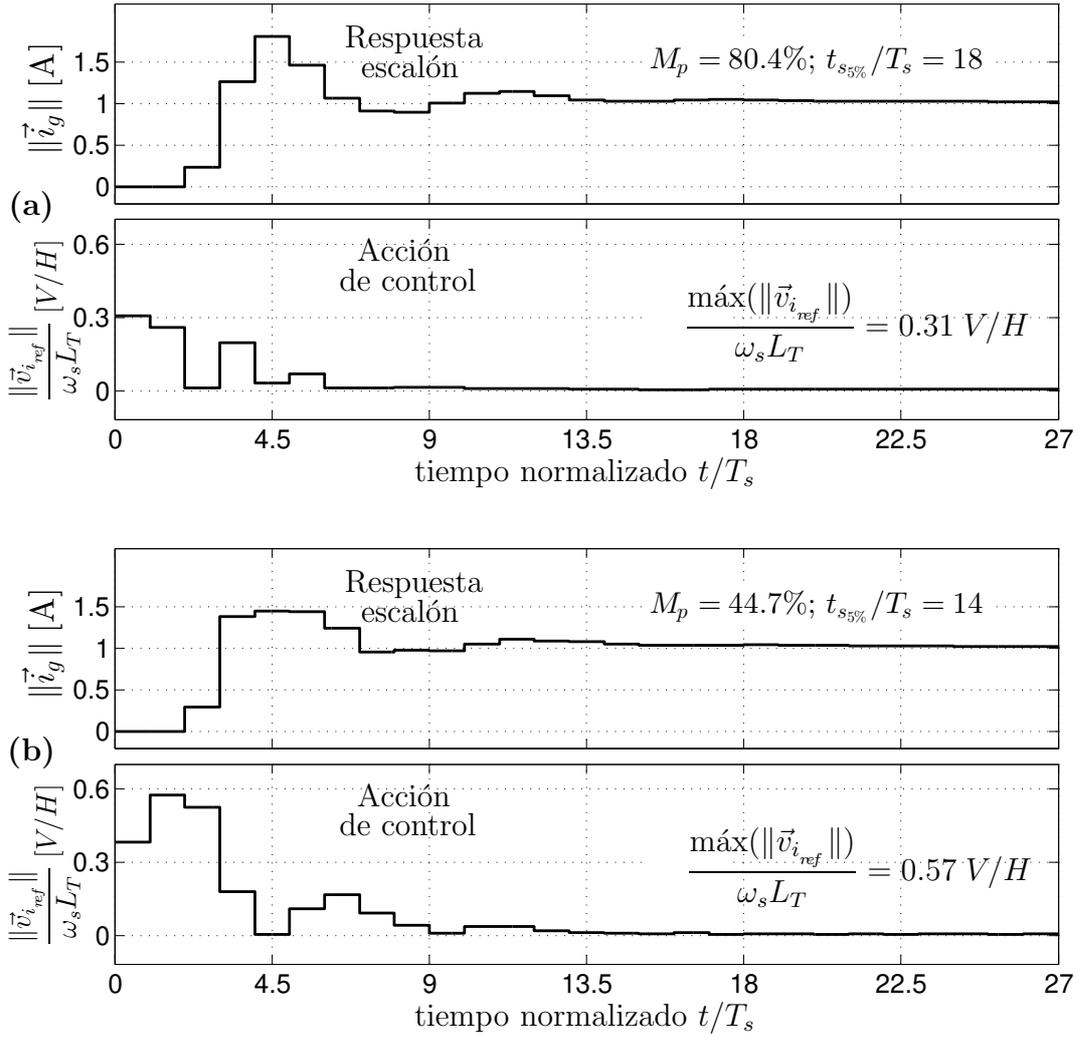


Figura 5-4.: Respuesta al escalón y acción de control para un sistema con $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$ modificado a: (a) $\omega_{res}^H = 0.3\omega_s$ y (b) $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$

de valores de frecuencia angular ω_{res}^H dentro del rango $0.26\omega_s < \omega_{res}^H < 0.4\omega_s$. En la Fig. 5-5 se grafica: (a) M_p %, (b) $t_{s5\%}/T_s$ y (c) $\max(\|\vec{v}_{i_{ref}}\|)/(\omega_s L_T)$, en función de la frecuencia normalizada ω_{res}^H/ω_s . Nótese en la Fig. 5-5(a) que para las tres frecuencias ω_{res}^L consideradas, el mínimo sobrepico se obtiene para $\omega_{res}^H \approx 0.36\omega_s$, y tiene un valor $M_{pmin} \approx 45$ %. Nótese además en la Fig. 5-5(b), que el tiempo de establecimiento no varía demasiado en función de ω_{res}^H , y se mantiene próximo a $\bar{t}_{s5\%} \approx 13.5T_s$ para $\omega_{res}^H \gtrsim 0.3\omega_s$. Por otro lado, la Fig. 5-5(c) corrobora que para cada valor de ω_{res}^H , se requerirá un mayor esfuerzo en la acción de control cuanto menor sea el valor de ω_{res}^L . Por lo tanto:

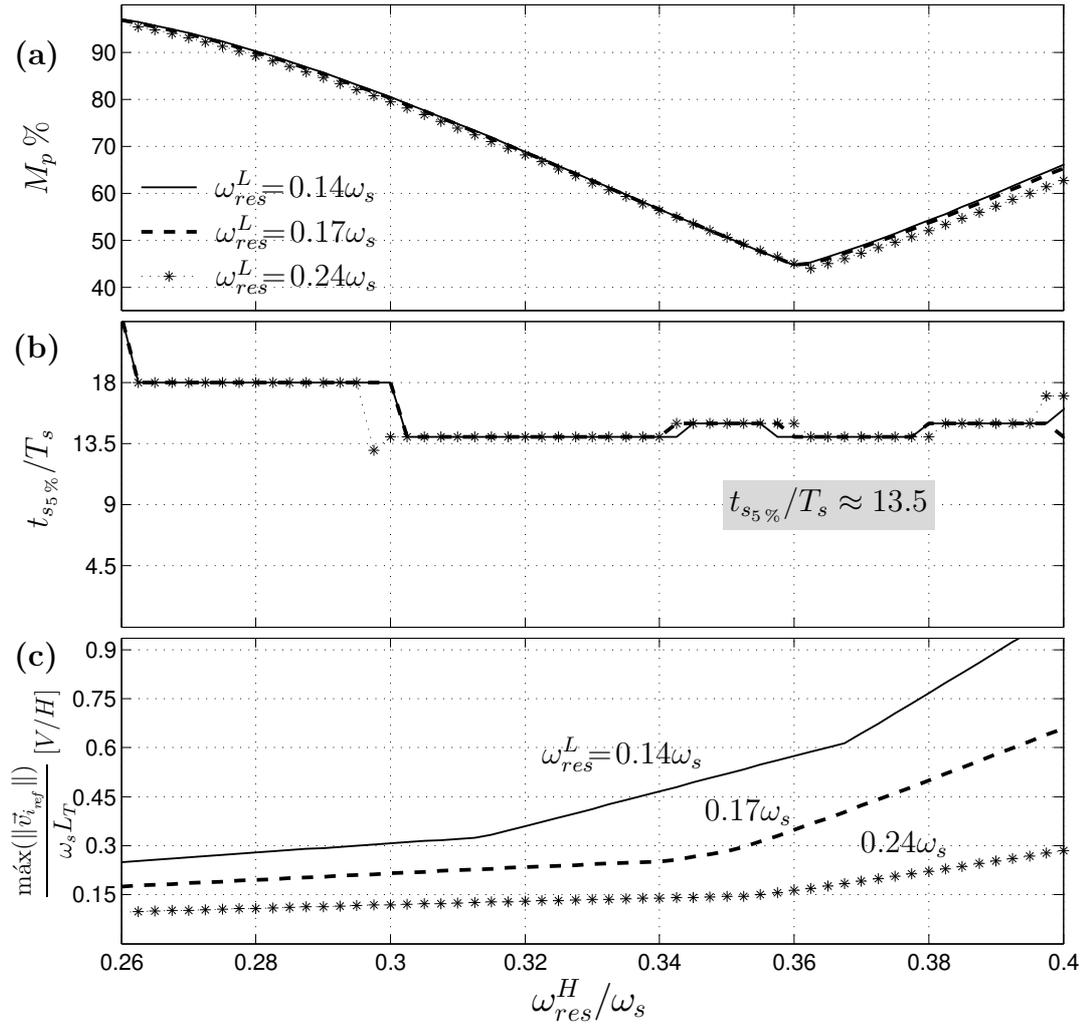


Figura 5-5.: Respuesta al escalón del sistema de la Fig. 5-2, en función de ω_{res}^H/ω_s , para $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$, $0.17\omega_s$ y $0.24\omega_s$: (a) M_p , (b) $t_{s5\%}/T_s$ y (c) $\max(\|\vec{v}_{i_{ref}}\|)/(\omega_s T_s)$.

Dada una Planta $G^L(z)$ con frecuencia de resonancia ω_{res}^L , la elección de ω_{res}^H será un compromiso entre el sobrepico de la respuesta al escalón, y la acción de control aplicada a la Planta. El criterio para la selección de ω_{res}^H puede resumirse de la siguiente manera: Si es posible, seleccionar $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$. Si no es posible, debido a la limitación impuesta por la saturación de la acción de control, seleccionar una frecuencia más baja (próxima en lo posible a $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$), cuya implementación requiera una acción de control aceptable.

5.3. Resultados de simulación

En esta sección se simula la implementación de la estrategia de control propuesta en este capítulo, para regular la corriente trifásica \vec{i}_{gabc} , inyectada a la red por el sistema de la Fig. 5-1. La simulación contempla los tres casos de estudio (A, B y C) que se listan en la Tabla 5-1, correspondientes a tres valores significativos de frecuencia de resonancia del filtro LCL. Para obtener resultados en un escenario realista, se simuló el sistema completo de la Fig. 5-1, utilizando el paquete de simulación MATLAB®/SIMULINK®/SimPowerSystems™ [117]. En la Tabla 5-2 se encuentran los parámetros utilizados en la simulación. Estos parámetros se corresponden con los de un prototipo experimental de VSI trifásico con filtro LCL, conectado a la red de distribución a través de un transformador en configuración Y/ Δ [ver Apéndice B]. La simulación del inversor se realizó utilizando dispositivos de tipo IGBT con diodo en antiparalelo, conmutando a una frecuencia f_{pwm} con tiempo muerto de encendido t_D . Los tres filtros LCL se construyeron utilizando los mismos valores de L_i y L_g , y los correspondientes valores de frecuencia de resonancia se obtuvieron usando en cada caso un valor distinto de capacidad C . En la Tabla 5-2 también se encuentran los valores que se utilizaron para la frecuencia de muestreo $f_s = \omega_s/2\pi$, la frecuencia de corte $f_c = \omega_c/2\pi$ (con $\omega_c = \omega_s/12$), y los parámetros del diseño óptimo del regulador PR ($K_{p_{opt}}$ y $T_{r_{opt}}$), obtenidos a partir de (3-16) [ver Capítulo 3, Sección 3.3.1].

Para cada uno de los tres filtros LCL de la Tabla 5-1, la Planta $G^L(z)$ co-

Tabla 5-1.: Frecuencias de resonancia bajo estudio.

Caso	ω_{res}^L	Región	ω_{res}^H
A	$0.14\omega_s$	Baja frecuencia [$\omega_{res}^L < \omega_{crit}$]	$0.3\omega_s$
B	$0.17\omega_s$	Frecuencia crítica [$\omega_{res}^L \approx \omega_{crit}$]	$0.345\omega_s$
C	$0.24\omega_s$	Rango óptimo [$0.228\omega_s \lesssim \omega_{res}^L \lesssim 0.454\omega_s$]	$0.36\omega_s$

respondiente fue modificada siguiendo el procedimiento descrito en la Sección 5.2, para comportarse como una Planta Modificada $G_{mod}^H(z)$ con una frecuencia de resonancia específica ω_{res}^H (ver columna 4 en la Tabla 5-1). En cada caso se utilizó para el controlador de la Fig. 5-7, un polinomio mónico estable $\Lambda(z) = z(z - z_1)(z - z_2)$ con $z_{1,2} = e^{(-0.6 \pm \sqrt{0.6^2 - 1})\omega_{res}^L T_s}$. Vale la pena mencionar que, si bien la ubicación de las raíces de $\Lambda(z)$ (dentro del círculo unitario), no es crítica para la estabilidad del sistema, las raíces seleccionadas proveen un buen desempeño del sistema en lo que respecta al rechazo a la perturbación (producida principalmente por la distorsión armónica de la red y la no linealidad del VSI). En la Tabla 5-3 se listan los polinomios $C(z)$ y $D(z)$ [obtenidos utilizando la ecuación matricial (A-3) del Apéndice A], y los valores utilizados para la constante K_a [obtenidos a partir de (5-4)].

En cada caso, se simuló la inyección de corriente trifásica sinusoidal balanceada, a una red de tensión trifásica \vec{v}_{gabc} . Esta tensión se muestra en la Fig. 5-6(a). Con el fin de evaluar el desempeño del controlador frente a la presencia de distorsión en la red, la forma de onda de estado estacionario de la tensión de la red fue contaminada con una distorsión armónica total THD = 3.65%. Además, se simuló una reducción abrupta de 10% en la amplitud del vector \vec{v}_{gabc} (falla “SAG” tipo A [88]), y la aparición de una componente de Distorsión Armónica de alta Frecuencia (High-frequency Harmonic Distortion) (HHD), de

Tabla 5-2.: Parámetros del sistema experimental y de simulación.

Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
V_{bus}	400V	t_D	0.7 μ s
$V_{g\phi}$	$(100/\sqrt{2})V_{rms}$	ω_{res}^L/ω_s	0.14/0.17/0.24
ω_g	$2\pi(50Hz)$	$L_i; L_g$	2.28mH; 1.5mH
f_s	9kHz	C	18 μ /12 μ /6 μ F
f_{pwm}	9kHz	f_c	$\omega_c/2\pi = 750Hz$
K_{popt}	17.813 Ω	$T_{r_{opt}}$	2.122ms

frecuencia angular $0.24\omega_s$ y una amplitud de 1% respecto de la componente fundamental de la tensión [ver regiones grises en la Fig. **5-6(a)**].

La corriente de referencia $\vec{i}_{g_{ref}}$ se incrementó de 8 a 10A (pico), en $t=0.11s$. Para dicho instante, en la Fig. **5-6(b)** se muestra la respuesta en la corriente $\vec{i}_{g_{abc}}$ y su magnitud $\|\vec{i}_{g_{abc}}\| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$, para el filtro con $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$ (caso A), y la Fig. **5-6(c)** muestra $\vec{i}_{g_{abc}}$ y $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$ para el filtro con $\omega_{res}^L = 0.17\omega_s$ (caso B). Para estos dos casos, a fin de limitar la acción de control [ver Fig. **5-5(c)**], las frecuencias de resonancia de la Planta Modificada, se seleccionaron como $\omega_{res}^H = 0.3\omega_s$ y $\omega_{res}^H = 0.345\omega_s$ respectivamente. La Fig. **5-6(b)** y la Fig. **5-6(c)**, demuestran que la estrategia de control propuesta permite controlar filtros LCL con $\omega_{res}^L \leq \omega_{crit}$.

La estrategia de control propuesta, también es útil para controlar filtros LCL que no posean una baja frecuencia de resonancia (i.e. con $\omega_{res}^L > \omega_{crit}$), ya que permite conseguir una mejor respuesta dinámica, en comparación con la obtenida cuando el mismo filtro se controla utilizando únicamente un regulador PR. En efecto, en la Fig. **3-7(a)** [ver Capítulo 3, Sección 3.3.2] se mostró que un sistema con $\omega_{res}^L = 0.24\omega_s > \omega_{crit}$ (frecuencia analizada en el Caso C) resulta estable cuando se lo controla utilizando únicamente el diseño óptimo del regulador PR. Sin embargo, en dichas condiciones no se consigue una buena calidad en lo que respecta a la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado. Para esta misma frecuencia de resonancia (Caso C), en la Fig. **5-6(d)** se muestra la respuesta en $\vec{i}_{g_{abc}}$ y $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$, cuando el filtro es controlado utilizando la estrategia de control propuesta en este capítulo. En este caso se seleccionó para la Plan-

Tabla 5-3.: $C(z)$, $D(z)$ y K_a utilizados en cada caso de estudio.

Caso	$C(z)$	$D(z)$	K_a
A	$-1.9067(z^2+0.4099z+0.07373)$	$16.629z(z-1)(z+2.364)$	3.661
B	$-2.0908(z^2+0.3696z+0.0576)$	$38.402z(z-1)(z+0.5959)$	3.0023
C	$-1.4003(z+0.249)(z-0.1784)$	$32.897z(z-1)(z-0.1902)$	1.7367

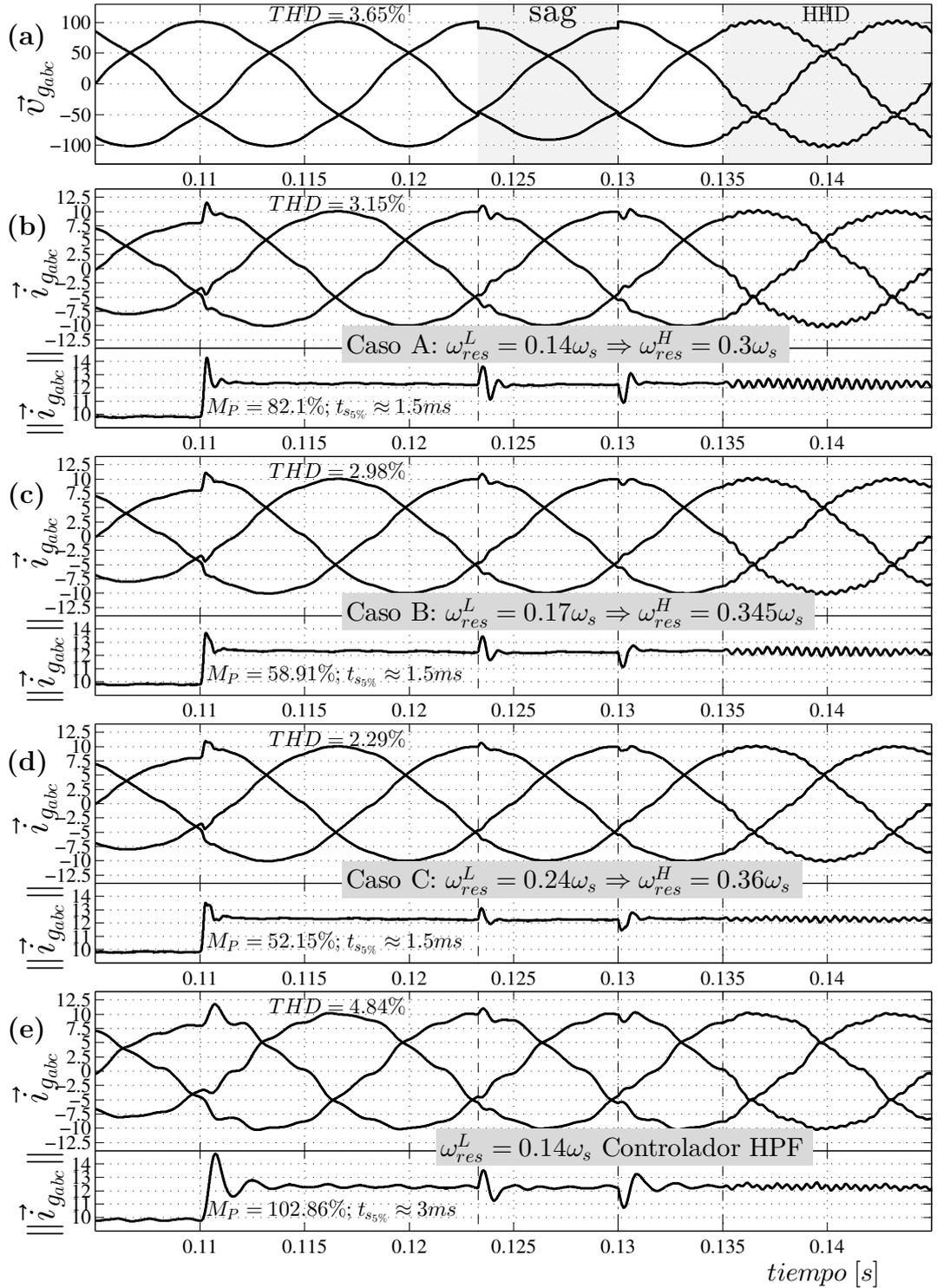


Figura 5-6.: Resultados de simulación. (a) \vec{v}_{gabc} [V]. (b) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso A. (c) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso B. (d) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso C. (e) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A], filtro con $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$ controlado con un PR+HPF [67].

ta Modificada $G_{mod}^H(z)$ la frecuencia de resonancia $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$, con la cual se minimiza el sobrepico [ver Fig. 5-5(a)]. La comparación de los valores de M_p y $t_{s5\%}$ en la Fig. 5-6(d), con los valores correspondientes en la Fig. 3-7(a),

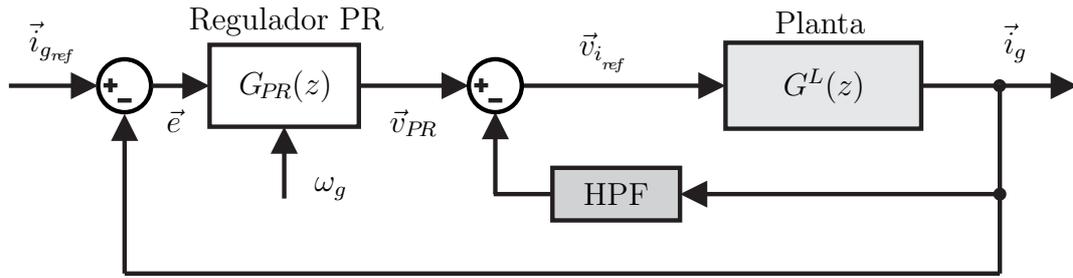


Figura 5-7.: Control del sistema de la Fig. 5-1, utilizando un PR en combinación con un HPF [65–67].

comprueba que la estrategia de control propuesta en este capítulo, mejora notablemente la respuesta dinámica en un sistema con estas características. Nótese que en los tres casos de estudio, el sistema de control es capaz de soportar tanto una falla “SAG” en la tensión de la red, como la presencia de una componente de HDD.

5.3.1. Comparación con una estrategia de control propuesta recientemente en la literatura

En la Fig. 5-7 se ilustra un esquema de control para la Planta (VSI con filtro LCL). Este esquema ha sido recientemente propuesto y analizado en la literatura [65–67]. Puede verse que al igual que la propuesta presentada en este capítulo, dicho esquema de control sólo requiere la medición de la corriente \vec{i}_g inyectada a la red. La estrategia de control de la Fig. 5-7 se basa en el uso de un regulador PR más un lazo de amortiguamiento activo, el cual realimenta la corriente \vec{i}_g hacia la entrada de la Planta, a través de un filtro HPF con la siguiente función de transferencia [67]:

$$G_{HPF}(s) = -k_{ad} \frac{s}{(s + \omega_{ad})}, \quad (5-5)$$

donde $k_{ad} \in \mathbb{R}$ es una ganancia escalar, y $\omega_{ad} \in \mathbb{R}$ es la frecuencia de corte del HPF.

En [67] se propuso un diseño para el esquema de control de la Fig. 5-7,

que permite controlar un filtro LCL con $\omega_{res}^L < \omega_{crit}$ (región de baja frecuencia de resonancia). Dicho diseño es utilizado allí para controlar un VSI con filtro LCL, con $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$. Esta es la razón por la cual, a fin de poder comparar resultados, el mismo valor de baja frecuencia de resonancia fue seleccionado para evaluar el desempeño de la estrategia de control propuesta en este capítulo. En [67] se utilizaron los valores $K_p = 0.48K_{p_{opt}}$ y $T_r = 0.87T_{r_{opt}}$ para las constantes del regulador PR (3-9); y se utilizaron los valores $k_{ad} = 0.8K_{p_{opt}}$ y $\omega_{ad} = 0.15\omega_s$ para los parámetros del filtro HPF (5-5). La Fig. 5-6(e) muestra $i_{g_{abc}}$ y $\|i_{g_{abc}}\|$, cuando se utiliza el controlador diseñado en [67]. Comparando la Fig. 5-6(b) con la Fig. 5-6(e), se puede observar que el controlador propuesto en este capítulo, permite obtener una respuesta dinámica con menos sobrepico y tiempo de establecimiento que la obtenida con el controlador propuesto en [67]. Además, el controlador presentado aquí muestra un mejor rechazo a la distorsión armónica de baja frecuencia (comúnmente presente en tensión de la red).

5.3.2. Análisis de robustez

Para los casos de estudio A, B y C (Tabla 5-1) simulados previamente, los coeficientes del controlador propuesto fueron obtenidos considerando los valores nominales de los parámetros del filtro LCL $L_i = L_i^{nom}$, $L_g = L_g^{nom}$ y $C = C^{nom}$ que se listan en la Tabla 5-2. Cuando los valores reales de los parámetros del filtro difieren respecto de los valores nominales de diseño, los sistemas de control simulados previamente pueden resultar inestables. A fin de realizar un análisis de la robustez del controlador propuesto, se pueden considerar los siguientes rangos acotados de variación de los parámetros del filtro: $L_{i_{min}} \leq L_i \leq L_{i_{max}}$, $L_{g_{min}} \leq L_g \leq L_{g_{max}}$ y $C_{min} \leq C \leq C_{max}$. Para cada combinación de parámetros $\{L_i, L_g, C\}$, el sistema de lazo cerrado de la Fig. 5-2 será estable si todos sus polos se encuentran dentro del círculo unitario. Nótese que la función de transferencia del filtro LCL (3-6) puede caracterizarse (para un dado valor

de T_s) utilizando los parámetros ω_{res}^L y L_T . El rango acotado de variación de los parámetros $\{L_i, L_g, C\}$ puede mapearse en un rango correspondiente de variación de los parámetros $\{\omega_{res}^L, L_T\}$. Este rango está dado por:

$$L_{i_{min}} + L_{g_{min}} \leq L_T \leq L_{i_{max}} + L_{g_{max}}, \quad (5-6)$$

$$\sqrt{\frac{L_{i_{max}} + L_{g_{max}}}{L_{i_{max}} L_{g_{max}} C_{max}}} \leq \omega_{res}^L \leq \sqrt{\frac{L_{i_{min}} + L_{g_{min}}}{L_{i_{min}} L_{g_{min}} C_{min}}}.$$

Sean $\omega_{res}^{L^{nom}}$ y L_T^{nom} los valores nominales de ω_{res}^L y L_T respectivamente; las regiones sombreadas que se muestran en las Figuras **5-8(a₁)-(c₁)** corresponden a las regiones normalizadas $\{\omega_{res}^L/\omega_{res}^{L^{nom}}, L_T/L_T^{nom}\}$ donde el sistema de lazo cerrado de la Fig. **5-2** es estable para cada uno de los tres casos de estudio. Dichas regiones fueron obtenidas calculando la magnitud de los polos correspondientes a la función de transferencia $\vec{i}_g/\vec{i}_{g_{ref}}$ del sistema de la Fig. **5-2**. Esto se llevó a cabo en los tres casos, para cada par de valores ω_{res}^L y L_T de la Planta $G^L(z)$, verificándose en cada iteración si la magnitud de todos los polos resultaba menor que uno. En efecto, para cada par ω_{res}^L y L_T , el sistema es estable si se verifica que la magnitud de cada uno de sus polos es menor que la unidad. Se puede observar que, para cada uno de los casos el sistema de control soporta diferentes rangos de variación tanto en ω_{res}^L como en L_T . Usualmente, la conexión con la red incrementa el valor de efectivo de la inductancia L_g del filtro LCL [64, 116]. Con el fin de analizar la robustez del sistema en presencia de una variación en la inductancia de la red, las líneas de trazos en las Figuras **5-8(a₁)-(c₁)** corresponden a los puntos $\{\omega_{res}^L/\omega_{res}^{L^{nom}}, L_T/L_T^{nom}\}$ tales que L_g se incrementa mientras los otros parámetros del filtro se mantienen constantes en sus valores nominales. Nótese que en el Caso A el sistema permanece en la región estable para una variación de hasta $\Delta L_g = 0.9L_T^{nom}$, mientras que los otros sistemas soportan variaciones aún más grandes. A fin de evaluar la robustez, las Figuras **5-8(a₂)-(c₂)** muestran las respuestas al escalón de los sistemas de lazo

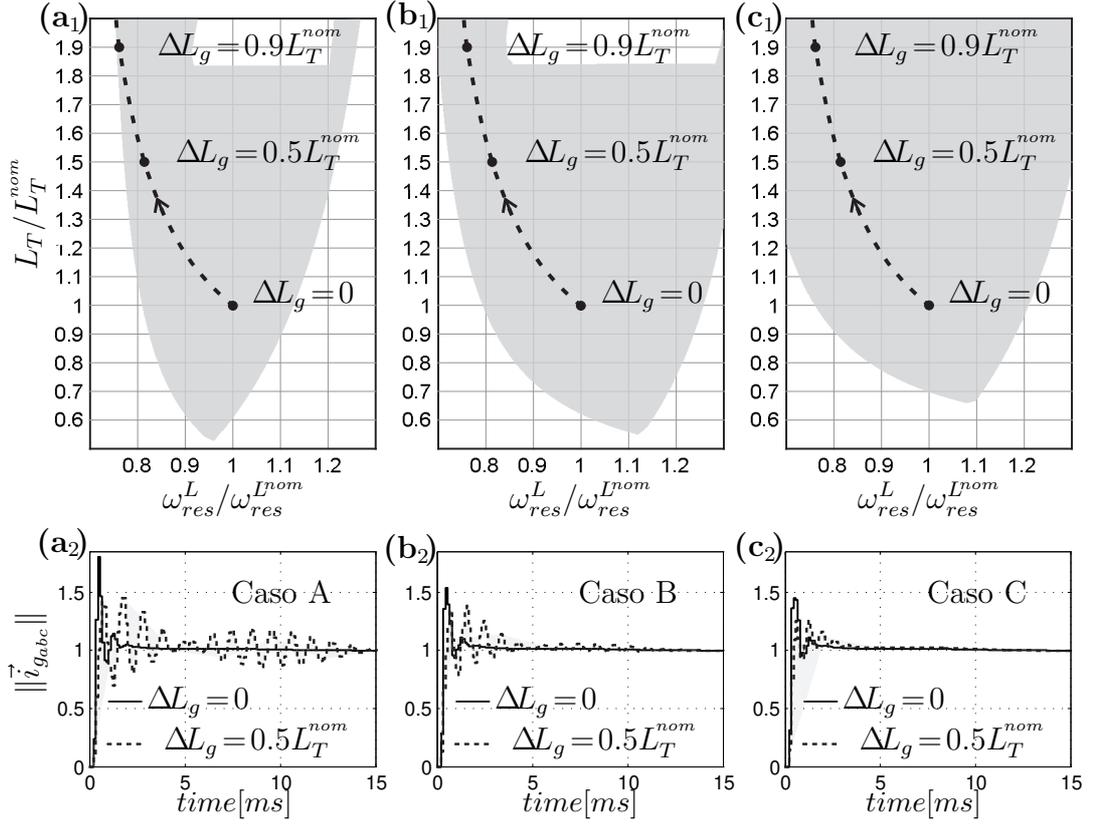


Figura 5-8.: Análisis de robustez del sistema de control de la Fig. 5-2. Regiones de estabilidad: (a₁) Caso A; (b₁) Caso B; (c₁) Caso C. Respuestas al escalón para $\Delta L_g = 0$ y $\Delta L_g = 0.5 L_T^{nom}$: (a₂) Caso A; (b₂) Caso B; (c₂) Caso C.

cerrado para $\Delta L_g = 0$ y $\Delta L_g = 0.5 L_T^{nom}$, para cada uno de los casos de estudio. Puede observarse claramente que el Caso A es el más sensible a las variaciones paramétricas, sin embargo se demuestra que este sistema es suficientemente robusto como para conservar la estabilidad, a pesar de una gran variación de la inductancia de la red.

5.4. Resultados experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos de la implementación práctica de los tres casos de estudio (A, B y C), simulados en la Sección 5.3. Estos resultados fueron obtenidos utilizando un prototipo de VSI trifásico construido con dispositivos IGBT IRG4PH50UD [134], cuyas principales características se describen en el Apéndice B. El controlador fue implementado en un DSP de punto fijo TMS320F2812. Los parámetros del

sistema experimental se listan en la Tabla **5-2**, y son los mismos parámetros utilizados previamente para obtener los resultados de simulación. En los tres casos de estudio, se inyectó a la red una corriente sinusoidal trifásica balanceada, en fase con la tensión de la red $\vec{v}_{g_{abc}}$. La Fig. **5-9(a)** muestra la fase “a” de $\vec{v}_{g_{abc}}$.

Con propósitos de comparación, los ensayos realizados mediante simulación en la Sección 5.3, fueron repetidos experimentalmente. En la Fig. **5-9(b)** se muestra la respuesta en la corriente $\vec{i}_{g_{abc}}$ y su magnitud $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$ (obtenida utilizando los valores de la captura de pantalla almacenados en memoria) para el Caso A; la Fig. **5-9(c)** muestra $\vec{i}_{g_{abc}}$ y $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$ para el Caso B. Asimismo, en la Fig. **5-10(a)** se muestra $\vec{i}_{g_{abc}}$ y $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$ para el Caso C. La Fig. **5-10(b)** muestra $i_{g_{abc}}$ y $\|\vec{i}_{g_{abc}}\|$, cuando el controlador diseñado en [67] se utiliza para controlar un filtro LCL con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$. Nótese que los resultados experimentales mostrados en las Figuras **5-9** y **5-10** son similares a los obtenidos mediante simulación, mostrados en la Fig. **5-6**. Por lo tanto, las conclusiones obtenidas para los resultados de simulación en la Sección 5.3, son también válidas para los resultados experimentales. Particularmente, la comparación entre la Fig. **5-9(b)** y la Fig. **5-10(b)** corrobora experimentalmente que el controlador presentado en este capítulo, permite obtener una mejor respuesta dinámica y un mejor rechazo a la distorsión armónica que el controlador utilizado en [67]. Como se indica en la Fig. **5-9(b)**, para el caso de frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$, el controlador propuesto permite inyectar a la red una corriente con distorsión armónica $THD \approx 3\%$, mientras que la corriente inyectada a la red cuando se utiliza el controlador propuesto en [67] presenta una distorsión armónica $THD \approx 5\%$.

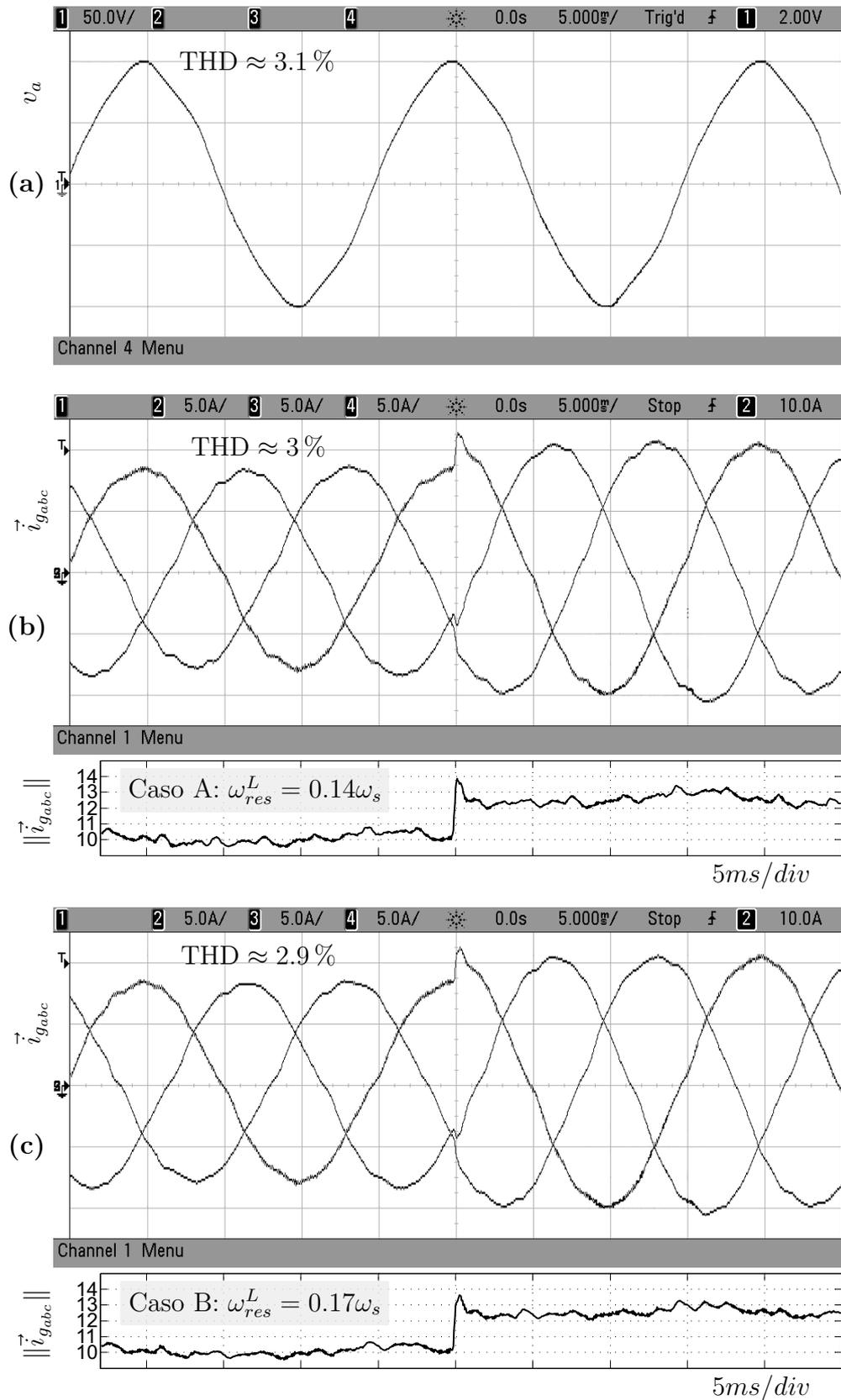


Figura 5-9.: Resultados experimentales. (a) \vec{v}_{gabc} (fase “a”). (b) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso A. (c) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso B. Capturas del osciloscopio, escala de tensión: 50 V/div, escala de corriente: 5 A/div, escala de tiempo: 5 ms/div.

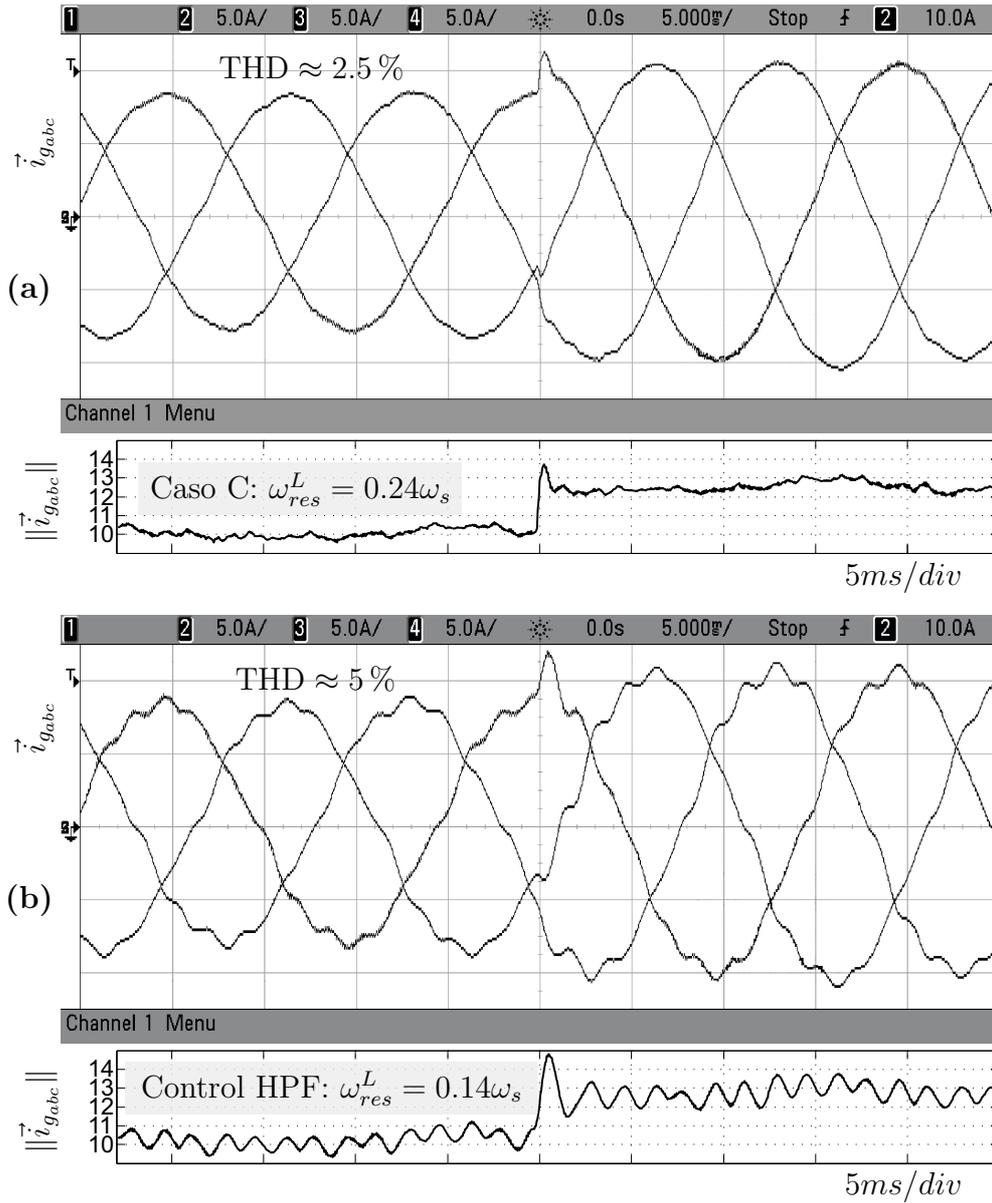


Figura 5-10.: Resultados experimentales. (a) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A] para el Caso C. (b) \vec{i}_{gabc} [A] y $\|\vec{i}_{gabc}\|$ [A], filtro con $\omega_{res}^L = 0.14\omega_s$ cuando se utiliza el diseño propuesto en [67] para el controlador de la Fig. 5-7. Capturas del osciloscopio, escala de tensión: 50 V/div, escala de corriente: 5 A/div, escala de tiempo: 5 ms/div.

5.5. Conclusiones

En este capítulo, se presentó una estrategia de control que permite regular la corriente inyectada a la red por un VSI trifásico, conectado a la red a través de un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia, sin la utilización de amortiguamiento pasivo. La estrategia permite el uso de un diseño óptimo de un regulador PR y sólo requiere la medición de la corriente que el sistema inyecta

a la red. Se presentaron tanto resultados experimentales como de simulación que demuestran la validez y efectividad de la propuesta. En ambos casos, el desempeño de la estrategia propuesta en este capítulo fue evaluado mediante la comparación con un método de control propuesto recientemente en la literatura, válido para controlar el mismo sistema en las mismas condiciones. Los resultados obtenidos demuestran que, en lo que respecta a la regulación de la corriente inyectada a la red, la propuesta presentada en este capítulo ofrece una mejor respuesta dinámica y un mejor rechazo a la perturbación.

Sincronización y control de un VSI con filtro LCL sin medición de la tensión de la red

6.1. Introducción

EN este Capítulo, se propone realizar la sincronización y el control de un VSI con filtro LCL, utilizando un observador implementado en un marco de coordenadas estacionario [102]. Este observador se hace adaptivo en combinación con un sencillo método para estimar la frecuencia fundamental de la red. Utilizando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red, el observador provee la estimación de los estados no medidos del filtro LCL, y de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red. La estimación de los estados del filtro será utilizada para implementar, mediante realimentación completa de estados, una estrategia de control equivalente a la propuesta en el Capítulo 5 [53], apta para filtros LCL con baja frecuencia de resonancia. Por otro lado, la estimación de las secuencias de la red será empleada para implementar una estrategia de inyección de potencia, apta para una red en condición de falla. Se demostrará que con un diseño adecuado, el observador propuesto es capaz de estimar las secuencias

de la red con una calidad comparable, e incluso mejor, que la obtenida con un DSOGI-FLL, el cual requiere la medición de la tensión de la red. Para demostrar esto, se llevará a cabo una comparación entre el observador propuesto y el DSOGI-FLL que incluye análisis mediante diagramas de Bode, resultados de simulación y resultados experimentales. Además, la efectividad de la estrategia de control y el observador propuesto en este capítulo, se demuestra mediante una simulación comparativa con una estrategia similar propuesta recientemente en la literatura [104], la cual utiliza un observador implementado en un marco de coordenadas rotante sincronizado con la tensión de la red. En efecto, se demostrará mediante simulación que el observador propuesto en [104] no consigue estimar las secuencias de la red y su frecuencia fundamental, con un rechazo a los armónicos comparable al obtenido con un clásico DSOGI-FLL. Se presentan resultados experimentales que demuestran la validez y efectividad de la propuesta, para implementar la inyección de potencia a la red en condiciones de falla. Los resultados vinculados a este capítulo fueron publicados en [106, 110].

6.2. Descripción y modelado del sistema

El circuito de la Fig. **6-1(a)**, muestra una representación unifilar de un VSI trifásico alimentado por una fuente de tensión continua V_{bus} [ver circuito trifásico descrito en el Capítulo 3, Fig. **3-1**]. El inversor se conecta a la red a través de un filtro LCL [bloque gris oscuro en la Fig. **6-1(a)**] con inductancia de entrada L_i , capacitancia C e inductancia de salida L_g . Las variables indicadas en la figura, representan vectores espaciales complejos en el marco de coordenadas estacionario $\alpha\beta$ [135]. La tensión de la red \vec{v}_g , tiene frecuencia angular fundamental ω_g (cuyo valor nominal se denotará ω_{gN}). La Planta a controlar, se remarca con un bloque gris claro en la Fig. **6-1(a)**, donde $\vec{v}_{i,ref}$ es la referencia de tensión impuesta por el controlador, a sintetizarse a la salida del inversor. Tanto el control del sistema como el observador propuesto en este capítulo,

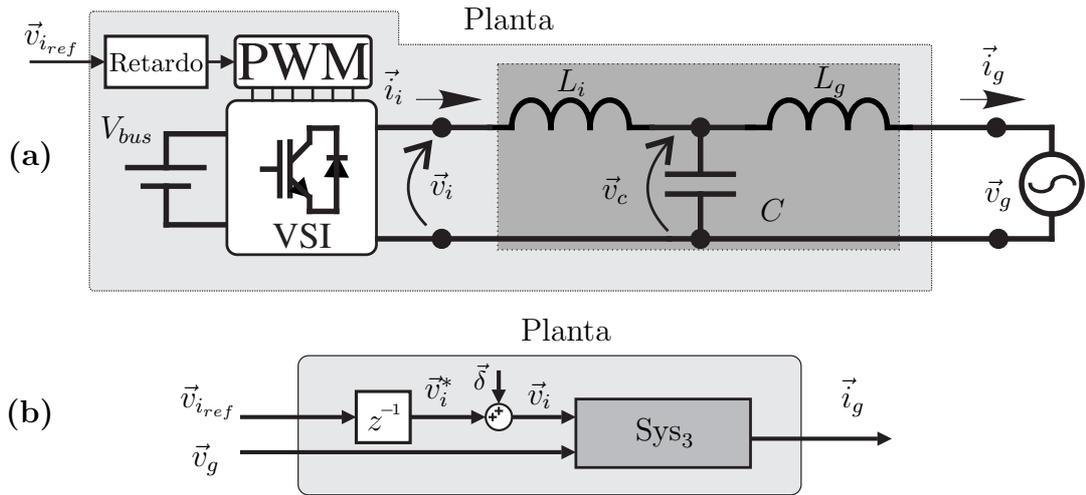


Figura 6-1.: (a) Representación unifilar de un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL. (b) Diagrama de bloques discreto que representa la Planta.

serán implementados en el dominio digital con periodo de muestreo T_s . El bloque “Retardo”, representa el retardo de procesamiento digital del DSP, el cual se supondrá igual a T_s [52, 54, 113, 122].

La Fig. 6-1(b) muestra un diagrama de bloques funcional, que representa la discretización del sistema de la Fig. 6-1(a), donde el inversor se modeló como una ganancia unitaria y el retardo de procesamiento digital se modeló mediante el bloque z^{-1} [122]. La señal $\vec{\delta}$ representa la perturbación en la tensión \vec{v}_i , producida por la no linealidad del inversor (originada principalmente por los tiempos muertos de encendido y la caída de tensión en las llaves del VSI) [136–138]. \vec{v}_i^* representa la tensión de referencia que será efectivamente impuesta al modulador PWM (i.e. \vec{v}_{i_ref} retrasada una muestra).

6.2.1. Modelo en variables de estado del filtro LCL

Tomando como estados del sistema a las variables \vec{i}_g , \vec{v}_c e \vec{i}_i [ver Fig. 6-1], el modelo dinámico continuo del filtro LCL está dado por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{A}_3 \mathbf{x}_3 + \mathbf{B}_i \vec{v}_i + \mathbf{B}_g \vec{v}_g \\ \vec{i}_g = \mathbf{C}_3 \mathbf{x}_3 \end{cases}, \quad (6-1)$$

donde $\mathbf{x}_3 = [\vec{i}_g \ \vec{v}_c \ \vec{i}_i]^T$, $\mathbf{B}_i = [0 \ 0 \ 1/L_i]^T$, $\mathbf{B}_g = [-1/L_g \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{C}_3 = [1 \ 0 \ 0]$, y

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_g & 0 \\ -1/C & 0 & 1/C \\ 0 & -1/L_i & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-2)$$

Los autovalores de la matriz \mathbf{A}_3 son $\lambda_0^{A_3} = 0$ y $\lambda_{1,2}^{A_3} = \pm j\omega_{res}^L$, donde $\omega_{res}^L = \sqrt{L_T/(L_i L_g C)}$ es la frecuencia angular de resonancia del filtro LCL, con $L_T = (L_i + L_g)$.

El modelo discreto en variables de estado del filtro LCL Sys₃ [representado en la Fig. 6-1(b)], se puede hallar aplicando a (6-1) el método de discretización mediante el retenedor de orden cero [139]:

$$\text{Sys}_3 = \begin{cases} \mathbf{x}_3[k+1] = \Phi_3 \mathbf{x}_3[k] + \Gamma_{3i} \vec{v}_i[k] + \Gamma_{3g} \vec{v}_g[k] \\ \vec{i}_g[k] = \mathbf{C}_3 \mathbf{x}_3[k] \end{cases}, \quad (6-3)$$

con $\Phi_3 = e^{\mathbf{A}_3 T_s}$, $\Gamma_{3i} = \int_0^{T_s} (e^{\mathbf{A}_3 \gamma} \mathbf{B}_i) d\gamma$, y $\Gamma_{3g} = \int_0^{T_s} (e^{\mathbf{A}_3 \gamma} \mathbf{B}_g) d\gamma$ [139]. Los autovalores de la matriz Φ_3 son $\lambda_0^{\Phi_3} = 1$ y $\lambda_{1,2}^{\Phi_3} = e^{\pm j T_s \omega_{res}^L}$. Nótese que $\lambda_{\{0,1,2\}}^{\Phi_3} = e^{T_s \lambda_{\{0,1,2\}}^{A_3}}$.

6.2.2. Modelo en variables de estado de la planta

El modelo en variables de estado de la Planta de la Fig. 6-1(a), debe incluir el efecto del retardo de procesamiento digital entre la tensión de referencia $\vec{v}_{i_{ref}}$ y la tensión \vec{v}_i^* [ver Fig. 6-1(a)]. Considerándose por el momento $\vec{\delta}[k] = 0$, puede suponerse que \vec{v}_i^* es un cuarto estado del sistema, y la Planta puede modelarse de la siguiente forma:

$$\text{Planta} = \begin{cases} \mathbf{x}_4[k+1] = \Phi_4 \mathbf{x}_4[k] + \Upsilon_4 \vec{v}_{i_{ref}}[k] + \Gamma_{4g} \vec{v}_g[k] \\ \vec{i}_g[k] = \mathbf{C}_4 \mathbf{x}_4[k] \end{cases}, \quad (6-4)$$

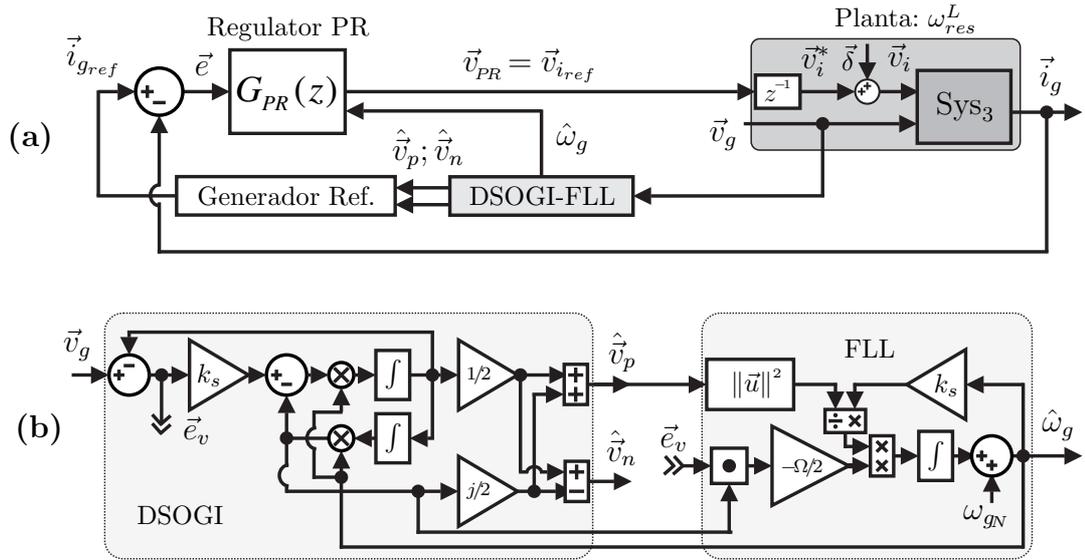


Figura 6-2.: (a) Configuración básica de control, cuando se dispone de la medición de la tensión de la red. (b) DSOGI-FLL.

donde $\mathbf{x}_4 = [\vec{v}_i^*[k] \ \mathbf{x}_3^T]^T$, $\mathbf{\Upsilon}_4 = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{\Gamma}_{4g} = [0 \ \mathbf{\Gamma}_{3g}^T]^T$, $\mathbf{C}_4 = [0 \ \mathbf{C}_3]$ y

$$\Phi_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{\Gamma}_{3i} & \Phi_3 & & \end{bmatrix}. \quad (6-5)$$

La Planta es un sistema de orden 4 cuya matriz de estados Φ_4 tiene el siguiente conjunto de autovalores:

$$\Lambda = \left\{ 1; e^{jT_s \omega_{res}^L}; e^{-jT_s \omega_{res}^L}; 0 \right\}. \quad (6-6)$$

6.3. Esquema básico de control utilizando un DSOGI-FLL

La Fig. 6-2(a) muestra una configuración básica de control apta para sistemas trifásicos de inyección a red [140]. En aplicaciones en las que se dispone de la medición de la tensión \vec{v}_g , y se requiere tanto del conocimiento de su componente fundamental de secuencia positiva \vec{v}_p , como de su componente fundamental de secuencia negativa \vec{v}_n , es común implementar la sincronización del

sistema con la red, utilizando un DSOGI-FLL [88, 92, 93]. El bloque “DSOGI-FLL” [mostrado en la Fig. **6-2(a)**], se encarga de obtener las estimaciones de las secuencias \hat{v}_p y \hat{v}_n , y la estimación de la frecuencia angular fundamental de la red $\hat{\omega}_g$. A partir de esto, el bloque “Generador Ref.” de la Fig. **6-2(a)**, hace uso de las estimaciones \hat{v}_p y \hat{v}_n para generar una referencia de corriente \vec{i}_{gref} acorde con la estrategia deseada de inyección de potencia a la red [88]. Por otro lado, la estimación $\hat{\omega}_g$ se utiliza para sintonizar de forma adaptiva el regulador PR aplicado al error $\vec{e} = (\vec{i}_{gref} - \vec{i}_g)$, buscando eliminar el error de estado estacionario a la frecuencia angular ω_g [ver Capítulo 3, Sección 3.3].

La Fig. **6-2(b)** muestra una estructura básica en tiempo continuo, que implementa el bloque DSOGI-FLL [88]. La función de transferencia de primer orden del FLL, que aproxima linealmente la relación no lineal existente entre la estimación $\hat{\omega}_g$ y el valor real ω_g de la frecuencia de la red, está dada por [88]:

$$\frac{\hat{\omega}_g}{\omega_g} = \frac{\Omega}{s + \Omega}, \quad (6-7)$$

donde Ω ($\in \mathbb{R}$) es la constante escalar utilizada en el bloque FLL de la Fig. **6-2(b)**. El valor de esta constante se corresponde con la frecuencia de corte del FLL. Considerando a $\hat{\omega}_g$ constante, las funciones de transferencia complejas $P_{Ds}(s) = \hat{v}_p/\vec{v}_g$ y $N_{Ds}(s) = \hat{v}_n/\vec{v}_g$, que describen la estimación de las secuencias positiva y negativa por el DSOGI, están dadas por [88]:

$$P_{Ds}(s) = \frac{1}{2} \frac{k_s \hat{\omega}_g (s + j\hat{\omega}_g)}{s^2 + k_s \hat{\omega}_g s + \hat{\omega}_g^2}; \quad N_{Ds}(s) = \frac{1}{2} \frac{k_s \hat{\omega}_g (s - j\hat{\omega}_g)}{s^2 + k_s \hat{\omega}_g s + \hat{\omega}_g^2}, \quad (6-8)$$

donde k_s ($\in \mathbb{R}$) es la ganancia del DSOGI, utilizada en la Fig. **6-2(b)**. Para obtener un buen desempeño del DSOGI-FLL, los parámetros k_s y Ω suelen ajustarse en $k_s = \sqrt{2}$ y $\Omega = 100$ [88]. Para $k_s = \sqrt{2}$ y $\hat{\omega}_g = \omega_{gN}$, los polos de (6-8) resultan $(-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}$. Con esta selección, se obtiene una buena relación de compromiso entre calidad de la respuesta dinámica y rechazo al contenido armónico de alta frecuencia presente en \vec{v}_g [89, 92, 93].

6.4. Estrategia de control a implementar

En el Capítulo 5 [53] se propone controlar la Planta utilizando un diseño óptimo del regulador PR (“PR óptimo”) [54], con el fin de obtener una respuesta dinámica de lazo cerrado similar a la que se obtiene cuando se controla un filro L de inductancia L_T . De acuerdo con el análisis desarrollado en el Capítulo 3, Sección 3.3, cuando se utiliza la configuración básica de control mostrada en la Fig. **6-2(a)**, una Planta conformada por un filtro LCL con una frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L \leq 0.228\omega_s$ no puede ser controlada con el PR óptimo [53]. Para superar esta limitación, en el Capítulo 5 [53] se propone obtener un sistema denominado “Planta Modificada” [53], el cual se comporta de modo similar a una planta con una frecuencia de resonancia ω_{res}^H dentro del rango $0.228\omega_s \lesssim \omega_{res}^H \lesssim 0.454\omega_s$ [ver (3-20), Capítulo 3, Sección 3.3.2]. Dicha propuesta es implementada en el Capítulo 5, en base al posicionamiento de los autovalores del sistema, utilizando técnicas de control por modelo de referencia [133]. El control de la Planta Modificada obtenida puede ser implementado utilizando el PR óptimo, y requiere únicamente la medición de la corriente \vec{i}_g inyectada a la red.

En el presente capítulo, el posicionamiento de los autovalores del sistema, necesario para obtener la Planta Modificada, será implementado mediante la realimentación completa de los estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_4 = [\hat{v}_i^*[k] \ \hat{\mathbf{x}}_3^T]^T$ de la Planta (6-4), obtenidos utilizando el Observador que será propuesto en la Sección 6.5. La Fig. **6-3** ilustra el diagrama de bloques completo del controlador (apto para $\omega_{res}^L < 0.228\omega_s$) que será implementado en este capítulo. Como puede verse en dicha figura, el Observador (bloque “Obs”) provee las estimaciones \hat{v}_p y \hat{v}_n , necesarias para sincronizar la referencia de corriente \vec{i}_{gref} . Esto permite prescindir de la medición de la tensión de la red, lo cual presenta una gran ventaja con respecto a la configuración básica de control de la Fig. **6-2**. Con respecto a la obtención de la Planta Modificada, en base al principio de separación [139], se

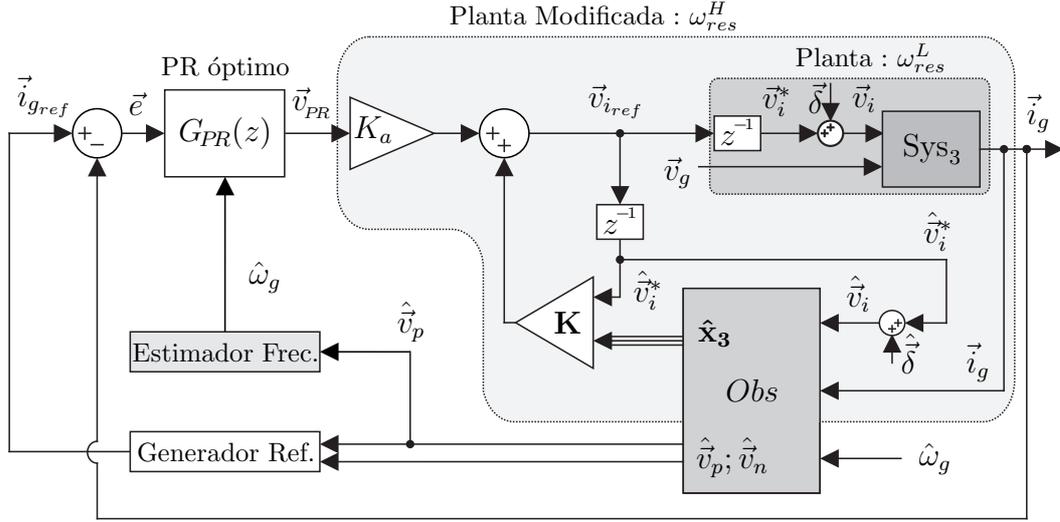


Figura 6-3.: Estrategia de control sin medición de la tensión de red.

puede diseñar el vector de ganancias $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4]$ a utilizarse en el sistema de realimentación de los estados estimados, asumiendo por el momento que $\hat{\mathbf{x}}_4 = \mathbf{x}_4$. En base a esta suposición, en el siguiente apartado se explica como diseñar las ganancias del mecanismo de realimentación de estados.

6.4.1. Obtención de la planta modificada

En la Fig. 6-4 se ilustra un diagrama de bloques de la Planta Modificada, suponiendo que se dispone de los estados de la Planta (6-4) [es decir, si $\hat{\mathbf{x}}_4 = \mathbf{x}_4$ en la Fig. 6-3]. Aplicando la ley de control $\vec{v}_{i_{ref}} = \mathbf{K}\mathbf{x}_4 + K_a\vec{v}_{PR}$ a (6-4), se puede derivar el siguiente modelo dinámico que representa el comportamiento del bloque Planta Modificada:

$$\text{PM} = \begin{cases} \mathbf{x}_4[k+1] = \underbrace{(\Phi_4 + \Upsilon_4\mathbf{K})}_{\Phi_4^M} \mathbf{x}_4[k] + \Upsilon_4 K_a \vec{v}_{PR}[k] + \Gamma_{4g} \vec{v}_g[k] \\ \vec{i}_g[k] = \mathbf{C}_4 \mathbf{x}_4[k] \end{cases}, \quad (6-9)$$

donde $K_a \in \mathbb{R}$ es una ganancia de ajuste, y \vec{v}_{PR} es la salida del regulador PR y entrada de la Planta Modificada (ver Fig. 6-3). Los modos del sistema (6-9), son los autovalores Λ^M de $\Phi_4^M = (\Phi_4 + \Upsilon_4\mathbf{K})$. Si el par (Φ_4, Υ_4) es controlable, estos autovalores pueden ser posicionados arbitrariamente utilizando la fórmula

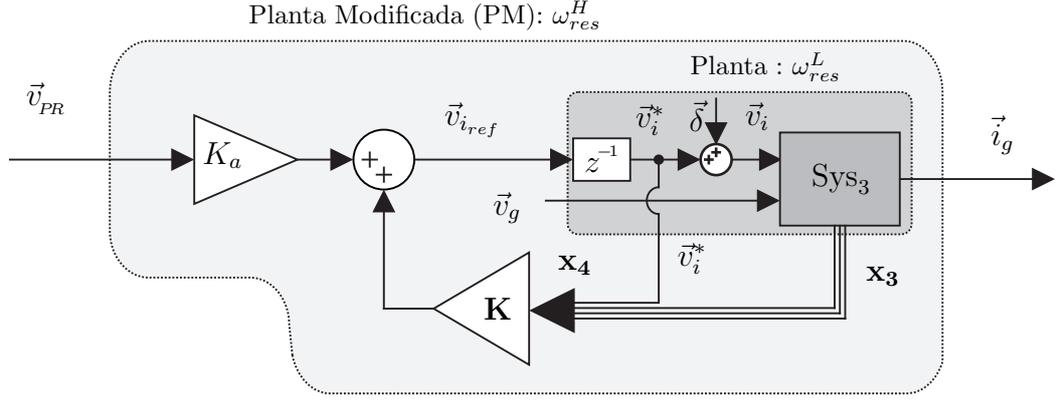


Figura 6-4.: Obtención de la Planta Modificada mediante realimentación completa de estados.

de Ackermann [139,141]. Acorde con la estrategia de control a implementarse [ver Capítulo 5, Sección 5.2] [53], el vector \mathbf{K} debe ser calculado para obtener los siguientes autovalores:

$$\mathbf{\Lambda}^M = \left\{ 1; e^{jT_s\omega_{res}^H}; e^{-jT_s\omega_{res}^H}; 0 \right\}, \quad (6-10)$$

donde ω_{res}^H está dentro del rango $0.228\omega_s \lesssim \omega_{res}^H \lesssim 0.454\omega_s$ (3-20).

Para terminar de definir el modelo de la Planta Modificada, resta calcular el valor de la ganancia de ajuste K_a . A partir de (6-9), la función de transferencia $G_{PM}(z)$ de $\vec{i}_g(z)$ con respecto a $\vec{v}_{PR}(z)$ se puede obtener como [139]:

$$G_{PM}(z) = \frac{\vec{i}_g(z)}{\vec{v}_{PR}(z)} = \mathbf{C}_4(z\mathbf{I}_4 - \mathbf{\Phi}_4^M)^{-1}\mathbf{Y}_4K_a, \quad (6-11)$$

donde \mathbf{I}_4 es la matriz identidad de cuarto orden. La ganancia K_a debe calcularse a fin de obtener una frecuencia de corte $\omega_c = \omega_s/12$ para el sistema $G_{PM}(z)G_{PR}(z)$ [ver Capítulo 5, Sección 5.2.2] [53]. Por lo tanto, puede despejarse fácilmente evaluando la siguiente ecuación:

$$\|G_{PM}(z)G_{PR}(z)\|_{z=e^{j\omega_c T_s}} = 1. \quad (6-12)$$

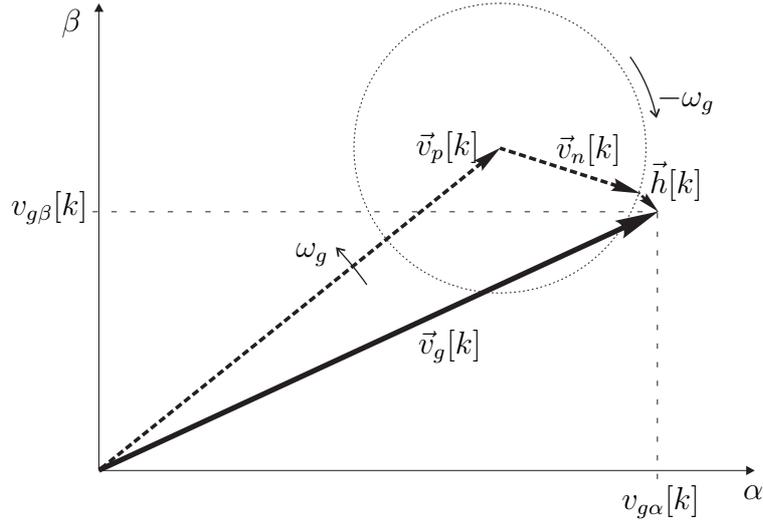


Figura 6-5.: Representación fasorial del vector de tensión de red $\vec{v}_g[k] = v_{g\alpha}[k] + jv_{g\beta}[k]$.

6.5. Observador propuesto

El Observador utilizado en la Fig. 6-3, será construido en base a un modelo que se denominará “modelo extendido del sistema”, el cual combina el modelo del filtro LCL [ver Sección 6.2.1] con un modelo de la tensión de red que será introducido a continuación.

6.5.1. Modelo de la tensión de red y modelo extendido del sistema

La Fig. 6-5 ilustra una representación fasorial del vector de tensión de red $\vec{v}_g[k] = v_{g\alpha}[k] + jv_{g\beta}[k]$. En estado estacionario, este vector puede modelarse como la suma de un vector de secuencia positiva $\vec{v}_p[k] = \bar{X}_p e^{j\omega_g k T_s}$, un vector de secuencia negativa $\vec{v}_n[k] = \bar{X}_n e^{-j\omega_g k T_s}$ y un vector $\vec{h}[k]$ que representa el conjunto de los armónicos de la componente fundamental presentes en la tensión de red [88]. El vector $\vec{v}_p[k]$ es un fasor de magnitud constante \bar{X}_p que gira en sentido antihorario a una velocidad ω_g , mientras que $\vec{v}_n[k]$ es un fasor de magnitud constante \bar{X}_n que gira a la misma velocidad pero en sentido contrario ($-\omega_g$). Estas características, permiten que estos vectores puedan modelarse

dinámicamente como $\vec{v}_p[k] = \vec{v}_p[k-1]e^{j\omega_g T_s}$ y $\vec{v}_n[k] = \vec{v}_n[k-1]e^{-j\omega_g T_s}$. Por lo tanto, la tensión de red puede representarse como:

$$\vec{v}_g[k] = \underbrace{\vec{v}_p[k-1]e^{j\omega_g T_s}}_{\vec{v}_p[k]} + \underbrace{\vec{v}_n[k-1]e^{-j\omega_g T_s}}_{\vec{v}_n[k]} + \vec{h}[k]. \quad (6-13)$$

Combinando (6-13) con (6-3) se obtiene el modelo extendido del sistema, compuesto por cinco estados:

$$Sys_5 = \begin{cases} \mathbf{x}_5[k+1] = \Phi_5 \mathbf{x}_5[k] + \Gamma_{5_i} \vec{v}_i[k] + \Gamma_{5_g} \vec{h}[k] \\ i_g[k] = \mathbf{C}_5 \mathbf{x}_5[k] \end{cases}, \quad (6-14)$$

donde $\mathbf{x}_5 = [\mathbf{x}_3^T \ \vec{v}_p[k] \ \vec{v}_n[k]]^T$, $\Gamma_{5_i} = [\Gamma_{3_i}^T \ 0 \ 0]^T$, $\Gamma_{5_g} = [\Gamma_{3_g}^T \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{C}_5 = [\mathbf{C}_3 \ 0 \ 0]$,

y

$$\Phi_5 = \left[\begin{array}{c|cc} \Phi_3 & \Gamma_{3_g} & \Gamma_{3_g} \\ \hline 0 & e^{j\omega_g T_s} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\omega_g T_s} \end{array} \right]. \quad (6-15)$$

6.5.2. Construcción del observador

La Fig. **6-6(a)** muestra la estructura interna de un observador de Luenberger [142] (bloque “Obs” en la Fig. **6-3**), construido en base al modelo extendido del sistema (6-14). Para que el Observador sea adaptivo frente a variaciones de la frecuencia de red, es preciso conocer el valor actual de ω_g . Una estimación $\hat{\omega}_g$ de este valor, se obtiene con el Estimador de frecuencia de la Fig. **6-6(b)** (bloque “Estimador Freq.” en la Fig. **6-3**). Nótese además que el modelo del Observador contempla el efecto de la perturbación $\vec{\delta}$ [definida en la Fig. **6-1(b)**], mediante la adición de la estimación $\hat{\vec{\delta}}$ a la estimación $\hat{v}_i^* = z^{-1}\vec{v}_{i_{ref}}$ (ver Fig. **6-3**). En un apartado inmediato se explicará como se obtiene la estimación $\hat{\vec{\delta}}$. La tensión $\hat{v}_i = (\hat{v}_i^* + \hat{\vec{\delta}})$ de la Fig. **6-6(a)**, resulta así la estimación de la tensión \vec{v}_i de la Fig. **6-1**.

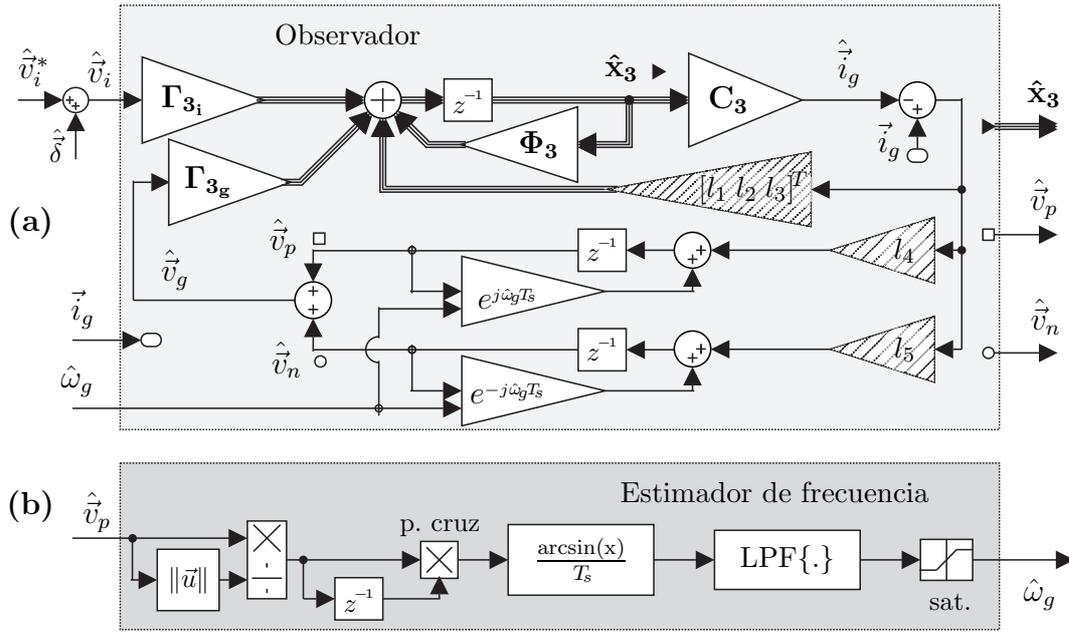


Figura 6-6.: (a) Observador. (b) Estimador de frecuencia.

6.5.3. Modelo dinámico del observador

El modelo dinámico del Observador de la Fig. 6-6(a), tiene la siguiente descripción en variables de estado:

$$Obs = \begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_5[k+1] = \hat{\Phi}_5 \hat{\mathbf{x}}_5[k] + \Gamma_{5_i} \hat{v}_i[k] + \mathbf{L}(\vec{i}_g[k] - \hat{i}_g[k]) \\ \hat{i}_g[k] = \mathbf{C}_5 \hat{\mathbf{x}}_5[k] \end{cases}, \quad (6-16)$$

donde $\hat{\Phi}_5$ se obtiene reemplazando ω_g por $\hat{\omega}_g$ en Φ_5 (6-15). $\mathbf{L} = [l_1 \ l_2 \ l_3 \ l_4 \ l_5]^T \in \mathbb{C}$ es el vector de ganancias del Observador [bloques a rayas en la Fig. 6-6(a)], $\hat{\mathbf{x}}_5[k] = [\hat{i}_g[k] \ \hat{v}_c[k] \ \hat{i}_i[k] \ \hat{v}_p[k] \ \hat{v}_n[k]]^T$ son los estados estimados e $\hat{i}_g[k]$ es la estimación de la salida del modelo extendido del sistema (6-14). Definiendo el vector de error de estimación $\mathbf{e}_5[k] = (\mathbf{x}_5[k] - \hat{\mathbf{x}}_5[k])$ de (6-14) y (6-16), suponiendo en (6-14) que $\omega_g = \hat{\omega}_g$ y $\vec{v}_i = \hat{v}_i$ resulta:

$$\mathbf{e}_5[k+1] = \underbrace{(\hat{\Phi}_5 - \mathbf{L}\mathbf{C}_5)}_{\Phi_5^{CL}} \mathbf{e}_5[k] + \Gamma_{5_g} \vec{h}[k]. \quad (6-17)$$

Considerando por el momento que \vec{v}_g sólo tiene componente de frecuencia fundamental [i.e. $\vec{h}[k] = 0$], (6-17) comprueba que, si los autovalores λ_{ob_i} ($i = 1, \dots, 5$) de $\Phi_5^{\text{CL}} = (\hat{\Phi}_5 - \mathbf{L}\mathbf{C}_5)$ se encuentran dentro del círculo unitario, el vector de error \mathbf{e}_5 convergerá a cero. Debido a que el par $(\hat{\Phi}_5, \mathbf{C}_5)$ es observable, el vector de ganancias \mathbf{L} necesario para ubicar estos autovalores en lugares arbitrarios, se puede calcular utilizando la fórmula de Ackermann [139, 141]. Cabe mencionar que, ante la presencia de un vector $\vec{h}[k] \neq 0$ de magnitud acotada, las estimaciones se contaminarán con el contenido armónico presente en $\vec{h}[k]$. Tal contaminación resultará acotada, y no se modificarán las componentes de frecuencia fundamental presentes en las estimaciones \hat{v}_p y \hat{v}_n . Es decir, cuando $\vec{h}[k] \neq 0$ la estimación de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa dará como resultado:

$$\begin{aligned} \hat{v}_p[k] &\longrightarrow \vec{v}_p[k] + \vec{h}_p[k] \\ \hat{v}_n[k] &\longrightarrow \vec{v}_n[k] + \vec{h}_n[k] \end{aligned}, \quad (6-18)$$

donde \vec{h}_p y \vec{h}_n son vectores acotados con contenido armónico nulo a las frecuencias $\pm\omega_g$.

6.5.4. Estimador de frecuencia

La estimación $\hat{\omega}_g$ de la frecuencia angular fundamental de la red ω_g , se obtiene a partir de la componente de secuencia positiva estimada \hat{v}_p [ver Fig. 6-6(b)]. Como en estado estacionario \hat{v}_p es un vector de amplitud prácticamente constante, que rota a la frecuencia angular de la red, resulta $\hat{v}_p[k] = \hat{v}_p[k-1]e^{j\omega_g T_s}$. De la definición de producto cruz se tiene que $\hat{v}_{p1}[k] \times \hat{v}_{p1}[k-1] = \sin(\omega_g T_s)$, donde $\hat{v}_{p1}[k] = \hat{v}_p[k]/\|\hat{v}_p[k]\|$. Utilizando esta propiedad, $\hat{\omega}_g$ es obtenida de la siguiente manera:

$$\hat{\omega}_g[k] = \text{LPF} \left\{ \frac{\arcsin(\hat{v}_{p1}[k] \times \hat{v}_{p1}[k-1])}{T_s} \right\} \quad (6-19)$$

Donde el operador $\text{LPF}\{\cdot\}$ representa un Filtro Pasa Bajo (Low Pass Filter) (LPF) aplicado para suavizar la estimación. Este filtro atenúa el efecto de las componentes armónicas presentes en \hat{v}_p , sobre $\hat{\omega}_g$. El bloque de saturación en la Fig. **6-6(b)**, se utiliza para limitar transitorios abruptos a un rango $\omega_g^{mi} < \hat{\omega}_g < \omega_g^{ma}$.

6.5.5. Estimación de la perturbación

Es conocido que la perturbación no lineal $\vec{\delta}$ introducida por un VSI, depende del valor actual de la corriente de salida del inversor \vec{i}_i [136–138]. En la presente aplicación, dicha corriente es una variable no medida del sistema de la Fig. **6-1**. Por esta razón, la corrección $\hat{\vec{\delta}}$ (mostrada en las Figuras **6-3** y **6-6**), se hará a partir de la estimación de la corriente de salida $\hat{i}_i = \hat{i}_{i\alpha} + j\hat{i}_{i\beta}$ del VSI. La estimación de la perturbación $\hat{\vec{\delta}} = \hat{\delta}_\alpha + j\hat{\delta}_\beta$ se hará utilizando la siguiente ecuación basada en [136]:

$$\begin{bmatrix} \hat{\delta}_\alpha \\ \hat{\delta}_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \left\{ - \left(V_{bus} \frac{t_D}{T_s} + \frac{V_D}{2} + \frac{V_I}{2} \right) \cdot \text{sat} \left(\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{i}_{i\alpha} \\ \hat{i}_{i\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \right) - \frac{(V_D - V_I)}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\}, \quad (6-20)$$

donde

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\rho}, & \text{if } |x| \leq \rho \\ \text{sign}(x), & \text{if } \rho < |x| \end{cases}, \quad (6-21)$$

con $\rho \in \mathbb{R}$. En (6-20), $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ ($\in \mathbb{R}^{3 \times 3}$) es la matriz transformada de Clarke (3-3), y $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$ es su inversa [88, 121]. t_D representa el tiempo muerto de encendido de las llaves del inversor. V_I y V_D representan respectivamente, las caídas de voltaje de encendido de los IGBTs y sus correspondientes diodos en antiparalelo.

6.6. Arranque del sistema

En la práctica, si se intenta poner en marcha el esquema de control de la Fig. 6-3, en una situación inicial desconocida de la Planta (VSI con filtro LCL), el sistema puede tornarse inestable. En efecto, durante el transitorio de convergencia de los estados del Observador, se puede producir la saturación del ciclo de trabajo de alguna de las llaves del inversor, lo que puede ocasionar la consecuente inestabilidad del sistema. Además, si los estados no se inicializan correctamente, pueden aparecer grandes picos transitorios de corriente, los cuales pueden activar las protecciones de sobrecorriente del inversor. Para evitar que esto suceda, es necesario el conocimiento de la situación inicial de la tensión de la red y de los estados del filtro LCL, con los cuales se puede arrancar correctamente el Observador. Asimismo, es preciso implementar alguna estrategia de inicialización de los estados del regulador PR, que permita suavizar la acción de control aplicada a la Planta en el momento del arranque del controlador. En la Fig. 6-7 se muestra el diagrama de bloques de la estrategia que será utilizada en este capítulo, para implementar en la práctica el arranque del sistema de control de la Fig. 6-3. En la práctica, antes de habilitar el inversor e inicializar el control del sistema, se debe realizar primero la conexión entre la salida del filtro LCL y la tensión de la red [ver Apéndice B]. En la Fig. 6-7 se considera un instante posterior a la conexión trifásica inicial entre la salida del filtro y la red, y previo a la activación del inversor. El instante en que se realiza la conexión trifásica inicial con la red, se denotará $t = 0$. A continuación se explicará el funcionamiento de la estrategia para el arranque del inversor y el control del sistema.

Sea “E” la señal lógica de activación del VSI (símbolo \textcircled{E} en la Fig. 6-7), cuando $E = 1$ el VSI estará habilitado para ser controlado por la tensión de referencia efectiva \vec{v}_i^* . Por otro lado, cuando $E = 0$ el VSI estará deshabilitado, con todas sus llaves abiertas. En el instante $t = 0$ en que se conecta la salida del

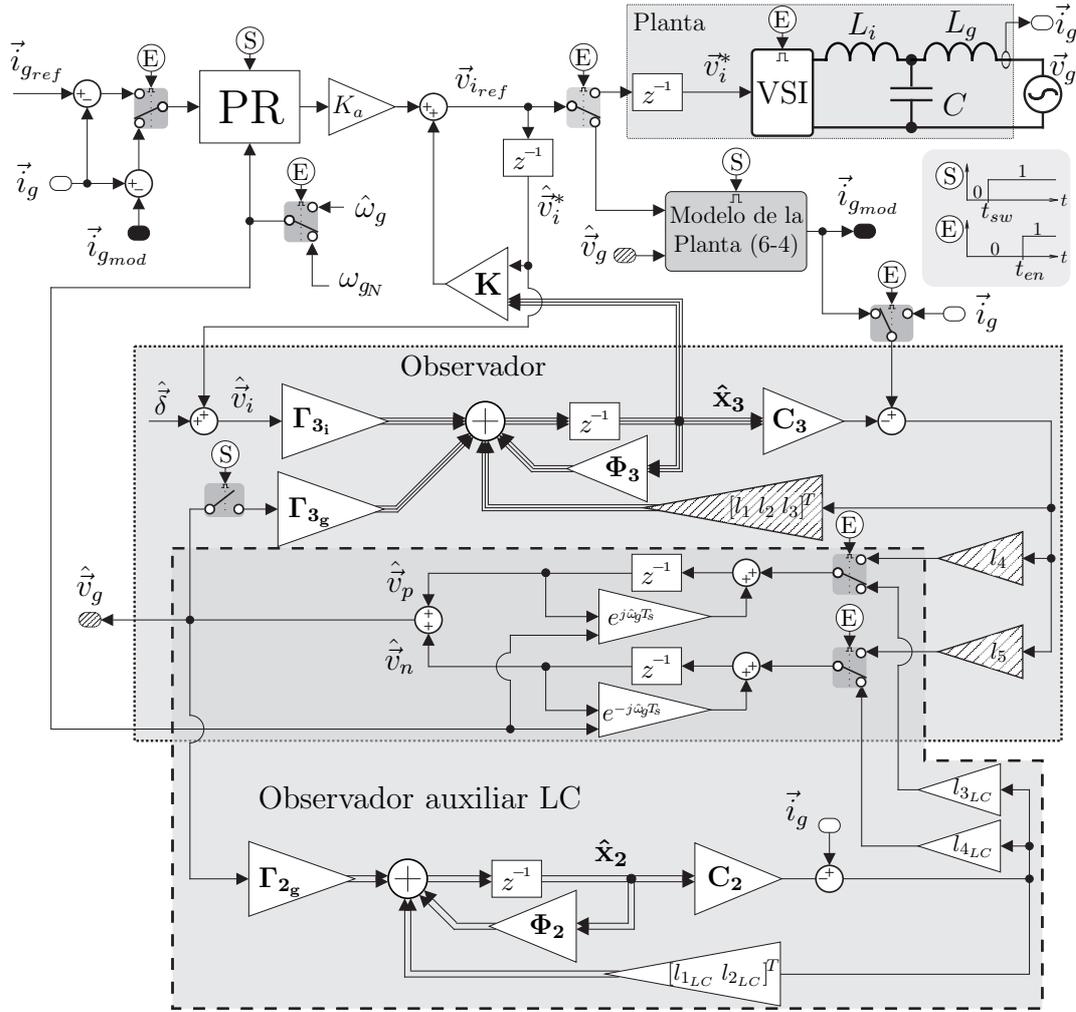


Figura 6-7.: Diagrama de bloques de la estrategia de arranque del sistema.

filtro LCL con la tensión de la red, el inversor está deshabilitado, con $E = 0$. En tal condición, el camino de corriente a través de los inductores L_i quedará abierto, por lo cual, desde el lado de la red se verá un circuito serie inductivo-capacitivo (LC) conformado por los inductores L_g y los capacitores C . A fin de obtener una estimación inicial (antes de habilitar el VSI), de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red, se utilizará un Observador auxiliar LC [ver bloque “Observador auxiliar LC” en la Fig. 6-7], construido en base a la combinación del modelo de la tensión de la red (6-13) con el modelo del circuito serie LC.

6.6.1. Modelo del circuito serie LC - Observador auxiliar LC

Cuando el VSI está deshabilitado ($E = 0$), el modelo dinámico continuo del circuito serie LC conectado a la red esta dado por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{2\text{LC}} = \mathbf{A}_{2\text{LC}}\mathbf{x}_{2\text{LC}} + \mathbf{B}_{2\text{LC}}\vec{v}_g \\ \vec{i}_g = \mathbf{C}_{2\text{LC}}\mathbf{x}_{2\text{LC}} \end{cases}, \quad (6-22)$$

donde $\mathbf{x}_{2\text{LC}} = [\vec{i}_g \ \vec{v}_c]^T$, $\mathbf{B}_{2\text{LC}} = [-1/L_g \ 0]^T$, $\mathbf{C}_{2\text{LC}} = [1 \ 0]$, y

$$\mathbf{A}_{2\text{LC}} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_g \\ -1/C & 0 \end{bmatrix}. \quad (6-23)$$

El modelo discreto en variables de estado del circuito serie LC, se puede hallar aplicando a (6-22) el método de discretización por retenedor de orden cero [139]:

$$\text{Sys}_{2\text{LC}} = \begin{cases} \mathbf{x}_{2\text{LC}}[k+1] = \mathbf{\Phi}_{2\text{LC}}\mathbf{x}_{2\text{LC}}[k] + \mathbf{\Gamma}_{2\text{LC}}\vec{v}_g[k] \\ \vec{i}_g[k] = \mathbf{C}_{2\text{LC}}\mathbf{x}_{2\text{LC}}[k] \end{cases}, \quad (6-24)$$

con $\mathbf{\Phi}_{2\text{LC}} = e^{\mathbf{A}_{2\text{LC}}T_s}$, y $\mathbf{\Gamma}_{2\text{LC}} = \int_0^{T_s} (e^{\mathbf{A}_{2\text{LC}}\gamma} \mathbf{B}_{2\text{LC}}) d\gamma$ [139]. Combinando (6-24) con el modelo de la tensión de la red (6-13), se obtiene el siguiente modelo de cuatro estados:

$$\text{Sys}_{4\text{LC}} = \begin{cases} \mathbf{x}_{4\text{LC}}[k+1] = \mathbf{\Phi}_{4\text{LC}}\mathbf{x}_{4\text{LC}}[k] + \mathbf{\Gamma}_{4\text{LC}}\vec{h}_g[k] \\ i_g[k] = \mathbf{C}_{4\text{LC}}\mathbf{x}_{4\text{LC}}[k] \end{cases}, \quad (6-25)$$

donde $\mathbf{x}_{4\text{LC}} = [\mathbf{x}_{2\text{LC}}^T \ \vec{v}_p[k] \ \vec{v}_n[k]]^T$, $\mathbf{\Gamma}_{4\text{LC}} = [\mathbf{\Gamma}_{2\text{LC}}^T \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{C}_{4\text{LC}} = [\mathbf{C}_{2\text{LC}} \ 0 \ 0]$, y

$$\mathbf{\Phi}_{4\text{LC}} = \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{\Phi}_{2\text{LC}} & \mathbf{\Gamma}_{2\text{LC}} & \mathbf{\Gamma}_{2\text{LC}} \\ \hline 0 & 0 & e^{j\omega_g T_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\omega_g T_s} \end{array} \right]. \quad (6-26)$$

A partir del modelo (6-25) puede obtenerse la descripción en variables de estado del Observador auxiliar LC de la Fig. **6-7** (remarcado con línea gruesa de trazos):

$$Obs_{aux} = \begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{4LC}[k+1] = \hat{\Phi}_{4LC}\hat{\mathbf{x}}_{4LC}[k] + \mathbf{L}_{4LC}(\vec{i}_g[k] - \hat{i}_g[k]) \\ \hat{i}_g[k] = \mathbf{C}_{4LC}\hat{\mathbf{x}}_{4LC}[k] \end{cases}, \quad (6-27)$$

donde $\hat{\mathbf{x}}_{4LC}[k] = [\hat{i}_g[k] \ \hat{v}_c[k] \ \hat{v}_p[k] \ \hat{v}_n[k]]^T$, $\hat{\Phi}_{4LC}$ se obtiene reemplazando ω_g por $\hat{\omega}_g$ en Φ_{4LC} (6-26), y $\mathbf{L}_{4LC} = [l_{1LC} \ l_{2LC} \ l_{3LC} \ l_{4LC}]^T \in \mathbb{C}$ es el vector de ganancias del Observador auxiliar LC. Definiendo el vector de error $\mathbf{e}_{4LC}[k] = (\mathbf{x}_{4LC}[k] - \hat{\mathbf{x}}_{4LC}[k])$ de (6-25) y (6-27), suponiendo en (6-25) que $\omega_g = \hat{\omega}_g$ resulta:

$$\mathbf{e}_{4LC}[k+1] = \underbrace{(\hat{\Phi}_{4LC} - \mathbf{L}_{4LC}\mathbf{C}_{4LC})}_{\Phi_{4LC}^{CL}} \mathbf{e}_{4LC}[k] + \Gamma_{4LC}\vec{h}[k] \quad (6-28)$$

Considerando por el momento que \vec{v}_g sólo tiene componente de frecuencia fundamental [i.e. $\vec{h}[k] = 0$], el vector de error \mathbf{e}_{4LC} convergerá a cero, si los autovalores λ_{aux_i} ($i = 1, \dots, 4$) de $\Phi_{4LC}^{CL} = (\hat{\Phi}_{4LC} - \mathbf{L}_{4LC}\mathbf{C}_{4LC})$ se encuentran dentro del círculo unitario. El vector de ganancias \mathbf{L}_{4LC} necesario para ubicar dichos autovalores en lugares deseados, se puede calcular utilizando la fórmula de Ackermann [139, 141].

El Observador auxiliar LC, tiene como función proveer estimaciones iniciales (antes de habilitar el VSI), de \vec{v}_p y \vec{v}_n . Este Observador auxiliar LC comienza a observar a partir de $t = 0$, instante en que se conecta la salida del filtro LCL con la tensión de la red. Se supondrá en lo que sigue que las estimaciones \hat{v}_p y \hat{v}_n obtenidas, convergen a los correspondientes valores reales \vec{v}_p y \vec{v}_n , luego de un tiempo t_{sw} .

6.6.2. Arranque del regulador PR e inicialización de los estados internos utilizando el observador auxiliar LC

A fin de inicializar correctamente los estados del Observador y del regulador PR, antes de habilitar el VSI se controlará un “Modelo de la Planta” (6-4), donde se reemplazará \vec{v}_g por $\hat{\vec{v}}_g = (\hat{\vec{v}}_p + \hat{\vec{v}}_n)$ [ver Fig. 6-7]. Luego de un tiempo t_{sw} necesario para que converjan las estimaciones $\hat{\vec{v}}_p$ y $\hat{\vec{v}}_n$ obtenidas con el Observador auxiliar LC, la señal lógica “S” (definida en la Fig. 6-7) toma el valor $S = 1$, con lo cual se habilita el control del Modelo de la Planta mediante el PR y el Observador. Nótese en la Fig. 6-7 que en esta situación, las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red siguen siendo estimadas mediante el Observador auxiliar LC (en efecto, nótese que las ganancias l_4 y l_5 están deshabilitadas por la señal $E = 0$, y reemplazadas por las ganancias l_{3LC} y l_{4LC}). Como puede observarse en la entrada del regulador PR, el Modelo de la Planta se controla para que su corriente de salida \vec{i}_{gmod} sea igual a la corriente medida \vec{i}_g . Luego de un tiempo necesario para que la corriente \vec{i}_{gmod} del modelo converja a \vec{i}_g , y que los estados del controlador alcancen el régimen estacionario (en el instante $t = t_{en}$), la señal “E” toma el valor $E = 1$, con lo que se habilita el VSI, se desconecta el Observador auxiliar LC y se conmuta la entrada del regulador PR para controlar la corriente \vec{i}_g . Nótese que, para evitar el transitorio que pudiera introducir la estimación de la frecuencia de la red, el sistema de control se sintoniza inicialmente utilizando el valor de la frecuencia angular nominal ω_{gN} . Luego, cuando $E = 1$, se comienza a utilizar la estimación $\hat{\omega}_g$ obtenida con el Estimador de frecuencia [ver Fig. 6-6(b)]. En la Sección 6.9, se comprobará experimentalmente la efectividad del método de arranque aquí propuesto.

6.7. Diseño del observador - Comparación entre el observador y el DSOGI

Se demostrará que con una adecuada selección de los autovalores del Observador propuesto [descrito en la Sección 6.5], se puede conseguir una estimación de las secuencias de la red \hat{v}_p y \hat{v}_n , similar a la obtenida utilizando un DSOGI-FLL [descrito en la Sección 6.4]. El Observador de la Fig. **6-6(a)**, se calculará para una Planta compuesta por un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (3-19), cuyos parámetros se listan en la Tabla **6-1**. Los parámetros que se encuentran en la Tabla **6-1**, se corresponden con los de un prototipo experimental de VSI trifásico con filtro LCL, conectado a la red de distribución a través de un transformador en configuración Y/ Δ [ver Apéndice B].

Los autovalores λ_{ob_i} ($i = 1, \dots, 5$) de Φ_5^{CL} de (6-17), definen la velocidad de

Tabla 6-1.: Parámetros del VSI con filtro LCL, del Observador, del controlador propuesto y del DSOGI-FLL. Sistema con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (3-19)

Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
L_g	1.77mH	L_i	2.28mH
C	12 μ F	ω_{res}^L/ω_s	0.1819
ω_{gN}	2 π ·50rad/s	T_s	125 μ s
$\lambda_{ob_{1,2}}$	$e^{(-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}T_s}$	λ_{ob_3}	$e^{-10\omega_{gN}T_s}$
$\lambda_{ob_{4,5}}$	$e^{(-0.25 \pm j)\omega_{res}^L T_s}$	l_1	0.585
l_2	-4.324	l_3	0.099
$l_{4,5}$	-0.226 \pm j0.041	$k_s; \Omega$	$\sqrt{2}; 100$
V_{bus}	400V	$t_D; \rho$	1 μ s; 2A
V_I	2.78V (Typ.)	V_D	2.5V (Typ.)
$V_{g\phi}; P_N$	70.7V $_{rms}$; 1.5kW	f_{pwm}	8kHz
ω_{lp}	100 rad/s	$\omega_g^{mi}; \omega_g^{ma}$	2 π ·47rad/s; 2 π ·53rad/s
k_1	-1.954	k_2	40.951
k_3	0.651	k_4	-40.951
ω_{res}^H/ω_s	0.345	K_a	2.518
K_{popt}	$\omega_s L_T/12 = 16.965$	$T_{r_{opt}}$	120/ $\omega_s = 2.387$ m.s

convergencia de los estados del Observador. En la Tabla **6-1** se detallan los autovalores utilizados para implementar el Observador, y las componentes del vector de ganancias \mathbf{L} , necesarias para obtener dichos autovalores. Los autovalores dominantes del Observador, $\lambda_{ob_{1,2}}$, se ubican en la posición correspondiente al mapeo al plano “z” (mediante la transformación $z = e^{sT_s}$) de los polos de la función de transferencia del DSOGI (6-8), obtenida para $k_s = \sqrt{2}$. Como se mencionó en la Sección 6.3 y se demuestra en [89, 92, 93], dichos polos están en $s_{1,2} = (-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}$ y proveen una buena relación de compromiso entre calidad de la respuesta dinámica y rechazo a los armónicos de alta frecuencia. Así, se selecciona $\lambda_{ob_{1,2}} = e^{(-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}T_s}$. Los restantes autovalores del Observador se ubican en una posición no dominante, buscando obtener un beneficio en términos de rechazo a los armónicos de alta frecuencia.

La función de transferencia $P_{ob}(z)$, que relaciona la secuencia positiva $\hat{v}_p(z)$ estimada por el Observador, con la tensión de red $\vec{v}_g(z)$, puede hallarse como la cascada entre la función de transferencia $\hat{v}_p(z)/\vec{i}_g(z)|_{\vec{v}_i=0}$ y la función de transferencia $\vec{i}_g(z)/\vec{v}_g(z)|_{\vec{v}_i=0}$ hallada a partir de (6-3). De esta forma puede obtenerse:

$$P_{ob}(z) = \frac{\hat{v}_p(z)}{\vec{v}_g(z)} = \underbrace{\mathbf{C}_{5p}(z\mathbf{I}_5 - \mathbf{\Phi}_5^{CL})^{-1}\mathbf{L}}_{\hat{v}_p(z)/\vec{i}_g(z)|_{\vec{v}_i=0}} \underbrace{\mathbf{C}_3(z\mathbf{I}_3 - \mathbf{\Phi}_3)^{-1}\mathbf{\Gamma}_{3g}}_{\vec{i}_g(z)/\vec{v}_g(z)|_{\vec{v}_i=0}}, \quad (6-29)$$

donde \mathbf{I}_3 e \mathbf{I}_5 son las matrices identidad de orden 3 y 5 respectivamente, y $\mathbf{C}_{5p} = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$. La función de transferencia $N_{ob}(z)$ que describe la estimación de la secuencia negativa por el Observador, puede hallarse reemplazando en (6-29) \mathbf{C}_{5p} por $\mathbf{C}_{5n} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$.

En la Fig. **6-8** se ilustran los diagramas de Bode de $P_{ob}(z)$ y $N_{ob}(z)$. Estos se comparan con los diagramas de Bode correspondientes a las funciones de transferencia $P_{ds}(z)$ y $N_{ds}(z)$ del DSOGI, obtenidas discretizando (6-8) con el método del retenedor de orden cero [52, 123], con periodo de muestreo T_s . Este gráfico evidencia que ante la presencia en la tensión de la red, de componentes

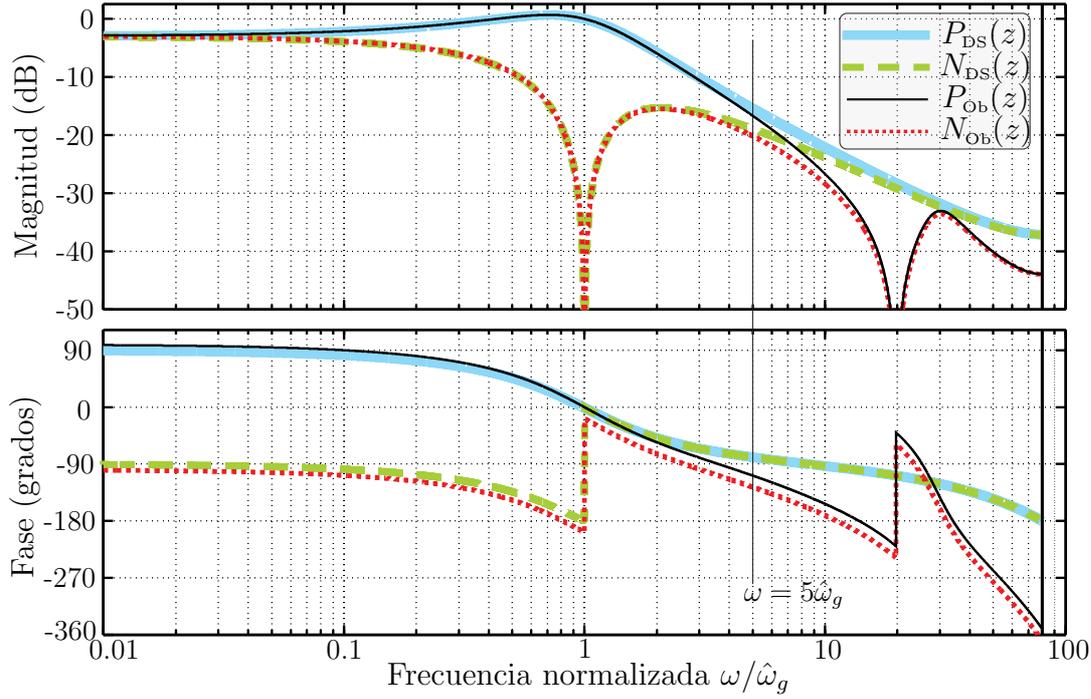


Figura 6-8.: Diagramas de Bode: Comparación entre el Observador y el DSOGI

frecuenciales de secuencia positiva inferiores a aproximadamente $\omega < 5\hat{\omega}_g$, el Observador se comporta de manera muy parecida al DSOGI. En efecto, en lo que respecta a la detección de la componente de frecuencia fundamental de secuencia positiva, el Observador actúa como un filtro LPF con ganancia unitaria y retardo de fase cero en ω_g . También al igual que el DSOGI, en lo que respecta a la detección de la componente de frecuencia fundamental de secuencia negativa, el Observador actúa como un filtro elimina banda. Nótese que para frecuencias superiores a aproximadamente $\omega > 5\hat{\omega}_g$, el Observador presenta mayor atenuación que el DSOGI en lo que respecta a la detección de ambas secuencias. Esto significa que, con los autovalores seleccionados, el Observador presenta un mejor rechazo a la distorsión armónica de alta frecuencia, lo que asegura un buen THD en las estimaciones \hat{v}_p y \hat{v}_n obtenidas.

6.8. Resultados de simulación

En esta sección se simula el Observador y el controlador propuesto, aplicados a un sistema compuesto por un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana

a la crítica (3-19), cuyos parámetros se listan en la Tabla **6-1**. A fin de simular el sistema de la Fig. **6-1** en un escenario realista, se recrearon las características más importantes de un prototipo de inversor trifásico utilizando el paquete de simulación MATLAB®/SIMULINK®/*SimPowerSystems*™ [117]. El inversor, de potencia activa nominal P_N y tensión de fase nominal de salida $V_{g\phi}$, se simuló utilizando dispositivos IGBT conmutando a una frecuencia f_{pwm} , con un tiempo muerto de encendido t_D . En la Tabla **6-1** se encuentran los valores de las componentes del vector \mathbf{K} , de la ganancia de ajuste K_a , y de los parámetros $K_{p_{opt}}$ y $T_{r_{opt}}$ del PR óptimo [53], necesarios para implementar la estrategia de control de la Fig. **6-3**. ω_{lp} es la frecuencia de corte de un LPF de primer orden utilizado en el Estimador de frecuencia [ver Fig. **6-6(b)**]. Con propósitos de comparación, ω_{lp} se seleccionó igual a la frecuencia de corte Ω del FLL, [ver 6-7)].

El sistema completo de la Fig. **6-3**, fue simulado siguiendo una referencia de corriente $\vec{i}_{g_{ref}} = 0$. Mientras tanto, se produjeron variaciones en la tensión \vec{v}_g , a fin de evaluar el desempeño del Observador en lo que respecta a la estimación de las secuencias \vec{v}_p y \vec{v}_n de la red, y de la frecuencia fundamental de la red ω_g .

En [104] se propuso un observador para un VSI con filtro LCL, el cual permite estimar las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red. Los principales aspectos que diferencian a dicho observador del propuesto aquí son:

- 1-** Se construye en un marco de coordenadas rotante sincronizado con la tensión de la red;
- 2-** Se realiza la estimación de los estados en base a la medición de la corriente \vec{i}_i entregada por el inversor.

El observador propuesto en [104] fue implementado aquí, siguiendo los lineamientos especificados en [100, 104], utilizando los parámetros correspondientes al sistema simulado en esta sección (Tabla **6-1**). En lo que sigue, el Observador propuesto en este capítulo será identificado como “Obs”, mientras que

el observador propuesto en [104] será identificado como “ObsK”. Asimismo, el DSOGI-FLL fue implementado en el dominio discreto, reemplazando en el diagrama de bloques de la Fig. **6-2(b)**, los integradores de tiempo continuo por integradores de tiempo discreto [90]. Con propósitos de comparación, los tres sistemas fueron simulados operando en simultáneo.

En la Fig. **6-9(a)** se muestra la tensión trifásica de la red \vec{v}_{gabc} aplicada al sistema (las tensiones de fase están medidas respecto del centro de estrella del filtro LCL). Inicialmente, para $t < 0.17s$ la tensión de red aplicada está compuesta únicamente por una componente de secuencia positiva de frecuencia fundamental ω_{gN} y sin ningún contenido armónico extra. En $t = 0.17s$ se contaminó la red con una distorsión armónica $THD = 3.82\%$. Luego, en $t = 0.19s$ se produjo en la red una falla SAG tipo C, junto con una variación en la frecuencia de la red de $50Hz$ a $51Hz$. Una falla SAG de tipo C (conocida como falla de fase a fase), involucra el desfasaje y caída de tensión en dos de las fases de un vector de tensión trifásico, mientras que la tercer fase permanece inalterada [88]. La característica desbalanceada de esta falla, la hace útil para realizar la evaluación de los sistemas, en lo que respecta a la estimación tanto de \vec{v}_p como de \vec{v}_n .

En la Fig. **6-9(b)** se muestra la corriente \vec{i}_{gabc} inyectada a la red. Nótese que, luego de una variación transitoria provocada por la falla, la corriente es regulada rápidamente por el lazo principal de control, al valor de referencia $\vec{i}_{gref} = 0$. Para los dos observadores y el DSOGI-FLL, la Fig. **6-9(c)** muestra la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva $\hat{\vec{v}}_p$ y la Fig. **6-9(d)** su correspondiente magnitud $||\hat{\vec{v}}_p|| = \sqrt{\hat{v}_{p\alpha}^2 + \hat{v}_{p\beta}^2}$; la Fig. **6-9(e)** muestra la estimación de la componente fundamental de secuencia negativa $\hat{\vec{v}}_n$ y la Fig. **6-9(f)** su correspondiente magnitud $||\hat{\vec{v}}_n||$. Para comparar la calidad con que los tres sistemas estiman las secuencias de la red, en las Figs. **6-9(c)** y **6-9(e)** se indica la distorsión armónica de estado estacionario (para $t \gg 0.19s$) THD_O conseguida con “Obs”, THD_{OK} conseguida con “ObsK”, y THD_{DS} conseguida

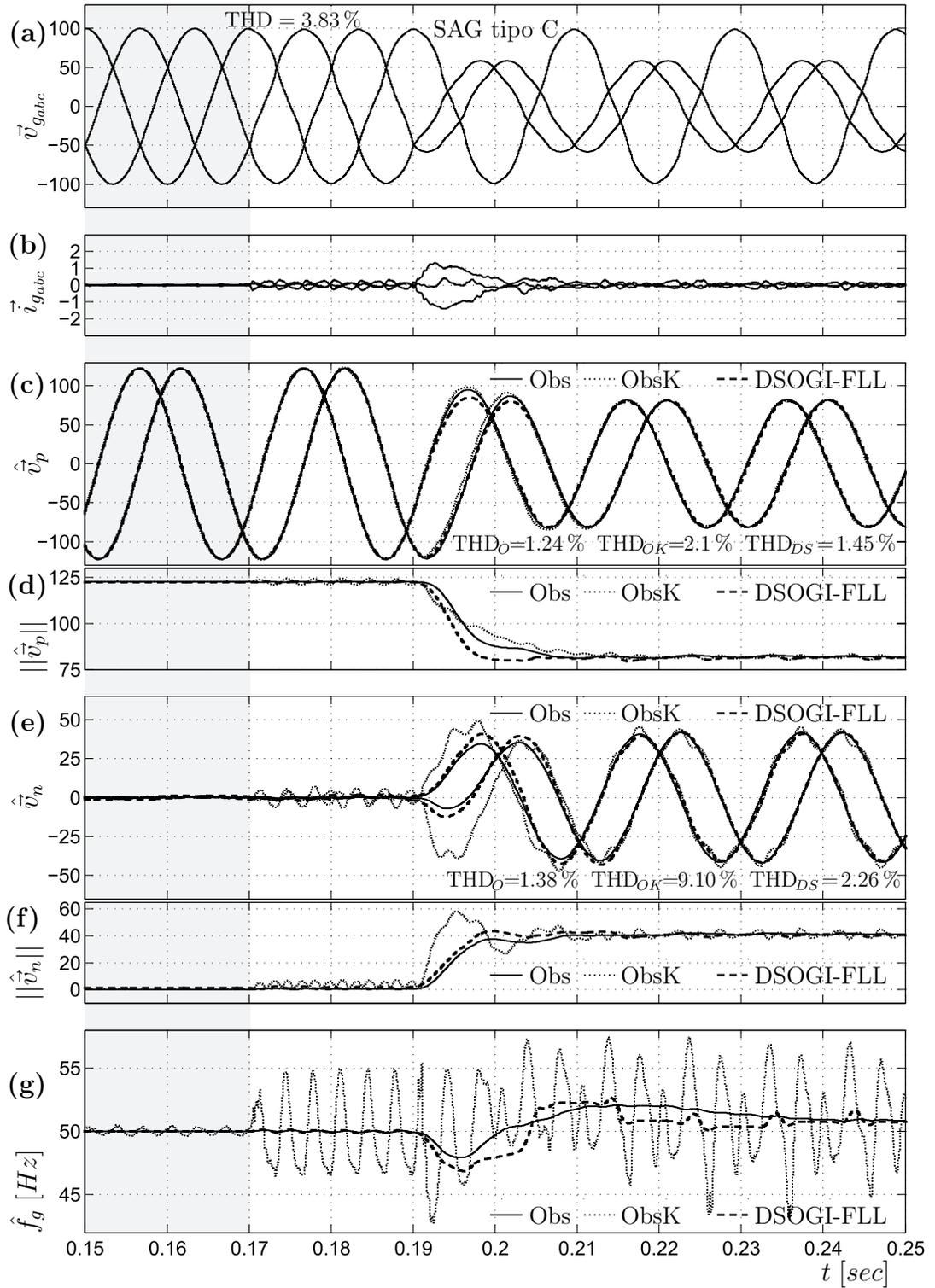


Figura 6-9.: Resultados de simulación. Comparación entre “Obs”, “ObsK” y el DSOGI-FLL. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) $\|\hat{v}_p\|$. (e) \hat{v}_n . (f) $\|\hat{v}_n\|$. (g) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$.

con el DSOGI-FLL. Nótese que con “Obs” se obtiene una estimación (de ambas secuencias) superior a la conseguida con el DSOGI-FLL, y notablemente superior a la obtenida con “ObsK”. La mejora respecto del DSOGI-FLL se debe a

que, como se mencionó en la Sec. 6.7, “Obs” presenta un mejor rechazo a la distorsión armónica de alta frecuencia que el DSOGI-FLL (ver diagramas de Bode, Fig. 6-8). Además, se debe a que la estimación de la frecuencia fundamental de la red \hat{f}_g obtenida con el DSOGI-FLL resulta más perturbada por la distorsión armónica que la obtenida con “Obs”, lo que afecta la calidad con que el DSOGI-FLL estima las secuencias \hat{v}_p y \hat{v}_n . Para comprobar esta última afirmación, la Fig. 6-9(g) muestra la estimación $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$ obtenida por los tres sistemas. Nótese que la \hat{f}_g obtenida con “Obs” se muestra menos afectada por la distorsión armónica de la red que la obtenida con el DSOGI-FLL. Por otro lado, la \hat{f}_g obtenida con “ObsK” se muestra fuertemente perturbada por la distorsión armónica de la red. Por último, obsérvese que la estimación \hat{f}_g obtenida con “Obs” presenta un tiempo de establecimiento similar al obtenido con el DSOGI-FLL.

Con el fin de evaluar el comportamiento del sistema frente a una red altamente distorsionada, la Fig. 6-10 muestra los resultados de simulación en los cuales se compara “Obs” con el DSOGI-FLL para una tensión trifásica \vec{v}_{gabc} contaminada con una distorsión armónica total THD = 10.4% (compuesta por 7% de 5^o armónico, 5% de 7^o, 4% de 10^o, 3% de 13^o, 2% de 17^o y 2% de 19^o) [ver Fig. 6-10(a)]. Para esta elevada distorsión armónica, como lo demuestra el THD incluido en la figura, es más evidente que las estimaciones obtenidas con el DSOGI-FLL resultan más distorsionadas que las obtenidas con “Obs”.

6.8.1. Análisis de robustez

En esta sección se analiza la robustez del sistema completo de control de la Fig. 6-3, frente a variaciones de los parámetros del filtro LCL. Sean L_i^{nom} , L_g^{nom} y C^{nom} los valores nominales de diseño de los parámetros L_i , L_g y C , para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). Cuando los valores reales de estos parámetros difieren de los valores nominales de diseño, el sistema puede volverse inestable. Para una dada variación en

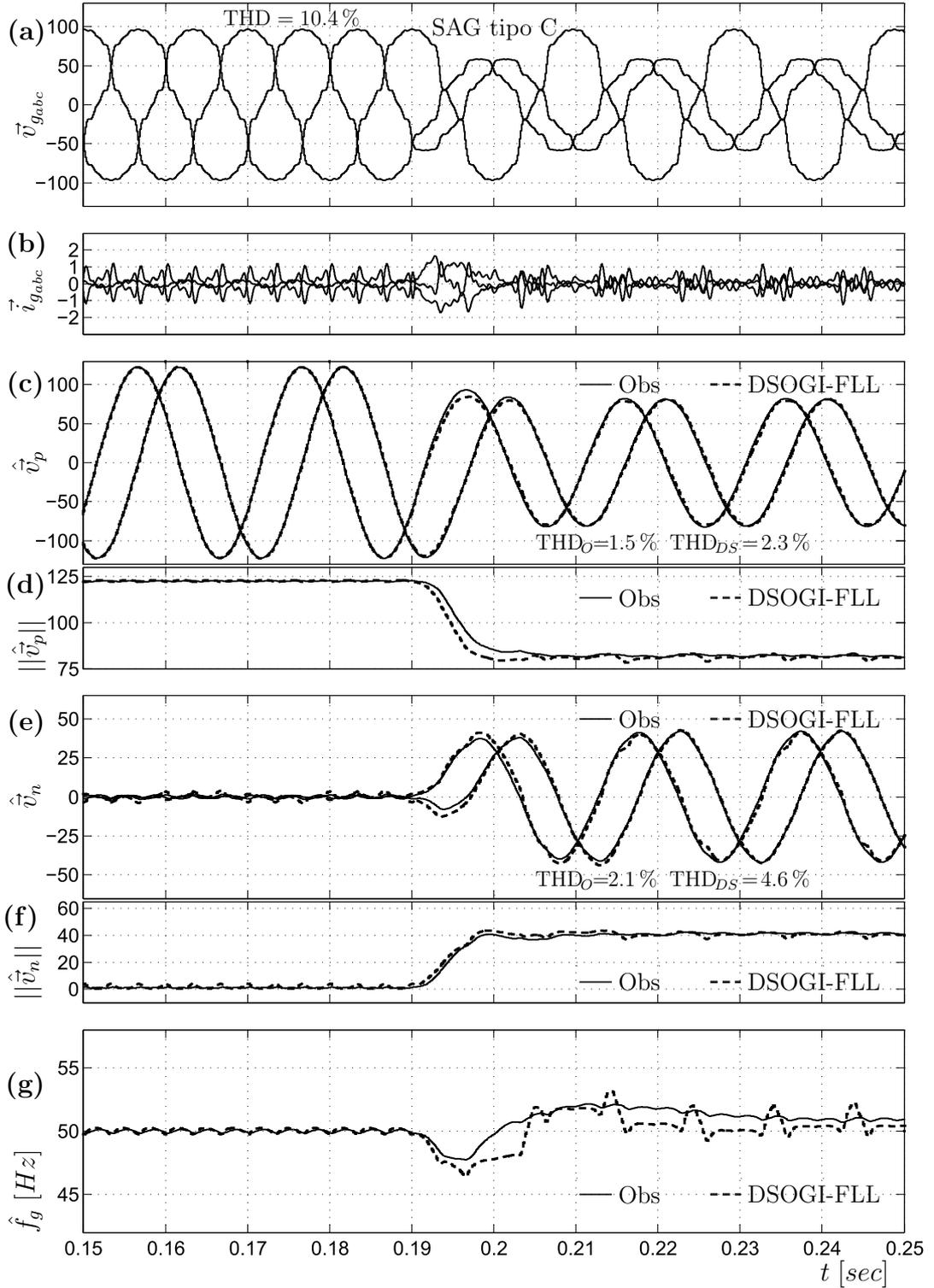


Figura 6-10.: Resultados de simulación. Comparación entre “Obs” y el DSOGI-FLL para una red altamente distorsionada. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) $\|\hat{v}_p\|$. (e) \hat{v}_n . (f) $\|\hat{v}_n\|$. (g) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$.

L_i , L_g y C , la función de transferencia $\vec{i}_g/\vec{i}_{gref}|_{\hat{\omega}_g=\omega_{gN}}$ del sistema de la Fig. 6-3 será estable si todos sus polos se encuentran dentro del círculo unitario.

Un filtro LCL puede ser caracterizado por los parámetros ω_{res}^L y L_T [ver (5-

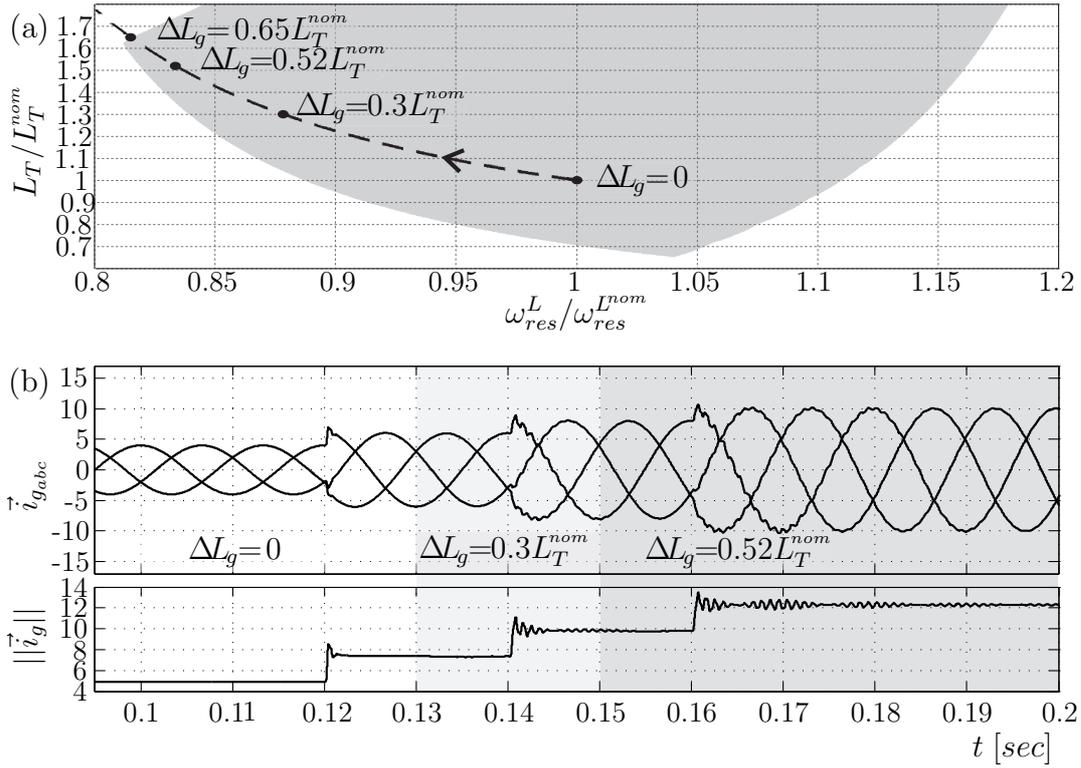


Figura 6-11.: Análisis de robustez. (a) Región de estabilidad. (b) Respuesta escalón para $\Delta L_g = 0$, $\Delta L_g = 0.3L_T^{nom}$ y $\Delta L_g = 0.52L_T^{nom}$.

6), Capítulo 3, Sección 5.3.2]. Las variaciones en los parámetros L_i , L_g y C pueden ser mapeadas a variaciones correspondientes en los parámetros ω_{res}^L y L_T , con respecto a sus valores nominales $\omega_{res}^{L^{nom}} = \sqrt{L_T^{nom}/(L_i^{nom}L_g^{nom}C^{nom})}$ y $L_T^{nom} = (L_i^{nom} + L_g^{nom})$. La región sombreada que se muestra en la Fig. 6-11(a) corresponde a los valores normalizados $\{\omega_{res}^L/\omega_{res}^{L^{nom}}; L_T/L_T^{nom}\}$ para los cuales el sistema de la Fig. 6-3 es estable, para los parámetros que se listan en la Tabla 6-1. Dicha región fue obtenida calculando la magnitud de los polos correspondientes a la función de transferencia $\vec{i}_g/\vec{i}_{g,ref}|_{\hat{\omega}_g=\omega_{gN}}$ del sistema de la Fig. 6-3. Esto se llevó a cabo para cada par de valores ω_{res}^L y L_T de la Planta (6-4), verificándose en cada caso si la magnitud de todos los polos resultaba menor que uno. En efecto, para cada par, el sistema es estable si se verifica que la magnitud de cada uno de sus polos es menor que la unidad. Usualmente, la impedancia de la red es de naturaleza inductiva, lo cual incrementa el valor efectivo de L_g [116]. La línea de trazos en la Fig. 6-11(a) indica los puntos correspondientes a un incremento en L_g , mientras L_i y C permanecen en sus valores nominales de diseño. Puede verse

que el sistema es lo suficientemente robusto para mantener la estabilidad frente a una incremento en L_g de hasta $\Delta L_g = 0.65L_T^{nom}$ con respecto a su valor nominal de diseño. Dicho incremento representa una variación en la inductancia de la red de 8.27 % en valores por unidad (pu), para el sistema cuyos valores nominales se listan en la Tabla **6-1**. La robustez ha sido corroborada mediante la simulación del sistema de la Fig. **6-3** (con $\vec{\delta} = 0$), para diferentes valores de ΔL_g . En la Fig. **6-11(b)** se muestra la corriente trifásica \vec{i}_{gabc} inyectada a la red, y su magnitud $\|\vec{i}_g\| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$, obtenida en dicha simulación. Se aplicó una referencia de corriente \vec{i}_{gref} en fase con la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red. Inicialmente, en $t < 0.13s$, la simulación se comenzó con $\Delta L_g = 0$ ($L_g = L_g^{nom}$). En los instantes $t = 0.13s$ y $t = 0.15s$ la inductancia de la red se incrementó en $\Delta L_g = 0.3L_T^{nom}$ y $\Delta L_g = 0.52L_T^{nom}$ (cerca del límite de estabilidad) respectivamente. Para cada valor de inductancia, se aplicó un incremento de 2A (pico) en \vec{i}_{gref} , con el fin de evaluar al respuesta escalón del sistema. Se puede observar que a medida que la inductancia se incrementa, el sistema permanece estable, aunque su respuesta se degrade.

6.9. Resultados experimentales

En esta sección se presentan resultados experimentales obtenidos a partir de la implementación práctica del Observador propuesto en este capítulo, utilizado en la estrategia de control de la Fig. **6-3**. Estos resultados fueron obtenidos utilizando un prototipo experimental de VSI trifásico con filtro LCL, construido con dispositivos IGBT IRG4PH50UD [134] y conectado a la red de distribución a través de un transformador en configuración Y/ Δ . Las principales características de este prototipo se describen en el Apéndice B. El Observador y el controlador fueron implementados en un DSP de punto fijo TMS320F2812. La obtención de estos resultados requirió generar intencionalmente en la tensión de la red, una falla desbalanceada SAG de tipo C, y una falla simétrica SAG

de tipo A [88]. Los mecanismos utilizados en la práctica para generar dichas fallas, se describen en la Sección B.2 del Apéndice B. Para generar los gráficos experimentales presentados en esta sección, los datos correspondientes a mediciones de corrientes y tensiones trifásicas fueron adquiridos utilizando la memoria interna de un osciloscopio digital, mientras que los datos correspondientes a variables estimadas por el Observador fueron adquiridos utilizando la memoria interna del DSP.

En el apartado 6.9.1 de esta sección, se presentan algunos resultados obtenidos para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.1819\omega_s$, cercana a la crítica $\omega_{crit} = \omega_s/6 \approx 0.17\omega_s$ (3-19), mientras que en el apartado 6.9.2 se presentan resultados para el caso de un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.143\omega_s < \omega_{crit}$.

6.9.1. Frecuencia de resonancia cercana a la crítica

En este apartado, se presentan los resultados experimentales obtenidos para un sistema compuesto por un filtro LCL con frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.1819\omega_s$, cercana a la crítica (3-19), el cual fue analizado y simulado en las Secciones 6.7 y 6.8, y cuyos parámetros se listan en la Tabla **6-1**.

En primera instancia, a fin de corroborar experimentalmente los resultados de simulación obtenidos en la Fig. **6-9**, se implementa en la práctica el sistema de la Fig. **6-3**, siguiendo una referencia de corriente $\vec{i}_{gref} = 0$ (inyección de corriente cero), en el momento en que se produce una falla SAG tipo C en la tensión de la red [ver Apéndice B, Sección B.2.1]. Con propósitos de comparación, el DSOGI-FLL se implementa en simultáneo con el Observador. Adicionalmente, el test de inyección de corriente cero fue repetido para el caso en que se produce una falla SAG tipo A en la tensión de la red [ver Apéndice B, Sección B.2.2]. En una segunda experiencia, se comprueba experimentalmente la eficacia del sistema de la Fig. **6-3**, cuando se lo utiliza para implementar una estrategia de inyección de potencia a la red, apta para una red en condición de falla. En

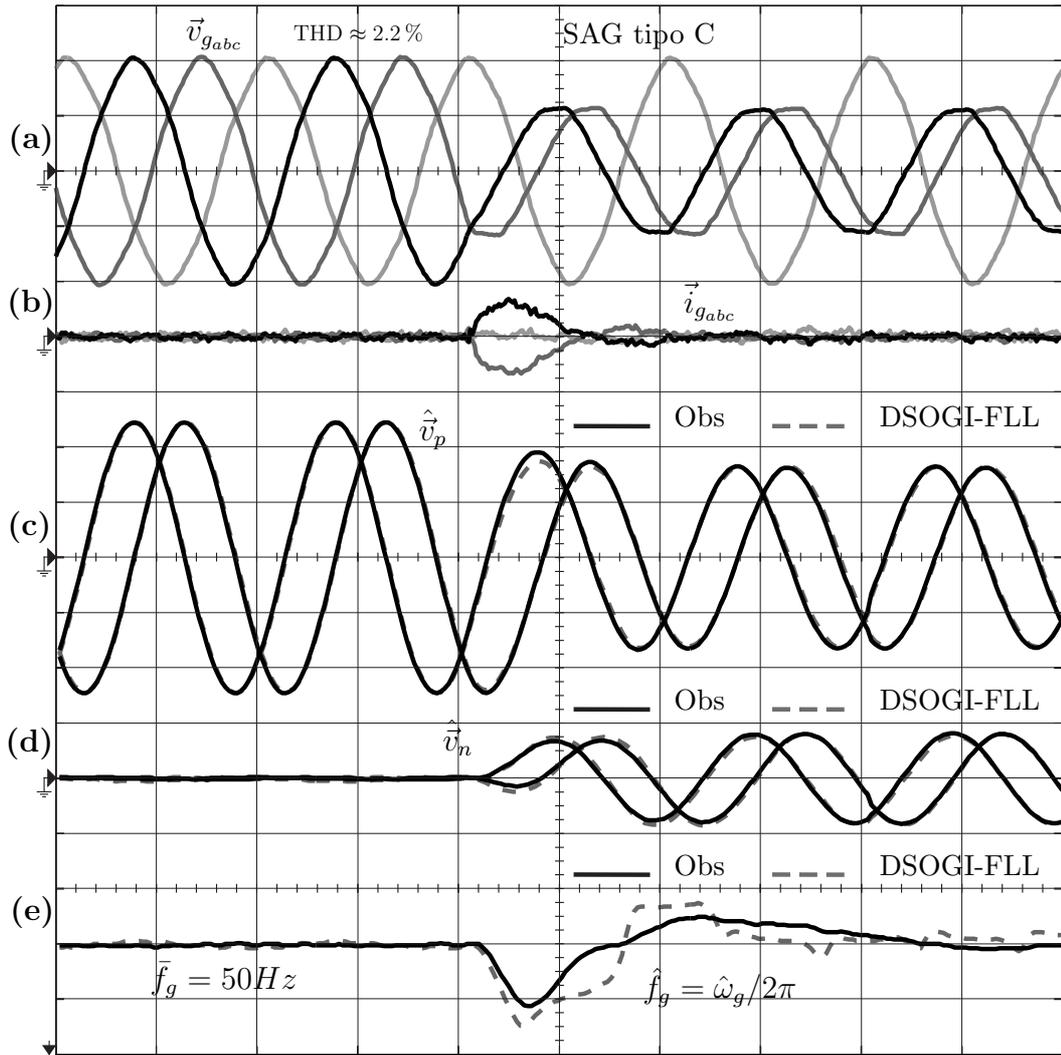


Figura 6-12.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). Inyección de corriente cero por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo C en la tensión de la red. Comparación entre “Obs” y el DSOGI-FLL. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) \hat{v}_n . (e) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Escala vertical: 50V/div, 2A/div, 2Hz/div. Escala horizontal: 10ms/div.

una tercer experiencia realizada para este caso de frecuencia de resonancia, se evalúa experimentalmente la robustez del sistema de control de la Fig. 6-3.

Inyección de corriente cero

La Fig. 6-12(a) muestra la medición de la tensión de la red \vec{v}_{gabc} aplicada al sistema, la cual se encuentra contaminada con una distorsión armónica $THD \approx 2.2\%$. La captura muestra el instante en que se produjo en la red una falla SAG tipo C. En la Fig. 6-12(b) se muestra la corriente \vec{i}_{gabc} inyectada a la red. Nótese que al igual que en la simulación [ver Fig. 6-9(b)], luego de una

variación transitoria provocada por la falla, la corriente es regulada rápidamente por el lazo principal de control, al valor de referencia $\vec{i}_{gref} = 0$. La Fig. **6-12(c)** muestra la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva de la red \hat{v}_p . La línea llena corresponde a la estimación obtenida con el Observador propuesto (“Obs”) y la línea de trazos corresponde a la estimación obtenida con el DSOGI-FLL. Asimismo, para los dos sistemas, en la Fig. **6-12(d)** se muestra la estimación de la componente fundamental de secuencia negativa de la red \hat{v}_n , y en la Fig. **6-12(e)** se muestra la estimación de la frecuencia fundamental de la red $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Estos resultados confirman los resultados de simulación obtenidos en la Sec. 6.8. Se verifica experimentalmente que el Observador propuesto estima las secuencias positiva y negativa de la tensión de la red con una calidad similar a la obtenida con el DSOGI-FLL. Se confirma que “Obs” provee una estimación \hat{f}_g con un tiempo de establecimiento similar al obtenido con el FLL, y menos afectada por la distorsión armónica de la red.

La Fig. **6-13** muestra las mismas formas de onda de la Fig. **6-12**, pero para el caso en que se produce en la red una falla SAG tipo A con una caída de tensión del 50 % de su valor inicial. Los resultados son similares a los obtenidos para la falla SAG tipo C.

Inyección de potencia a la red

Las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de red, estimadas con el Observador propuesto, pueden ser utilizadas en el bloque “Generador Ref.” de la Fig. **6-3**, para construir diversas referencias de corriente aptas para ser implementadas ante una red en condición de falla [88]. En este trabajo, la referencia de corriente \vec{i}_{gref} se construirá utilizando la siguiente ley de control propuesta en [88]:

$$\vec{i}_{gref} = \bar{P} \left(\frac{\hat{v}_p[k] - \hat{v}_n[k]}{\|\hat{v}_p[k]\|^2 - \|\hat{v}_n[k]\|^2} \right) + \bar{Q} \left(\frac{\hat{v}_{p\perp}[k] + \hat{v}_{n\perp}[k]}{\|\hat{v}_p[k]\|^2 + \|\hat{v}_n[k]\|^2} \right), \quad (6-30)$$

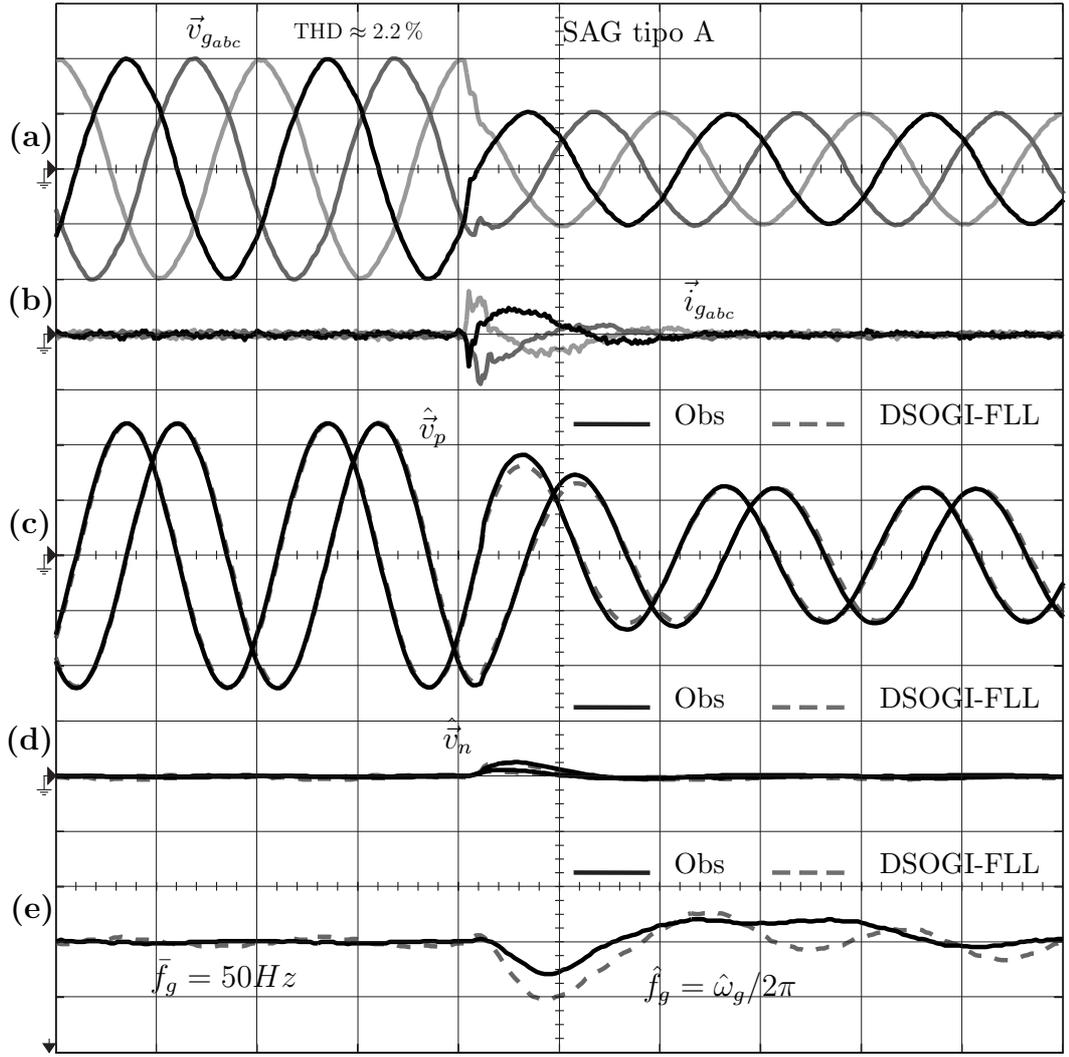


Figura 6-13.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). Inyección de corriente cero por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo A en la tensión de la red. Comparación entre “Obs” y el DSOGI-FLL. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) \hat{v}_n . (e) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Escala vertical: 50V/div, 2A/div, 2Hz/div. Escala horizontal: 10ms/div.

donde $\hat{v}_{p\perp} = j\hat{v}_p$ y $\hat{v}_{n\perp} = j\hat{v}_n$. \bar{P} y \bar{Q} son respectivamente los valores promedio de la potencia activa P y reactiva Q que desean suministrarse a la red. La ley de control (6-30) permite inyectar a la red potencia activa sin ripple, con lo que se elimina el ripple de frecuencia $2\omega_g$ en la potencia extraída del bus de continua [88]. En la Fig. 6-14 se muestran los resultados experimentales obtenidos utilizando esta ley de control cuando se produce en la red una falla SAG tipo C. La Fig. 6-14(a) muestra la tensión \vec{v}_{gabc} en el momento en que se generó la falla en la red. La Fig. 6-14(b) muestra la corriente \vec{i}_{gabc} , y la Fig. 6-14(c) muestra las potencias instantáneas P y Q suministradas a la red. Para limitar

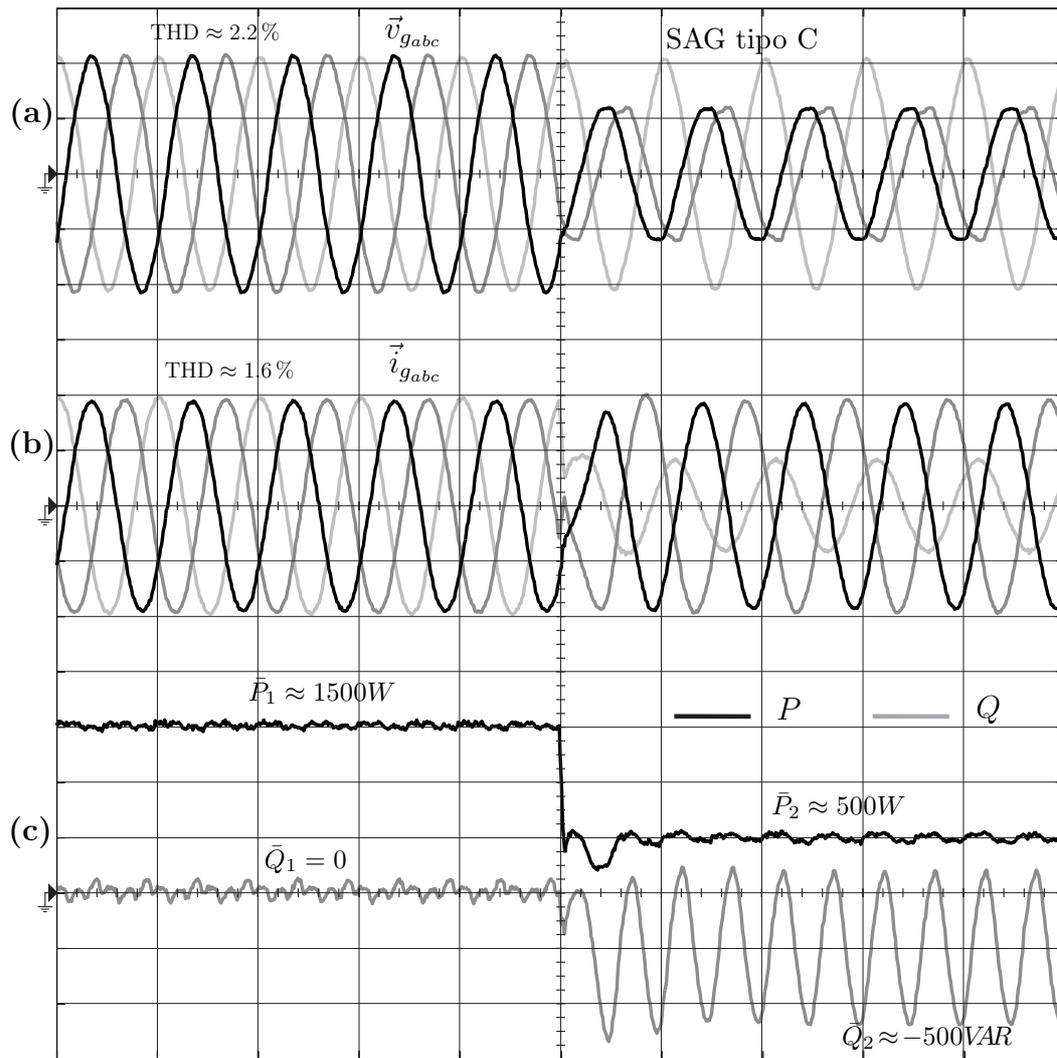


Figura 6-14.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). Inyección de potencia por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo C en la tensión de la red. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) P, Q . Escala vertical: $50V/div$, $5A/div$, $500W/div$, $500VA/div$. Escala horizontal: $20ms/div$.

las corrientes pico por fase a $i_{max} = 10A$ en estado estacionario, los valores de las referencias de potencia promedio se configuraron de modo que el sistema suministre $\bar{P} = 1500W$ y $\bar{Q} = 0$ en condición normal de operación, e inyecte $\bar{P} = 500W$ y $\bar{Q} = -500VAR$ en condición de falla. Nótese que antes de la falla, el sistema suministra a la red potencia activa P con valor promedio igual a la referencia deseada y sin ripple de frecuencia $2\omega_g$ (solo se observa un reducido ripple de alta frecuencia). Se puede observar que la corriente \vec{i}_{gabc} tiene una distorsión armónica $THD \approx 1.6\%$, inferior a la distorsión armónica de la tensión de la red, lo cual confirma la habilidad del sistema en cuanto al rechazo a la

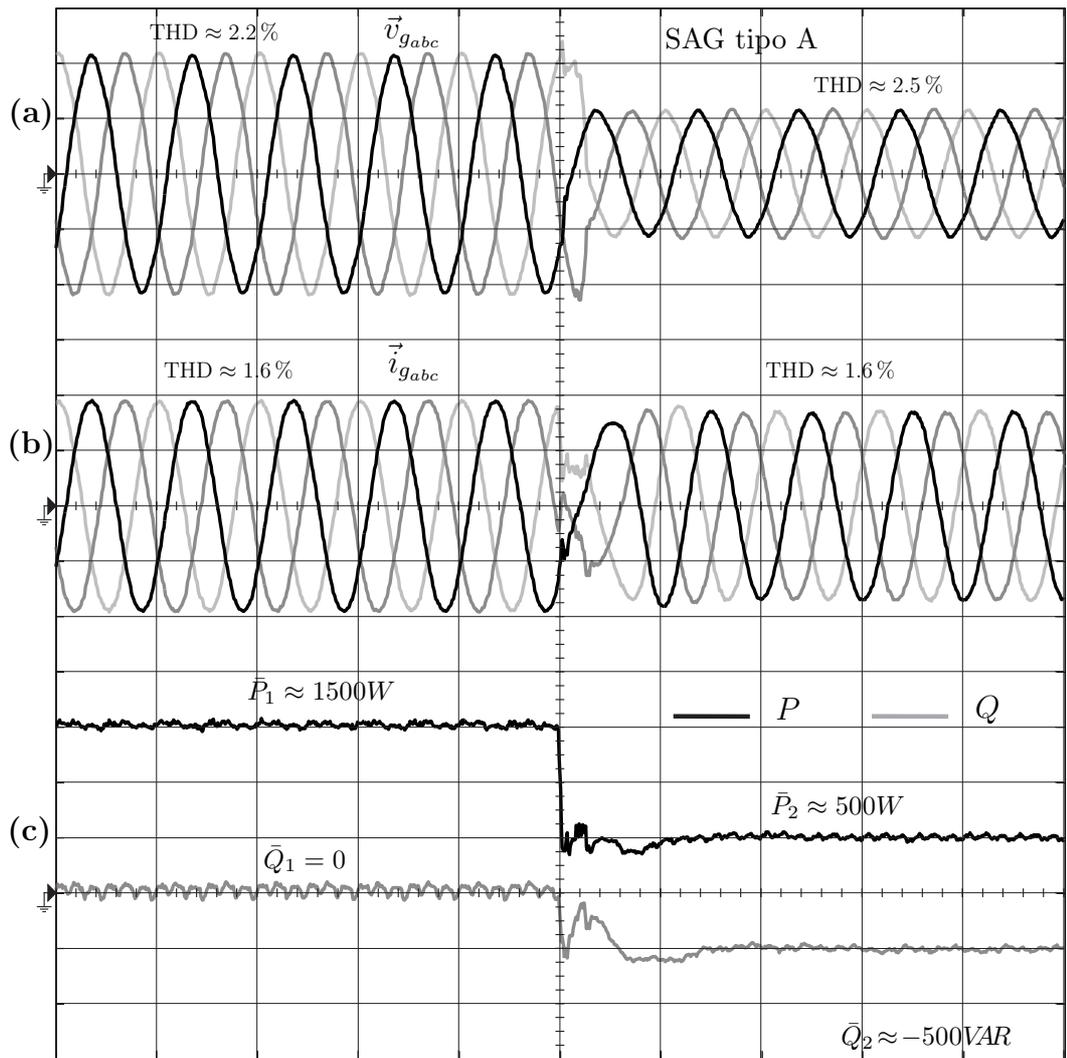


Figura 6-15.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). Inyección de potencia por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo A en la tensión de la red. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) P , Q . Escala vertical: $50V/div$, $5A/div$, $500W/div$, $500VA/div$. Escala horizontal: $20ms/div$.

distorsión armónica. Cuando la falla ocurre el sistema de control acomoda rápidamente la corriente inyectada a la red, para suministrar las nuevas referencias de potencia requeridas. Aunque en condición de falla, se observe una inyección de potencia reactiva con un elevado ripple de segundo armónico, el sistema sigue cumpliendo efectivamente con la condición de inyectar potencia activa sin ripple. La ausencia de ripple de frecuencia $2\omega_g$ comprueba la efectividad del Observador propuesto en cuanto a la estimación precisa de las componentes \hat{v}_p y \hat{v}_n de la tensión de la red.

La Fig. 6-15 muestra las mismas formas de onda de la Fig. 6-14, pero para

el caso en que se produce en la red una falla SAG tipo A. Nótese que frente a esta falla, el sistema es capaz de inyectar a la red tanto potencia activa como potencia reactiva sin ripple de frecuencia $2\omega_g$.

Evaluación experimental de la robustez

La robustez del sistema de control de la Fig. **6-3**, analizada en la Sección 6.8.1 para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla **6-1**), pudo ser corroborada experimentalmente mediante la adición de un inductor de línea de inductancia $\Delta L_g = 0.52L_T^{nom}$ en serie con el inductor del filtro LCL del lado de la red (de inductancia L_g). El inductor de línea adicionado representa un incremento en la inductancia de 6.62% pu. En primera instancia se ensayó la respuesta escalón del sistema para $\Delta L_g = 0$ ($L_g = L_g^{nom}$). Para dicho ensayo, en la Fig. **6-16(a)** se muestra la corriente trifásica \vec{i}_{gabc} inyectada a la red, y su magnitud $||\vec{i}_g|| = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$. La captura muestra el instante en que se produce una variación en la magnitud de la referencia de corriente de 7.5 a 10A (pico). En segunda instancia, el ensayo fue repetido luego de la adición del inductor de línea. Los correspondientes resultados obtenidos se muestran en la Fig. **6-16(b)**. En concordancia con el análisis de robustez presentado en la Sección 6.8.1, se puede observar en la Fig. **6-16** que la respuesta obtenida cuando $\Delta L_g = 0.52L_T^{nom}$ resulta menos amortiguada con respecto a la obtenida cuando $\Delta L_g = 0$. Por otra parte, se pudo comprobar experimentalmente que el sistema es lo suficientemente robusto para conservar la estabilidad a pesar de la inductancia agregada.

6.9.2. Baja frecuencia de resonancia

Resulta de interés, comprobar que la propuesta es válida para ser aplicada en el caso de un filtro que se encuentre en la región de baja frecuencia de resonancia ($\omega_{res}^L < \omega_{crit}$) [ver Capítulo 3, Sección 3.3.2]. En esta sección se presenta una serie de resultados experimentales obtenidos para el caso de un filtro con una

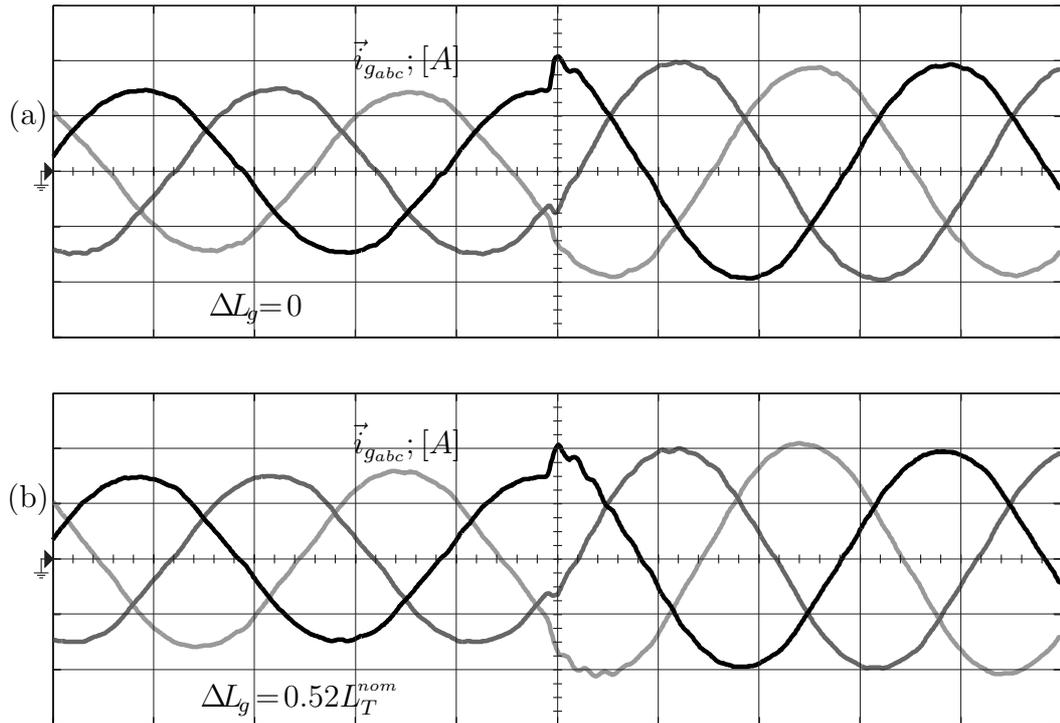


Figura 6-16.: Evaluación experimental de la robustez, para el caso de un filtro LCL con frecuencia de resonancia cercana a la crítica (Tabla 6-1). (a) Respuesta escalón para $\Delta L_g = 0$. (b) Respuesta escalón para $\Delta L_g = 0.52L_T^{nom}$. Escala vertical: $5A/div$. Escala horizontal: $5ms/div$

frecuencia de resonancia $\omega_{res}^L = 0.143\omega_s < \omega_{crit}$. Los parámetros del sistema, del controlador y del Observador utilizados en este caso, se listan en la Tabla 6-2.

Inyección de corriente cero

Para el caso de baja frecuencia de resonancia, en la Fig. 6-17 se muestra el instante en que se produce un falla SAG tipo C en la tensión de la red, mientras la corriente inyectada a la red es regulada mediante el sistema de control de la Fig. 6-3, a un valor de referencia $\vec{i}_{gref} = 0$. Esta figura, repite la experiencia realizada en la Sección 6.9.1 [ver Fig. 6-12], para el caso de frecuencia de resonancia cercana a la crítica. La única diferencia apreciable entre ambos ensayos, es que en el caso de baja frecuencia de resonancia, la oscilación transitoria en la corriente \vec{i}_{gabc} (provocada por la falla) tarda un breve tiempo más en extinguirse [comparar la Fig. 6-17(b) con la Fig. 6-12(b)]. Esto se

debe a que para el caso de baja frecuencia de resonancia, se seleccionó para la Planta Modificada una frecuencia de resonancia menor y más alejada del valor $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$. En efecto, la selección de $\omega_{res}^H = 0.36\omega_s$ proveería una mejor respuesta dinámica del sistema de control de la Fig. **6-3**. Sin embargo, a fin de limitar la acción de control es preciso seleccionar para la Planta Modificada una frecuencia de resonancia menor, cuanto menor sea la frecuencia de resonancia ω_{res}^L de la Planta [esta cuestión se analiza en el Capítulo 5, Sección 5.2.3].

Inyección de potencia (con y sin estimación de la perturbación)

Para el caso de baja frecuencia de resonancia, la captura de la Fig. **6-18** muestra el instante en que se produce en la red una falla SAG tipo C, cuando se utiliza la ley de control (6-30) para regular la inyección de potencia a la red. Esta figura corresponde a la repetición de la experiencia realizada en la Sección 6.9.1 [ver Fig. **6-14**], para el caso de frecuencia de resonancia cercana

Tabla 6-2.: Parámetros del VSI con filtro LCL, del Observador, del controlador propuesto y del DSOGI-FLL. Sistema con baja frecuencia de resonancia.

Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
L_g	$2.04mH$	L_i	$2.28mH$
C	$18\mu F$	ω_{res}^L/ω_s	0.143
ω_{gN}	$2\pi \cdot 50rad/s$	T_s	$125\mu s$
$\lambda_{ob1,2}$	$e^{(-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}T_s}$	λ_{ob3}	$e^{-40\omega_{gN}T_s}$
$\lambda_{ob4,5}$	$e^{(-0.1 \pm j)(1/\sqrt{CL_i})T_s}$	l_1	0.559
l_2	-6.864	l_3	0.258
$l_{4,5}$	$-0.342 \pm j0.035$	$k_s; \Omega$	$\sqrt{2}; 100$
V_{bus}	400V	$t_D; \rho$	$1\mu s; 2A$
V_I	2.78V (Typ.)	V_D	2.5V (Typ.)
$V_{g\phi}; P_N$	70.7V _{rms} ; 1.5kW	f_{pwm}	8kHz
ω_{lp}	100 rad/s	$\omega_g^{mi}; \omega_g^{ma}$	$2\pi \cdot 47rad/s; 2\pi \cdot 53rad/s$
k_1	-1.865	k_2	43.861
k_3	-1.292	k_4	-43.861
ω_{res}^H/ω_s	0.3	K_a	3.457
K_{popt}	$\omega_s L_T / 12 = 18.096$	$T_{r_{opt}}$	$120/\omega_s = 2.387ms$

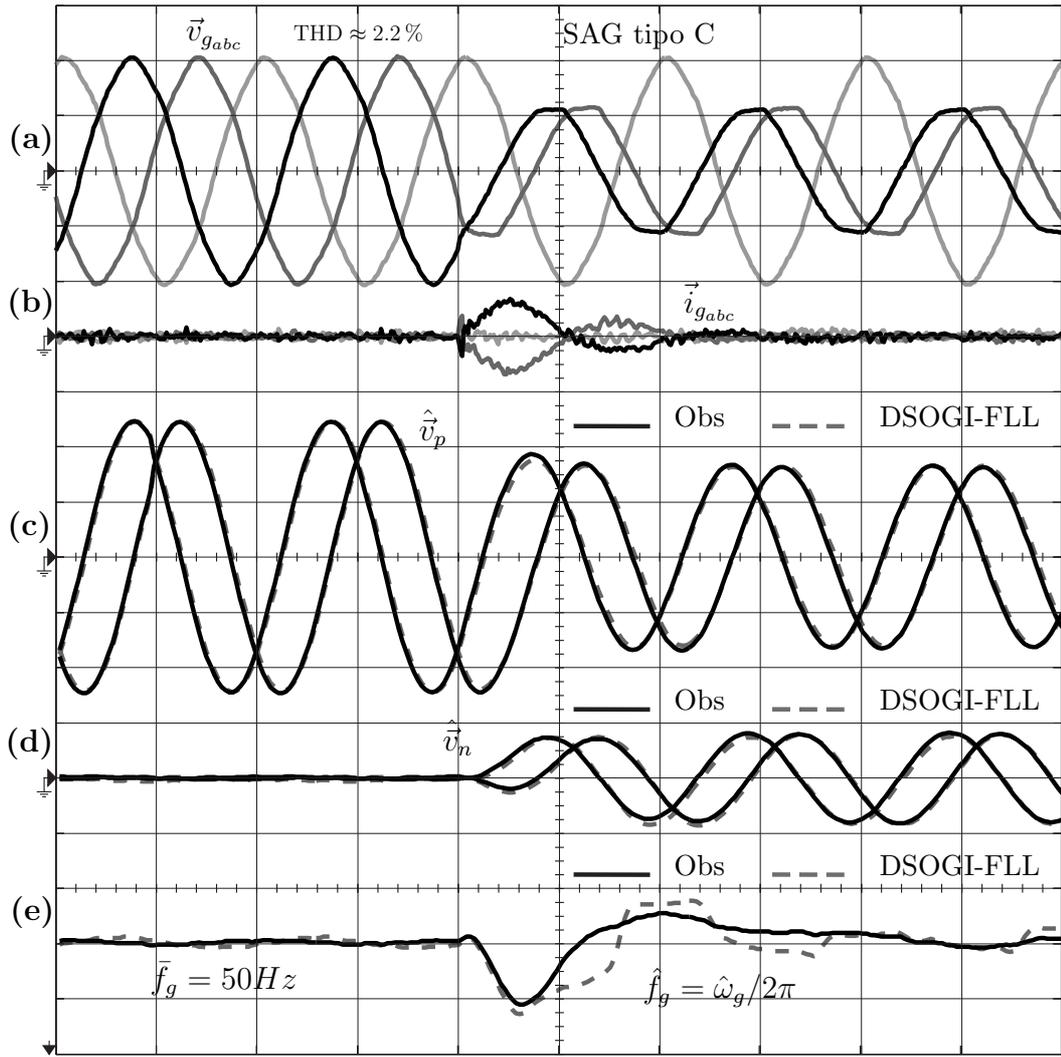


Figura 6-17.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con baja frecuencia de resonancia. Inyección de corriente cero por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo C en la tensión de la red. Comparación entre “Obs” y el DSOGI-FLL. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) \hat{v}_n . (e) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Escala vertical: 50V/div, 2A/div, 2Hz/div. Escala horizontal: 10ms/div.

a la crítica. Como puede verse, para los dos casos de frecuencia ensayados se obtienen resultados similares. La Fig. 6-18 demuestra que la estrategia de control sin medición de la tensión de la red propuesta en este capítulo, es válida para controlar la inyección de potencia a la red por un VSI con filtro LCL de baja frecuencia de resonancia.

En la Sección 6.5.2, se explicó como se implementa una compensación del efecto de la perturbación $\vec{\delta}$, mediante la adición al modelo del Observador [ver Fig. 6-6], de la estimación $\hat{\vec{\delta}}$ obtenida a partir de (6-20). Para mostrar el efecto que produce dicha compensación, en la Fig. 6-19 se repite la experiencia de la

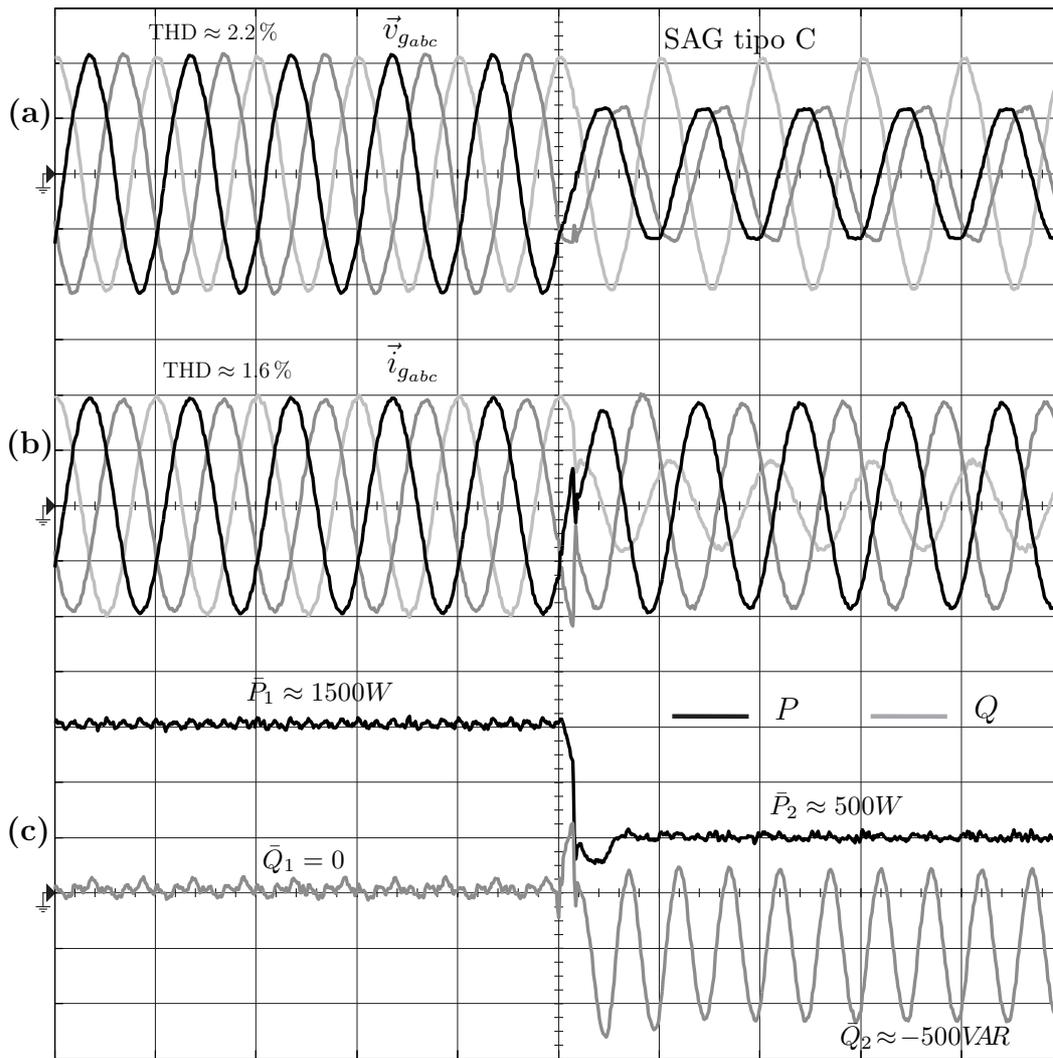


Figura 6-18.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con baja frecuencia de resonancia, “con” compensación $\hat{\delta}$. Inyección de potencia por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo C en la tensión de la red. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) P, Q . Escala vertical: $50V/div$, $5A/div$, $500W/div$, $500VA/div$. Escala horizontal: $20ms/div$.

Fig. 6-18, pero esta vez sin incluir la estimación $\hat{\delta}$ en el modelo del Observador. En esta ocasión, cuando el sistema se encuentra operando en condición de falla es notoria la aparición de una componente de ripple de frecuencia $2\omega_g$ en la potencia activa suministrada a la red [comparar la Fig. 6-18(c) con la Fig. 6-19(c)]. Esto se debe a que, al no incluir la estimación $\hat{\delta}$ en el modelo del Observador, aparece un error en la estimación de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red. Este error provoca

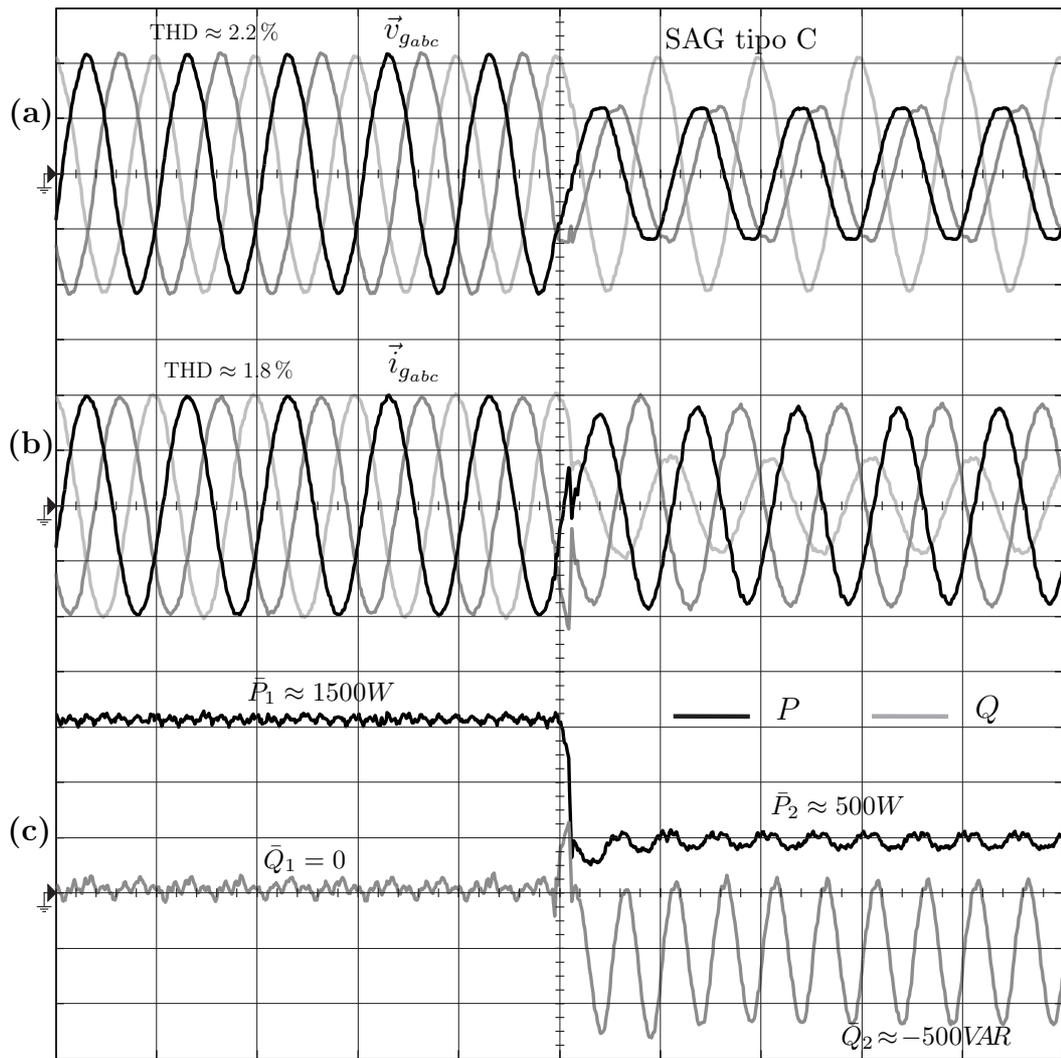


Figura 6-19.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con baja frecuencia de resonancia, “sin” compensación $\hat{\delta}$. Inyección de potencia por el sistema de la Fig. 6-3 para una falla SAG tipo C en la tensión de la red. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) P , Q . Escala vertical: $50V/div$, $5A/div$, $500W/div$, $500VA/div$. Escala horizontal: $20ms/div$.

que en condición de falla la ley de control (6-30) no pueda cancelar de manera exacta el ripple en la potencia activa suministrada a la red [88].

Escalón de frecuencia

La Fig. 6-20 muestra las mismas formas de onda de la Fig. 6-17, pero en este caso no se produce una falla en la red. Aquí, se realiza una experiencia diferente, con el fin de evaluar la respuesta del Estimador de frecuencia [ver Fig. 6-6(b)], propuesto en la Sección 6.5.4. Mientras la corriente inyectada a

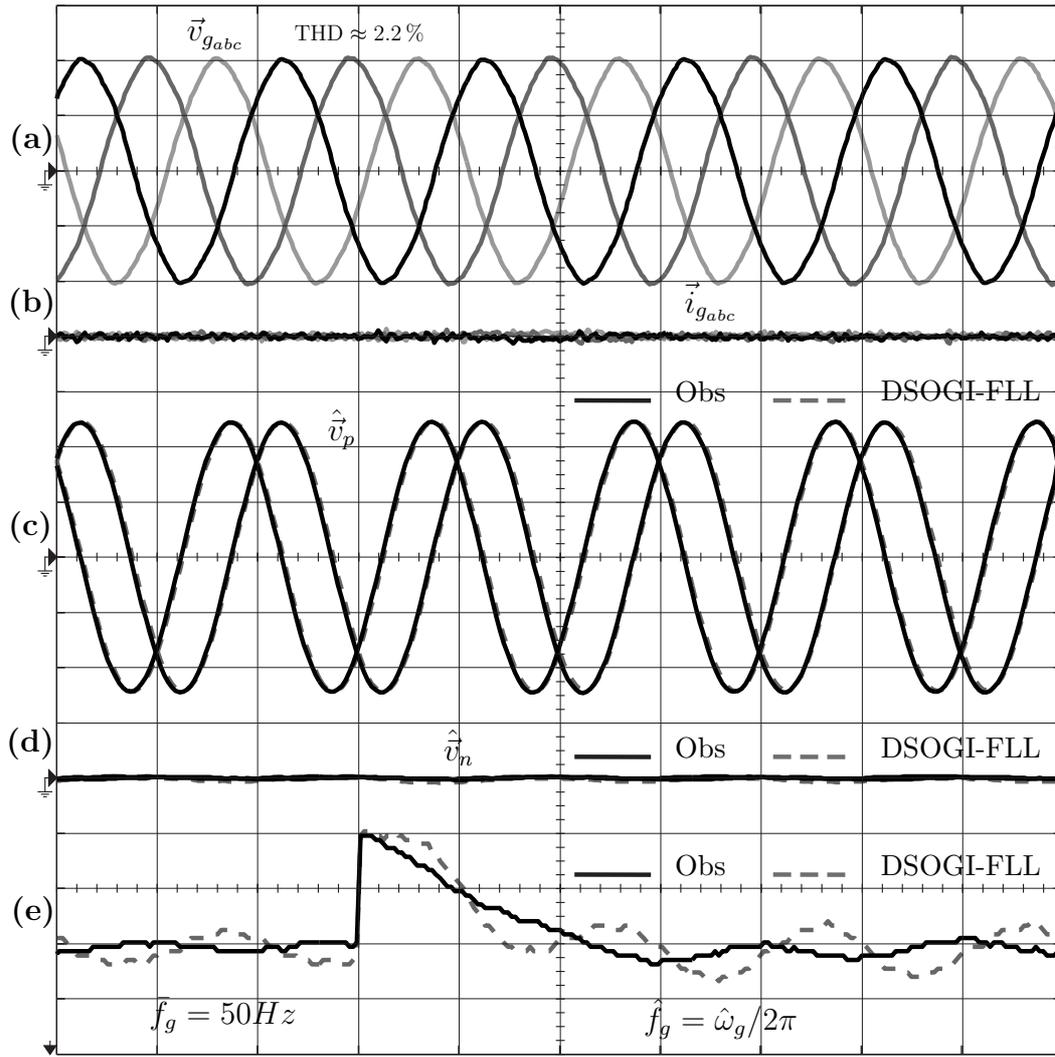


Figura 6-20.: Resultados experimentales. Escalón de $1Hz$ aplicado a la estimación de la frecuencia. Comparación entre “Obs” y el DSOGI-FLL. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) \hat{v}_n . (e) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Escala vertical: $50V/div$, $2A/div$, $500mHz/div$. Escala horizontal: $10ms/div$.

la red [Fig. 6-20a] es regulada a un valor de referencia $\vec{i}_{gref} = 0$, la Fig. 6-20e muestra el instante en que se genera intencionalmente una variación escalón de $1Hz$ en el valor de la frecuencia estimada $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$ con el mecanismo de estimación propuesto aquí (“Obs”). Con propósitos de comparación, la misma variación fue aplicada a la estimación de la frecuencia obtenida con el DSOGI-FLL. Se confirma que la estimación \hat{f}_g obtenida con “Obs” presenta un tiempo de establecimiento similar al obtenido con el DSOGI-FLL, y la \hat{f}_g obtenida con “Obs” se muestra menos afectada por la distorsión armónica. Nótese que el escalón aplicado en \hat{f}_g produce un efecto apenas perceptible en la corriente

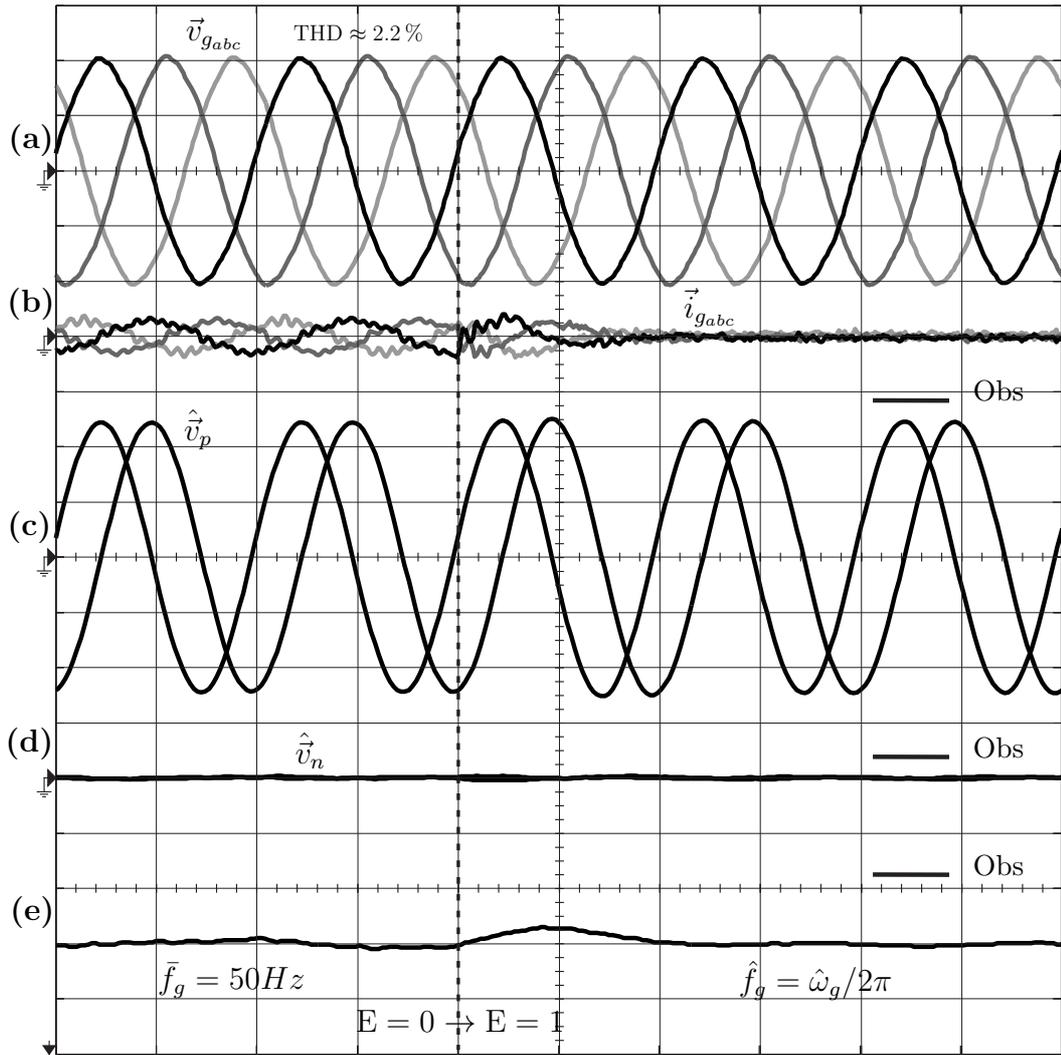


Figura 6-21.: Resultados experimentales para el caso de un filtro LCL con baja frecuencia de resonancia. Arranque del sistema de control de la Fig. 6-3. (a) \vec{v}_{gabc} . (b) \vec{i}_{gabc} . (c) \hat{v}_p . (d) \hat{v}_n . (e) $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$. Escala vertical: 50V/div, 2A/div, 2Hz/div. Escala horizontal: 10ms/div.

inyectada a la red, y que no se aprecia ningún efecto en las estimaciones de las secuencias \hat{v}_p [ver Fig. 6-20(c)] y \hat{v}_n [ver Fig. 6-20(d)], lo cual confirma la capacidad de rechazo a la perturbación del Observador y el sistema de control propuestos.

Arranque del sistema

La Fig. 6-21 muestra las mismas formas de onda de la Fig. 6-17, en el instante de arranque del sistema de control de la Fig. 6-3. En esta ocasión se omitió la comparación con el DSOGI-FLL, ya que no aportaba información relevante.

La estrategia utilizada para implementar el arranque del sistema fue explicada en la Sección 6-7. Para el caso de baja frecuencia de resonancia, en la Tabla 6-3 se encuentran los autovalores λ_{aux_i} ($i = 1, \dots, 4$) utilizados para implementar el Observador auxiliar LC [ver Fig. 6-7], y las componentes del vector de ganancias \mathbf{L}_{4LC} , necesarias para obtener dichos autovalores. La captura mostrada en la Fig. 6-20 corresponde al momento en que la señal lógica “E” conmuta de $E = 0$ a $E = 1$, habilitando el VSI e iniciando el control del sistema con una referencia de corriente $\vec{i}_{gref} = 0$. En el momento previo a la habilitación del VSI, cuando $E = 0$, el sistema está en lazo abierto y la corriente \vec{i}_{gabc} que se observa en la Fig. 6-21 (b), suministra la energía reactiva del circuito serie LC conectado a la red. En este momento, las estimaciones de las secuencias \hat{v}_p [ver Fig. 6-21 (c)] y \hat{v}_n [ver Fig. 6-21(d)], son obtenidas con el Observador auxiliar LC, mientras que la estimación de la frecuencia de la red $\hat{f}_g = \hat{\omega}_g/2\pi$ [ver Fig. 6-21(e)] es obtenida con el Estimador de frecuencia de la Fig. 6-6(b), operando en lazo abierto. Además, como se explica en la Sección 6-7, en este momento el regulador PR se encuentra controlando un modelo del filtro LCL. Una vez que se habilita el VSI, cuando $E = 1$, puede observarse un inicio suave del sistema de control, el cual regula rápidamente la corriente \vec{i}_{gabc} al valor de referencia $\vec{i}_{gref} = 0$. Nótese que en el arranque no se observa ningún efecto en la estimación de las secuencias \hat{v}_p y \hat{v}_n , y sólo se observa una leve variación transitoria en la estimación de la frecuencia \hat{f}_g . Nótese además que al momento de conectar el VSI, tampoco se observa ningún sobrepico de corriente, que pudiera ocasionar la activación de las protecciones de sobrecorriente del inversor.

Tabla 6-3.: Parámetros del Observador auxiliar LC utilizado en el arranque del sistema de control de la Fig. 6-3, para el caso de baja frecuencia de resonancia.

Símbolo	Valor	Símbolo	Valor
$\lambda_{aux_{1,2}}$	$e^{(-1/\sqrt{2} \pm j1/\sqrt{2})\omega_{gN}T_s}$	$\lambda_{aux_{3,4}}$	$e^{(-25 \pm j25)\omega_{gN}T_s}$
l_{1LC}	1.227	l_{2LC}	0.729
l_{3LC}	$-0.923 - j8.684$	l_{4LC}	$-0.923 - j8.684$

La Fig. **6-21** demuestra experimentalmente la efectividad de la estrategia de arranque propuesta en la Sección **6-7**.

6.10. Conclusiones

En este capítulo se propuso el uso de un observador para implementar la sincronización y el control de un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL, sin requerir la medición de la tensión de la red, y utilizando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red. En base a una realimentación completa de los estados estimados del filtro LCL (obtenidos con el observador), se implementó una estrategia de control equivalente a la propuesta en el Capítulo 5 [53], apta para filtros LCL con baja frecuencia de resonancia. Por otro lado, la estimación de las secuencias de la red fue empleada para implementar una estrategia de inyección de potencia, apta para una red en condición de falla. Se demostró que con un diseño adecuado, el observador propuesto es capaz de proveer estimaciones de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red, con una calidad comparable e incluso mejor que la obtenida con un clásico DSOGI-FLL (el cual requiere la medición de la tensión de la red). Además, el buen desempeño de la estrategia de control y sincronización propuesta en este capítulo, se demuestra mediante la comparación con una estrategia similar propuesta recientemente en la literatura [100, 104]. Se presentaron tanto resultados de simulación como experimentales, que demuestran la validez y efectividad de la propuesta. Se propuso e implementó un método de arranque, que permite evitar cualquier sobrecorriente al momento de realizar la conexión entre el inversor y la red.

Conclusiones y trabajos futuros

7.1. Contenido de la tesis y resultados obtenidos

El trabajo realizado en el transcurso de esta tesis, estuvo centrado en el desarrollo de técnicas de control para filtros LCL utilizados en sistemas de generación distribuida. En particular, todas las propuestas presentadas en esta tesis están enfocadas al desarrollo de controladores que requieran un número mínimo de variables medidas del sistema, y que sean aptos para el control de filtros LCL de baja frecuencia de resonancia.

Si bien los filtros LCL son ampliamente utilizados para filtrar la corriente inyectada a la red en sistemas de CC-CA, estos no suelen utilizarse en etapas CC-CC. En este contexto, el Capítulo 2 presentó una estrategia de control para un convertidor CC-CC de tipo Boost con filtro LCL, que permite posicionar todos los polos del sistema lazo cerrado, en base a la modificación de un controlador PI clásico. Allí se demostró la ventaja que presenta el uso de un LCL en comparación con el uso de un clásico filtro L. En efecto, la estrategia de control propuesta para el caso del filtro LCL requiere un único sensor de corriente, al igual que el control del mismo convertidor, cuando se utiliza un filtro L. No obstante, para un valor equivalente de inductancia, el filtro LCL provee una notable ventaja en cuanto a la reducción del ripple de alta frecuencia presente

en la corriente controlada. Se presentaron resultados experimentales y de simulación, que demuestran la validez y efectividad de la propuesta. Los resultados del Capítulo 2 fueron publicados en un trabajo de conferencia [107], y un trabajo en una revista científica [105].

En el Capítulo 3 se presentó la descripción y modelado del sistema conformado por un VSI trifásico, conectado a la red de distribución a través de un filtro LCL. Se realizó además una introducción al controlador PR, y se describió la problemática que plantea su utilización para el control de un VSI con filtro LCL. En relación directa con la estrategia de control propuesta en el Capítulo 2, en el Capítulo 4 se propuso controlar un VSI trifásico con filtro LCL, utilizando una estrategia que permite posicionar todos los polos de lazo cerrado del sistema. Dicha estrategia requiere únicamente la medición de la corriente de salida del filtro LCL, independientemente de su frecuencia de resonancia. El buen desempeño de la propuesta fue demostrado por simulación, mediante la comparación con un esquema clásico de control que utiliza un PR combinado con un lazo de amortiguamiento activo, el cual requiere la medición y realimentación de la corriente de los capacitores del filtro LCL [52]. Si bien la efectividad y validez de la propuesta quedó demostrada, su implementación requiere la modificación de la estructura de un PR clásico, y no se dispone de un criterio adecuado para la asignación de los polos de lazo cerrado, que asegure un buen desempeño del sistema. Por estas razones, en base a las ideas propuestas para la asignación de los polos del sistema, la estrategia propuesta en el Capítulo 4 evolucionó hacia la estrategia presentada en el Capítulo 5. Los resultados del Capítulo 4 fueron publicados en un trabajo de conferencia [108].

A diferencia de la estrategia propuesta en el Capítulo 4, en el Capítulo 5 se propone una estrategia de control para un VSI con filtro LCL que permite el uso de un diseño óptimo del regulador PR clásico. Esta última estrategia cuenta con un criterio de diseño adecuado, que consiste en modificar una planta conformada por un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia para que se comporte

de modo similar a un filtro con una frecuencia de resonancia dentro de un rango específico. De esta manera, se puede implementar el control del sistema resultante utilizando el diseño óptimo del regulador PR, y utilizando únicamente la corriente inyectada a la red. La validez y efectividad de la propuesta, fue demostrada tanto mediante resultados de simulación como experimentales. En ambos casos, el desempeño de la estrategia propuesta fue evaluado mediante la comparación con un método de control propuesto recientemente en la literatura [67]. Se demostró así, que la propuesta presentada aquí ofrece una mejor respuesta dinámica del sistema, y un mejor rechazo a la perturbación. Los resultados del Capítulo 5 fueron publicados en un trabajo de conferencia [109], y un trabajo en una revista científica [53].

Como se mencionó previamente, la estrategia de control de corriente propuesta en el Capítulo 5 para un VSI con filtro LCL, permite utilizar un diseño óptimo del del regulador PR, minimizando el número de sensores involucrados en el proceso de control. En efecto, el lazo de control requiere únicamente la medición de la corriente inyectada a la red, independientemente de cual sea la frecuencia de resonancia del filtro. Sin embargo, la medición de la tensión de la red sigue siendo requerida allí para obtener una referencia de corriente sincronizada con la red. Para evitar la medición de la tensión de la red, en el Capítulo 6 se propone implementar la estrategia de control propuesta en el Capítulo 5 utilizando un observador. Esto se logra allí, implementando una realimentación completa de los estados del filtro LCL, estimados por el observador. La cualidad particular del observador propuesto, es que provee estimaciones de las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de la red. Se demostró que, con una adecuada selección de los autovalores del observador, las mencionadas secuencias estimadas presentan una calidad comparable a la que se obtiene con un DSOGI-FLL, el cual requiere la medición de la tensión de la red. Las estimaciones de las secuencias de la red fueron utilizadas para implementar la sincronización del sistema con la red, y para implemen-

tar una estrategia de inyección de potencia a la red apta para ser utilizada en condiciones de falla. Se presentaron tanto resultados de simulación como experimentales, que demuestran la validez y efectividad de la propuesta frente a diferentes condiciones de falla de la red. Se propuso e implementó además, un método de arranque del sistema. Dicho método demostró ser útil para evitar que ocurran transitorios abruptos de corriente al realizar la conexión entre el VSI y la red. En base a los resultados presentados en el Capítulo 6 se publicó un trabajo de conferencia [110], y se envió un trabajo a una revista científica [106], el cual se encuentra actualmente en proceso de revisión .

El trabajo realizado a lo largo de esta tesis, concluyó con el desarrollo de una técnica óptima de control para un VSI conectado a la red a través de un filtro LCL de baja frecuencia de resonancia. En efecto, la estrategia de control propuesta en el Capítulo 6, permite implementar tanto el control óptimo de la corriente que el sistema inyecta a la red, así como una adecuada sincronización del sistema con la red sin medir dicha tensión. Vale la pena remarcar que, todo esto se realiza utilizando únicamente la medición de la corriente inyectada a la red.

7.2. Trabajos pendientes y futuros en relación con los resultados obtenidos

En los Capítulos 5 y 6 en particular, se demostró que las estrategias de control propuestas son robustas frente a variaciones de la impedancia de la red. Sin embargo, cuando la impedancia de la red (usualmente de naturaleza inductiva), varía con respecto a la impedancia utilizada para modelar el filtro LCL, el error de modelado puede ocasionar una deriva en la magnitud y la fase de la corriente inyectada a la red, con respecto a la referencia de corriente deseada. Esto se traduce en un error en la potencia que el sistema suministra a la red, respecto de la potencia que desea suministrarse. Para solucionar esto, se requiere de un

método que permita obtener en todo momento, una estimación del valor actual de la impedancia de la red. Lo cual podría ser utilizado para corregir el error introducido por el desconocimiento exacto de dicha impedancia.

Actualmente, el autor de esta tesis se encuentra estudiando la posibilidad de extender el observador propuesto en el Capítulo 6, a fin de incluir un estado más, que provea la estimación de la inductancia de la red. Esta inclusión no es trivial, ya que la inductancia de la red afecta al sistema de manera no lineal, de modo que la solución al problema requiere el estudio de técnicas necesarias para el diseño e implementación de un observador no lineal.

Otro aspecto que podría estudiarse, es la interacción entre varios inversores controlados mediante las técnicas propuestas en los Capítulos 5 y 6, cuando todos operan en conjunto en una microred de CA. Es conocido que dicha interacción puede resultar en la inestabilidad del sistema [143–145].

Ecuación Diofántica: Solución

ESTE apéndice presenta una solución matemática para resolver una ecuación Diofántica polinomial [111] de la forma $A(z)L(z) + B(z)P(z) = Q(z)$. La resolución de esta ecuación es requerida para hallar los polinomios de los controladores propuestos en los Capítulos 4 y 5.

Definición:

Sean $A(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0$ y $Q(z) = q_m z^m + q_{m-1} z^{m-1} + \dots + q_0$ dos polinomios en z , de grados n y m respectivamente, con $m \geq n \geq 1$. Sea $B(z) = b_k z^k + b_{k-1} z^{k-1} + \dots + b_0$ un polinomio de grado $k \leq (m - n + 1)$.

Proposición:

Si $A(z)$ y $B(z)$ son coprimos, entonces existen polinomios únicos $L(z) = l_{m-n} z^{m-n} + \dots + l_0$ y $P(z) = p_{n-1} z^{n-1} + \dots + p_0$ cuyos grados son $(m - n)$ y $(n - 1)$ respectivamente, los cuales verifican la ecuación Diofántica:

$$A(z)L(z) + B(z)P(z) = Q(z) \tag{A-1}$$

Demostración: Igualando los coeficientes a ambos lados de (A-1), resulta:

$$\begin{array}{c}
\mathbf{M} \qquad \qquad \qquad \mathbf{\Theta} \qquad \qquad \qquad \mathbf{\Theta}^* \\
\left[\begin{array}{cccc|cccc}
a_n & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
a_{n-1} & a_n & \cdots & 0 & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
\vdots & a_{n-1} & \cdots & 0 & b_k & 0 & \cdots & 0 \\
a_0 & \vdots & \cdots & \vdots & b_{k-1} & b_k & \cdots & 0 \\
0 & a_0 & \cdots & 0 & \vdots & b_{k-1} & \cdots & 0 \\
0 & 0 & \cdots & a_n & b_0 & \vdots & \cdots & b_k \\
\vdots & \vdots & \ddots & a_{n-1} & 0 & b_0 & \cdots & b_{k-1} \\
0 & 0 & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
0 & 0 & \cdots & a_0 & 0 & 0 & \cdots & b_0
\end{array} \right] = \begin{array}{c} l_{m-n} \\ l_{m-n-1} \\ l_{m-n-2} \\ \vdots \\ l_0 \\ p_{n-1} \\ p_{n-2} \\ \vdots \\ p_0 \end{array} = \begin{array}{c} q_m^* \\ q_{m-1}^* \\ q_{m-2}^* \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ q_1 \\ q_0 \end{array}, \quad (\text{A-2}) \\
\underbrace{\hspace{10em}}_{(m-n+1) \text{ col.}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{n \text{ col.}}
\end{array}$$

donde $\mathbf{M} \in \mathfrak{R}^{(m+1) \times (m+1)}$, $\mathbf{\Theta} \in \mathfrak{R}^{(m+1) \times 1}$, y $\mathbf{\Theta}^* \in \mathfrak{R}^{(m+1) \times 1}$. Si $A(z)$ y $B(z)$ son coprimos, se tiene que $\det(\mathbf{M}) \neq 0$. Esto se puede demostrar mediante un procedimiento similar al realizado en [111]. Por lo tanto, la matriz \mathbf{M} es inversible, y a partir de (A-2), dado un polinomio $Q(z)$ de grado m , se pueden determinar los coeficientes únicos de los polinomios $L(z)$ y $P(z)$ que satisfacen la ecuación Diofántica (A-1), resolviendo la siguiente ecuación matricial:

$$\mathbf{\Theta} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{\Theta}^*. \quad (\text{A-3})$$

VSI utilizado para la obtención de resultados experimentales

EN este apéndice se presenta a modo informativo, una descripción del prototipo de VSI trifásico con filtro LCL de salida, utilizado para la obtención de los resultados experimentales de los Capítulos 5 y 6. La Sección B.1 provee una descripción del funcionamiento e interacción de las partes fundamentales del prototipo. Por otro lado, la Sección B.2 describe los circuitos experimentales utilizados para generar, en la tensión trifásica aplicada al sistema, fallas SAG de tipo C y SAG de tipo A [88]. Vale la pena mencionar que este prototipo fue construido por el autor de esta tesis, en el marco de su proyecto final de carrera de grado, titulado “Sistema Fotovoltaico Apto para Inyección de Energía a la Red Trifásica”.

B.1. Descripción del prototipo

En la Fig. **B-1** se ilustra un diagrama de bloques donde se indican las partes fundamentales que componen el prototipo de VSI trifásico utilizado. Las Figuras **B-2**, **B-3**, **B-4**, y **B-5** (distribuidas a lo largo de este apéndice), corresponden a cuatro fotografías del prototipo de VSI trifásico. A continuación se describe brevemente cada una de las partes del prototipo, en concordancia con la numeración indicada en las figuras:

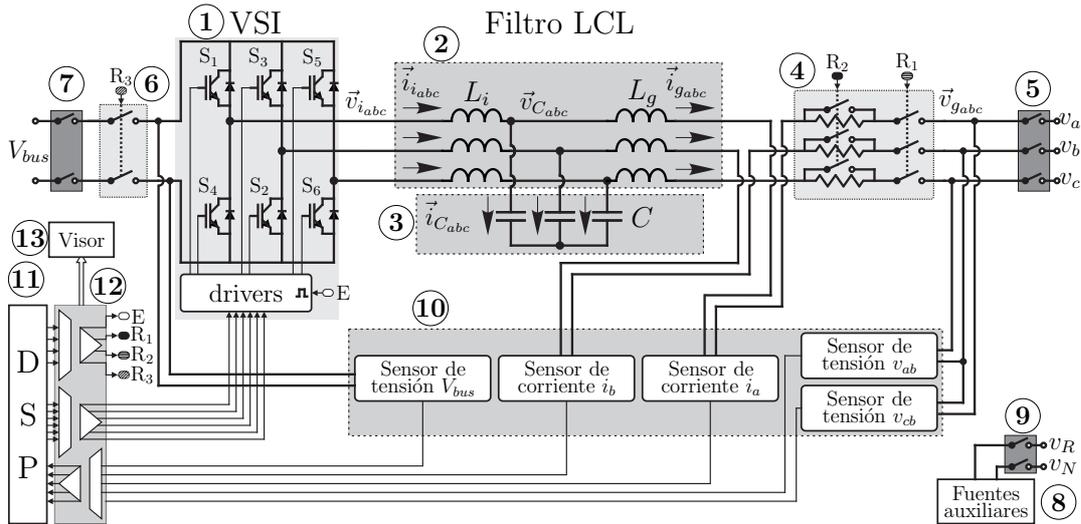


Figura B-1.: Diagrama de bloques del prototipo de VSI con filtro LCL.

① **Inversor de tensión trifásico (VSI):** mediante la modulación PWM de una fuente de tensión continua V_{bus} , genera la tensión $\vec{v}_{i_{abc}}$ aplicada al filtro LCL. El VSI está construido utilizando dispositivos IGBT IRG4PH50UD [134], los cuales conmutan a una frecuencia f_{pwm} con un tiempo muerto de encendido t_D . Las señales de disparo de los dispositivos IGBT son proporcionadas por “drivers” optoacoplados HCPL-316J [146], los cuales son comandados mediante señales digitales enviadas por el DSP a través de la placa de interfaz (ver Fig. B-1). El VSI cuenta con una señal lógica de activación “E”, tal que cuando $E = 0$ el inversor se encuentra deshabilitado, estado en el cual todas sus llaves se encuentran abiertas y no pueden ser comandadas por el DSP. Por otro lado, cuando $E = 1$ el inversor se encuentra habilitado, estado en el cual sus llaves pueden ser comandadas por el DSP. Los dispositivos IGBT del inversor se montan sobre un disipador de calor que cuenta con un ventilador de refrigeración (ver Fig. B-3).

② **Inductores:** estos son los componentes del filtro LCL indicados en la Fig. B-1 como L_i y L_g . Estos inductores (6 en total), están construidos utilizando núcleos de ferrite E65/32/27 [147], y montados en una estructura que permite su fácil conexión y desconexión a través de borneras.

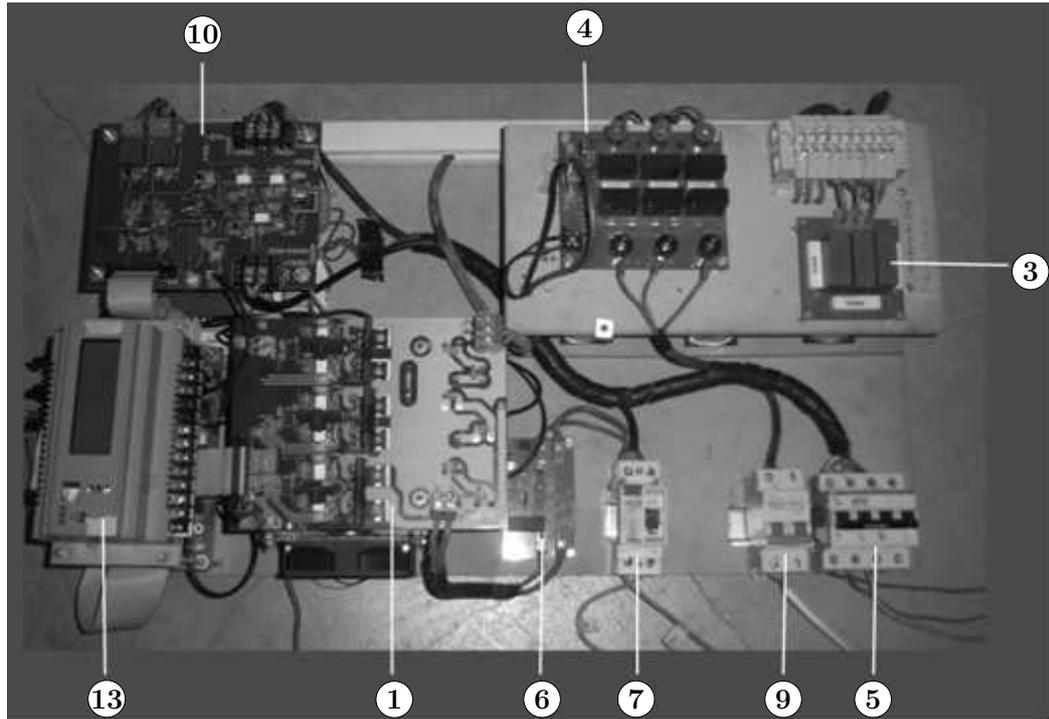


Figura B-2.: Fotografía del prototipo de VSI con filtro LCL.

③ **Placa de capacitores:** contiene los tres capacitores que conforman el filtro LCL trifásico conectado a la salida del inversor. Estos capacitores están ensamblados en una placa separada de los inductores del filtro, que permite conectarlos y desconectarlos fácilmente, y también permite reemplazar sus componentes de acuerdo al valor de capacidad requerido. Además cuenta con la posibilidad de adicionar resistores en serie con los capacitores, si se desea implementar un amortiguamiento pasivo del filtro LCL.

④ **Placa de relés trifásicos:** consta de dos grupos de relés trifásicos comandados por las señales lógicas “R₁” y “R₂” respectivamente (ver Fig. B-1), los cuales se encargan de conectar y desconectar el sistema a la tensión trifásica \vec{v}_{gabc} . Los relés comandados por la señal “R₁” deben cerrarse inicialmente, a fin de realizar la conexión entre la salida del filtro LCL y la red eléctrica a través de un grupo de resistores trifásicos, encargados de amortiguar la corriente transitoria producida en esta conexión. Luego de un tiempo estimado suficiente para que se extinga el transitorio, los relés comandados por la señal “R₂” cortocircui-

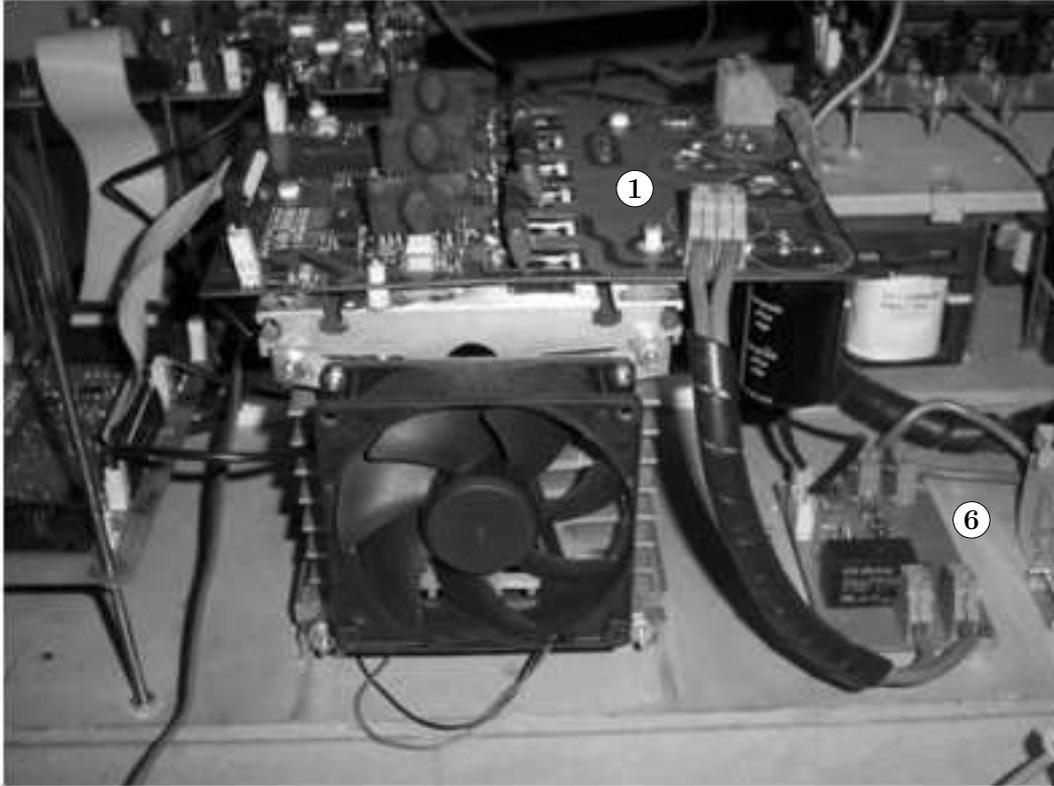


Figura B-3.: Fotografía del prototipo de VSI con filtro LCL.

tan los resistores, dejando la salida del filtro LCL conectada directamente a la tensión \vec{v}_{gabc} . Esta placa cuenta además con fusibles y varistores para proteger al equipo en casos de sobrecorriente o sobretensión.

⑤ **Llave térmica trifásica:** provee un control manual para la conexión y desconexión del equipo del lado de la red (o carga) de tensión \vec{v}_{gabc} . Esta llave provee además una protección extra de desconexión rápida en caso de cortocircuito.

⑥ **Placa de relé del bus de CC:** consta de un relé comandado por las señal lógica “R₃” enviada por el DSP a través de la placa de interfaz (ver Fig. B-1). Este relé permite conectar y desconectar el inversor de la fuente de alimentación continua V_{bus} . Esta placa también cuenta con un fusible y un varistor para proteger al equipo en caso de sobrecorriente o sobretensión.

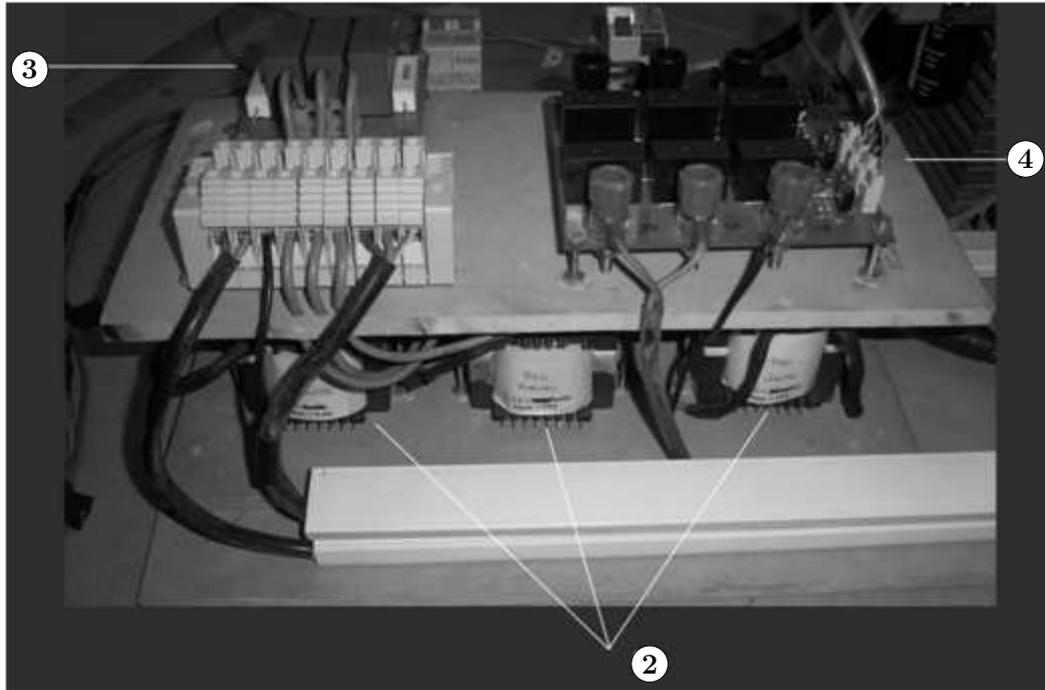


Figura B-4.: Fotografía del prototipo de VSI con filtro LCL.

⑦ **Llave térmica del bus de CC:** permite conectar y desconectar manualmente el inversor de la fuente de alimentación continua V_{bus} . Además, provee una rápida desconexión del equipo en caso de cortocircuito.

⑧ **Placa de fuentes auxiliares:** Esta placa genera todas las tensiones de CC necesarias para alimentar los integrados y demás componentes del equipo que lo requieran. A partir de una tensión de alimentación de CA monofásica, de $220V_{rms}$, esta placa provee tensiones de CC aisladas de $5V$, $12V$ y $-9V/+15V$ (requerida para alimentar los “drivers” del inversor).

⑨ **Llave térmica monofásica:** permite conectar y desconectar manualmente la tensión de CA monofásica de $220V_{rms}$, la cual alimenta la placa de fuentes auxiliares. Provee además la desconexión rápida de dicha placa en caso de cortocircuito.

⑩ **Placa de mediciones:** se encarga de obtener las mediciones que permiten conocer el estado actual del sistema, y que son necesarias para implementar el control del mismo. Esta placa esta conformada por diversos transductores,



Figura B-5.: Fotografía del prototipo de VSI con filtro LCL.

los cuales reciben niveles (elevados) de tensión o corriente que se miden directamente sobre el VSI trifásico, y los convierten en señales de voltaje de bajo nivel, dentro del rango admisible por la placa de interfaz con el DSP. Como se muestra en la Fig. **B-1**, esta placa consta básicamente de cinco sensores que miden los siguientes parámetros:

- Tensión de línea a línea v_{ab} .
- Tensión de línea a línea v_{cb} .
- Corriente de línea i_a .
- Corriente de línea i_b .
- Tensión del bus de CC V_{bus} .

Nótese que solo se miden dos tensiones de línea a línea y dos corrientes de línea, pues debido a que el sistema trifásico es de tres hilos (sin cable de neutro), la tensión de línea a línea que completa la terna trifásica puede obtenerse como $v_{cb} = -(v_{ab} + v_{cb})$. Del mismo modo, corriente de línea que completa la terna puede obtenerse como $i_c = -(i_a + i_b)$.

⑪ **Procesador digital de señales (DSP):** este dispositivo genera las señales de control de las llaves del VSI, así como la señal de habilitación “E” y las señales lógicas que comandan los relés “R₁, R₂ y R₃” (ver Fig. **B-1**). Envía además, la información del estado actual del sistema que será mostrada por el visor de datos. En base al procesamiento en tiempo real de las mediciones del estado actual del sistema (obtenidas por la placa de mediciones), el DSP realiza el control del VSI en lazo cerrado, implementando algoritmos programados y cargados por el usuario a través de una computadora. El DSP utilizado en el prototipo de VSI implementado en la práctica, es un TMS320F2812 de Texas Instruments de 32 bits y punto fijo.

⑫ **Placa de interfaz con el DSP:** como su nombre lo indica, esta placa es la interconexión entre el DSP y las restantes partes del sistema. Aquí llegan y salen todas las señales involucradas en el funcionamiento del equipo. Básicamente, cuenta con una serie de amplificadores seguidores de tensión, que le dan potencia de salida a las señales que vienen del DSP y van hacia el resto del sistema y viceversa.

⑬ **Visor de datos:** consta de una pequeña Pantalla de Cristal Líquido (Liquid Crystal Display)(LCD) que permite visualizar datos relevantes del estado del equipo, en base a la información enviada por el DSP a través de la placa de interfaz.

B.2. Generación de fallas en la tensión de red

Para la obtención de los resultados experimentales de los Capítulos 5 y 6, el prototipo de VSI trifásico con filtro LCL de la Fig. **B-1** se conectó a una red trifásica de tensión de fase nominal $V_{g\phi} = 70.7V_{rms}$. A fin de adaptar el nivel de tensión de la red eléctrica argentina, al nivel requerido para la obtención de los resultados experimentales, se utilizó el esquema de conexión que se ilustra en la Fig. **B-6(a)**. Un transformador trifásico ($3\phi T$) en configuración Y/ Δ de

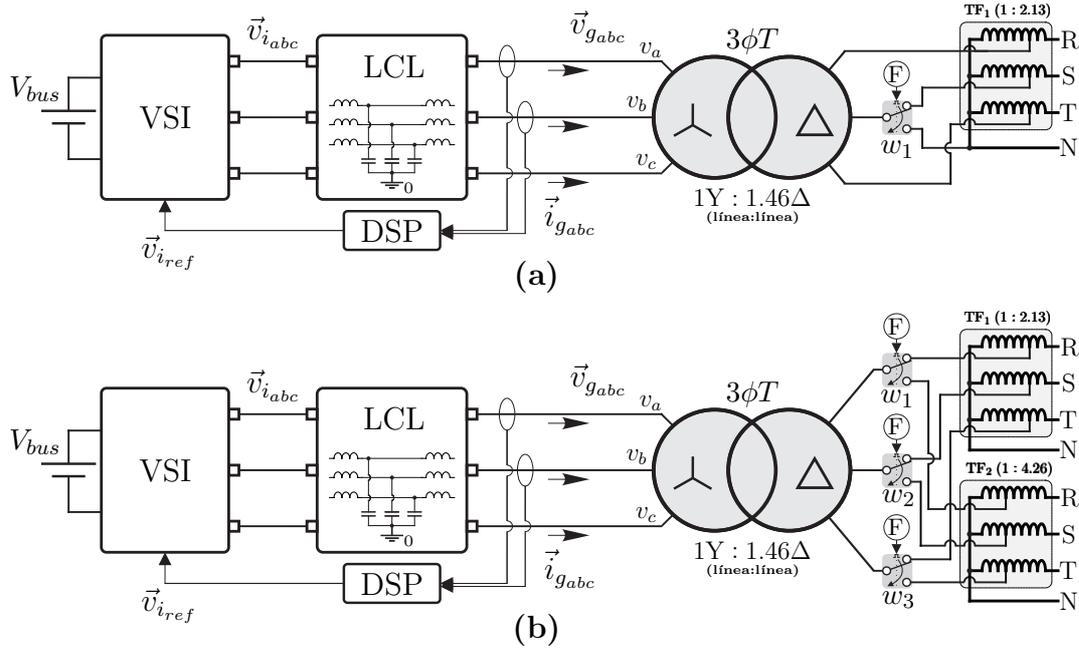


Figura B-6.: Adaptación del nivel de tensión de red y generación de fallas. (a) Falla SAG tipo C. (b) Falla SAG tipo A.

relación de transformación $1Y : 1.46\Delta$ de línea a línea, con inductancia de magnetización de $0.5H$ de línea a neutro (lado Y), se conecta a la línea de transmisión trifásica (R-S-T-N) de $380V_{rms}$, a través de un auto-transformador TF_1 que permite la regulación manual de la tensión \vec{v}_{abc} . A continuación, se describen los mecanismos utilizados en la práctica para generar una falla SAG de tipo C y una falla SAG de tipo A [ver Capítulo 6, Sección 6.9].

B.2.1. Falla SAG de tipo C

Una falla SAG de tipo C (conocida como falla de fase a fase), involucra el desfase y caída de tensión en dos de las fases de un vector de tensión trifásico, mientras que la tercer fase permanece inalterada [88]. Para generar una falla SAG de tipo C en la tensión \vec{v}_{abc} , se utilizó la configuración experimental mostrada en la Fig. B-6(a). La llave electrónica w_1 de dos posiciones, es comandada por la señal lógica “F”. En condición normal de operación (con $F = 0$), w_1 cierra el camino de la fase “S”, con lo que se tiene una tensión \vec{v}_{abc} balanceada. Cuando se genera la falla (con $F = 1$), la llave w_1 conmuta de la

fase “S” al punto neutro “N” de la línea de transmisión. La conexión a tierra de una de las fases del lado “ Δ ” del transformador, se propaga al lado Y como una falla SAG de tipo C [88].

B.2.2. Falla SAG de tipo A

Una falla SAG de tipo A (conocida como falla simétrica), involucra una caída de tensión (y/o desfasaje) de idéntica proporción en las tres fases de un vector de tensión trifásico [88]. Para generar una falla SAG de tipo A en la tensión \vec{v}_{abc} , se utilizó la configuración experimental mostrada en la Fig. **B-6(b)**. Puede verse que se adicionó [con respecto al circuito de la Fig. **B-6(a)**], un segundo auto-transformador TF_2 , y en este caso se utilizan tres llaves de dos posiciones (w_1 , w_2 y w_3). En condición normal de operación (con $F = 0$), se le aplica al lado Δ del transformador $3\phi T$, una tensión trifásica balanceada con el nivel de salida impuesto por el auto-transformador TF_1 . Mientras que, cuando se genera la falla (con $F = 1$), se le aplica una tensión trifásica balanceada con el nivel de salida impuesto por el auto-transformador TF_2 . De este modo, ajustando la tensión de salida de TF_2 a un nivel inferior al de TF_1 , puede generarse una caída simétrica arbitraria en la tensión \vec{v}_{abc} .

Bibliografía

- [1] A. M. Annaswamy and M. Amin, “IEEE vision for smart grid controls: 2030 and beyond,” *IEEE Vision for Smart Grid Controls: 2030 and Beyond*, pp. 1–168, Jun. 2013.
- [2] F. Blaabjerg, Y. Yang, D. Yang, and X. Wang, “Distributed power-generation systems and protection,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, pp. 1311–1331, Jul. 2017.
- [3] A. Bidram, F. L. Lewis, and A. Davoudi, “Distributed control systems for small-scale power networks: Using multiagent cooperative control theory,” *IEEE Control Systems*, vol. 34, pp. 56–77, Dec. 2014.
- [4] A. Merabet, K. T. Ahmed, H. Ibrahim, R. Beguenane, and A. M. Y. M. Ghias, “Energy management and control system for laboratory scale microgrid based wind-pv-battery,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, pp. 145–154, Jan. 2017.
- [5] U. Akram, M. Khalid, and S. Shafiq, “An innovative hybrid wind-solar and battery-supercapacitor microgrid system — development and optimization,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 25897–25912, 2017.
- [6] P. Chiradeja, “Benefit of distributed generation: A line loss reduction analysis,” *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, pp. 1–5, 2005.

- [7] T. Adefarati and R. C. Bansal, “Integration of renewable distributed generators into the distribution system: a review,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 7, pp. 873–884, 2016.
- [8] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, pp. 740–788, May. 2015.
- [9] T. Tomita and N. Sharp Corp., “Blazing a new path to the future,” *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, vol. 2, pp. 2450–2453, May. 2016.
- [10] H. Nehrir, C. Wang, and S. R. Shaw, “Fuel cells: promising devices for distributed generation,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 4, pp. 47–53, Jan. 2006.
- [11] D. Borkowski and T. Wegiel, “Small hydropower plant with integrated turbine-generators working at variable speed,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 452–459, Jun. 2013.
- [12] República Argentina, “Ley 27424: Régimen de fomento a la generación distribuida de energía renovable integrada a la red eléctrica pública,” Dec. 2017.
- [13] N. Hadjsaid, J.-F. Canard, and F. Dumas, “Dispersed generation impact on distribution networks,” *Computer Applications in Power, IEEE*, vol. 12, pp. 22–28, Apr. 1999.
- [14] M. El-Sayed and A. Arram, “Dispersed generation impact on distribution network expansion planning,” *Power Systems Conference, 2009. PSC '09.*, pp. 1–5, Mar. 1999.
- [15] L. Jianing, Z. Weiqi, Z. Rui, and Z. Jin, “Impacts of distributed renewable energy generations on smart grid operation and dispatch,” *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, pp. 1–5, Jul. 2012.

- [16] 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, pp. 1398–1409, Oct. 2006.
- [17] D. Martins and R. Demonti, “Grid connected pv system using two energy processing stages,” *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*, pp. 1649–1652, May. 2002.
- [18] M. Casaro and D. Martins, “Grid-connected pv system using a three-phase modified dual-stage inverter,” *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 167–173, Sept./Oct. 2009.
- [19] R. Fantino, “Análisis, Diseño y Construcción de un Convertidor CC-CC apto para Aplicaciones Fotovoltaicas,” Master’s thesis, Universidad Nacional del Sur, Argentina, 2015.
- [20] S. D. Caro, A. Testa, D. Triolo, M. Cacciato, and A. Consoli, “Low input current ripple converters for fuel cell power units,” in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 10 pp.–P.10, 2005.
- [21] N. Benavides and P. Chapman, “Modeling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2638–2643, 2008.
- [22] C.-S. Leu and Q. T. Nha, “A half-bridge converter with input current ripple reduction for dc distribution systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1756–1763, Apr. 2013.
- [23] L. Barote and C. Marinescu, “Software method for harmonic content evaluation of grid connected converters from distributed power generation systems,” *Energy*, vol. 66, pp. 401–412, 2014.
- [24] G. Singh, “Solar power generation by pv (photovoltaic) technology: A review,” *Energy*, vol. 53, pp. 1–13, 2013.

- [25] C. T. Pan, M. C. Cheng, C. M. Lai, and P. Y. Chen, "Current-ripple-free module integrated converter with more precise maximum power tracking control for pv energy harvesting," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 271–278, Jan. 2015.
- [26] A. E. Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, and B. W. Williams, "The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency," in *2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, pp. 478–481, Nov. 2013.
- [27] W.-R. Liou, W. B. Lacorte, A. B. Caberos, M.-L. Yeh, J.-C. Lin, S.-C. Lin, and C.-S. Sun, "A programmable controller ic for dc/dc converter and power factor correction applications," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 2105–2113, Nov. 2013.
- [28] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, and F. Z. Peng, "Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic microinverter system using repetitive current control and maximum power point tracking," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4711–4722, Nov. 2012.
- [29] B. York, W. Yu, and J.-S. Lai, "Hybrid-frequency modulation for PWM-integrated resonant converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 985–994, Feb. 2013.
- [30] B. York, W. Yu, and J.-S. Lai, "An integrated boost resonant converter for photovoltaic applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1199–1207, Mar. 2013.
- [31] Y. Changwoo, J. Kim, and S. Choi, "Multiphase dc dc converters using a boost-half-bridge cell for high-voltage and high-power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 381–388, Feb. 2011.

- [32] A. Mirzaei, A. Jusoh, and Z. Salam, “Design and implementation of high efficiency non-isolated bidirectional zero voltage transition pulse width modulated dc-dc converters,” *Energy*, vol. 47, pp. 358–369, 2012.
- [33] H. Hu, S. Harb, N. H. Kutkut, Z. J. Shen, and I. Batarseh, “A single-stage microinverter without using eletrolytic capacitors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2677–2687, Jun. 2013.
- [34] S. Choi, V. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier, and P. Marabeas, “Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived dc-dc high-gain transformer-less converter,” *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 168–180, Jan. 2013.
- [35] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, “Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4445 –4458, Nov. 2012.
- [36] D.-Y. Jung, Y.-H. Ji, S.-H. Park, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, “Interleaved soft-switching boost converter for photovoltaic power-generation system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1137 –1145, Apr. 2011.
- [37] C.-M. Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, and F. Canales, “A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial si and sic diodes for pv applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 289–299, 2013.
- [38] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. Fuchs, “Systematic design of the lead-lag network method for active damping in LCL-filter based three phase converters,” *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 43–52, Feb. 2014.

- [39] J. Yin, S. Duan, and B. Liu, “Stability analysis of grid-connected inverter with LCL filter adopting a digital single-loop controller with inherent damping characteristic,” *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 1104–1112, 2013.
- [40] A. Balasubramanian and V. John, “Analysis and design of split-capacitor resistiveinductive passive damping for LCL filters in grid-connected inverters,” *Power Electronics, IET*, vol. 6, pp. 1822–1832, Sept. 2013.
- [41] N. Mukherjee and D. De, “Analysis and improvement of performance in LCL filter-based PWM rectifier/inverter application using hybrid damping approach,” *Power Electronics, IET*, vol. 6, pp. 309–325, Feb. 2013.
- [42] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, “Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected LCL-filtered inverter,” *Power Electronics, IET*, vol. 6, pp. 227–234, Feb. 2013.
- [43] 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, pp. 1281–1291, Sept. 2005.
- [44] A. Raza, X. Dianguo, L. Yuchao, S. Xunwen, B. W. Williams, and C. Cecati, “Coordinated operation and control of VSC based multiterminal high voltage dc transmission systems,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, pp. 364–373, Jan. 2016.
- [45] F. L. Luo and H. Ye, *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*. CRC Press, Mar. 2017.
- [46] “IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems,” *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, Apr. 1993.
- [47] A. Prudenzi, U. Grasselli, and R. Lamedica, “IEC Std. 61000-3-2 harmonic current emission limits in practical systems: need of considering

- loading level and attenuation effects,” *Power Engineering Society Summer Meeting, 2001*, vol. 1, pp. 277–282 vol.1, 2001.
- [48] “IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Std 1547-2003*, pp. 1–28, Jul. 2003.
- [49] Y. K. Wu, J. H. Lin, and H. J. Lin, “Standards and guidelines for grid-connected photovoltaic generation systems: A review and comparison,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 3205–3216, Jul. 2017.
- [50] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 54–69, Mar. 2016.
- [51] K. Jalili and S. Bernet, “Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1674–1689, May. 2009.
- [52] S. Parker, B. McGrath, and D. Holmes, “Regions of active damping control for LCL filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 424–432, Jan. 2014.
- [53] R. A. Fantino, C. A. Busada, and J. A. Solsona, “Optimum PR control applied to LCL filters with low resonance frequency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 793–801, Jan. 2018.
- [54] D. Holmes, T. Lipo, B. McGrath, and W. Kong, “Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2417–2426, Nov. 2009.
- [55] M. Bierhoff and F. Fuchs, “Active damping for three-phase PWM rectifiers with high-order line-side filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 371–379, 2009.

- [56] J. Dannehl, F. Fuchs, S. Hansen, and P. Thøgersen, “Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 1509–1517, Jul. 2010.
- [57] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, “Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1443–1452, 2012.
- [58] B.-G. Cho and S.-K. Sul, “LCL filter design for grid-connected voltage-source converters in high power systems,” *ECCE, 2012 IEEE*, pp. 1548–1555, Sept. 2012.
- [59] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. Fuchs, “Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2642–2646, Jun. 2013.
- [60] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 54–69, Mar. 2016.
- [61] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, “Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1433–1443, Mar. 2012.
- [62] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, and K. Weng, “Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1239–1253, Mar. 2014.

- [63] J. Dannehl, C. Wessels, and F. Fuchs, "Limitations of voltage-oriented pi current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 380–388, Feb. 2009.
- [64] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 4726–4737, Sept. 2015.
- [65] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, "Active damping-based control for grid-connected LCL -filtered inverter with injected grid current feedback only," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 4746–4758, Sept. 2014.
- [66] M. Hanif, V. Khadkikar, W. Xiao, and J. L. Kirtley, "Two degrees of freedom active damping technique for LCL filter-based grid connected pv systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 2795–2803, Jun. 2014.
- [67] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 213–223, Jan. 2016.
- [68] X. Li, X. Wu, Y. Geng, X. Yuan, C. Xia, and X. Zhang, "Wide damping region for LCL-type grid-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 5247–5259, Sept. 2015.
- [69] Z. Xin, P. C. Loh, X. Wang, F. Blaabjerg, and Y. Tang, "Highly accurate derivatives for LCL-filtered grid converter with capacitor voltage active damping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 3612–3625, May. 2016.

- [70] M. B. Saïd-Romdhane, M. W. Naouar, I. Slama-Belkhodja, and E. Monmasson, “Robust active damping methods for lcl filter-based grid-connected converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 6739–6750, Sept. 2017.
- [71] C. A. Busada, S. G. Jorge, and J. A. Solsona, “Full-state feedback equivalent controller for active damping in LCL -filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 5993–6002, Oct. 2015.
- [72] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, and X. Wang, “Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3414–3427, Jul. 2014.
- [73] S.-Y. Park, C.-L. Chen, J.-S. Lai, and S.-R. Moon, “Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1716–1723, 2008.
- [74] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu, and F. Liu, “Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4483–4491, 2009.
- [75] P. C. Loh and D. Holmes, “Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 644–654, Mar. 2005.
- [76] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and P. B. Thøgersen, “PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 2320–2330, Sept. 2010.

- [77] J. Massing, M. Stefanello, H. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 4681–4693, Dec. 2012.
- [78] X. Fu, S. Li, and I. Jaithwa, "Implement optimal vector control for LCL-filter-based grid-connected converters by using recurrent neural networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 4443–4454, Jul. 2015.
- [79] X. Fu and S. Li, "Control of single-phase grid-connected converters with lcl filters using recurrent neural network and conventional control methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 5354–5364, Jul. 2016.
- [80] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier," *Power Electron. Specialists Conf., 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 3, pp. 1195–1201 vol.3, 2002.
- [81] M. Liserre, A. Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 76–86, 2004.
- [82] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs, "Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3623–3633, Aug. 2011.
- [83] E. Wu and P. Lehn, "Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1364–1373, 2006.
- [84] X. Bao, F. Zhuo, Y. Tian, and P. Tan, "Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an LCL filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2739–2752, 2013.

- [85] D. N. Zmood and D. G. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 814–822, May. 2003.
- [86] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu, “A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2033–2041, Jun. 2010.
- [87] B. Li, W. Yao, L. Hang, and L. M. Tolbert, “Robust proportional resonant regulator for grid-connected voltage source inverter (VSI) using direct pole placement design method,” *IET Power Electronics*, vol. 5, pp. 1367–1373, Sept. 2012.
- [88] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley, Feb. 2011.
- [89] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,” in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, Jun. 2006.
- [90] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, “Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters,” in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 176–181, Nov. 2008.
- [91] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, “Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 765–778, Feb. 2013.
- [92] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters un-

- der adverse grid conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 99–112, Jan. 2012.
- [93] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 5173–5178, Nov. 2006.
- [94] D.-C. Lee and D.-S. Lim, “Ac voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, pp. 883–890, Nov. 2002.
- [95] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodriguez, and T. Undeland, “Voltage-sensorless synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2910–2923, Jul. 2012.
- [96] G. Wrona and K. Malon, “Sensorless operation of an active front end converter with LCL filter,” in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2697–2702, Jun. 2014.
- [97] K. H. Ahmed, A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, pp. 919–929, Apr. 2009.
- [98] Y. A. R. I. Mohamed, M. A. Rahman, and R. Seethapathy, “Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL -filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 87–98, Jan. 2012.
- [99] J. Kukkola and M. Hinkkanen, “State observer for grid-voltage sensorless control of a grid-connected converter equipped with an LCL filter,” in

2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–10, Aug. 2014.

- [100] J. Kukkola and M. Hinkkanen, “State observer for grid-voltage sensorless control of a converter equipped with an LCL filter: Direct discrete-time design,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, pp. 3133–3145, Jul. 2016.
- [101] M. Malinowski and S. Bernet, “A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1876–1880, 2008.
- [102] C. Busada, “Control con un mínimo número de sensores de un inversor conectado a red a través de un filtro LCL,” in *2013 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, Oct. 2013.
- [103] D. Pérez-Estévez, J. Doval-Gandoy, A. G. Yepes, and Ó. López, “Positive- and negative-sequence current controller with direct discrete-time pole placement for grid-tied converters with LCL filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 7207–7221, Sept. 2017.
- [104] J. Kukkola and M. Hinkkanen, “State observer for grid-voltage sensorless control of a converter under unbalanced conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 286–297, Jan. 2018.
- [105] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “Current controller for a bidirectional boost input stage equipped with an LCL (inductance–capacitance–inductance) filter,” *Energy, Elsevier*, vol. 84, pp. 91–97, May. 2015.
- [106] R. Fantino, C. A. Busada, and J. A. Solsona, “Observer-based grid-voltage sensorless synchronization and control of a VSI-LCL tied to an unbalanced grid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, early access, 2018.

- [107] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “Controlador PI modificado para un convertidor boost bidireccional con filtro LCL en la entrada,” in *Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), 2014 IEEE*, pp. 61–66, Jun. 2014.
- [108] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “A current controller for inverters connected to the grid through an LCL filter with low resonance frequency,” in *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pp. 1–6, Oct. 2015.
- [109] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “Control PR óptimo aplicado a filtros LCL con baja frecuencia de resonancia,” in *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, pp. 1–6, Jun. 2016.
- [110] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “Grid-voltage sensorless control of an LCL filter with low resonance frequency,” in *2017 1st Conference on PhD Research in Microelectronics and Electronics Latin America (PRIME-LA)*, pp. 1–4, Feb. 2017.
- [111] P. Antsaklis and A. Michel, *Linear Systems*. McGraw-Hill, 1997.
- [112] S.-H. Jung, Y.-J. Woo, N.-I. Kim, and G.-H. Cho, “Analog-digital switching mixed mode low ripple-high efficiency li-ion battery charger,” in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, pp. 2473–2477 vol.4, Sept 2001.
- [113] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & ClaiPOOL Publishers, 2006.
- [114] V. Blasko and V. Kaura, “A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 542–550, 1997.

- [115] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, pp. 116–123, Jan. 1997.
- [116] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 263–272, Jan. 2006.
- [117] MATLAB, *version 7.10.0.499 (R2010a)*. Natick, Massachusetts, U.S.A.: The MathWorks Inc., 2010.
- [118] G. Franklin, J. Powell, and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems, Second Edition*. Addison-Wesley, 1990.
- [119] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, pp. 678–690, Jul. 1986.
- [120] C. A. Busada, S. G. Jorge, A. E. Leon, and J. A. Solsona, "Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2898–2909, Jul. 2012.
- [121] E. Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*, vol. 1. John Wiley & Sons, Inc., 1950.
- [122] N. Hoffmann, F. Fuchs, and J. Dannehl, "Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters - a study based on discrete time domain analysis," *Power Electron. and Appl. (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–10, Aug. 2011.
- [123] G. Goodwin, S. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*. Prentice Hall. Inc., 2001.

- [124] B. A. Francis and W. M. Wonham, “The internal model principle of control theory,” *Automatica*, vol. 12, pp. 457–465, Sept. 1976.
- [125] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Control of single-stage single-phase pv inverter,” *Power Electron. and Appl., 2005 European Conference on*, pp. 10 pp.–P.10, 2005.
- [126] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, “A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 480–486, May. 1998.
- [127] H. Komurcugil, N. Altin, S. Ozdemir, and I. Sefa, “Lyapunov-function and proportional-resonant-based control strategy for single-phase grid-connected VSI with LCL filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2838–2849, May. 2016.
- [128] W. L. Chen and J. S. Lin, “One-dimensional optimization for proportional—resonant controller design against the change in source impedance and solar irradiation in PV systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 1845–1854, Apr. 2014.
- [129] K.S.Narendra and A. M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*. Prentice Hall. Inc., 1988.
- [130] P. Ioannou and J. Sun, *Robust Adaptive Control*. Prentice Hall. Inc., 1996.
- [131] K. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive Control*. Prentice Hall. Inc., 1994.
- [132] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, “Evaluations of current control in weak grid case for grid-connected LCL-filtered inverter,” *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 227–234, Feb. 2013.

- [133] G. Goodwin and K. Sang Sin, *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Dover Publications, 2009.
- [134] International Rectifier, *IRG4PH50UD; INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFast SOFT RECOVERY DIODE*, Apr. 2004.
- [135] P. Vas, *Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach*. Clarendon Press, 1992.
- [136] A. R. Munoz and T. A. Lipo, “On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 683–689, Jul. 1999.
- [137] T. J. Summers and R. E. Betz, “Dead-time issues in predictive current control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 835–844, May 2004.
- [138] L. Chen and F. Z. Peng, “Dead-time elimination for voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 574–580, March 2008.
- [139] R. J. Vaccaro, *Digital control: A State-Space Approach*. McGraw-Hill, 1995.
- [140] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4734–4749, Nov. 2012.
- [141] J. Ackermann, *Sampled-Data Control Systems: analysis and synthesis, robust system design*. Springer-Verlag, 1985.
- [142] D. Luenberger, “An introduction to observers,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, pp. 596–602, Dec. 1971.

- [143] M. Lu, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Interaction and aggregated modeling of multiple paralleled inverters with LCL filter,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1954–1959, Sept 2015.
- [144] M. Lu, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Resonance interaction of multiparallel grid-connected inverters with LCL filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 894–899, Feb 2017.
- [145] J. L. Agorreta, M. Borrega, J. López, and L. Marroyo, “Modeling and control of n -paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 770–785, March 2011.
- [146] Avago Technologies, *HCPL-316J; 2.5 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (VCE) Desaturation Detection and Fault Status Feedback*, Mar. 2015.
- [147] Epcos, *Ferrites and Accessories - Data Book*. TDK Corporation, 2013.