

SERRA, FEDERICO MART
Control de convertid



2013

72660

72660

MFI:
Clasif:
T. 812

72660



UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO

FACULTAD DE INGENIERÍA



Crear... Crear... Crecer...

**CONTROL DE CONVERTIDORES
TRIFÁSICOS DE FRENTE ACTIVO:
APLICACIÓN A SISTEMAS DE GENERACIÓN
EÓLICA**

Disertación presentada

por

Federico Martín Serra

para la obtención del grado de

Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Director: Dr. Ing. Cristian H. De Angelo

Co-Director: Dr. Ing. Daniel G. Forchetti

Río Cuarto, Córdoba, Argentina Marzo de 2013

CONTROL DE CONVERTIDORES TRIFÁSICOS DE FRENTE ACTIVO: APLICACIÓN A SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICA

por

Federico Martín Serra



Dr. Ing. Cristian H. De Angelo
Director

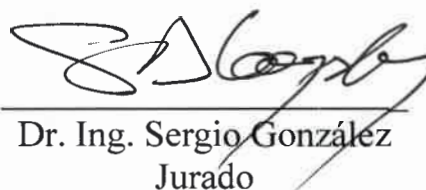


Dr. Ing. Daniel G. Forchetti
Co-Director

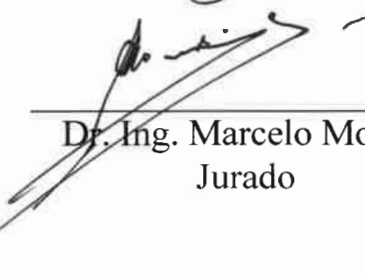
Aprobado por



Dr. Ing. Fernando Botterón
Jurado



Dr. Ing. Sergio González
Jurado



Dr. Ing. Marcelo Molina
Jurado



Dr. Ing. Cristian H. De Angelo
Director



Dr. Leonardo Molisani
Secretario de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería



Mg. Ing. Jorge Barral
Secretario de Posgrado y Cooperación Internacional
de la UNRC

Marzo de 2013

*Dedicada a Cecilia, por su amor y apoyo incondicional,
a mis padres, Miriam y Rubén,
y a mis hermanos, Lucía y Santiago,
por su constante cariño y apoyo.*

Resumen

En esta tesis se proponen nuevas estrategias de control para convertidores de frente activo usados en diferentes aplicaciones. Estas aplicaciones son: la interconexión entre sistemas de generación basados en fuentes de energía renovable y la red eléctrica, en sistemas conectados a la red; la alimentación de cargas en sistemas de generación aislados; y filtros activos de potencia shunt utilizados para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal.

El diseño de las estrategias propuestas se realiza usando una metodología basada en pasividad, conocida como asignación de interconexión y amortiguamiento. Este método de diseño, generalmente aplicado a sistemas no lineales, permite solucionar el problema de tratar con sistemas que tienen mayor número de variables a controlar que acciones de control, y presenta características ventajosas en lo referido a la determinación de las condiciones de estabilidad del sistema.

Para el sistema conectado a la red, el objetivo de control para el convertidor de frente activo consiste en inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva a intercambiar con el sistema de potencia, asegurando que la corriente inyectada cumpla con lo establecido en las normas. Para este sistema se presenta también una extensión dinámica añadiendo un controlador adicional con acción integral que permite eliminar el error en estado estable presente en las variables del sistema cuando existe variación de parámetros.

El objetivo de control para el convertidor de frente activo utilizado en un sistema aislado, consiste en mantener la tensión de salida del convertidor con amplitud y frecuencia constante, independientemente del tipo de carga que se alimente.

En el caso del filtro activo de potencia shunt, el objetivo de control es inyectar, en el sistema de potencia, la corriente de compensación necesaria para lograr que la red eléctrica entregue una corriente sinusoidal pura y balanceada, independientemente de la distorsión presente en la tensión de red. En esta aplicación se utiliza una metodología de diseño basada en asignación de interconexión y amortiguamiento que permite realizar un control de seguimiento de trayectoria, debido a que las corrientes de compensación de referencia son variables y dependientes del desempeño de la carga

y de las características de la red. Las referencias de las corrientes de compensación se obtienen mediante el uso de la Teoría de la Potencia Activa-Reactiva Instantánea.

El desempeño de las estrategias de control propuestas son validadas mediante resultados de simulación y experimentales.

Abstract

New strategies for controlling front-end converters used in different applications are proposed in this thesis. These applications are: front-end converters used to connect renewable energy sources to the grid; front-end converters for supplying loads in stand alone systems; and shunt active power filters used for the compensation of harmonic currents consumed by nonlinear loads.

The design of the proposed strategies is carried out using a passivity based methodology, the so-called interconnection and damping assignment technique. This design method, generally applied to non-linear systems, allows solving the problem of dealing with systems having a greater number of control variables than control actions. It presents advantages in the determination of the system stability conditions.

For the grid-connected system, the control objective for the front-end converter is to inject all the generated power into the grid, while the reactive power can be controlled to meet the power system requirements, while ensuring that the injected currents meet the standards. For this system, a dynamic extension of the controller, obtained by adding an additional controller with integral action, is proposed in order to eliminate the steady-state error in the system variables in front of parameter variation.

The control objective for the front-end converter used in stand alone systems, is to maintain the output voltage with constant amplitude and frequency, independently of the supplied load.

For the shunt active power filter, the control objective is to inject into the power system the adequate compensation current, so that the grid current is sinusoidal and balanced, regardless of whether the grid voltage is distorted. This application uses a design methodology based on interconnection and damping assignment that allows trajectory tracking control because the references of the compensating currents are variable, and they depend on the performance of the load and the grid. References of the compensation currents are obtained by using Instantaneous Active-Reactive Power Theory.

The performance of the proposed strategies are validated through simulation and

experimental results.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), por la Secretaria de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), por la escuela de posgraduación de la UNRC y por la Universidad Nacional de San Luis (UNSL).

Agradezco a mis directores de tesis, Dr. Cristian H. De Angelo y Dr. Daniel G. Forchetti, por su continua orientación, apoyo incondicional y amistad. A mis compañeros de trabajo por su colaboración y constante apoyo y a todos los integrantes del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) de la UNRC y del Laboratorio de Control Automático (LCA) de la UNSL.

Índice general

Página de título	i
Dedicatoria	v
Resumen	vii
Abstract	ix
Agradecimientos	xi
Índice general	xiii
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tablas	xxi
1 Introducción	1
1.1 Descripción del problema	1
1.1.1 FEC para sistemas de generación eólica	4
1.1.2 Filtros activos de potencia	5
1.2 Antecedentes del tema	7
1.3 Objetivos	10
1.4 Contribuciones de esta tesis	11
1.5 Organización	14
2 Modelado del sistema	17
2.1 Introducción	17
2.2 Sistema propuesto	18
2.2.1 Elementos resistivos	21
2.2.2 Elementos inductivos	22
2.2.3 Elementos capacitivos	23
2.3 Sistema conectado a la red	24
2.3.1 Modelo en coordenadas de Park	24
2.3.2 Modelo PCH	28
2.4 Sistema aislado	31
2.4.1 Modelo en coordenadas de Park	31
2.4.2 Modelo PCH	33
2.5 Filtro activo shunt	35
2.5.1 Modelo en coordenadas de Park	35

2.5.2	Modelo PCH	36
2.6	Conclusiones	36
3	Control del FEC para sistemas de generación conectados a la red	37
3.1	Introducción	37
3.2	Asignación de interconexión y amortiguamiento - IDA	39
3.2.1	Proposición	41
3.2.2	Prueba	41
3.3	Diseño del controlador para el FEC	43
3.3.1	Cálculo de los parámetros del controlador	50
3.4	Compensación de distorsiones	52
3.5	Controlador IDA con acción integral	55
3.6	Resultados de simulación	58
3.6.1	Tensión de red sinusoidal pura y balanceada	60
3.6.2	Tensión de red con desbalance y armónicos	66
3.7	Resultados experimentales	73
3.8	Conclusiones	80
4	Control del FEC para sistemas de generación aislados	83
4.1	Introducción	83
4.2	Diseño del controlador	84
4.2.1	Cálculo de los parámetros del controlador	89
4.3	Resultados de simulación	91
4.4	Resultados experimentales	98
4.5	Conclusiones	102
5	Control de un filtro activo shunt	105
5.1	Introducción	105
5.2	Descripción del sistema	107
5.3	Diseño del controlador	109
5.4	Resultados de simulación	114
5.4.1	Tensión de red sinusoidal pura y balanceada	115
5.4.2	Tensión de red con desbalance y armónicos	118
5.5	Conclusiones	122
6	Conclusiones y trabajos futuros	125
6.1	Conclusiones finales	125
6.2	Propuestas para trabajos futuros	128
	Referencias	131

A	Detectores de secuencia positiva	141
A.1	Introducción	141
A.1.1	Detectores de secuencia positiva	143
A.2	Evaluación del desempeño	147
A.2.1	Aplicación al control de un SAF	149
A.3	Implementación del DSOGI-FLL	152
B	Prototipo experimental	155
B.1	Introducción	155
B.2	Convertidor de frente activo - FEC	158
B.2.1	Convertidor fuente de tensión - VSC	158
B.2.2	Filtro	159
B.2.3	Controlador	160
B.2.4	Placa de adaptación de señales	160
B.3	Rectificador	161
B.4	Fuente de alimentación	161
B.5	Tablero de conexión a la red	162
B.6	Carga	165

Lista de Figuras

1.1	Conexión de sistemas de generación a la red.	3
1.2	Diagrama en bloques para el FEC conectado a la red.	5
1.3	Diagrama en bloques para el FEC aislado.	6
1.4	Diagrama en bloques para el SAF	7
2.1	Diagrama en bloques del FEC.	18
2.2	FEC en el sistema conectado a la red.	19
2.3	FEC en el sistema autónomo.	20
2.4	Circuito equivalente en $dq0$ para resistencias.	22
2.5	Circuito equivalente en $dq0$ para inductores.	23
2.6	Circuito equivalente en $dq0$ para capacitores.	24
2.7	Circuito equivalente en dq del FEC conectado a la red.	26
2.8	Barra de CC del FEC.	27
2.9	Circuito equivalente en dq del FEC aislado.	32
3.1	Sistema de generación eólica conectado a la red eléctrica.	38
3.2	Estrategia de control para el FEC conectado a la red.	50
3.3	Estrategia de control con compensación.	55
3.4	Control integrador.	56
3.5	Estrategia de control con compensación y acción integral.	58
3.6	Cambio en la potencia de entrada.	61
3.7	Cambio en el sentido del flujo de potencia.	63
3.8	Cambio en la potencia reactiva.	65
3.9	Variación de parámetros.	66
3.10	Utilización de un controlador con acción integral.	67
3.11	Cambio en la potencia de entrada sin compensación.	68
3.12	Cambio en la potencia de entrada con compensación.	70
3.13	Espectro de frecuencias de la corriente inyectada.	71
3.14	Cambio en la potencia reactiva inyectada a la red.	72
3.15	Tensión de línea de la red eléctrica.	74
3.16	Espectro de frecuencias de la tensión de línea.	74

3.17	Ángulo de la tensión de fase de red.	75
3.18	Tensión de la fase a	75
3.19	e_a e i_a para inyección de potencia activa constante.	76
3.20	Espectro de frecuencias de i_a	76
3.21	Potencias medias para inyección de potencia constante.	77
3.22	e_a e i_a para inyección de potencia activa y reactiva.	77
3.23	Potencias medias para inyección de potencia activa y reactiva.	78
3.24	e_a e i_a para cambio de potencia reactiva.	79
3.25	Potencias medias para cambio de potencia reactiva.	79
3.26	Corriente i_a para reducción en la potencia de entrada.	80
3.27	Potencias medias para reducción en la potencia de entrada.	80
3.28	v_{dc} e i_s para reducción en la potencia de entrada	81
4.1	Sistema de generación eólica autónomo.	84
4.2	Estrategia de control para el FEC en un sistema aislado.	88
4.3	Evolución de los errores ϵ_{i_d} y ϵ_{e_d}	91
4.4	Cambio de carga.	94
4.5	Error para el ensayo de cambio de carga.	95
4.6	Cambio de referencia de tensión.	96
4.7	Error para el ensayo de cambio de referencia de tensión.	97
4.8	Tensión e_a y corriente i_{La} para carga no lineal.	98
4.9	Tensión trifásica de salida del FEC, e_{abc}	99
4.10	Espectro de frecuencias de la tensión e_{abc}	99
4.11	Índices de modulación en coordenadas abc y dq	99
4.12	Tensión e_a y corriente i_{La} para el ensayo de cambio de carga.	100
4.13	Tensión e_a y corriente i_{La} para cambio de referencia de tensión.	101
4.14	e_a , e_d y e_q para cambio de referencia de tensión.	101
4.15	Tensión e_a y corriente i_{La} para carga no lineal.	101
4.16	Espectro de frecuencias de e_a para carga no lineal.	102
5.1	Esquema de compensación con un SAF.	108
5.2	Carga no lineal.	108
5.3	Estrategia de control propuesta para el SAF.	114
5.4	i_a para tensión sinusoidal pura y balanceada.	116
5.5	i_a para tensión sinusoidal pura y balanceada con IDA clásico.	116
5.6	Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red.	118
5.7	Tensión de la barra de CC para tensión de red balanceada.	119
5.8	i_a para tensión de red con desbalance y armónicos.	119
5.9	i_a para tensión de red con desbalance y armónicos con IDA clásico.	120
5.10	Espectro de frec. de la corriente para tensión distorsionada	121
5.11	Tensión de la barra de CC para tensión con desbalance y armónicos.	122
A.1	Estructura básica de un PLL.	142

A.2	PSD basado en q-PLL.	143
A.3	Diagrama en bloques del EPLL original.	144
A.4	Diagrama en bloques del EPLL modificado.	145
A.5	Diagrama en bloques del DEPLL.	145
A.6	Generador de señales en cuadratura basado en un SOGI.	146
A.7	Diagrama en bloques del FLL.	146
A.8	Diagrama en bloques del DSOGI-FLL.	147
A.9	Arranque de los PSD para tensión sinusoidal y balanceada.	148
A.10	Arranque de los PSD para tensión con desbalance y armónicos.	149
A.11	Espectro de frecuencias de I_S para sistema sin compensación.	150
A.12	Espectro de frecuencias de I_S para sistema compensado.	151
A.13	Espectro de frec. de I_S para sistema sin compensación y tensión dist.	152
A.14	Espectro de frec. de I_S sistema compensado y tensión dist.	153
A.15	Diagrama en bloques del SOGI discreto.	154
A.16	Diagrama en bloques del FLL discreto.	154
A.17	Desempeño experimental del DSOGI-FLL implementado.	154
B.1	Prototipo experimental del FEC conectado a la red.	156
B.2	Foto del prototipo experimental del FEC conectado a la red.	156
B.3	Prototipo experimental del FEC para un sistema aislado.	157
B.4	Foto del prototipo experimental del FEC para un sistema aislado.	157
B.5	Diagrama esquemático del VSC.	158
B.6	Foto del VSC.	159
B.7	Diagrama esquemático del filtro.	159
B.8	Foto del conjunto motor generador.	162
B.9	Diagrama de circuito del tablero de conexión con la red.	163
B.10	Foto del tablero de conexión con la red (interior).	163
B.11	Foto del tablero de conexión con la red (exterior).	164

Lista de Tablas

3.1	Parámetros del filtro RL y de la barra de CC	51
3.2	Parámetros del controlador para $\tau_{\epsilon_i} = 1$ ms y $\tau_{\epsilon_v} = 10$ ms	52
3.3	Parámetros del controlador para $\tau_{\epsilon_i} = 0,5$ ms y $\tau_{\epsilon_v} = 5$ ms	53
3.4	Parámetros del FEC y la red para el sistema de 30 kW	59
3.5	Parámetros del FEC y la red para el sistema de baja potencia	60
4.1	Parámetros del filtro RLC	89
4.2	Parámetros del controlador	91
4.3	Parámetros del FEC utilizados en las simulaciones	92
5.1	Parámetros del controlador	114
5.2	Parámetros del SAF y la red	115
B.1	Datos del generador.	162

Capítulo 1

Introducción

1.1 Descripción del problema

Históricamente los convertidores electrónicos de potencia fueron usados en aplicaciones domésticas, informáticas e industriales. Sin embargo, debido al desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia y microcontroladores, además de la creciente importancia que han ganado los sistemas de generación basados en fuentes de energía renovables, las redes inteligentes y micro-redes, el uso de estos convertidores en sistemas eléctricos de potencia se ha incrementado notablemente.

La utilización, en este tipo de sistemas, de convertidores de potencia con la adecuada estrategia de control permiten lograr una conexión flexible y eficiente entre los sistemas de generación (sistemas eólicos, fotovoltaicos, etc.) y la red o cargas a alimentar, lo cual es necesario principalmente debido a cuestiones relacionadas con la calidad de energía [1, 2]. Además, este nuevo campo de aplicación ha abierto una importante área de investigación en lo que al control de estos convertidores se refiere [3, 4, 5].

Un convertidor electrónico de potencia consiste de una topología que puede construirse a través de determinadas configuraciones de dispositivos semiconductores de potencia y componentes pasivos. Además, dicho convertidor debe ser controlado mediante una adecuada estrategia de control para que el sistema completo pueda cumplir con los objetivos propuestos. La función principal de un convertidor de

potencia es controlar el flujo de energía entre dos subsistemas. Estos subsistemas pueden presentar diferentes características en términos de las formas de onda de tensión y corriente, frecuencia, ángulo de fase y número de fases, lo que muchas veces no permite que puedan ser acoplados directamente [6].

Dependiendo de si los subsistemas son ambos de corriente alterna (CA), ambos de corriente continua (CC) o bien uno de CA y otro de CC; los convertidores pueden ser clasificados en: Convertidores CA-CA, Convertidores CC-CC, Convertidores CA-CC y Convertidores CC-CA [7].

Los convertidores CC-CA permiten que el flujo de potencia sea bidireccional, lo que implica que el mismo circuito pueda actuar como inversor o rectificador; además pueden clasificarse en convertidores fuente de tensión (*Voltage Source Converter*, **VSC**) y convertidores fuente de corriente (*Current Source Converter*, **CSC**). Los VSC son los más utilizados en aplicaciones de media y baja potencia debido a que son más fáciles de controlar y además el inductor utilizado en un CSC es más voluminoso que el capacitor de un VSC. Estas ventajas de los VSC sobre los CSC pierden algo de importancia cuando se trata de topologías multi-nivel [8].

Entre las características más importantes de los VSC se pueden mencionar, capacidad de control independiente de la potencia activa y reactiva, flujo de potencia bidireccional y baja distorsión armónica en la señal de salida [9].

El desempeño de los VSC depende fundamentalmente de la estrategia de control utilizada, la cual depende de la aplicación del convertidor. Existen numerosas aplicaciones para los VSC, una de ellas es como convertidor de frente activo (*Front End Converter*, **FEC**) en sistemas de generación eólica, donde los objetivos de control dependen fundamentalmente del sistema de generación utilizado. Además, en este tipo de aplicaciones, el FEC puede actuar como filtro activo de potencia mejorando la calidad de energía eléctrica inyectada en la red [10].

En la Figura 1.1 se muestra un diagrama en bloques que representa un ejemplo de la conexión a la red de diferentes sistemas de generación utilizando convertidores de potencia. Cabe aclarar que el convertidor CC-CA que está conectado a la red constituye el FEC.

El modelo del FEC puede ser representado por un sistema de ecuaciones lineales

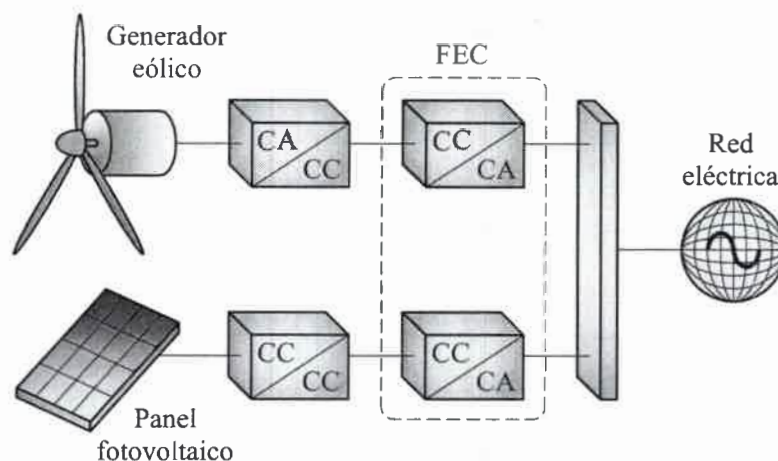


Figura 1.1: Conexión de sistemas de generación basados en fuentes de energía renovables a la red.

si no se considera la dinámica de la tensión de la barra de CC ni se incluye un modelo detallado del VSC, de esta manera el diseño del controlador se puede realizar aplicando conocidas técnicas de control lineal. Sin embargo, si se requiere un control mas preciso para el FEC, es necesario incluir la ecuación dinámica de la barra de CC e introducir los índices de modulación del VSC en el modelo, quedando así el sistema descrito por un conjunto de ecuaciones no lineales. En este caso el controlador debe ser diseñado utilizando estrategias de control no lineal [11]. Entre las más utilizadas para este tipo de aplicaciones se pueden mencionar:

- Linealización por realimentación (*Feedback Linearization, FL*) [12, 13, 14, 15]
- Control en modo deslizante (*Sliding Mode Control, SMC*) [16, 17, 18, 19]
- Control basado en pasividad (*Passivity Based Control, PBC*) [20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28]

En esta tesis se eligió trabajar sobre el diseño de controladores para FEC usando una estrategia de control de tipo PBC.

Una de las estrategias de control PBC más utilizada es la de asignación de interconexión y amortiguamiento (*Interconnection and Damping Assignment, IDA*)

[29, 30, 31]. Dicha estrategia posee las siguientes características: proporciona un método sistemático para el diseño de controladores, brinda una mejor visualización de la estructura y las interconexiones del sistema y, por ser una estrategia de control basada en energía, proporciona una interpretación física al control, pudiendo determinarse de manera sencilla las condiciones de estabilidad del sistema.

Una de las aplicaciones principales para un FEC es en sistemas de generación eólica ya sea para sistemas conectados a la red o sistemas aislados. Además, en los sistemas conectados a la red el FEC puede actuar como filtro activo de potencia shunt (*Shunt Active Filter*, **SAF**) para compensar las corrientes armónicas consumidas por cargas no lineales.

1.1.1 FEC para sistemas de generación eólica

Las turbinas eólicas, utilizadas para la generación de energía eléctrica, requieren generalmente del uso de convertidores electrónicos de potencia para la interconexión del generador con la red eléctrica o las cargas a alimentar [32]. El convertidor del lado de la red o cargas (FEC), actúa como interfaz entre la barra de CC y la red o cargas en CA. Este convertidor consiste de un VSC compuesto por transistores bipolares de compuerta aislada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, **IGBT**) y un filtro de salida.

El control del FEC y el tipo de filtro utilizado, dependen del sistema de generación que se utilice. En sistemas conectados a la red, la amplitud y la frecuencia de la tensión en el punto de conexión son impuestas por el sistema de CA, por lo tanto el objetivo de control del FEC consiste en sincronizarse con la tensión de red y controlar la tensión de la barra de CC para así inyectar toda la potencia generada a la red; además debe ser capaz de controlar la potencia reactiva intercambiada con el sistema de CA. Para cumplir con estos objetivos es necesario que el FEC controle la forma de onda de la corriente inyectada, asegurando además que el contenido armónico presente en esta corriente no supere los valores establecidos por las normas [33, 34, 35]. El filtro utilizado a la salida del VSC en este tipo de sistemas es un filtro RL.

En la Figura 1.2 se muestra un diagrama en bloques para el FEC utilizado en un sistema conectado a la red.

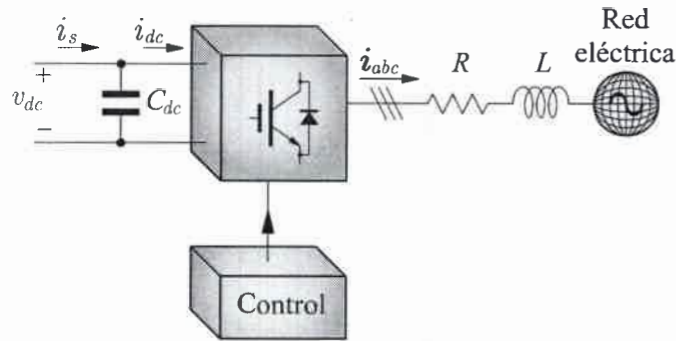


Figura 1.2: Diagrama en bloques para el FEC utilizado en un sistema conectado a la red.

Los sistemas autónomos con generación eólica pura son generalmente usados en aplicaciones de baja potencia tales como bombeo de agua, electrificación rural, sistemas de riego, sistemas de telecomunicaciones, entre otros; donde la conexión a la red eléctrica resulta dificultosa y/o antieconómica debido a las condiciones del terreno y del clima [36, 37]. En este tipo de sistemas el FEC debe ser controlado para generar tensión de salida con amplitud y frecuencia constantes, independientemente de la carga solicitada, o bien ajustar la amplitud de la tensión de salida a los requerimientos de la carga. Por lo tanto en este tipo de sistemas el filtro utilizado en la salida del VSC es un filtro RLC.

Desde el punto de vista del FEC utilizado en un sistema aislado, la tensión de la barra de CC se considera constante para la mayoría de las aplicaciones, siendo controlada por el convertidor conectado al generador. Sin embargo, en algunos casos el FEC también puede controlar dicha tensión para mantener su valor dentro de los límites admisibles.

La Figura 1.3 muestra un diagrama en bloques para el FEC utilizado en un sistema aislado.

1.1.2 Filtros activos de potencia

El desarrollo en los dispositivos semiconductores de potencia ha generado un incremento en el uso de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica. Este tipo de

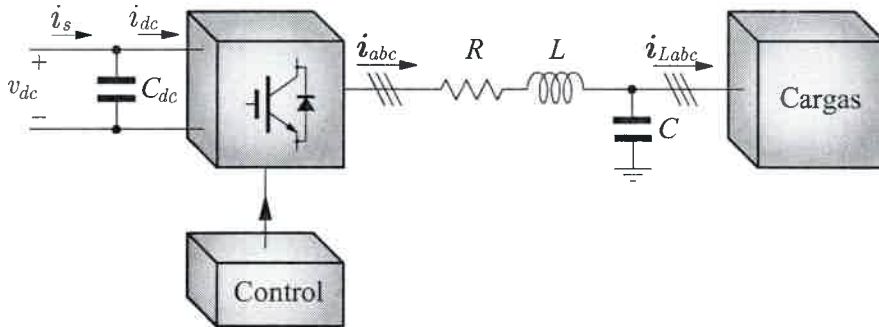


Figura 1.3: Diagrama en bloques para el FEC utilizado en un sistema aislado.

cargas consume corriente con alto contenido armónico, la cual debe ser suministrada por la red y transportada por la línea de transmisión produciéndose una pérdida de potencia en la línea debido al incremento en el valor eficaz de la corriente. Además, el consumo de corriente con alto contenido armónico es penalizado por los proveedores de energía eléctrica [34]. Por estas razones, la eliminación de dichos armónicos implica una gran reducción de costos en la operación del sistema.

Una forma de disminuir las pérdidas en la línea es conseguir que la carga alimentada consuma corrientes sinusoidales, aun cuando la tensión de la red sea desbalanceada o con contenido armónico. Esto puede lograrse mediante la utilización de un SAF [38, 39, 40].

Un SAF puede implementarse mediante un VSC en combinación con un filtro pasivo y un controlador [41]. El VSC debe inyectar la corriente de compensación necesaria en el sistema de potencia, mientras que el controlador es el encargado de generar las señales de conmutación para las llaves de potencia que constituyen el convertidor.

En la Figura 1.4 se muestra un diagrama en bloques para un sistema que contiene un SAF para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal conectada a la red eléctrica.

Finalmente se puede concluir que el hardware necesario para el FEC, en las aplicaciones mencionadas anteriormente, como así también para el SAF, es básicamente el mismo. Además, la estrategia de control para el FEC conectado a la red puede ser

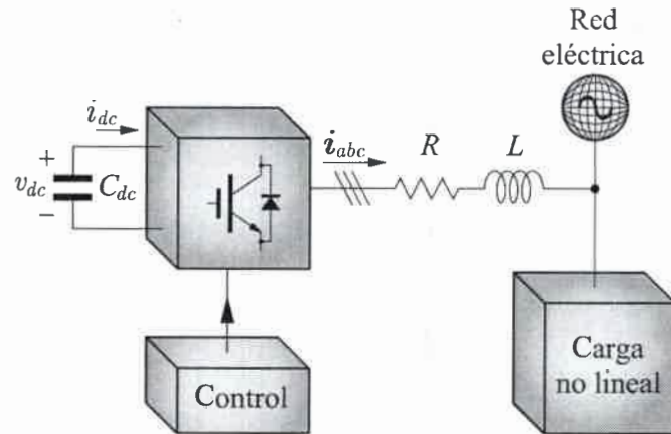


Figura 1.4: Diagrama en bloques para el sistema de potencia que contiene un SAF para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal.

utilizada en el control del SAF incorporando algunas modificaciones en el proceso de diseño y cambiando las referencias de control.

Como se deduce de los párrafos anteriores, el control de convertidores de potencia en las aplicaciones mencionadas constituye un área de estudio de creciente interés en la actualidad. Además, la utilización de una estrategia de control PBC puede aportar numerosas ventajas desde el punto de vista del diseño y la estabilidad del sistema. Sin embargo esta metodología de diseño, que ha sido satisfactoriamente utilizada en otro tipo de convertidores de potencia, no ha sido lo suficientemente explorada en las aplicaciones tratadas en esta tesis.

Uno de los problemas más importantes a solucionar, desde el punto de vista del diseño, es el de tratar con sistemas que, además de ser no lineales, poseen mayor número de variables a controlar que acciones de control. Por otro lado, desde un punto de vista más general, el control de FEC y SAF debe realizarse teniendo en cuenta los objetivos propuestos, respetando las normativas impuestas para cada aplicación.

1.2 Antecedentes del tema

Las estrategias PBC han sido satisfactoriamente utilizadas en el diseño de controladores para sistemas dinámicos no lineales, representados mediante las ecuaciones

de Euler Lagrange (EL) de movimiento, los cuales pueden estabilizarse modificando sólo la energía potencial del sistema. En estos casos se puede diseñar un controlador robusto ya que el sistema a lazo cerrado sigue siendo un sistema EL. Esta forma de diseñar el controlador consiste en seleccionar primero la función de almacenamiento y a partir de ella diseñar el controlador que permita cumplir este objetivo. Sin embargo, en el caso de sistemas físicos cuya estabilidad se alcanza modificando la energía total del sistema (sistemas eléctricos, electromecánicos) la técnica PBC no produce un sistema de lazo cerrado que responda a las ecuaciones de EL. Debido a esto se debe utilizar un diseño de controlador más general que se extienda a una clase más amplia de sistemas. Es en estos casos donde la estrategia IDA permite un diseño satisfactorio. En IDA-PBC se selecciona la función de energía deseada para el sistema de lazo cerrado mediante la elección adecuada de las matrices de interconexión y amortiguamiento [29].

La estrategia IDA ha sido utilizada en el diseño de controladores para VSC usados como rectificadores e inversores. Para el caso de rectificadores trifásicos, en [42] se presenta un control utilizando IDA que tiene por objetivo mantener un factor de potencia unitario, corriente de fase sinusoidal y tensión constante en la barra de CC. Se muestra mediante simulaciones que el controlador es estable y robusto ante variaciones de carga. En [43] y [44] se diseña un controlador utilizando IDA con el objetivo de mantener un factor de potencia unitario y tensión de salida de CC constante; se agrega además un control integral para eliminar el error de estado estable en la tensión de CC. En [45] se diseña un control mediante IDA que permite controlar la tensión de la barra de CC incluso con carga variable. Se muestra también que el controlador es robusto a cambios en la tensión de entrada. En [46] se presenta el diseño de un controlador IDA para un rectificador trifásico con filtro LCL del lado de la red, y se prueba que el controlador es robusto ante variaciones de impedancia de red.

Para rectificadores monofásicos, en [47] se muestra el diseño de un controlador IDA que permite flujo de potencia bidireccional en el rectificador manteniendo la tensión de la barra de CC constante y factor de potencia unitario. En [48] se realiza el control de un convertidor monofásico bidireccional mediante IDA. En este caso se demuestra

que el método puede aplicarse para el diseño de controladores para convertidores monofásicos en los que la carga es algo más complejo que una simple resistencia.

En [49] se diseña un controlador para un inversor monofásico conectado a la red mediante IDA el cual permite solucionar las inestabilidades introducidas por los filtros de salida, y en [50] se explora la robustez del sistema ante cambios de carga mediante resultados experimentales.

Controladores para VSC utilizados como inversores trifásicos constituyen la aplicación menos explorada para la estrategia IDA, más aún cuando se trata de convertidores conectados a la red. En [51] se diseña un control usando IDA para un inversor trifásico alimentando una carga resistiva pura y en [52] se presenta el diseño del controlador para un inversor trifásico utilizado para conectar un sistema fotovoltaico a la red con el objetivo de mantener factor de potencia unitario y controlar la potencia activa para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico.

Sin embargo, no se encontraron trabajos donde se realice un control basado en IDA para un VSC utilizado como inversor trifásico que permita controlar la potencia activa y reactiva inyectada a la red y con flujo de potencia bidireccional, como tampoco para un SAF para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal.

En los diseños realizados en esta tesis se incluye un control directo de la tensión de la barra de CC, obtenido a partir del mismo método de diseño, mediante el control de la corriente del eje directo. También se presenta una extensión dinámica al sistema incluyendo acción integral para eliminar el error en estado estable producido por una variación de parámetros y la compensación de la distorsión presente en la tensión de red y corriente de entrada, a fin de asegurar que la corriente inyectada a la red cumpla con lo establecido en las normas. Además, algunas de las propuestas presentadas son validadas mediante resultados experimentales, lo cual constituye un importante aporte a la temática abordada en esta tesis. Para el caso del control del SAF, se diseña un controlador de seguimiento de trayectoria utilizando una metodología IDA modificada [53], y se comparan los resultados obtenidos con los que surgen de utilizar el método IDA clásico.

1.3 Objetivos

En esta tesis se presenta el diseño de estrategias de control para un FEC, utilizando la técnica IDA, en tres aplicaciones particulares: sistemas conectados a la red, sistemas aislados y filtros activos de potencia shunt.

Para el FEC conectado a la red, la estrategia de control a diseñar tiene por objetivo permitir que el sistema inyecte toda la potencia generada a la red y controle la potencia reactiva a intercambiar con la misma. Además, se debe asegurar que la corriente inyectada a la red sea sinusoidal y su contenido armónico no supere los valores establecidos en las normas [33].

Para el caso del FEC utilizado en un sistema aislado, la estrategia de control a diseñar tiene por objetivo mantener la amplitud y frecuencia de la tensión de salida constante, independientemente de la carga solicitada, o bien controlar la amplitud de dicha tensión para ajustarse a los requerimientos de la carga.

En el caso del SAF, el objetivo de control consiste en hacer que la corriente que consume una carga no lineal desde la red eléctrica sea sinusoidal, y su contenido armónico esté dentro de los valores tolerados por las normas [34], independientemente de la forma de onda de la tensión de la red eléctrica. Para esto el SAF debe generar las corrientes de compensación adecuadas que permitan compensar las corrientes armónicas consumidas por la carga no lineal.

El diseño del controlador en las tres aplicaciones anteriores se realiza utilizando la estrategia de control basada en pasividad conocida como IDA. Esta estrategia fue elegida ya que presenta la característica de ser un método de diseño basado en energía, lo que permite dar interpretación física a la acción de control y con esto poder definir claramente las condiciones de estabilidad del sistema. Además, IDA constituye un método sistemático de diseño, lo que resulta útil en este caso debido a la variedad de aplicaciones del FEC consideradas en esta tesis. El diseño del controlador, siguiendo los pasos de la estrategia IDA, constituye un diseño organizado mediante ecuaciones matriciales, donde cada una de estas matrices tiene un significado físico bien definido. De esta manera, el diseñador puede modificar la estructura del sistema para lograr simplificarlo, y así solucionar el problema de tener más variables a controlar que

acciones de control. Asimismo, con esta metodología se simplifica la determinación de los parámetros del controlador.

Debido a que las ecuaciones para las leyes de control obtenidas aplicando IDA resultan dependientes de los parámetros del sistema, cualquier variación de estos parámetros puede degradar el desempeño del mismo, produciendo un error en estado estable en las variables de salida. Para solucionar este inconveniente, se propone en esta tesis realizar una extensión dinámica para añadir un controlador adicional con acción integral, que permita eliminar el error en estado estable debido a la variación de parámetros.

Finalmente se debe mencionar que el desempeño de la estrategia de control propuesta es validada mediante simulaciones realizadas sobre un modelo realista del sistema, el cual incluye las pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia que constituyen el convertidor, efectos de la modulación y distorsión en la tensión de la red eléctrica. También se presentan resultados experimentales realizados sobre un prototipo de laboratorio construido en el Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), cuyos detalles se presentan en el Apéndice B.

1.4 Contribuciones de esta tesis

Las principales contribuciones de esta tesis se presentan en el área de diseño de controladores para FEC utilizados como interfaz entre sistemas de generación eólica y la red o cargas a alimentar y en SAF para compensación de armónicos. Cabe aclarar que el diseño de controladores para FEC usando IDA, en las aplicaciones aquí consideradas, no ha sido lo suficientemente estudiado hasta el momento y la mayor parte de las publicaciones encontradas al respecto pertenecen al autor de esta tesis.

Para el caso de sistemas conectados a la red, se propuso el diseño de un controlador para el FEC que permite inyectar toda la potencia disponible del lado de CC (potencia generada) a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con el sistema de potencia. Debido a que se trata de un sistema no lineal con más variables a controlar que acciones de control, fue necesario determinar alguna de las referencias en función

de las restantes. Primeramente se realizó un diseño de controlador para el FEC usando IDA, obteniendo la referencia de la corriente de uno de los ejes planteando la ecuación de balance de potencia entre la entrada y la salida del convertidor. Se trabajó sobre un modelo ideal del sistema y los resultados correspondientes fueron presentados en [54]. Si bien esta forma de obtener la referencia de la corriente da resultados satisfactorios, no permite un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC. Debido a esto, en [55] y en [56] se propuso un diseño en el que la ecuación obtenida para la corriente de referencia se determina a partir de la misma ecuación diferencial de la que se obtienen las leyes de control, permitiendo en este caso un control directo de la dinámica de la tensión de la barra de CC mediante el correcto ajuste de los parámetros del controlador. Además, estos diseños mostraron mejoras respecto al anterior, ya que evitan el uso de derivadas en las ecuaciones de las leyes de control, siendo por lo tanto más aceptables para una implementación práctica. Es por ello que en esta tesis sólo se presenta este último diseño.

Un importante aporte presentado en esta tesis, y cuyos resultados no han sido publicados aún (están en etapa de evaluación) [57], lo constituye el diseño del controlador para el FEC conectado a la red que permite la compensación de la distorsión presente en la tensión de red y corriente de entrada al convertidor para asegurar que la corriente inyectada a la red respete lo establecido en las normas. Otra contribución importante, que se encuentra también en etapa de evaluación, la constituye el diseño de un controlador IDA con acción integral, que permite eliminar el error en estado estable debido a una variación de parámetros [58].

En [59] se presentó una comparación entre los métodos de diseño IDA y FL para mostrar que si bien mediante ambos diseños se puede llegar al mismo controlador, la estrategia IDA adoptada en esta tesis permite un diseño sistemático, paso a paso, del controlador logrando una mejor visualización y estructuración del sistema y una interpretación física de la acción de control, lo cual es importante a la hora de determinar las condiciones de estabilidad del sistema.

Para sistemas de generación eólica aislados, se propuso diseñar una estrategia de control para el FEC que permitiera obtener tensión de salida con amplitud y frecuencia constante sobre la carga, independientemente de la carga solicitada. En

este caso se consideró que la tensión de la barra de CC es controlada por el convertidor que controla al generador y por ello, para los fines de control del FEC, dicha tensión se considera aproximadamente constante, presentando variaciones suaves cuando se producen cambios en la potencia de entrada. El diseño del controlador propuesto para este caso fue publicado en [60, 61] con resultados de simulación. Resultados experimentales de esta propuesta, que se encuentran en etapa de evaluación, fueron presentados en [62].

Para la aplicación del FEC como SAF para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal, primeramente se realizó un diseño de control de corriente tipo bang-bang, obteniendo las referencias de las corrientes mediante el uso de la Teoría pq cuyo resultado fue publicado en [63]. Luego se decidió mejorar el diseño del controlador aplicando la estrategia IDA, usando las mismas referencias para las corrientes de compensación y añadiendo un término para compensar las pérdidas no modeladas. Los resultados fueron publicados en [64, 65]. Finalmente, se decidió utilizar una metodología IDA modificada para diseñar un control de seguimiento de trayectoria para el SAF, el resultado de este diseño está en etapa de evaluación [66].

Debido a que tanto el control del FEC conectado a la red como también el SAF requieren sincronización con la tensión de red, e incluso en algunas de estas aplicaciones no sólo se requiere conocer el ángulo sino también la amplitud de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red, se realizaron comparaciones de diferentes métodos para detectar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red que fueron publicados en [67, 68, 69, 70].

Finalmente, cabe mencionar que también se realizaron estudios sobre la detección y diagnóstico de fallas en sistema eólicos con el fin de determinar que elementos presentan fallas con mayor frecuencia dentro de un sistema de generación eólica. Estas conclusiones fueron publicadas en [71, 72] y sirvieron para determinar la topología del FEC a utilizar en esta tesis.

1.5 Organización

Esta tesis está organizada de la siguiente manera. Luego de la introducción presentada en este capítulo, en el Capítulo 2 se presenta el modelado del FEC para las tres aplicaciones consideradas. Se desarrolla el modelo en coordenadas de Park y luego se representa el sistema mediante su modelo Hamiltoniano controlado por puerto (*Port Controlled Hamiltonian*, **PCH**), necesario para diseñar un control usando IDA.

En el Capítulo 3 se presenta el diseño del controlador para el FEC conectado a la red. Los objetivos de control son mantener la tensión de la barra de CC constante para asegurar que toda la potencia generada sea inyectada a la red, y también controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma; asegurando que la corriente inyectada cumpla con lo establecido en las normas. En el mencionado capítulo se presenta una modificación al controlador diseñado, la cual permite compensar los efectos producidos por la distorsión que puede existir en la tensión de red y en la corriente de entrada al convertidor. También se propone el diseño de un controlador con acción integral para eliminar el error en estado estable que puede aparecer debido a una variación de parámetros.

En el Capítulo 4 se diseña un controlador para el FEC utilizado en un sistema aislado, usando la estrategia IDA. El controlador tiene por objetivo generar tensión de salida con amplitud y frecuencia constante independientemente de la carga solicitada y también ajustar la amplitud de dicha tensión en función de los requerimientos de la carga.

El Capítulo 5 presenta el diseño de un controlador para un SAF que tiene por objetivo de compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal, usando una estrategia IDA modificada. Las referencias para las corrientes de compensación se obtienen haciendo uso de la Teoría pq. El diseño presentado tiene la característica de permitir un seguimiento preciso de la trayectoria de referencia, lo que resulta necesario para poder cumplir con el objetivo de control propuesto.

En el Capítulo 6 se dan las conclusiones finales y propuestas para trabajos futuros.

Finalmente, en el Apéndice A se muestra una comparación de detectores de frecuencia positiva utilizados para la sincronización con la tensión de la red eléctrica.



Capítulo 1: Introducción

Dicha sincronización es necesaria en la implementación del controlador para el FEC conectado a la red y para el SAF. En el Apéndice B se presenta el detalle de la implementación del prototipo experimental utilizado para obtener los resultados experimentales.

Capítulo 2

Modelado del sistema

2.1 Introducción

El diseño de controladores para el FEC, en las aplicaciones propuestas en esta tesis, requiere el conocimiento del modelo matemático del sistema para cada aplicación particular. Este modelo matemático debe ser capaz de representar el desempeño dinámico del sistema con suficiente exactitud para poder diseñar estrategias de control que cumplan con los objetivos propuestos en cada caso.

Los modelos desarrollados en este capítulo están descriptos por su representación en el espacio de estado en tiempo continuo, primeramente mediante su representación en coordenadas de Park ($dq0$) y luego utilizando el modelo PCH necesario para diseñar controladores basados en IDA. Estos modelos son utilizados en capítulos posteriores para diseñar las diferentes estrategias de control para el FEC e implementar modelos de simulación que sirvan para verificar el desempeño de dichas estrategias.

El FEC está constituido por un convertidor de potencia (VSC) y un filtro que permite la conexión del convertidor con la red eléctrica o las cargas a alimentar. Por ser el VSC un sistema altamente no lineal, su modelo completo puede llegar a ser muy complejo [73]. Sin embargo, el objetivo de esta tesis es el diseño de estrategias de control para el FEC y por lo tanto se utiliza un modelo simplificado del convertidor, sin incluir pérdidas de conducción y conmutación, considerándolo como una fuente de tensión dependiente del control. Además la red eléctrica es modelada como una

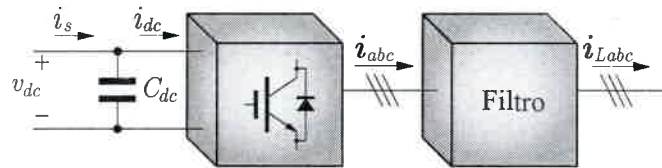


Figura 2.1: Diagrama en bloques del FEC.

fuente de tensión y los componentes del filtro son descritos por las ecuaciones de definición de cada uno de ellos.

A pesar de las consideraciones mencionadas anteriormente el modelo del FEC es complejo. Además, teniendo en cuenta las diferentes aplicaciones propuestas en esta tesis, se hace necesaria la utilización de estrategias de control sofisticadas que permitan tratar tanto sistemas lineales como no lineales. Una estrategia que cumple esta condición es IDA. Debido a esto, en esta tesis se adoptó la metodología IDA para realizar el diseño de los controladores para el FEC en las aplicaciones consideradas. Específicamente, como se verá en las siguientes secciones, el modelo del FEC conectado a la red y utilizado como SAF resulta no lineal acoplado, mientras que el FEC aislado es representado por un modelo lineal acoplado.

El capítulo está organizado de la siguiente manera, en la Sección 2.2 se presenta una breve descripción del sistema propuesto, en la Sección 2.3 se deducen las ecuaciones del modelo del sistema conectado a la red, en la Sección 2.4 se muestran las ecuaciones que describen el modelo del sistema aislado y en la Sección 2.5 se desarrolla el modelo para el FEC utilizado como SAF. Finalmente se exponen las conclusiones del capítulo.

2.2 Sistema propuesto

Como se mencionó en la introducción de este capítulo, el FEC está constituido por un VSC y un filtro de salida. En la Figura 2.1 se muestra un diagrama en bloques general del sistema.

El VSC utilizado en esta tesis está construido con transistores de tipo IGBT y

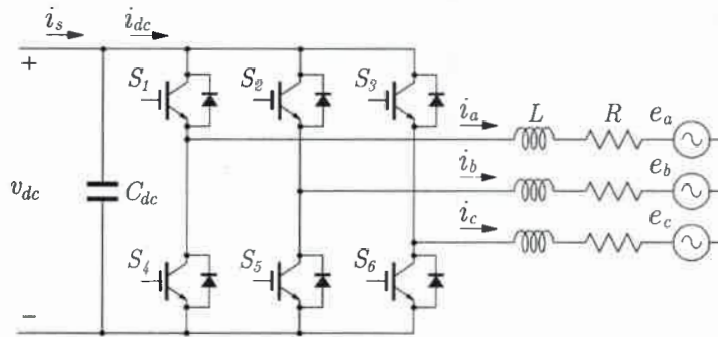


Figura 2.2: FEC en el sistema conectado a la red.

el filtro de salida dependerá de si se trata de un sistema conectado a la red o de un sistema aislado.

Para el caso en que el FEC esté conectado a la red, el filtro utilizado a la salida del VSC es de tipo RL. Esto se debe a que en esta configuración el FEC debe actuar como una fuente de corriente controlada ya que el objetivo de control consiste en inyectar potencia a la red y la tensión de salida está impuesta por el sistema de CA. En la Figura 2.2 se muestra un diagrama de circuito para este sistema.

En este caso, v_{dc} representa la tensión de la barra de CC, i_s la corriente de entrada al FEC, i_{dc} la corriente de entrada al convertidor de potencia, i_a , i_b e i_c las corrientes de salida del convertidor, e_a , e_b y e_c las tensiones de red, C_{dc} la capacitancia de la barra de CC y finalmente, L y R representan el valor de inductancia y resistencia del filtro de salida, respectivamente.

Por otro lado si el FEC esta trabajando en un sistema autónomo, el filtro utilizado es de tipo RLC debido a que en esta aplicación el objetivo de control consiste en regular la amplitud y frecuencia de la tensión de salida. En la Figura 2.3 se muestra el diagrama de circuito correspondiente a este caso.

En la Figura 2.3 e_a , e_b y e_c representan las tensiones sobre el capacitor del filtro de salida, i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} son las corrientes de carga y C el valor de capacitancia del filtro de salida.

Los diagramas de las Figuras 2.2 y 2.3 están representados en variables abc . Sin embargo, es conveniente realizar un cambio de variables para simplificar el modelo

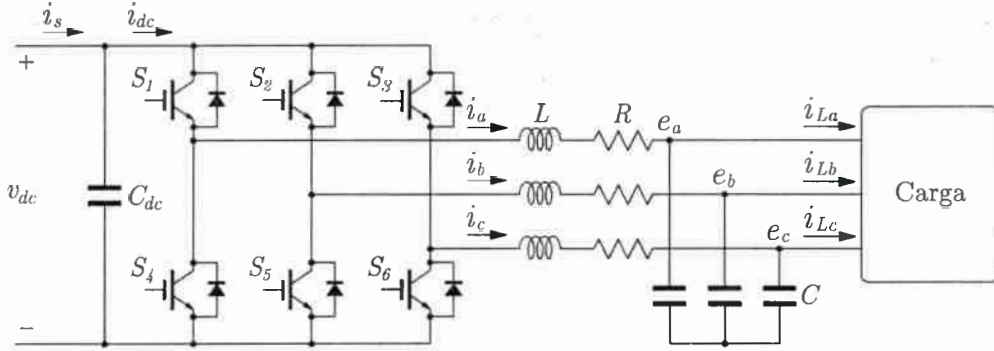


Figura 2.3: FEC en el sistema autónomo.

matemático del sistema. Este cambio de variables es realizado mediante una transformación que refiere todas las variables a un marco de referencia que gira a la frecuencia de red, en el sistema conectado a la red, y a la frecuencia fijada para la tensión de salida, en el sistema aislado; definiendo así un nuevo conjunto de variables denominadas $dq0$ [74].

Esta transformación se puede representar de la siguiente manera,

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{f}_{abc}, \quad (2.1)$$

donde,

$$\mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{f}_{dq0} = \begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T, \quad (2.2)$$

y f representa cualquier variable eléctrica.

La matriz \mathbf{K} puede ser definida como invariante en amplitud, \mathbf{K}_a , o invariante en potencia, \mathbf{K}_p . La transformación invariante en amplitud se define como,

$$\mathbf{K}_a = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

y la transformación invariante en potencia,

$$\mathbf{K}_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

donde θ es el ángulo del marco de referencia considerado.

A partir de esta transformación se puede obtener el modelo del FEC en coordenadas de Park ($dq0$). Para esto, es necesario aplicar dicha transformación a cada uno de los elementos que lo constituyen.

A continuación se desarrolla la transformación de elementos resistivos, inductivos y capacitivos trifásicos a variables $dq0$, que serán luego utilizados en la deducción del modelo del FEC.

2.2.1 Elementos resistivos

Para el caso de un banco de resistencias trifásico simétrico, la caída de tensión en las resistencias está dada por la siguiente ecuación,

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{abc}, \quad (2.5)$$

donde, \mathbf{v}_{abc} es un vector cuyos elementos representan la caída de tensión en cada una de las resistencias.

La matriz de resistencias está dada por,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

y el vector \mathbf{i}_{abc} tiene como elementos las corrientes que circulan por cada uno de los elementos resistivos.

Aplicando la matriz de transformación \mathbf{K} , ya sea la invariante en amplitud o la invariante en potencia, se tiene,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{R}(\mathbf{K})^{-1}\mathbf{i}_{dq0}, \quad (2.7)$$

donde,

$$\mathbf{K}\mathbf{R}(\mathbf{K})^{-1} = \mathbf{R}. \quad (2.8)$$

Finalmente se tiene,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{dq0}, \quad (2.9)$$

en base a (2.9) se obtienen los circuitos equivalentes del banco de resistencias en variables $dq0$. Estos circuitos son mostrados en la Figura 2.4

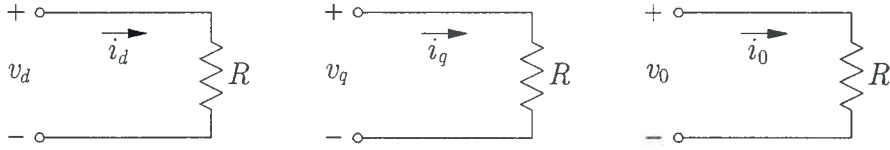


Figura 2.4: Circuito equivalente en $dq0$ para resistencias.

2.2.2 Elementos inductivos

La caída de tensión en un inductor trifásico simétrico está dada por la siguiente ecuación,

$$\mathbf{v}_{abc} = \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{abc}}{dt}, \quad (2.10)$$

donde,

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}\mathbf{i}_{abc}, \quad (2.11)$$

en la última ecuación \mathbf{L} es la matriz de inductancias que está dada por,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Aplicando la matriz de transformación \mathbf{K} , se obtiene,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{K} \frac{d}{dt} ((\mathbf{K})^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{dq0}), \quad (2.13)$$

desarrollando la derivada de lo que está entre paréntesis,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{K} \frac{d(\mathbf{K})^{-1}}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq0} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq0}}{dt}, \quad (2.14)$$

entonces, se tiene que,

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq0} = \mathbf{L}\mathbf{i}_{dq0}. \quad (2.15)$$

y

$$\mathbf{K} \frac{d(\mathbf{K})^{-1}}{dt} = \omega_{dq0} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

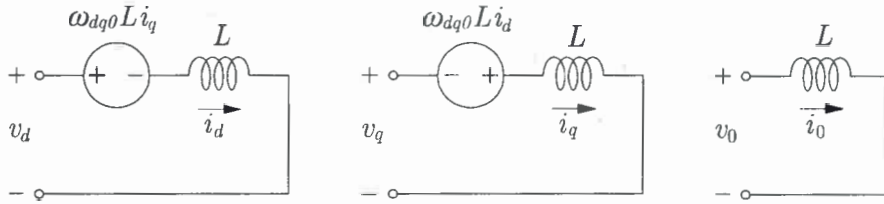


Figura 2.5: Circuito equivalente en $dq0$ para inductores.

Si se define,

$$\mathbf{j} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

se tiene que,

$$\mathbf{K} \frac{d(\mathbf{K})^{-1}}{dt} = \omega_{dq0} \mathbf{j}, \quad (2.18)$$

por lo tanto,

$$\mathbf{v}_{dq0} = \omega_{dq0} \mathbf{j} \mathbf{L} \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt}, \quad (2.19)$$

donde $\omega_{dq0} = d\theta/dt$ es la frecuencia angular del marco de referencia y \mathbf{j} es una matriz antisimétrica.

En base a (2.19) se obtienen los circuitos equivalentes para el inductor trifásico en variables $dq0$, los cuales se muestran en la Figura 2.5

2.2.3 Elementos capacitivos

La corriente que circula a través de un conjunto de capacitores está dada por la siguiente ecuación,

$$\mathbf{i}_{abc} = \frac{d\mathbf{q}_{abc}}{dt}, \quad (2.20)$$

donde,

$$\mathbf{q}_{abc} = \mathbf{C} \mathbf{v}_{abc}. \quad (2.21)$$

La matriz \mathbf{C} es la matriz de capacitancias y está dada por,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

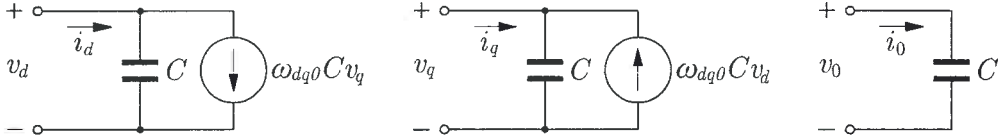


Figura 2.6: Circuito equivalente en $dq0$ para capacitores.

Aplicando nuevamente la matriz de transformación \mathbf{K} se tiene,

$$\mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{K} \frac{d}{dt} ((\mathbf{K})^{-1} \mathbf{q}_{dq0}), \quad (2.23)$$

desarrollando la derivada del término entre paréntesis,

$$\mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{K} \frac{d(\mathbf{K})^{-1}}{dt} \mathbf{q}_{dq0} + \frac{d\mathbf{q}_{dq0}}{dt}, \quad (2.24)$$

entonces,

$$\mathbf{q}_{dq0} = \mathbf{C} \mathbf{v}_{dq0}, \quad (2.25)$$

por lo tanto, teniendo en cuenta (2.18), se obtiene,

$$\mathbf{i}_{dq0} = \omega_{dq0} \mathbf{j} \mathbf{C} \mathbf{v}_{dq0} + \mathbf{C} \frac{d\mathbf{v}_{dq0}}{dt}. \quad (2.26)$$

En base a (2.26) se obtienen los circuitos equivalentes en variables $dq0$ mostrados en la Figura 2.6

A partir de estos circuitos equivalentes, se utiliza un método constructivo para obtener la representación en coordenadas $dq0$ de los circuitos de las Figuras 2.2 y 2.3.

2.3 Sistema conectado a la red

En esta sección se presenta el modelo del FEC para el sistema conectado a la red, primeramente en coordenadas de Park utilizando la transformación invariante en potencia, y luego en la forma Hamiltoniana controlada por puerto (PCH).

2.3.1 Modelo en coordenadas de Park

En la Figura 2.2 se mostró el diagrama de circuito del sistema conectado a la red en coordenadas abc . Como se dijo anteriormente es conveniente realizar un cambio de

variables para simplificar las ecuaciones que describen el modelo del FEC, pasando de coordenadas abc a coordenadas $dq0$. Para esto se debe transformar cada elemento de circuito en abc a $dq0$ de la forma mostrada en la sección anterior. Además, como se observa en la Figura 2.2 el sistema es de tres hilos y por lo tanto no se considera el eje 0 en las ecuaciones que representan el modelo del sistema; es por ello que el modelo del FEC quedará descrito en coordenadas dq .

Para este caso las variables de estado son proporcionales a las corrientes de salida del FEC (i_d e i_q) y a la tensión de la barra de CC (v_{dc}). La corriente i_s proviene de una fuente de potencia lentamente variable que modela al sistema de generación considerado. Esta corriente puede obtenerse mediante el cociente entre la potencia de dicha fuente y la tensión de la barra de CC. La red eléctrica se modela utilizando tres fuentes de tensión de CA, e_a , e_b y e_c , mostradas a la derecha en la Figura 2.2.

Como se mencionó en la introducción de este capítulo, el inversor es considerado una fuente de tensión dependiente del control, por lo tanto se puede escribir que [7],

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2}v_{dc} \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} m_a/2 \\ m_b/2 \\ m_c/2 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Aplicando la transformación dada por (2.3) en (2.27) sin considerar el eje 0, se tiene,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

con,

$$\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} m_a \cos \theta + m_b \cos(\theta - 2\pi/3) + m_c \cos(\theta + 2\pi/3) \\ m_a \sin \theta + m_b \sin(\theta - 2\pi/3) + m_c \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

El circuito equivalente para el filtro RL conectado al VSC en coordenadas dq , es como se muestra en la Figura 2.7, de donde se obtiene,

$$v_d = \omega_{dq}Li_q + L\frac{di_d}{dt} + Ri_d + e_d, \quad (2.30)$$

$$v_q = -\omega_{dq}Li_d + L\frac{di_q}{dt} + Ri_q + e_q. \quad (2.31)$$

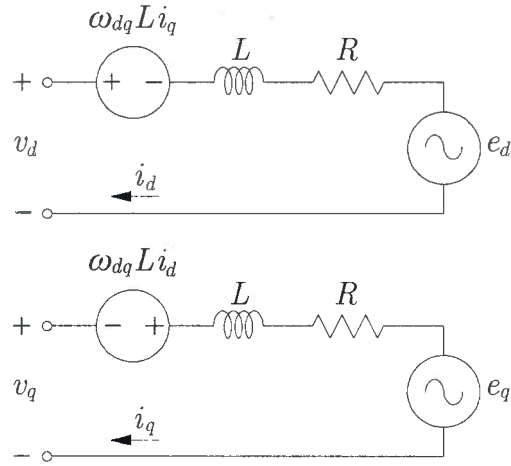


Figura 2.7: Circuito equivalente en dq del FEC conectado a la red.

Introduciendo los índices de modulación se tiene,

$$v_d = m_d v_{dc}, \quad \text{y} \quad v_q = m_q v_{dc}, \quad (2.32)$$

reemplazando (2.32) en (2.30) y (2.31) respectivamente y despejando los términos que contienen las derivadas de la corriente de salida del FEC,

$$L \dot{i}_d = -R i_d - \omega_{dq} L i_q + m_d v_{dc} - e_d, \quad (2.33)$$

$$L \dot{i}_q = -R i_q + \omega_{dq} L i_d + m_q v_{dc} - e_q. \quad (2.34)$$

La Figura 2.8 muestra un detalle de la barra de CC que compone el lado de CC del FEC. A partir de este esquema, se puede escribir,

$$i_s = i_{dc} + i_{C_{dc}}, \quad (2.35)$$

donde $i_{C_{dc}}$ es la corriente del capacitor de la barra de CC.

Reemplazando la expresión de la corriente del capacitor ($i_{C_{dc}} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt}$) en (2.35), se tiene,

$$i_s = i_{dc} + C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt}, \quad (2.36)$$

que se puede escribir como,

$$\dot{i}_s = \dot{i}_{dc} + C_{dc} \dot{v}_{dc}. \quad (2.37)$$

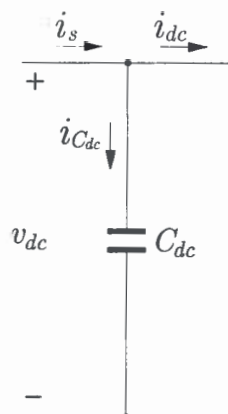


Figura 2.8: Barra de CC del FEC.

Considerando que el VSC no tiene pérdidas, la ecuación de balance de potencia entre la entrada y salida del convertidor es,

$$p_s = p_{dc}, \quad (2.38)$$

donde p_s es la potencia de salida del VSC y p_{dc} es la potencia de entrada.

Usando la transformada de Park invariante en potencia (2.4) se tiene,

$$p_s = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q, \quad (2.39)$$

y,

$$p_{dc} = i_{dc} v_{dc} = v_{dc} (i_s - C_{dc} \dot{v}_{dc}), \quad (2.40)$$

entonces, reemplazando (2.39) y (2.40) en (2.38) se tiene,

$$v_d i_d + v_q i_q = v_{dc} (i_s - C_{dc} \dot{v}_{dc}), \quad (2.41)$$

introduciendo los índices de modulación (2.32),

$$v_{dc} (m_d i_d + m_q i_q) = v_{dc} (i_s - C_{dc} \dot{v}_{dc}). \quad (2.42)$$

Despejando el término que contiene a la derivada de la tensión del capacitor de la barra de CC se obtiene,

$$C_{dc} \dot{v}_{dc} = i_s - m_d i_d - m_q i_q. \quad (2.43)$$

Finalmente se puede escribir un modelo completo para el FEC conectado a la red en el cual se considera la dinámica de la tensión de la barra de CC, como,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - \omega_{dq}Li_q + m_d v_{dc} - e_d, \quad (2.44)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + \omega_{dq}Li_d + m_q v_{dc} - e_q, \quad (2.45)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = i_s - m_d i_d - m_q i_q. \quad (2.46)$$

Como se puede observar, la introducción de los índices de modulación y la ecuación dinámica de la tensión de la barra de CC hacen que el modelo del FEC sea no lineal, lo que justifica la elección de la estrategia IDA para realizar el diseño del controlador.

El modelo para el FEC conectado a la red se puede escribir en forma matricial de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & -R & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

2.3.2 Modelo PCH

El diseño del controlador aplicando la estrategia IDA, requiere que el sistema esté representado mediante su modelo PCH.

El modelo PCH para el FEC conectado a la red se puede escribir, en forma genérica, como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (2.48)$$

donde \mathbf{x} es el vector de estado, \mathbf{u} es el vector de entrada, $\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ es la matriz de interconexión, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ es la matriz de amortiguamiento, $H(\mathbf{x})$ es la función de energía del sistema y $\boldsymbol{\zeta}$ es un vector de perturbaciones externas.

El vector de estado para este caso se define como,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} Li_d & Li_q & C_{dc}v_{dc} \end{bmatrix}^T, \quad (2.49)$$

y el vector de entradas es,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} m_d & m_q \end{bmatrix}^T. \quad (2.50)$$

Las matrices de interconexión y amortiguamiento son definidas de (2.47) como,

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.52)$$

donde $\mathbf{J}(\mathbf{u})$ es antisimétrica y \mathbf{R} es simétrica semidefinida positiva, esto es,

$$\mathbf{J}(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}^T(\mathbf{u}) \quad \text{y} \quad \mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0. \quad (2.53)$$

En particular, para el sistema estudiado, las matrices $\mathbf{J}(\mathbf{u})$ y \mathbf{R} no dependen de los estados.

La función de energía del sistema, $H(\mathbf{x})$, puede ser obtenida como la sumatoria de la energía almacenada en los inductores del filtro de salida y en el capacitor de la barra de CC,

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \left(\frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L} + \frac{x_3^2}{C_{dc}} \right) = \frac{Li_d^2}{2} + \frac{Li_q^2}{2} + \frac{C_{dc}v_{dc}^2}{2}, \quad (2.54)$$

de donde se puede calcular,

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & v_{dc} \end{bmatrix}^T. \quad (2.55)$$

Finalmente, el vector de perturbaciones externas está dado por,

$$\boldsymbol{\zeta} = \begin{bmatrix} -e_d & -e_q & i_s \end{bmatrix}^T, \quad (2.56)$$

El sistema de ecuaciones que representa al modelo del FEC para el sistema conectado a la red es,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \quad (2.57)$$

El modelo PCH para el sistema conectado a la red puede escribirse también de la siguiente manera,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (2.58)$$

donde $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ es la matriz de entrada. En este caso se observa que la matriz de interconexión solo puede ser dependiente de los estados ya que las entradas quedan relacionadas con la matriz de entradas.

El vector de estado y de entrada están descriptos por (2.49) y (2.50) respectivamente.

Las matrices de interconexión y amortiguamiento para este caso son,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.59)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.60)$$

donde \mathbf{J} es antisimétrica y \mathbf{R} es simétrica semidefnida positiva.

Como se puede observar de (2.59) y (2.60), para este sistema las matrices \mathbf{J} y \mathbf{R} no dependen de los estados.

La matriz $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ está dada por,

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ -i_d & -i_q \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

Finalmente, la función de energía del sistema, $H(\mathbf{x})$, su derivada con respecto al tiempo y el vector de perturbaciones externas, $\boldsymbol{\zeta}$, coinciden con el modelo anterior y están descriptos por las ecuaciones (2.54), (2.55) y (2.56) respectivamente.

Así, el sistema de ecuaciones que representa el modelo del FEC para el sistema conectado a la red considerando la matriz de entrada es,

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ -i_d & -i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix} \quad (2.62)
\end{aligned}$$

2.4 Sistema aislado

En esta sección se presenta el modelo del FEC utilizado en un sistema aislado, en primera instancia en coordenadas de Park utilizando la transformación invariante en potencia y luego en la forma PCH.

2.4.1 Modelo en coordenadas de Park

En la Figura 2.3 se mostró el sistema aislado en coordenadas abc . Para simplificar las ecuaciones que describen el modelo se realiza un cambio de variables a coordenadas $dq0$.

Al igual que para el modelo del FEC conectado a la red, en este caso no se considera la componente del eje 0 debido a que el sistema es de tres hilos. Además, el VSC es modelado como una fuente de tensión dependiente del control quedando representado mediante las ecuaciones (2.27) a (2.29).

El circuito equivalente para el FEC en coordenadas de Park (dq), es como se muestra en la Figura 2.9,

Del circuito de la Figura 2.9 se puede obtener,

$$v_d = \omega_{dq}L i_q + L \frac{di_d}{dt} + R i_d + e_d, \quad (2.63)$$

$$v_q = -\omega_{dq}L i_d + L \frac{di_q}{dt} + R i_q + e_q, \quad (2.64)$$

$$i_d = \omega_{dq}C e_q + C \frac{de_d}{dt} + i_{Ld}, \quad (2.65)$$

$$i_q = -\omega_{dq}C e_d + C \frac{de_q}{dt} + i_{Lq}, \quad (2.66)$$

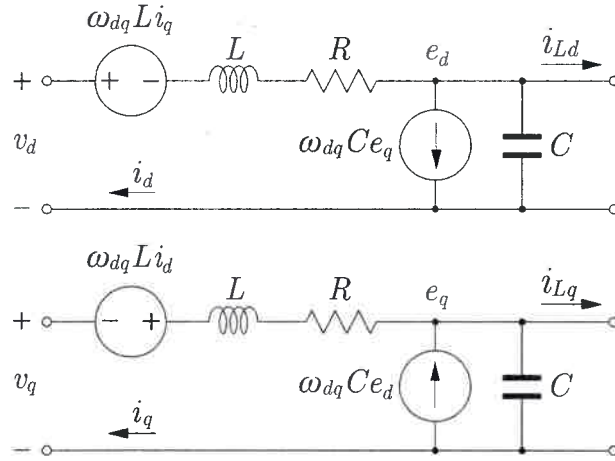


Figura 2.9: Circuito equivalente en dq del FEC utilizado en un sistema aislado.

reemplazando (2.32) en (2.63) y (2.64) y despejando los términos que contienen las derivadas de la corriente de salida del FEC y de la tensión en el capacitor del filtro, se tiene,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - \omega_{dq}Li_q - e_d + m_d v_{dc}, \quad (2.67)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + \omega_{dq}Li_d - e_q + m_q v_{dc}, \quad (2.68)$$

$$C\dot{e}_d = i_d - \omega_{dq}Ce_q - i_{Ld}, \quad (2.69)$$

$$C\dot{e}_q = i_q + \omega_{dq}Ce_d - i_{Lq}. \quad (2.70)$$

Se debe mencionar que en este caso no se tiene en cuenta la ecuación de balance de potencia del convertidor, ya que como se verá en el Capítulo 4, en el sistema aislado se considera que la tensión de la barra de CC, v_{dc} , es controlada por el convertidor del lado de generación.

De las ecuaciones (2.67) a (2.70) se deduce que el FEC utilizado en un sistema aislado queda representado por un sistema lineal acoplado. En este caso, las ventajas de usar una estrategia como IDA son, entre otras, asegurar la estabilidad del sistema mediante la elección de la función de energía del sistema de lazo cerrado, eliminar los acoplamientos indeseados del sistema en forma intuitiva modificando la matriz de interconexión, determinar fácilmente los parámetros del controlador y dar solución al problema de tener mayor cantidad de variables a controlar que acciones de control.

El modelo del FEC para el sistema aislado, queda representado en forma matricial de la siguiente manera,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C\dot{e}_d \\ C\dot{e}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R & -\omega_{dq}L & -1 & 0 \\ \omega_{dq}L & -R & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -\omega_{dq}C \\ 0 & 1 & \omega_{dq}C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{Ld} \\ -i_{Lq} \end{bmatrix}. \quad (2.71)
 \end{aligned}$$

2.4.2 Modelo PCH

Para poder diseñar un control mediante IDA, se debe representar al sistema mediante su modelo PCH. En forma genérica este puede escribirse como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (2.72)$$

donde \mathbf{x} es el vector de estado, \mathbf{u} es el vector de entrada, $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ es la matriz de interconexión, $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ es la matriz de amortiguamiento, $H(\mathbf{x})$ es la función de energía del sistema, $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ es la matriz de entrada y $\boldsymbol{\zeta}$ es un vector de perturbaciones externas.

El vector de estado se define como,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} Li_d & Li_q & Ce_d & Ce_q \end{bmatrix}^T, \quad (2.73)$$

y el vector de entrada es,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} m_d & m_q \end{bmatrix}^T. \quad (2.74)$$

Las matrices de interconexión y amortiguamiento se definen a partir de (2.71) como,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & -1 & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -\omega_{dq}C \\ 0 & 1 & \omega_{dq}C & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.75)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.76)$$

donde \mathbf{J} es antisimétrica y \mathbf{R} es simétrica semidefinida positiva, es decir,

$$\mathbf{J} = -\mathbf{J}^T \quad \text{y} \quad \mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0, \quad (2.77)$$

además, para este sistema, las matrices \mathbf{J} y \mathbf{R} no dependen de los estados ni de las entradas.

La matriz $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ está dada por,

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.78)$$

La función de energía del sistema, $H(\mathbf{x})$, puede obtenerse como la sumatoria de la energía almacenada en los inductores y capacitores del filtro de salida,

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \left(\frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{L} + \frac{x_3^2}{C} + \frac{x_4^2}{C} \right) = \frac{Li_d^2}{2} + \frac{Li_q^2}{2} + \frac{Ce_d^2}{2} + \frac{Ce_q^2}{2}, \quad (2.79)$$

de donde se puede calcular,

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & e_d & e_q \end{bmatrix}^T. \quad (2.80)$$

Además, el vector de perturbaciones externas ζ está dada por,

$$\zeta = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -i_{Ld} & -i_{Lq} \end{bmatrix}^T, \quad (2.81)$$

Finalmente el sistema de ecuaciones que representa al modelo PCH del FEC para

el sistema aislado es,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C\dot{e}_d \\ C\dot{e}_q \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & -1 & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -\omega_{dq}C \\ 0 & 1 & \omega_{dq}C & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{Ld} \\ -i_{Lq} \end{bmatrix}. \quad (2.82)
 \end{aligned}$$

2.5 Filtro activo shunt

El modelo para el SAF es equivalente al modelo del FEC conectado a la red, la única diferencia es que en el caso del SAF la corriente de entrada al convertidor es nula ($i_s = 0$). De la misma forma que para el modelo del FEC conectado a la red y aislado, se presenta el modelo del SAF en coordenadas de Park y el modelo PCH.

2.5.1 Modelo en coordenadas de Park

El modelo del SAF en coordenadas de Park (dq) se puede escribir como,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - \omega_{dq}Li_q + m_d v_{dc} - e_d, \quad (2.83)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + \omega_{dq}Li_d + m_q v_{dc} - e_q, \quad (2.84)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = -m_d i_d - m_q i_q. \quad (2.85)$$

Como se puede observar en este caso se trata de un sistema no lineal y acoplado.

El sistema formado por las ecuaciones (2.83), (2.84) y (2.85) se puede escribir en forma matricial de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & -R & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.86)$$

2.5.2 Modelo PCH

El modelo PCH para el SAF queda similar al del FEC conectado a la red, con la diferencia de que en el vector de perturbaciones externas no aparece la corriente de entrada (i_s). La ecuación que representa el modelo PCH del SAF está dada por,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (2.87)$$

donde,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.88)$$

2.6 Conclusiones

En este capítulo, se desarrollaron los modelos matemáticos que representan el comportamiento dinámico del FEC en un sistema conectado a la red, un sistema aislado y cuando es utilizado como SAF. En cada caso presentó el modelo en coordenadas de Park y PCH, siendo este último necesario en el diseño del controlador usando la estrategia IDA.

De las ecuaciones deducidas en el capítulo se pudo observar que el FEC utilizado en un sistema conectado a la red y como SAF queda representado por un modelo no lineal acoplado, mientras que en el caso del FEC utilizado en un sistema aislado, si bien el modelo es lineal, este resulta acoplado y de complejidad suficiente para aplicar una estrategia de control sofisticada como IDA para el diseño del controlador.

Capítulo 3

Control del FEC para sistemas de generación conectados a la red eléctrica

3.1 Introducción

El objetivo principal de un sistema de generación eólica conectado a la red eléctrica es el control del flujo de potencia entre el generador y la red. Estos sistemas están formados por una turbina eólica acoplada a un generador eléctrico que convierte la energía cinética del viento en energía eléctrica. La velocidad de giro del generador depende de la velocidad del viento, por lo cual, para lograr una tensión de salida de amplitud y frecuencia constante, aún operando a velocidad variable, es necesaria la utilización de convertidores de potencia. Si bien existen diferentes configuraciones de sistemas de generación eólica, una de las más comunes es la mostrada en la Figura 3.1, en la cual se utilizan diferentes convertidores de potencia que permiten acondicionar la energía eléctrica proveniente del generador para que pueda ser inyectada a la red. En esta configuración, el convertidor del lado del generador tiene por objetivo controlar al generador, mientras que el convertidor del lado de la red es el FEC que permite la inyección de potencia en la red.

En los sistemas de generación como el de la Figura 3.1, la amplitud y la frecuencia

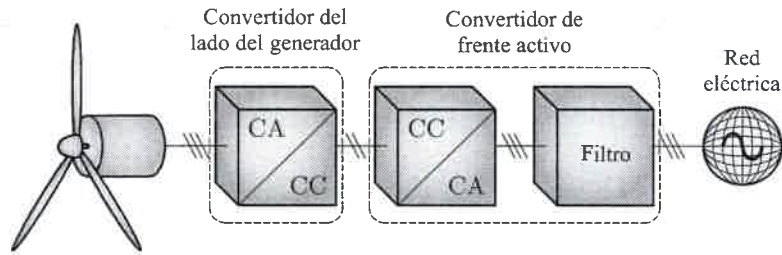


Figura 3.1: Sistema de generación eólica conectado a la red eléctrica.

de la tensión en el punto de conexión son impuestas por la red. En este caso los objetivos de control para el FEC son, inyectar toda la potencia disponible en la barra de CC a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con la misma. Para cumplir con estos objetivos, es necesario que el FEC se sincronice con el ángulo de la tensión de red y controle la forma de onda de la corriente inyectada, la cual debe ser sinusoidal y su contenido armónico no debe superar los límites establecidos por las normas [33, 35].

El objetivo de inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red se puede lograr manteniendo la tensión de la barra de CC constante. Además, este control de tensión puede realizarse con el control de la corriente del eje directo, relacionando ambas variables a través del método de diseño. Por otra parte el control de la potencia reactiva se puede hacer directamente controlando la corriente en el eje en cuadratura.

Cuando la tensión de red es sinusoidal pura y balanceada, el objetivo de inyectar corrientes sinusoidales a la red, cuyo contenido armónico no supere los valores establecidos por las normas, puede cumplirse mediante un diseño de controlador IDA en el cual se tenga en cuenta el ángulo original de la tensión de red para efectuar el control [56]. Sin embargo, si la tensión de red presenta desbalance y armónicos es necesario modificar la estrategia de control utilizando el ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red y la amplitud de dicha componente en los cálculos del control. Como se verá en el desarrollo de este capítulo, esto implica que sólo se pueda controlar el valor medio de la tensión de la barra de CC para que el sistema cumpla con el balance de potencia entre la entrada y salida del convertidor. El ángulo y la amplitud de la componente fundamental de secuencia positiva de la

tensión de red pueden obtenerse haciendo uso de un detector de secuencia positiva (*Positive Sequence Detector*, **PSD**), (ver Apéndice A).

En este capítulo se presenta el diseño del controlador para el FEC conectado a la red usando la estrategia IDA, para cumplir los objetivos de control mencionados anteriormente. Además, debido a que las leyes de control obtenidas son dependientes de los parámetros del sistema, cualquier variación de estos parámetros puede introducir error en estado estable en las variables de salida. Para solucionar este inconveniente se realiza una extensión dinámica del sistema añadiendo un controlador adicional que tiene acción integral y permite eliminar el error debido a la variación de parámetros.

El desempeño del controlador diseñado es validado mediante resultados de simulación realizados sobre un modelo realista del convertidor que incluye pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia, efectos de la modulación y distorsión en la tensión de red. Además, se muestran resultados experimentales realizados sobre un prototipo de laboratorio, lo que permite validar experimentalmente el controlador propuesto y la aplicación de la estrategia IDA a este tipo de sistemas.

El capítulo está organizado de la siguiente manera, en la Sección 3.2 se presenta una breve introducción teórica sobre la estrategia de control IDA; en la Sección 3.3 se desarrolla el diseño del controlador para el FEC conectado a la red usando IDA; en la Sección 3.4 se propone una modificación al controlador propuesto, para compensar los efectos de la distorsión en la tensión de red y corriente de entrada; en la Sección 3.5 se presenta la incorporación de acción integral al controlador, para solucionar el error debido a una variación de parámetros; en la Sección 3.6 se muestran los resultados de simulación; en la Sección 3.7 se muestran los resultados experimentales y finalmente se exponen las conclusiones del capítulo.

3.2 Asignación de interconexión y amortiguamiento - IDA

La estrategia IDA es una metodología de diseño de controladores no lineales introducida en [29, 31]. Esta estrategia permite diseñar controladores combinando las

propiedades de pasividad de los sistemas PCH con control por interconexión y control basado en energía. Esta técnica de diseño ha sido aplicada a diferentes tipos de sistemas, tales como sistemas mecánicos, sistemas eléctricos, máquinas eléctricas y convertidores de potencia, entre otros [30].

Esta estrategia se basa en que, mediante la utilización del enfoque Hamiltoniano, la solución de la ecuación diferencial parcial (*partial differential equation*, **PDE**) que está asociada con la ecuación de balance de energía,

$$E_{lc} = E_a - E_s, \quad (3.1)$$

se obtiene con una adecuada selección de las matrices de interconexión, amortiguamiento y de la función de energía deseadas para el sistema de lazo cerrado. La matriz de interconexión deseada del sistema de lazo cerrado se denomina $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$, la matriz de amortiguamiento deseada es $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ y la función de energía $H_d(\mathbf{x})$.

En la ecuación (3.1), E_{lc} es la energía del sistema de lazo cerrado, E_a es la energía almacenada y E_s es la energía suministrada al sistema.

De lo anterior, se deduce que la estrategia IDA consiste en modificar la función de energía del sistema y las matrices de interconexión y amortiguamiento con el objetivo de lograr un sistema PCH de lazo cerrado que tenga la forma,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.2)$$

tal que el vector de referencias, \mathbf{x}^* , sea un mínimo de $H_d(\mathbf{x})$; por lo tanto,

$$\left. \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0, \quad (3.3)$$

y,

$$\left. \frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} > 0. \quad (3.4)$$

Las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas se calculan como,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}), \quad (3.5)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}), \quad (3.6)$$

donde $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ son las matrices asignadas por el diseñador, usadas para sintetizar la estrategia de control propuesta y $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}(\mathbf{x})$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento del sistema original.

3.2.1 Proposición

Dado el sistema,

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})\mathbf{u}, \quad (3.7)$$

el cual se puede representar en la forma PCH como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + g(\mathbf{x})\mathbf{u}. \quad (3.8)$$

Asúmase que existen matrices,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) := \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -[\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x})]^T, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) := \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}) = [\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x})]^T \geq 0, \quad (3.10)$$

y una función suave $H_d(\mathbf{x})$ que verifican la ecuación,

$$[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + g(\mathbf{x})\mathbf{u} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \quad (3.11)$$

Si se considera la entrada de control $u = \beta(x)$,

$$g(\mathbf{x})\beta(\mathbf{x}) = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.12)$$

y teniendo en cuenta (3.9), (3.10) y que $H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x})$, el sistema de lazo cerrado,

$$\begin{aligned} \beta(\mathbf{x}) = & [\mathbf{g}^T(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x})]^{-1} \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \left([\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \right. \\ & \left. + [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right), \end{aligned} \quad (3.13)$$

es asintóticamente estable.

3.2.2 Prueba

Sustituyendo (3.12) en (3.8) se tiene,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = & [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \\ & + g(\mathbf{x}) [\mathbf{g}^T(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x})]^{-1} \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \left([\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \right. \\ & \left. + [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right), \end{aligned} \quad (3.14)$$

de donde se obtiene,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = & [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \\ & + [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

y finalmente,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + [\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.16)$$

donde,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.17)$$

que siguiendo la proposición anterior, es asintóticamente estable.

De lo anterior se desprende que el problema radica en encontrar la solución de la PDE (3.11). Como se puede observar, hay una gran cantidad de grados de libertad en la elección de $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$, $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ y $H_d(\mathbf{x})$ que satisfacen (3.3), (3.9) y (3.10); y debido a esto se deduce que existen numerosas formas de resolución de (3.11) las cuales han sido propuestas en la literatura [29, 30]:

- **IDA no parametrizada:** Este caso corresponde a la forma original de resolución adoptada en [29]. Se fijan las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas, $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$, y esto genera una PDE cuya solución define un conjunto de funciones admisibles para la función de energía del sistema de lazo cerrado, $H_d(\mathbf{x})$. De todas las soluciones se elige una que satisfaga (3.3).
- **IDA algebraica:** En este caso, originalmente propuesto en [75], primero se selecciona la función de energía deseada para el sistema de lazo cerrado (Hamiltoniano) $H_d(\mathbf{x})$, por ejemplo una función cuadrática en términos del error, y entonces (3.11) se transforma en una ecuación algebraica en $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ las cuales pueden ser arbitrariamente elegidas teniendo en cuenta las restricciones impuestas para lograr la estabilidad del sistema de lazo cerrado.
- **IDA parametrizada:** Para algunos sistemas físicos es conveniente restringir la función de energía deseada a una cierta clase, por ejemplo, para sistemas

mecánicos, a la suma de un término correspondiente a la energía potencial, que depende sólo de las posiciones generalizadas, y otro término correspondiente a la energía cinética que es cuadrática en el momento generalizado [76]. Fijando la estructura de la función de energía se obtiene una nueva PDE en términos desconocidos y al mismo tiempo se imponen restricciones a las matrices de interconexión y amortiguamiento, $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$.

No existe un método de resolución que sea el mejor para todos los casos, cada problema de control requiere un estudio individual para el encontrar la solución que arroje resultados aceptables.

En esta tesis se utiliza el segundo método (IDA Algebraica) para resolver la PDE que permite obtener el diseño del controlador para el FEC. Se selecciona inicialmente la función de energía para el sistema de lazo cerrado, que es una función cuadrática en términos del error y que a su vez constituye una función de *Lyapunov*, lo cual garantiza la convergencia asintótica del error a cero. Esta función establece restricciones para la elección de la matriz de amortiguamiento del sistema de lazo cerrado, $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$. Luego se elige la matriz de interconexión $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ para eliminar los acoplamientos indeseados entre las variables del sistema dejando relaciones entre algunas de estas variables para resolver el problema de contener mayor número de variables a controlar que acciones de control. Finalmente, se resuelve la PDE resultante para obtener así las leyes de control.

3.3 Diseño del controlador para el FEC

La estrategia de control para el FEC conectado a la red tiene por objetivo inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con el sistema de potencia, asegurando que la corriente inyectada cumpla con las normas. Una forma de realizar este control de potencia es controlando las corrientes i_d e i_q ; lo cual puede lograrse modificando los índices de modulación m_d y m_q del VSC. El objetivo de inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red, puede alcanzarse manteniendo constante la tensión de la barra de CC. Además, este control

de tensión se puede realizar con el control de la corriente i_d , relacionando ambas variables en la etapa de diseño del controlador. El control de la potencia reactiva se puede realizar directamente controlando la corriente i_q .

Como se vio en el Capítulo 2 el modelo PCH para el FEC conectado a la red puede escribirse de diferentes maneras, ya sea que se incluya o no la matriz de entrada $\mathbf{g}(\mathbf{x})$. Se considera inicialmente el modelo que no incluye a la matriz de entrada, el cual se puede escribir como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (3.18)$$

donde,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

El diseño del controlador consiste en asegurar que las variables de estado del sistema (3.18) alcancen al vector de referencia,

$$\mathbf{x}^* = \begin{bmatrix} Li_d^* & Li_q^* & C_{dc}v_{dc}^* \end{bmatrix}^T. \quad (3.20)$$

Se propone diseñar una ley de control \mathbf{u} tal que la dinámica del sistema de lazo cerrado pueda ser descrita por un sistema PCH de la forma,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.21)$$

tal que \mathbf{x}^* sea un mínimo de $H_d(\mathbf{x})$,

$$\left. \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0, \quad (3.22)$$

y,

$$\left. \frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} > 0, \quad (3.23)$$

donde $H_d(\mathbf{x})$ es la función de energía deseada para el sistema de lazo cerrado, y $\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas descritas por (3.5) y (3.6).

Las matrices $\mathbf{J}_a(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ usadas para sintetizar la estrategia de control propuesta, se pueden escribir en forma genérica como,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = -\mathbf{J}_a^T(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} & j_{13} \\ -j_{12} & 0 & j_{23} \\ -j_{13} & -j_{23} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{R}_a^T = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

donde, como se puede observar, estas matrices no dependen de los estados y la matriz de interconexión depende solamente de las entradas.

Para asegurar que los estados del sistema (\mathbf{x}) tiendan a su valor de referencia (\mathbf{x}^*) asintóticamente, se elige $H_d(\mathbf{x})$ como,

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}(\boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon}), \quad (3.26)$$

donde,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C_{dc} \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

con $\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$. La derivada en el tiempo de $H_d(\mathbf{x})$ es,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon} < 0. \quad (3.28)$$

Pro lo tanto, se observa de (3.26) y (3.28) que $H_d(\mathbf{x})$ califica como función de *Lya-punov* y de (3.28) se deduce que \mathbf{R}_d debe ser una matriz definida positiva para que el error converja asintóticamente a cero. Esto se puede lograr eligiendo adecuadamente los elementos de la matriz \mathbf{R}_d .

Los elementos de la matriz $\mathbf{J}_a(\mathbf{u})$ se eligen para cancelar los acoplamientos indeseados, existentes entre las variables de estado del sistema, y dejar relacionadas aquellas variables que permitan solucionar el problema de tener un sistema con mayor número

de variables a controlar que acciones de control.

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq}L & -m_d \\ -\omega_{dq}L & 0 & -m_q \\ m_d & m_q & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

Usando (3.18) y (3.21), se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales,

$$[\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \zeta = [\mathbf{J}_d(\mathbf{u}) - \mathbf{R}_d] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \quad (3.30)$$

Teniendo en cuenta (3.5), (3.6) y que $H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x})$ se puede escribir,

$$\begin{aligned} & [\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - [\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \zeta = \\ & = [\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + [\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \end{aligned} \quad (3.31)$$

simplificando se obtiene,

$$[\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = -[\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \zeta. \quad (3.32)$$

De (3.26) se puede calcular,

$$\frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left[\frac{1}{2} (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^T \mathbf{P}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) \right] = \mathbf{P}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) = \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon}. \quad (3.33)$$

Por otro lado, del Capítulo 2 se sabe que,

$$\frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & v_{dc} \end{bmatrix}^T = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}, \quad (3.34)$$

y, por lo tanto,

$$\frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{x}^*. \quad (3.35)$$

Reemplazando (3.33) y (3.35) en (3.32) y desarrollando cada una de las matrices y vectores, se tiene,

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -R & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & -R & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d^* \\ -i_q^* \\ -v_{dc}^* \end{bmatrix} = \\ & = - \begin{bmatrix} -R_1 & \omega_{dq}L & -m_d \\ -\omega_{dq}L & -R_2 & -m_q \\ m_d & m_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ v_{dc} - v_{dc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

La solución de (3.36) resulta en las leyes de control m_d y m_q ,

$$m_d = \frac{Ri_d^* + \omega_{dq}Li_q - R_1(i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}}, \quad (3.37)$$

$$m_q = \frac{Ri_q^* - \omega_{dq}Li_d - R_2(i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}}. \quad (3.38)$$

Además, i_d^* puede obtenerse de (3.36) considerando que el control de corriente es aproximadamente diez veces más rápido que el control de tensión, con lo cual $i_d = i_d^*$ e $i_q = i_q^*$; y también se considera que $e_q = 0$,

$$i_d^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d}{R}\right)^2 + \frac{4v_{dc}(i_s + R_3(v_{dc} - v_{dc}^*))}{R}} - 4i_q^{*2} \right]. \quad (3.39)$$

Se puede llegar al mismo resultado si se considera el modelo PCH del sistema incluyendo la matriz de entrada,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (3.40)$$

donde,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Li_d \\ Li_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ -i_d & -i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Esta forma de escribir el modelo PCH del FEC conectado a la red es utilizada para realizar una extensión dinámica del sistema, como se verá en la Sección 3.5.

Ahora, las matrices de interconexión y amortiguamiento asignadas son,

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq}L & 0 \\ -\omega_{dq}L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.42)$$

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{R}_a^T = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

las cuales no dependen de los estados ni de las entradas.

En este caso la PDE a resolver para obtener las leyes de control surge de relacionar (3.40) y (3.21), y así se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales,

$$[\mathbf{J} - \mathbf{R}] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta} = [\mathbf{J}_d - \mathbf{R}_d] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.44)$$

y, nuevamente teniendo en cuenta (3.5), (3.6) y $H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x})$ se puede escribir,

$$[\mathbf{J} - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = -[\mathbf{J}_a - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}. \quad (3.45)$$

Reemplazando (3.33), (3.34) y (3.35) en (3.45) y desarrollando cada una de las matrices y vectores, se tiene,

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -R & -\omega_{dq}L & 0 \\ \omega_{dq}L & -R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d^* \\ -i_q^* \\ -v_{dc}^* \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} -R_1 & \omega_{dq}L & 0 \\ -\omega_{dq}L & -R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ v_{dc} - v_{dc}^* \end{bmatrix} + \\ & + \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ -i_d & -i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ i_s \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.46)$$

De la solución de (3.46) se obtienen las ecuaciones,

$$m_d = \frac{Ri_d^* + \omega_{dq}Li_q - R_1(i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}}, \quad (3.47)$$

$$m_q = \frac{Ri_q^* - \omega_{dq}Li_d - R_2(i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}}, \quad (3.48)$$

$$i_d^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d}{R}\right)^2 + \frac{4v_{dc}(i_s + R_3(v_{dc} - v_{dc}^*))}{R} - 4i_q^{*2}} \right], \quad (3.49)$$

las cuales coinciden con las ecuaciones (3.37) a (3.39).

Entonces, las ecuaciones para la dinámica del error se calculan como,

$$\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*, \quad (3.50)$$

cuya derivada es,

$$\dot{\boldsymbol{\epsilon}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}^* = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}^*)}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.51)$$

y teniendo en cuenta (3.22) y (3.33),

$$\dot{\boldsymbol{\epsilon}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon}. \quad (3.52)$$

Resolviendo (3.52) se obtienen las ecuaciones que rigen la dinámica del error,

$$\dot{\epsilon}_{i_d} = -\frac{(R + R_1)}{L} \epsilon_{i_d}, \quad (3.53)$$

$$\dot{\epsilon}_{i_q} = -\frac{(R + R_2)}{L} \epsilon_{i_q}, \quad (3.54)$$

$$\dot{\epsilon}_{v_{dc}} = -\frac{R_3}{C_{dc}} \epsilon_{v_{dc}}, \quad (3.55)$$

de donde los elementos de \mathbf{R}_a pueden calcularse para lograr la velocidad de convergencia deseada.

Finalmente los elementos del vector de referencia \mathbf{x}^* son elegidos para lograr los objetivos de control del sistema. La tensión de referencia de la barra de CC se elige constante ($v_{dc}^* = \text{cte.}$) con el objetivo de garantizar que toda la potencia disponible del lado de CC sea inyectada a la red; i_d^* se calcula usando (3.39) e i_q^* se define en términos de la potencia reactiva que se quiere inyectar a la red.

La Figura 3.2 muestra un diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta.

Para lograr los objetivos de control mencionados anteriormente, el marco de referencia a partir del cual se realizan los cálculos del control se debe orientar con el eje d de la tensión de red, tal que $e_q = 0$. Se utiliza un lazo de enganche de fase (*Phase Locked Loop*, **PLL**) basado en un integrador generalizado de segundo orden para realizar la sincronización (ver Apéndice A).

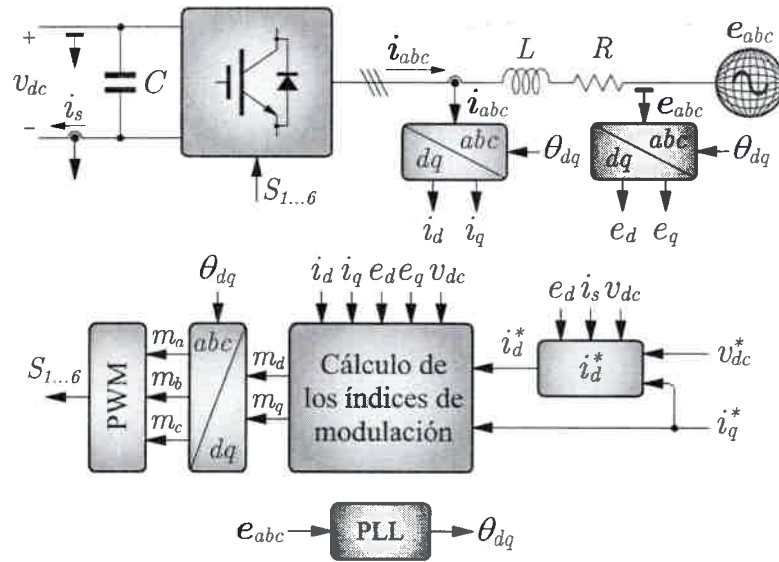


Figura 3.2: Estrategia de control para el FEC conectado a la red.

3.3.1 Cálculo de los parámetros del controlador

El sistema formado por las ecuaciones dinámicas del error, (3.53) a (3.55), constituye un sistema de ecuaciones lineales cuya solución permite determinar los elementos de \mathbf{R}_a para la velocidad de convergencia deseada de cada error.

Entonces el sistema de ecuaciones para la dinámica del error se puede escribir como,

$$\dot{\epsilon} = \mathbf{A}\epsilon = \begin{bmatrix} \dot{\epsilon}_{i_d} \\ \dot{\epsilon}_{i_q} \\ \dot{\epsilon}_{v_{dc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2+R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{i_d} \\ \epsilon_{i_q} \\ \epsilon_{v_{dc}} \end{bmatrix}, \quad (3.56)$$

donde la matriz \mathbf{A} está dada por,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2+R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{C_{dc}} \end{bmatrix}. \quad (3.57)$$

Los parámetros del filtro RL y el valor del capacitor de la barra de CC del FEC se muestran en la Tabla 3.1.

Reemplazando los valores de la Tabla 3.1 en (3.57) se obtiene,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+0,2}{0,004} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_2+0,2}{0,004} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{0,0047} \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

Se observa de (3.56) que las ecuaciones de la dinámica del error están formadas por tres ecuaciones diferenciales independientes, cuya solución se puede obtener individualmente para lograr la velocidad de convergencia de cada error. Además, como la velocidad de convergencia del error de corriente generalmente se desea que sea igual para ambos ejes, se hace el cálculo para ϵ_{i_d} siendo el mismo para ϵ_{i_q} .

De (3.56) y (3.58),

$$\dot{\epsilon}_{i_d} = -\frac{R_1 + 0,2}{0,004} \epsilon_{i_d}, \quad (3.59)$$

cuya solución es,

$$\epsilon_{i_d} = e^{-\frac{t}{\tau_{\epsilon_i}}} = e^{-\frac{R_1+0,2}{0,004}t}, \quad (3.60)$$

donde τ_{ϵ_i} es la constante de tiempo del error de corriente. Por lo tanto,

$$\tau_{\epsilon_i} = \frac{0,004}{R_1 + 0,2}. \quad (3.61)$$

Para el error en la tensión de la barra de CC, nuevamente considerando (3.56) y (3.58) se tiene,

$$\dot{\epsilon}_{v_{dc}} = -\frac{R_3}{0,0047} \epsilon_{v_{dc}}, \quad (3.62)$$

cuya solución es,

$$\epsilon_{v_{dc}} = e^{-\frac{t}{\tau_{\epsilon_v}}} = e^{-\frac{R_3}{0,0047}t}, \quad (3.63)$$

donde τ_{ϵ_v} es la constante de tiempo del error de tensión. Por lo tanto,

$$\tau_{\epsilon_v} = \frac{0,0047}{R_3}. \quad (3.64)$$

Tabla 3.1: Parámetros del filtro RL y de la barra de CC

Parámetro	Valor
L	4 mH
R	0,2 Ω
C_{dc}	4700 uF

Para la realización de las simulaciones correspondientes al sistema que opera a una potencia de 30 kW se consideró $\tau_{\epsilon_i} = 1$ ms y $\tau_{\epsilon_v} = 10$ ms lo que implica, según las ecuaciones (3.61) y (3.64), que los parámetros del controlador son los mostrados en la Tabla 3.2.

La velocidad de convergencia del error, en el caso de la obtención de los resultados de simulación y experimentales cuando se considera distorsión en la tensión de red y en la corriente de entrada al FEC, corresponde a $\tau_{\epsilon_i} = 0,5$ ms y $\tau_{\epsilon_v} = 5$ ms. Los parámetros del controlador obtenidos se muestran en la Tabla 3.3.

3.4 Compensación de la distorsión en la tensión de red y en la corriente de entrada

La distorsión presente en la tensión de la red eléctrica se debe a las caídas de tensión producidas por las corrientes armónicas que circulan a través de las líneas de transmisión. El principal causante de esta distorsión es el consumo de corrientes con alto contenido armónico producido por cargas no lineales conectadas al sistema de potencia. Sin embargo, parte de esta distorsión puede ser producida por la inyección a la red de corrientes armónicas provenientes de sistemas de generación basados en fuentes de energía renovables. Debido a esto, existen normas para regular la inyección de corrientes armónicas a la red por parte de sistemas de generación basados en fuentes de energía renovables [33, 35].

El control de FEC conectados a la red se debe realizar teniendo en cuenta estas normativas asegurando que la corriente inyectada al sistema de potencia sea sinusoidal y su contenido armónico esté por debajo de los límites establecidos.

Además de la distorsión en la tensión de red, otro factor que puede producir

Tabla 3.2: Parámetros del controlador para $\tau_{\epsilon_i} = 1$ ms y $\tau_{\epsilon_v} = 10$ ms

Parámetro	Valor
R_1	3,8
R_2	3,8
R_3	0,47

la aparición de armónicos en la corriente inyectada por el FEC es la corriente de entrada al sistema, la cual puede no ser una corriente continua pura. Muchas veces el convertidor conectado al generador es un rectificador no controlado y por lo tanto la corriente i_s es una continua que tiene un *ripple* con una frecuencia de seis veces la frecuencia de la tensión generada. Esto causa que la potencia en la barra de CC no sea constante y por lo tanto, si el objetivo de control es inyectar toda la potencia generada a la red, la corriente inyectada no será sinusoidal.

De lo anterior, se puede deducir que el diseño del controlador IDA para el FEC presentado anteriormente, permite la inyección de corriente sinusoidal a la red siempre que la tensión de red sea sinusoidal pura y balanceada y la corriente de entrada al sistema, i_s , sea continua.

Como se mencionó anteriormente, en la práctica, y principalmente en sistemas de baja tensión, la tensión de red presenta desbalance y armónicos, y además, la corriente de entrada al sistema no siempre es una corriente continua pura. Debido a esto se deben realizar algunas modificaciones al controlador IDA diseñado, a fin de que el mismo permita inyectar corrientes que cumplan con lo establecido en las normas. Estas modificaciones al control original presentado por las ecuaciones (3.37), (3.38) y (3.39) consisten en,

- Orientar el referencial usado en los cálculos del control con el ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red (θ^{+1}).
- Realizar el cálculo de la corriente de referencia del eje d (i_d^*) utilizando la componente fundamental de secuencia positiva de dicha tensión (e_d^{+1}) y el valor medio de la corriente de entrada (\bar{i}_s). De esta manera se asegura que la corriente de referencia que se va a inyectar a la red no contiene componentes de frecuencias

Tabla 3.3: Parámetros del controlador para $\tau_{e_i} = 0,5$ ms y $\tau_{e_v} = 5$ ms

Parámetro	Valor
R_1	7,4
R_2	7,4
R_3	0,94

diferentes a la fundamental que podrían ser introducidas por la distorsión en la tensión de red o los armónicos presentes en la corriente de entrada.

Esto trae como consecuencia una modificación al objetivo de control que consiste en inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red, siendo ahora sólo el valor medio de dicha potencia el que se va a inyectar a la red. Por lo tanto, el control de la tensión de la barra de CC pasa a ser un control del valor medio de dicha tensión, quedando la tensión v_{dc} con un *ripple* debido a los armónicos presentes en la tensión de red y en la corriente de entrada.

De lo considerado anteriormente, el control IDA para el FEC conectado a la red con compensación de la distorsión en la tensión de red y en la corriente de entrada al sistema se realiza utilizando las ecuaciones (3.37) y (3.38) considerando que las transformadas de Park utilizadas se calculan con el ángulo θ^{+1} ; y además, i_d^* se obtiene mediante la siguiente expresión,

$$i_d^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d^{+1}}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d^{+1}}{R}\right)^2 + \frac{4v_{dc}(\bar{i}_s + R_3(v_{dc} - v_{dc}^*))}{R} - 4i_q^{*2}} \right]. \quad (3.65)$$

De esta manera se logra inyectar corriente sinusoidal a la red cumpliendo con las normas, aún cuando la tensión de red está distorsionada y la corriente de entrada al FEC no es continua pura. La Figura 3.3 muestra un diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta, donde se observa que se ha utilizado un filtro pasa bajos (*Low Pass Filter*, **LPF**) para obtener el valor medio de la corriente de entrada, \bar{i}_s , y un PSD para detectar el ángulo y la amplitud de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red. El PSD utilizado está basado en un integrador generalizado de segundo orden (DSOGI - FLL), y fue elegido debido a que presenta ventajas respecto a otros detectores cuando la tensión de red contiene armónicos y desbalance (ver Apéndice A).

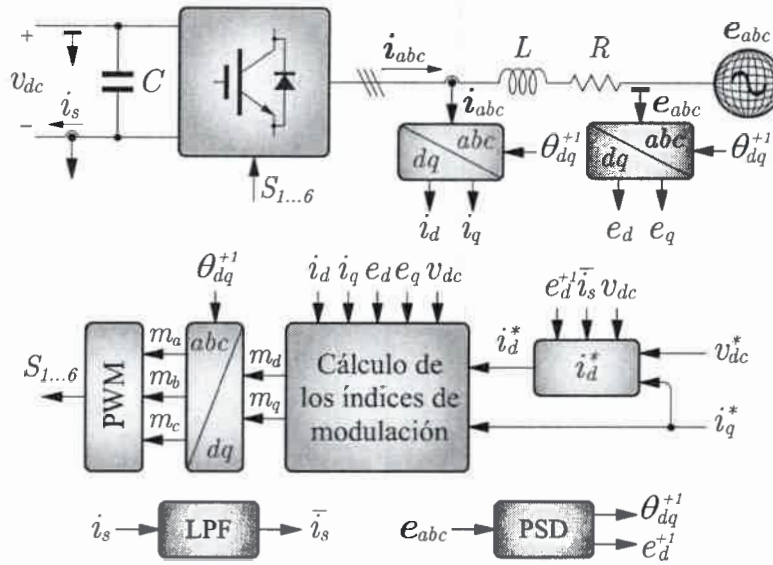


Figura 3.3: Estrategia de control para el FEC conectado a la red con compensación en la distorsión en la tensión de red y en la corriente de entrada.

3.5 Controlador IDA con acción integral

Las leyes de control (3.37) y (3.38) son dependientes de los parámetros del sistema, motivo por el cual puede aparecer un error en estado estable en las variables de salida del FEC cuando exista una variación de dichos parámetros respecto a los parámetros nominales. Para solucionar este inconveniente, al controlador propuesto se agrega una acción integral empleando el mismo método de diseño, tal como se propone en [30, 77].

El modelo PCH del FEC conectado a la red incluyendo la ecuación de salida se puede escribir como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (3.66)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.67)$$

donde,

$$\mathbf{g}^T(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 & -i_d \\ 0 & v_{dc} & -i_q \end{bmatrix}. \quad (3.68)$$

El controlador que se quiere añadir es un controlador no lineal con acción integral que tiene la forma,

$$\dot{\varphi} = \mathbf{f}(\varphi) + \mathbf{g}(\varphi)\mathbf{u}_{ca}, \quad (3.69)$$

$$\mathbf{y}_{ca} = \mathbf{h}(\varphi), \quad (3.70)$$

donde φ es el vector de estado del controlador integral, \mathbf{u}_{ca} es el vector de entrada, \mathbf{y}_{ca} el vector de salida y $\mathbf{f}(\varphi)$, $\mathbf{g}(\varphi)$ y $\mathbf{h}(\varphi)$ son funciones del vector de estado.

En la Figura 3.4 se muestra un diagrama en bloques del control con acción integral, donde H_{ca} es la función de energía del controlador.

El modelo PCH para el controlador integral está dado por,

$$\dot{\varphi} = \mathbf{u}_{ca}, \quad (3.71)$$

$$\mathbf{y}_{ca} = \mathbf{g}^T(\varphi) \frac{\partial H_{ca}(\varphi)}{\partial \varphi} = \frac{\partial H_{ca}(\varphi)}{\partial \varphi}. \quad (3.72)$$

Interconectando este controlador con el sistema de lazo cerrado mediante realimentación negativa se tiene que,

$$\mathbf{u}_{ca} = \dot{\varphi} = \mathbf{y} = \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.73)$$

La función de energía total, $H_T(\mathbf{x}, \varphi)$, del sistema que incluye al controlador con acción integral se define como,

$$H_T(\mathbf{x}, \varphi) = H_d(\mathbf{x}) + H_{ca}(\varphi), \quad (3.74)$$

con $H_d(\mathbf{x})$ definida por (3.26) y,

$$H_{ca}(\varphi) = \frac{1}{2}(\varphi^T \mathbf{P}^{-1} \varphi). \quad (3.75)$$

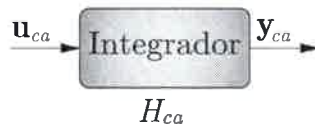


Figura 3.4: Control integrador.

El nuevo sistema de lazo cerrado que contiene al controlador integral, sigue siendo un sistema PCH con la forma,

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] & -\mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H_T(\mathbf{x}, \varphi)}{\partial \mathbf{x}} \\ \frac{\partial H_T(\mathbf{x}, \varphi)}{\partial \varphi} \end{bmatrix}. \quad (3.76)$$

De (3.76) se calculan las ecuaciones para las leyes de control y la referencia de la corriente del eje directo como,

$$m_d = \frac{Ri_d^* + \omega_{dq}Li_q - R_1(i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}} - \varphi_d, \quad (3.77)$$

$$m_q = \frac{Ri_q^* - \omega_{dq}Li_d - R_2(i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}} - \varphi_q, \quad (3.78)$$

$$i_d^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d}{R}\right)^2 + \frac{4v_{dc}(i_s + R_3(v_{dc} - v_{dc}^*))}{R} - 4i_q^{*2}} \right]. \quad (3.79)$$

El controlador que se añade es,

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \int \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (3.80)$$

donde,

$$\varphi_d = K_{11} \int v_{dc}(i_d - i_d^*)dt - K_{12} \int i_d(v_{dc} - v_{dc}^*)dt, \quad (3.81)$$

$$\varphi_q = K_{21} \int v_{dc}(i_q - i_q^*)dt - K_{22} \int i_q(v_{dc} - v_{dc}^*)dt. \quad (3.82)$$

En (3.81) y (3.82), K_{11} , K_{12} , K_{21} y K_{22} son las ganancias de cada uno de los integradores.

De esta manera, el controlador con acción integral añadido permite eliminar el error en estado estable producido por incertidumbre en los parámetros del sistema y otras perturbaciones, mientras que el sistema implementado conserva las propiedades de estabilidad del diseño IDA.

Tal como se mostró en la Sección 3.4 se puede hacer una modificación al controlador descrito por (3.77), (3.78) y (3.79) para compensar la distorsión presente en la tensión de red y en la corriente de entrada al FEC. Así el controlador completo queda

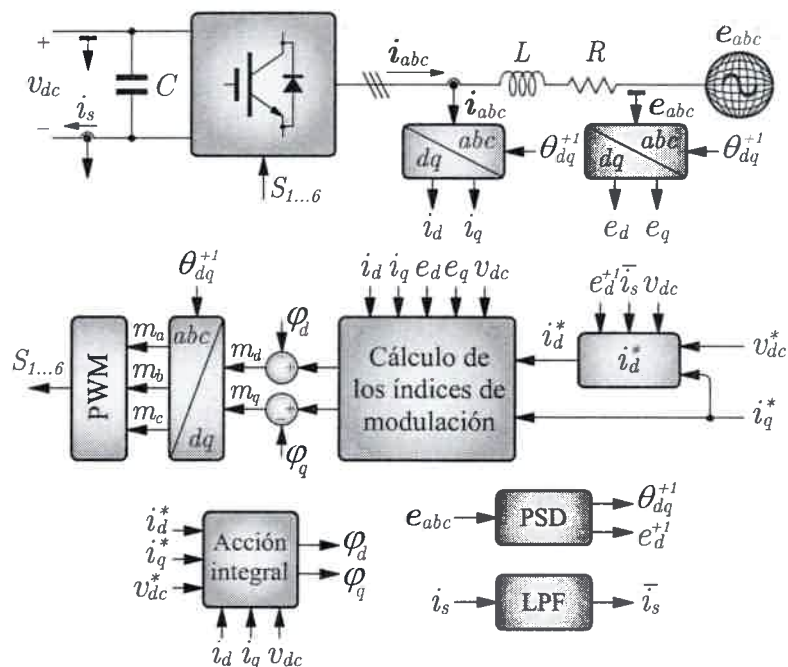


Figura 3.5: Estrategia de control para el FEC conectado a la red con acción integral y compensación de la distorsión en la tensión de red y en la corriente de entrada.

descrito por las ecuaciones (3.77) y (3.78) utilizando θ^{+1} en el cálculo de las transformaciones de coordenadas y por la ecuación (3.65) para el cálculo de la corriente de referencia del eje d .

En la Figura 3.5 se muestra un diagrama en bloques de la estrategia de control completa con acción integral y compensación en la distorsión de red y en la corriente de entrada.

3.6 Resultados de simulación

Con el objetivo de evaluar el desempeño del FEC bajo distintas condiciones de trabajo se realizaron simulaciones utilizando un modelo completo del convertidor implementado en SimPowerSystems de MatlabTM. El modelo utilizado incluye pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia, efectos de la modulación y distorsión en la tensión de red.

Se realizaron dos grupos de simulaciones, uno que considera al sistema trabajando con una potencia de entrada de 30 kW y tensión de red sinusoidal pura y balanceada, y otro grupo que corresponde a simulaciones que consisten en probar el desempeño del sistema ante distorsión en la tensión de red. Este último grupo de simulaciones fue realizado considerando que el sistema opera a una potencia menor con el objetivo de trabajar en las mismas condiciones que las correspondientes a los resultados experimentales realizados.

Se considera que la corriente i_s que alimenta la barra de CC se obtiene a partir de un sistema de generación eólica, que aprovecha la energía proveniente del viento que en general es variable. Para las simulaciones realizadas, se considera al sistema de generación como una fuente de potencia $P(t)$ tal que,

$$P(t) = i_s v_{dc}, \tag{3.83}$$

donde $P(t)$ se modela como una función del tiempo lentamente variable.

Los parámetros del controlador usados en las simulaciones correspondientes al sistema trabajando con una potencia de entrada de 30 kW y tensión de red sinusoidal pura y balanceada se muestran en la Tabla 3.2 y las especificaciones del FEC y la red en la Tabla 3.4

Por otro lado, los parámetros del controlador correspondientes a las simulaciones con distorsión en la tensión de red se muestran en la Tabla 3.3 y las especificaciones del FEC y la red en la Tabla 3.5.

En la Sección 3.6.1 se muestra el desempeño del sistema frente a cambios en la potencia de entrada, cambios en el sentido del flujo de potencia, cambio en la consigna

Tabla 3.4: Parámetros del FEC y la red para el sistema de 30 kW

Parámetro	Valor
L	4 mH
R	0,2 Ω
C_{dc}	4700 μ F
$R_{on(\text{IGBT})}$	2,6 m Ω
f_s	10 kHz
e_a, e_b, e_c	311 V
f	50 Hz

de la potencia reactiva que se quiere inyectar a la red y variación de parámetros, para ensayos correspondientes al sistema operando con potencia de entrada de 30 kW y sin distorsión en la tensión de red. Mientras que, en la Sección 3.6.2 se muestra el desempeño del sistema cuando la tensión de red presenta desbalance y armónicos. En este caso se muestra el comportamiento del FEC para cambios en la potencia de entrada con y sin compensación en la distorsión presente en la tensión de red y también se muestra como responde el sistema ante un cambio en la potencia reactiva que se desea inyectar a la red.

3.6.1 Tensión de red sinusoidal pura y balanceada

En los ensayos correspondientes a esta sección se considera que la tensión de red es sinusoidal pura y balanceada. Además, la potencia de entrada es de 30 kW y el valor pico de la tensión de fase de red es de 311 V.

Cambio de potencia de entrada

Este ensayo consiste en probar el desempeño del sistema ante un cambio en la potencia de entrada de 30 kW a 15 kW en el instante correspondiente a $t = 50$ ms. La tensión de referencia de la barra de CC se elige en un valor constante ($v_{dc}^* = 780$ V) y la referencia de potencia reactiva a inyectar a la red es nula ($i_q^* = 0$ A).

En la Figura 3.6 (a) se muestra la tensión en la barra de CC, v_{dc} , (línea continua) y su referencia, v_{dc}^* , (línea de trazos); en la Figura 3.6 (b) se muestran las corrientes

Tabla 3.5: Parámetros del FEC y la red para el sistema de baja potencia

Parámetro	Valor
L	4 mH
R	0,2 Ω
C_{dc}	4700 μ F
$R_{on(\text{IGBT})}$	2,6 m Ω
f_s	10 kHz
e_a, e_b, e_c	73,5 V
f	50 Hz

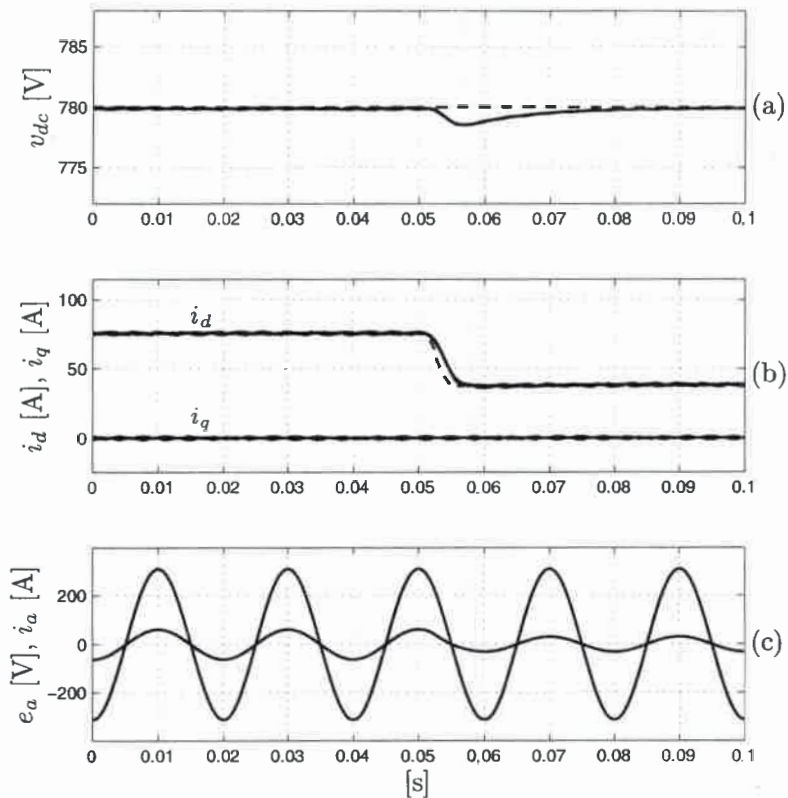


Figura 3.6: Cambio en la potencia de entrada. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a .

i_d e i_q junto a sus referencias y en la Figura 3.6 (c) la tensión y la corriente de la fase a .

Como se puede observar en la Figura 3.6 (a), la tensión de la barra de CC se mantiene constante hasta el instante $t = 50$ ms donde decrece temporalmente hasta que el esquema de control logra establecer la corriente i_d necesaria para restablecer el balance de potencia entre la entrada y la salida.

Se puede observar de (3.39) que la estrategia de control propuesta garantiza la regulación de la tensión de la barra de CC, lo cual implica que la corriente i_d debe ser ajustada para restablecer la tensión a su valor de referencia. Además, se aprecia en la Figura 3.6 (b) que el cambio de corriente en el eje directo no modifica la corriente en el eje en cuadratura, lo cual se debe a la consigna de desacoplamiento elegida al seleccionar la matriz \mathbf{J}_a .

En la Figura 3.6 (c) se muestra la tensión y la corriente de la fase *a* del sistema donde se hace evidente la reducción en la amplitud de la corriente en $t = 50$ ms debido al cambio de potencia de entrada. Se puede observar, además, que la tensión y la corriente se mantienen en fase ya que no se inyecta potencia reactiva en la red y que la forma de onda de corriente inyectada es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

Cambio en el sentido del flujo de potencia

Este ensayo corresponde a probar el desempeño del sistema ante un cambio en el sentido del flujo de potencia en el FEC. Se considera que el sistema tiene una potencia de entrada constante de 30 kW que están siendo inyectados a la red, y a los 50 ms el sistema comienza a absorber una potencia de 15 kW desde la red. Este ensayo se realizó con el objetivo de mostrar que el control IDA diseñado para el FEC permite que el sistema trabaje con flujo de potencia bidireccional, es decir inyectando potencia en el sistema eléctrico o bien consumiendo potencia para alimentar cargas en la barra de CC.

Como se puede observar en la Figura 3.7 (a), la tensión de la barra de CC (v_{dc}) se mantiene constante hasta el instante $t = 50$ ms, momento en el cual se invierte el sentido del flujo de potencia. En este instante v_{dc} presenta una variación transitoria que se mantiene hasta que el sistema de control establece el nuevo valor de i_d^* y la tensión de la barra de CC vuelve a su valor de referencia (ingresa a la banda del 3% en un tiempo menor a 10 ms).

Al igual que en el ensayo de cambio en la potencia de entrada, el cambio de corriente en el eje directo no modifica apreciablemente la corriente en el eje en cuadratura, tal como se puede observar en la Figura 3.7 (b) y además, como se aprecia en la Figura 3.7 (c) la corriente entregada por el convertidor presenta un cambio de fase de 180° en $t = 50$ ms debido al cambio en el sentido del flujo de potencia.

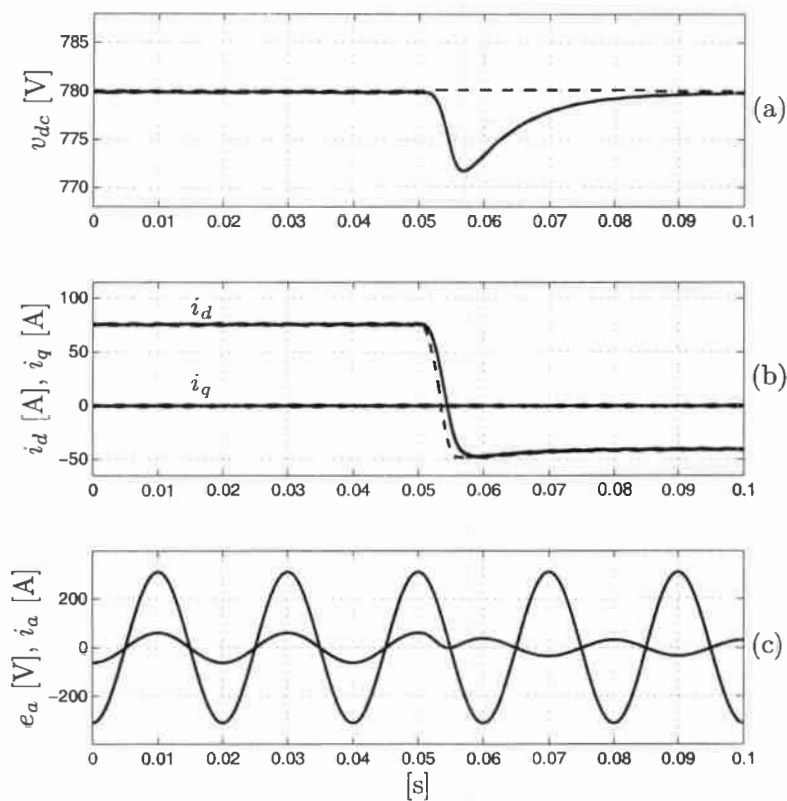


Figura 3.7: Cambio en el sentido del flujo de potencia. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a .

Cambio de potencia reactiva

En este ensayo se prueba el desempeño del sistema ante un cambio en la potencia reactiva que se desea inyectar a la red. La tensión de referencia de la barra de CC se establece en un valor constante ($v_{dc}^* = 780$ V) con potencia de entrada constante (30 kW) y en el instante $t = 50$ ms se modifica la potencia reactiva intercambiada con la red, de 0 kVAr a 6 kVAr.

Este cambio de potencia reactiva se puede implementar cambiando la componente de corriente en el eje en cuadratura i_q^* . Para este caso, el sistema comienza con $i_q^* = 0$

y a los 50 ms se modifica i_q^* según la siguiente trayectoria de referencia,

$$i_q^* = \begin{cases} 0 & t < 50 \text{ ms} \\ p(t) & 50 \text{ ms} < t < 55 \text{ ms} \\ 20 & 55 \text{ ms} < t \end{cases} ,$$

con,

$$p(t) = c_3(t - t_i)^3 + c_4(t - t_i)^4 + c_5(t - t_i)^5,$$

donde $p(t)$ es un polinomio cuya derivada puede ser obtenida analíticamente y los coeficientes c_3 , c_4 y c_5 pueden ser calculados apropiadamente para lograr una transición suave de i_q^* . Este polinomio se utiliza como referencia para evitar que las acciones de control lleven al sistema a funcionar en condiciones de saturación de los actuadores.

En la Figura 3.8 (a) se muestra la tensión en la barra de CC (línea continua) y la referencia de tensión (línea de trazos); en la Figura 3.8 (b) las corrientes i_d e i_q junto a sus referencias y en la en la Figura 3.8 (c) la tensión y corriente de la fase a del sistema.

Como se observa en la Figura 3.8 (a), v_{dc} se mantiene constante hasta el instante $t = 50$ ms, momento en el cual se produce un cambio en i_q^* de 0 A a 20 A. En este momento, la corriente i_q cambia según su referencia y la tensión v_{dc} y la corriente i_d presentan una variación transitoria, la cual se mantiene dentro de los valores admisibles.

En la Figura 3.8 (c) se muestra la tensión y la corriente de la fase a del sistema donde se puede observar el cambio de fase de la corriente en $t = 50$ ms debido al cambio de i_q . Finalmente, al igual que para el ensayo de cambio en la potencia de entrada, la forma de onda de corriente inyectada es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

Cambio en los parámetros del sistema

Este ensayo consiste en probar el comportamiento del sistema ante un cambio en la potencia de entrada cuando existe una diferencia entre los parámetros reales del sistema y los utilizados en los cálculos del control. En el ensayo se considera una

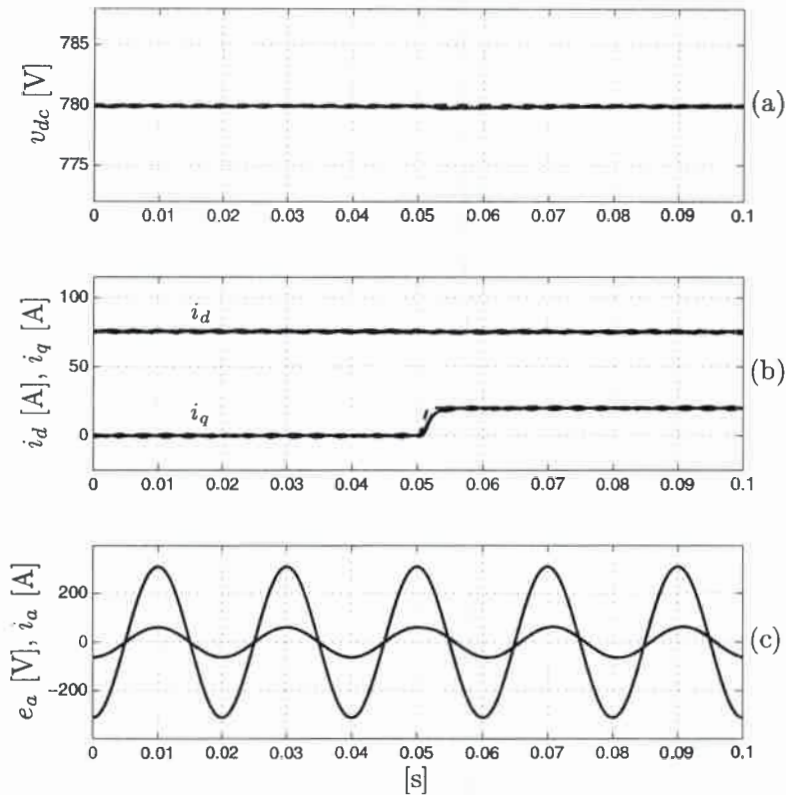


Figura 3.8: Cambio en la potencia reactiva. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q , (c) tensión y corriente de la fase a .

variación en los parámetros del filtro RL consistente en un error del 50% en el valor de la resistencia y del 20% en la inductancia.

Se establece la tensión de referencia de la barra de CC en un valor constante ($v_{dc}^* = 780$ V) sin inyección de potencia reactiva a la red ($i_q^* = 0$ A) y en el instante $t = 50$ ms se modifica la potencia de entrada de 30 kW a 15 kW.

En la Figura 3.9 (a) se muestra la tensión de la barra de CC junto a su referencia y en la Figura 3.9 (b) las corrientes i_d e i_q , también junto a sus referencias. Se observa un error en estado estable en la tensión de la barra de CC, v_{dc} , y en la corriente del eje q , i_q , debida a la variación de parámetros considerada.

Como se puede observar de la Figura 3.9 (a) el error en estado estable de la tensión de la barra de CC es menor al 0,1%, sin embargo el error en la corriente i_q llega a valores del 5 A, tal como se puede observar en la Figura 3.9 (b). Por lo tanto,

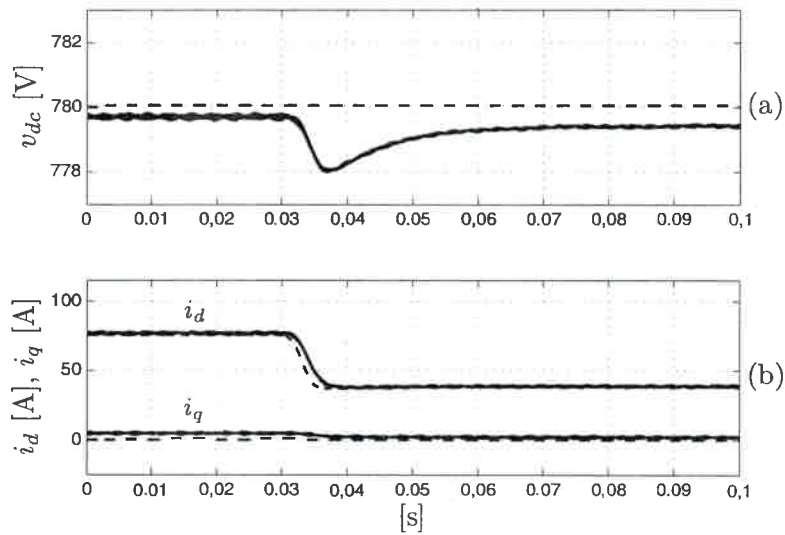


Figura 3.9: Variación de parámetros. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q .

es deseable eliminar el error en estado estable debido a la variación de parámetros. Para este fin se utilizó la extensión dinámica del sistema, presentada en la Sección 3.5, que consiste en incorporar un controlador adicional con acción integral para eliminar el error. El resultado del nuevo controlador se muestra en la Figura 3.10 donde se observa que en este caso el error debido a la variación de parámetros ha sido eliminado.

3.6.2 Tensión de red con desbalance y armónicos

En esta sección se considera un caso más real, donde la tensión de red contiene desbalance y armónicos. Específicamente, la distorsión en la tensión consiste en un 5% de 5^{to} armónico, un 2% de 7^{mo} armónico y un desbalance del 4,7% calculado según la norma IEC [78]. La distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion, THD*) de la tensión de red es del 5,36%.

El valor pico de la tensión de fase de red es de 73,5 V, y se utilizó esta tensión reducida para que estos resultados de simulación tengan los mismos valores que los experimentales presentados en la siguiente sección.

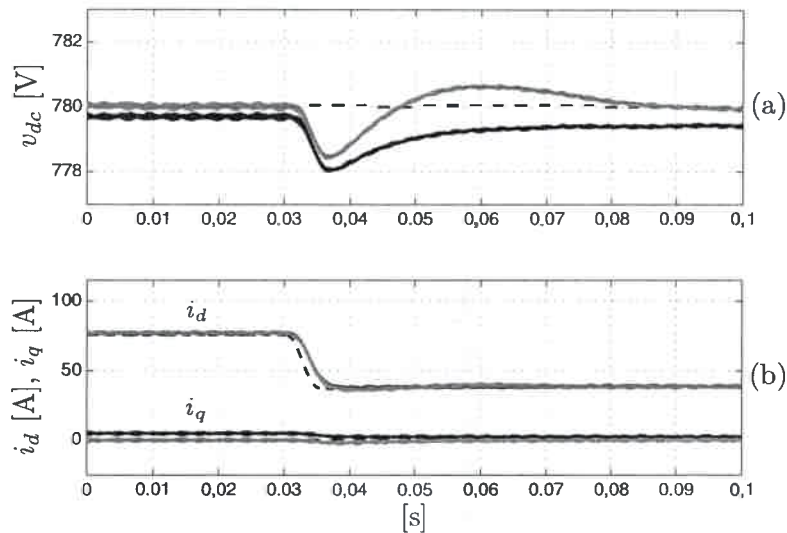


Figura 3.10: Utilización de un controlador con acción integral para eliminar el error debido a la variación de parámetros. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corrientes i_d e i_q .

Los parámetros del controlador utilizados en la obtención de los resultados de esta sección son los de la Tabla 3.3 y las especificaciones del FEC y la red las de la Tabla 3.5.

Cambio de potencia de entrada considerando distorsión en la tensión de red

Este ensayo consiste en efectuar un cambio en la potencia de entrada de 350 W a 175 W en el instante $t = 50$ ms, con una tensión de referencia de la barra de CC constante ($v_{dc}^* = 185$ V) y sin inyección de potencia reactiva a la red ($i_q^* = 0$ A). Primeramente se considera que el control no compensa la distorsión presente en la tensión de red y, por lo tanto, se utilizan las ecuaciones (3.37) - (3.39) para implementar el controlador. Además, los cálculos correspondientes a las transformaciones de coordenadas se realizan utilizando el ángulo original de la tensión de red (θ).

En la Figura 3.11 (a) se muestra la tensión de la barra de CC, v_{dc} , (línea continua) y la tensión de referencia, v_{dc}^* , (línea de trazos); en la Figura 3.11 (b) las corrientes i_d e i_q junto con sus referencias y en la Figura 3.11 (c) la tensión y corriente en la fase

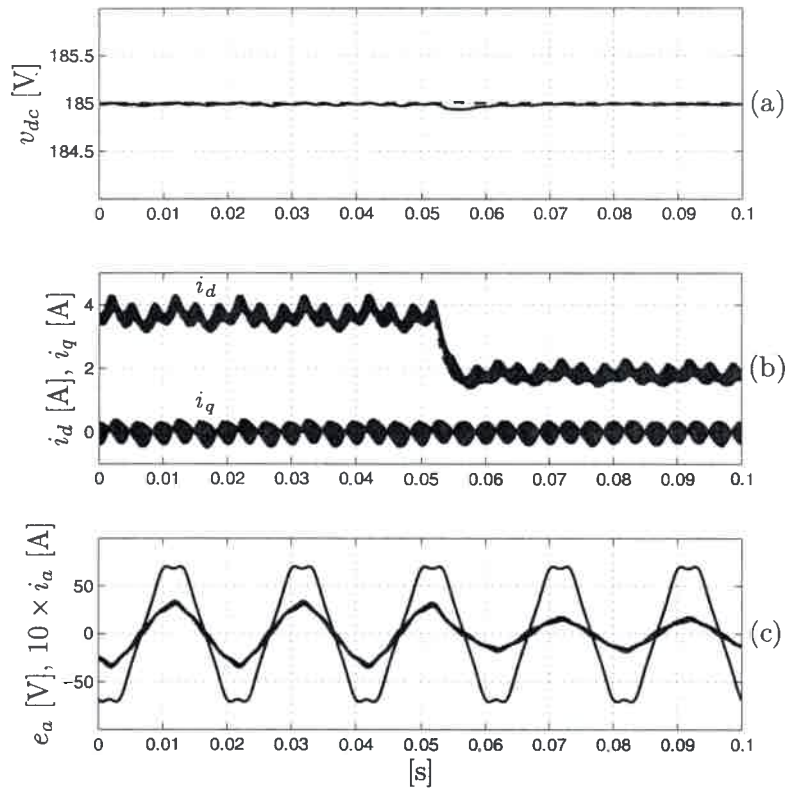


Figura 3.11: Cambio en la potencia de entrada sin compensación de la distorsión en la tensión de red. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corriente i_d e i_q , (c) tensión y corriente en la fase a .

a . Debido a que el valor de la corriente i_a es bajo comparado con el de la tensión e_a , la escala de la corriente está amplificada diez veces en la Figura 3.11 (c) con el objetivo de tener una mejor visualización de la forma de onda de la corriente y poder compararla con la tensión.

Como se puede observar en la Figura 3.11 (a), v_{dc} se mantiene constante hasta los 50 ms donde decrece levemente hasta que la estrategia de control calcula el nuevo valor de i_d para restablecer el balance de potencia entre la entrada y la salida.

Como se deduce de (3.39), el esquema de control propuesto garantiza la regulación de la tensión de la barra de CC, lo cual implica que la corriente i_d debe ser ajustada para restablecer la tensión a su valor de referencia. Además, se puede observar que el cambio en la corriente del eje directo no modifica la corriente del eje en cuadratura

con lo cual se cumple el desacoplamiento propuesto en la elección de \mathbf{J}_a .

En la Figura 3.11 (c) se muestra la tensión y corriente de la fase a del sistema donde se hace evidente la reducción de la amplitud de la corriente en $t = 50$ ms como resultado del cambio en la potencia de entrada. Debido a que la potencia reactiva que se desea inyectar a la red es cero, la tensión y la corriente se mantienen en fase.

Con respecto a los armónicos presentes en la corriente inyectada a la red, se puede observar en la Figura 3.11 (b) que la corriente i_d presenta oscilaciones que son debidas a la distorsión en la tensión de red. Esto causa que la corriente inyectada a la red contenga armónicos, imposibilitando de esta manera el cumplimiento de las normas que regulan la inyección de potencia en la red a partir de fuentes de energía renovables [33, 35].

Utilizando la propuesta presentada en esta tesis, formada por las ecuaciones (3.37), (3.38) y (3.65), y orientando el referencial con el ángulo θ^{+1} ; se obtienen los resultados mostrados en la Figura 3.12 donde se puede observar que se ha reducido el contenido armónico en la corriente inyectada al sistema.

Se debe mencionar que el hecho de inyectar corrientes sinusoidales en la red implica que sólo se pueda controlar el valor medio de la tensión de la barra de CC, apareciendo un *ripple* en v_{dc} generado por la distorsión en la tensión de red y necesario para mantener el balance de potencia entre la entrada y la salida del convertidor. En la Figura 3.12 (a) se observa que la estrategia de control permite la regulación del valor medio de la tensión de la barra de CC, v_{dc} , mientras que en la Figura 3.12 (b) y (c) se observa que los armónicos presentes en i_d e i_a se han reducido notablemente. Además, al igual que para el caso anterior, el cambio en la corriente del eje directo no modifica la corriente del eje en cuadratura y la corriente y tensión en la fase a se mantienen en fase debido que no se está inyectando potencia reactiva a la red. Finalmente, se observa de este ensayo que el *ripple* presente en la corriente inyectada se mantiene menor a 0,6 A.

En la Figura 3.13 (a) se muestra el espectro de la corriente inyectada a la red para el caso en que la estrategia de control no compensa la distorsión presente en la tensión de red y en la Figura 3.13 (b) para el caso en que se compensa dicha distorsión de tensión mediante la propuesta presentada en esta tesis.

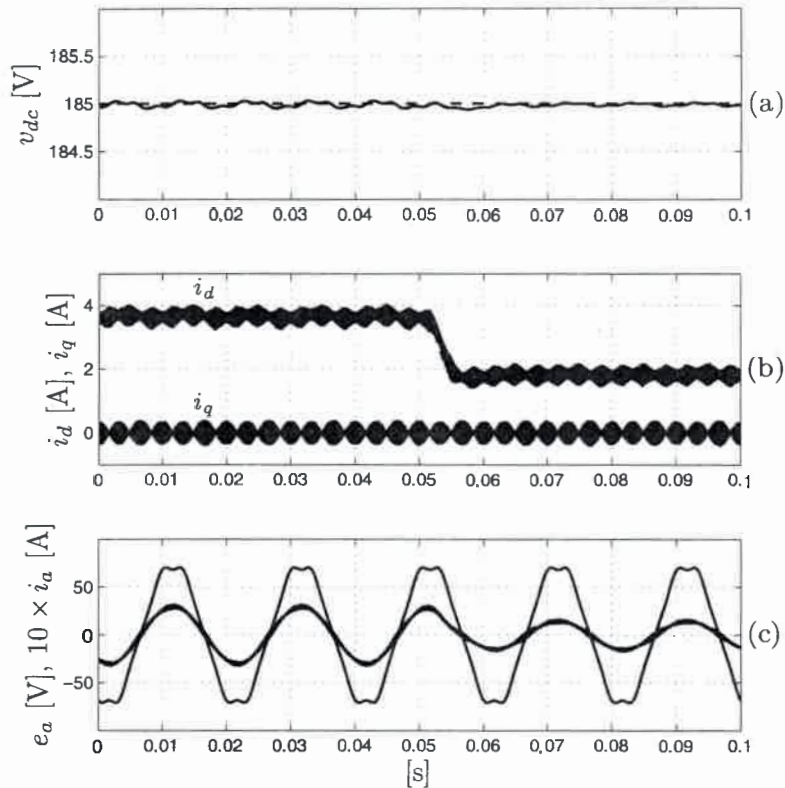


Figura 3.12: Cambio en la potencia de entrada con compensación de la distorsión en la tensión de red. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corriente i_d e i_q , (c) tensión y corriente en la fase a .

Como se puede observar, algunas de las componentes armónicas presentes en el espectro de la Figura 3.13 (a) superan los valores tolerados por la norma, mientras que las componentes del espectro de la Figura 3.13 (b) se han reducido y quedan por debajo de los establecidos por la norma (menores al 4%). La distorsión armónica total (THD) de la corriente inyectada a la red antes de la compensación es del 6,1%, siendo el valor máximo permitido por la norma del 5% [33]. Si se utiliza un control con compensación de los efectos debidos a la distorsión presente en la tensión de red, el THD de la corriente inyectada se reduce notablemente a un valor del 0,8%, quedando así, dentro de lo permitido por las normas.

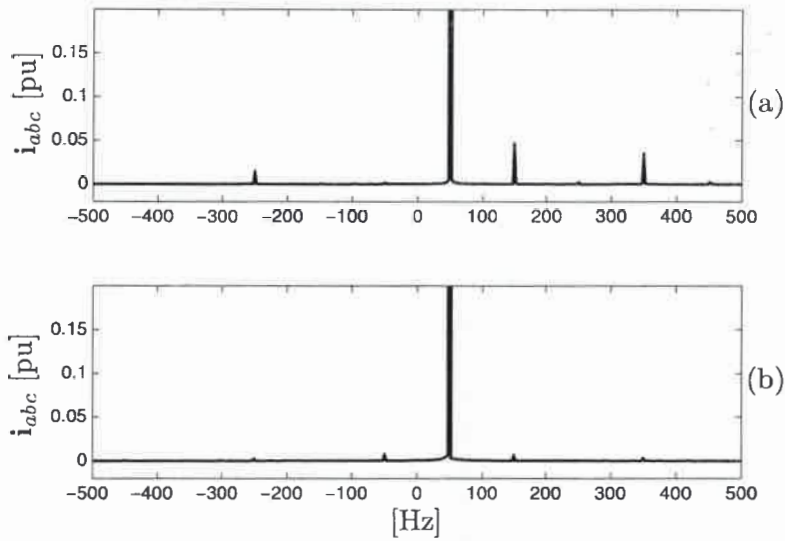


Figura 3.13: Espectro de frecuencias de la corriente inyectada. (a) Sin compensación de la distorsión en la tensión de red, (b) con compensación de la distorsión en la tensión de red.

Cambio de potencia reactiva considerando distorsión en la tensión de red

Con la finalidad de mostrar que la estrategia de control propuesta, compensando la distorsión presente en la tensión de red, permite la inyección de potencia reactiva al sistema; se realiza un ensayo que consiste en efectuar un cambio en la consigna de potencia reactiva a inyectar a la red. En este ensayo se considera que la tensión de referencia en la barra de CC es constante ($v_{dc}^* = 185$ V), potencia de entrada constante (350 W) y a los 50 ms se cambia la potencia reactiva de 0 VAr a 60 VAr.

En la Figura 3.14 (a) se muestra la tensión de la barra de CC, v_{dc} , (línea continua) y la tensión de referencia, v_{dc}^* , (línea de trazos); en la Figura 3.14 (b) las corrientes i_d e i_q junto con sus referencias y en la Figura 3.14 (c) la tensión y corriente en la fase a para el ensayo de cambio en la consigna de potencia reactiva a inyectar a la red.

El cambio en la potencia reactiva se realiza modificando i_q^* según la trayectoria,

$$i_q^* = \begin{cases} 0 & t < 50 \text{ ms} \\ p(t) & 50 \text{ ms} < t < 55 \text{ ms} \\ 0,8 & 55 \text{ ms} < t \end{cases} ,$$

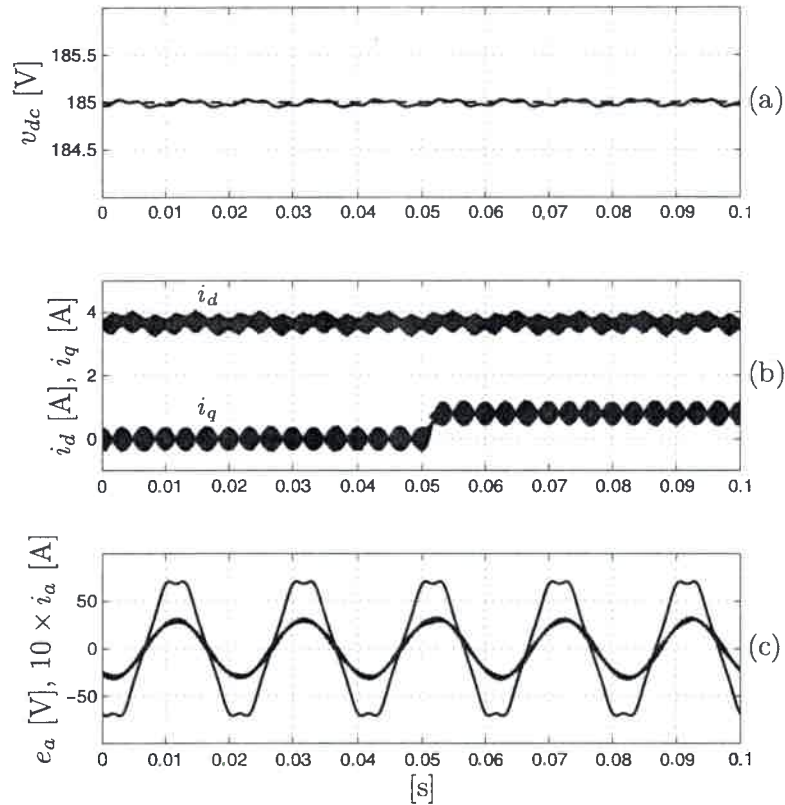


Figura 3.14: Cambio en la potencia reactiva inyectada a la red. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corriente i_d e i_q , (c) tensión y corriente en la fase a .

con,

$$p(t) = c_3(t - t_i)^3 + c_4(t - t_i)^4 + c_5(t - t_i)^5,$$

donde $p(t)$ es un polinomio cuya derivada puede ser obtenida analíticamente y los coeficientes c_3 , c_4 y c_5 pueden ser calculados apropiadamente para lograr una transición suave de i_q^* .

Como se puede observar en la Figura 3.14 (a), v_{dc} se mantiene constante hasta los 50 ms, instante en el cual i_q^* cambia de 0 A a 0,8 A. En este momento i_q sigue a su referencia y v_{dc} e i_d presentan una variación transitoria prácticamente inapreciable.

En la Figura 3.14 (c) se muestra la tensión y la corriente de la fase a donde se observa el cambio de fase efectuado por la corriente en el momento en que el sistema comienza a inyectar energía reactiva a la red. Finalmente se debe mencionar que la

corriente inyectada por el FEC en el sistema de potencia es sinusoidal y no posee distorsiones significativas lo que muestra el correcto desempeño de la estrategia de control, incluso cuando la tensión de red está distorsionada.

3.7 Resultados experimentales

Para validar la estrategia de control propuesta en este capítulo se realizaron ensayos experimentales sobre un prototipo de laboratorio, descrito en el Apéndice B. Los parámetros del controlador y del FEC son los de la Tabla 3.3 y Tabla 3.5 respectivamente.

La tensión de la red eléctrica a la que se conecta el FEC presenta armónicos y desbalance y además, la corriente de entrada al sistema proviene de un rectificador trifásico no controlado y por lo tanto contiene un *ripple* de seis veces la frecuencia del generador que lo alimenta; esto trae como consecuencia que dicha corriente no sea una corriente continua pura. Por lo tanto, si no se compensan adecuadamente estos efectos, la corriente inyectada a la red por el FEC no cumplirá con lo establecido en las normas.

Entonces, debido a la distorsión presente en la tensión de red y en la corriente de entrada, la estrategia de control utilizada en la obtención de los resultados experimentales está la formada por las ecuaciones (3.37), (3.38) y (3.65) considerando que las transformadas de Park utilizadas se calculan con el ángulo θ^{+1} , tal como se explicó en la Sección 3.4.

En la Figura 3.15 se muestra la tensión de línea medida en la red y en la Figura 3.16 el correspondiente espectro de frecuencias para las componentes de secuencia positiva y negativa. Se puede observar que la tensión de red presenta un 2% de 5^{to} y 7^{mo} armónico más un 1% de desbalance según la norma IEC, con un THD del 2,5%. Esta distorsión en la tensión de red es suficiente para probar experimentalmente el desempeño de la estrategia de control propuesta.

La operación del FEC conectado a la red, según la estrategia de control descrita en la Sección 3.4, requiere la sincronización con el ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de fase y el conocimiento de la amplitud de

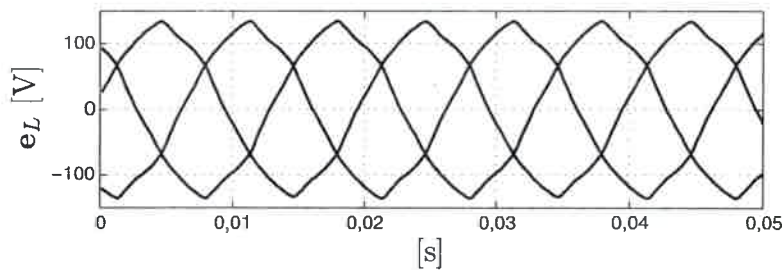


Figura 3.15: Tensión de línea de la red eléctrica.

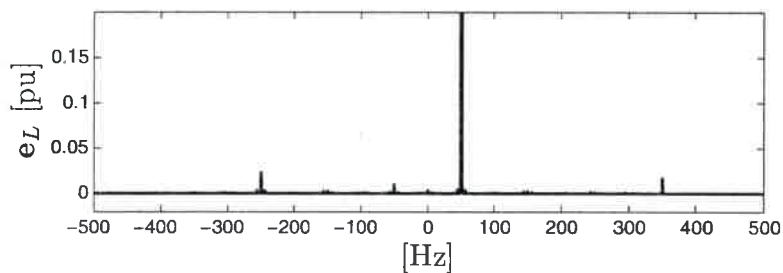


Figura 3.16: Espectro de frecuencias de la tensión de línea de la red eléctrica.

dicha componente. Para obtener esto, como se mencionó en la introducción de este capítulo, se utilizó un PSD basado en un integrador generalizado de segundo orden (DSOGI-FLL).

En la Figura 3.17 (a) se muestra el ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red (θ^{+1}) y en la Figura 3.17 (b) el ángulo original de dicha tensión (θ). Como se puede observar el ángulo θ^{+1} no contiene las oscilaciones presentes en θ lo cual demuestra el correcto desempeño del PSD en la detección del ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión.

La Figura 3.18 muestra la tensión en la fase *a* en el punto de conexión del FEC con la red; la componente fundamental de secuencia positiva obtenida con el PSD utilizado (línea continua) y la tensión original (línea de trazos). En esta figura se observa que el PSD permite la detección del ángulo y la amplitud de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de fase de la red.

Con el objetivo de mostrar que la estrategia de control propuesta permite la inyección de toda la potencia generada a la red, inyectando corrientes que cumplan con

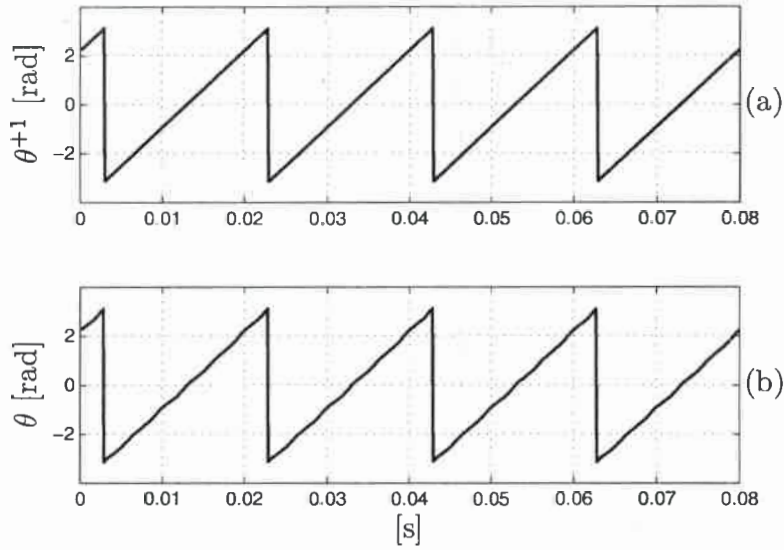


Figura 3.17: Ángulo de la tensión de fase de red. (a) Ángulo de la componente fundamental de secuencia positiva, (b) ángulo original.

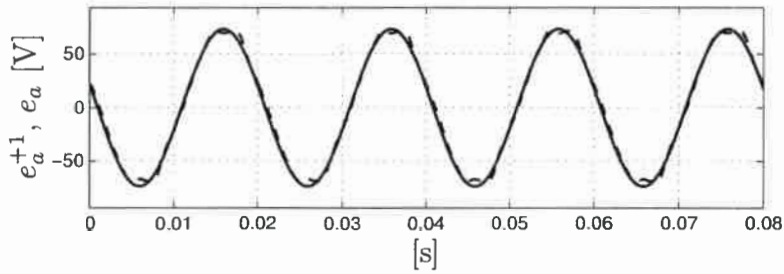


Figura 3.18: Tensión de la fase a , componente fundamental de secuencia positiva (línea continua), componente original (línea de trazos).

lo especificado en las normas, se realizó un ensayo que consiste en entregar potencia constante a la red y sin inyección de potencia reactiva.

Debido a las características del generador utilizado, y para mantener ciertos márgenes de seguridad, los ensayos experimentales se realizaron a baja potencia (aproximadamente 500 W). No obstante, este rango de potencia es mas que suficiente para probar el desempeño de las estrategias de control propuestas en esta tesis.

En la Figura 3.19 se muestra la tensión y la corriente para la fase a de salida del FEC. La potencia de entrada es de 350 W y se fijó la tensión de referencia de la barra

de CC en 185 V. Se puede observar de la Figura 3.19 que la corriente inyectada a la red tiene forma de onda sinusoidal, con un *ripple* de 0,4 A, y además está en fase con la tensión.

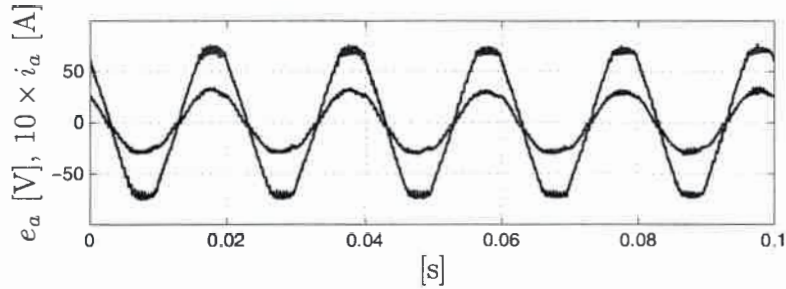


Figura 3.19: Tensión y corriente en la fase *a* para inyección de potencia activa constante.

En la En la Figura 3.20 se observa el espectro de frecuencias de la corriente i_a donde se puede observar que las componentes armónicas de dicha corriente se mantienen dentro de los valores admitidos por la norma, siendo la distorsión armónica total (THD) de esta corriente del 4,6%.

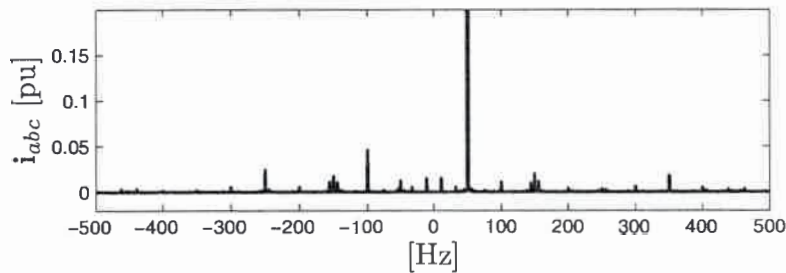


Figura 3.20: Espectro de frecuencias de la corriente en la fase *a* para inyección de potencia activa constante.

El valor medio de la potencia activa y reactiva instantánea para el ensayo descrito anteriormente, se muestra en la Figura 3.21. Se puede observar que la potencia activa tiene un valor medio constante de 350 W y que la potencia reactiva se mantiene cercana a cero apreciándose un pequeño error debido a la incertidumbre en los parámetros del sistema, ya que la red eléctrica presenta una impedancia desconocida que afecta a los valores del filtro RL considerados por el controlador. No obstante, el error en la

potencia reactiva es prácticamente despreciable, por lo que para estos ensayos no se justifica la incorporación de acción integral al controlador, debido a que aumentaría innecesariamente la complejidad del mismo.

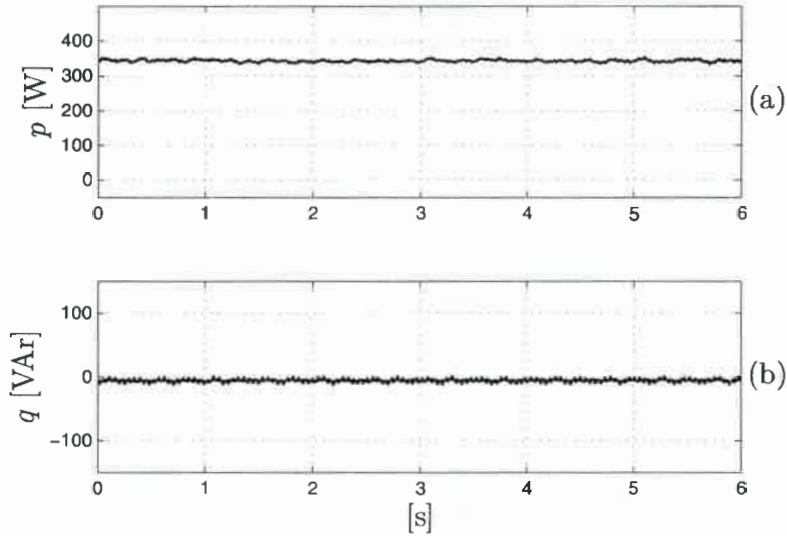


Figura 3.21: Potencias medias para inyección de potencia activa constante. (a) Potencia activa instantánea, (b) potencia reactiva instantánea

La Figura 3.22 muestra la tensión y corriente de la fase a para un ensayo que consiste en inyectar potencia activa y reactiva a la red. La potencia activa inyectada es de 240 W y la reactiva de 60 VAr.

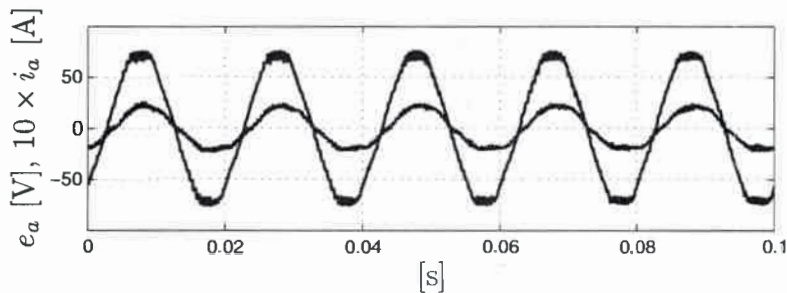


Figura 3.22: Tensión y corriente en la fase a para el ensayo de inyección de potencia activa y reactiva a la red.

Se observa que la corriente inyectada a la red está desfasada respecto a la tensión debido a que el FEC está inyectando potencia reactiva en el sistema de potencia, y

la forma de onda de la corriente inyectada es sinusoidal y está libre de armónicos y distorsiones significativas. Las potencias activa y reactiva instantáneas para este ensayo se muestran en las Figuras 3.23 (a) y (b) respectivamente.

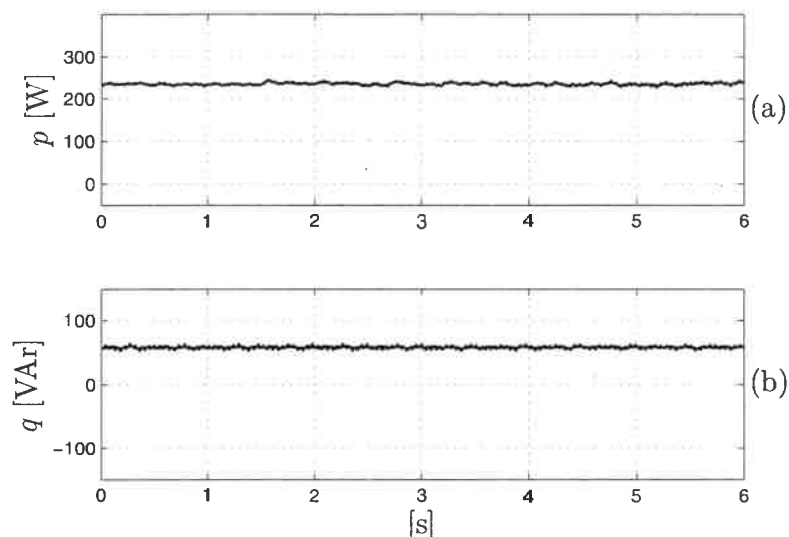


Figura 3.23: Potencias medias para el ensayo de inyección de potencia activa y reactiva a la red. (a) Potencia activa instantánea, (b) potencia reactiva instantánea.

La Figura 3.24 muestra la tensión y corriente de la fase a para un ensayo que consiste en cambiar la consigna de potencia reactiva a inyectar a la red de 60 VAR a 0 VAR a los 50 ms. Se puede observar que la corriente inyectada a la red está desfasada respecto a la tensión hasta los 50 ms, momento en el cual la corriente se pone en fase con la tensión debido a que el sistema deja de inyectar potencia reactiva a la red. Se puede observar, al igual que en el ensayo anterior, que la corriente inyectada a la red tiene forma de onda sinusoidal y está libre de distorsiones significativas. Las potencias activa y reactiva instantáneas para este ensayo se muestran en las Figuras 3.25 (a) y (b) respectivamente.

Para comprobar experimentalmente el desempeño de la estrategia de control ante variaciones en la potencia de entrada, se realizó un ensayo que consistió en realizar un cambio suave en la potencia de entrada y sin inyección de potencia reactiva. En la Figura 3.26 se muestra la evolución de la corriente de la fase a , i_a , a lo largo de 6 s. Se puede observar que la amplitud de la corriente disminuye suavemente durante

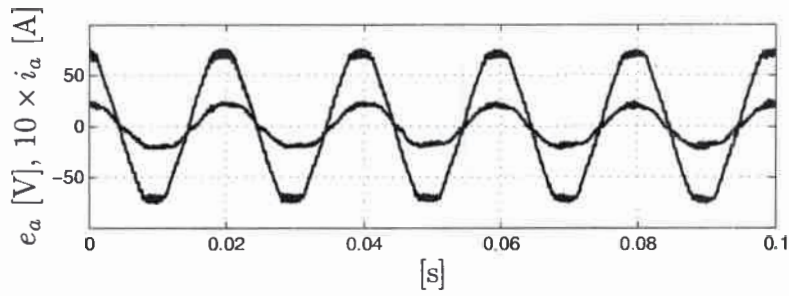


Figura 3.24: Tensión y corriente en la fase *a* para cambio en la consigna de potencia reactiva a inyectar a la red.

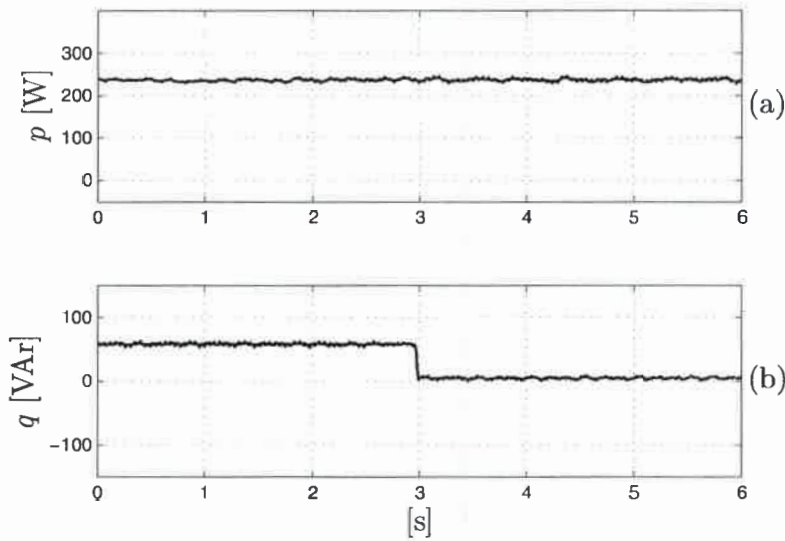


Figura 3.25: Potencias medias para cambio en la consigna de potencia reactiva a inyectar a la red. (a) Potencia activa instantánea, (b) potencia reactiva instantánea.

2.5 s debido a la disminución en la potencia de entrada. Las Figuras 3.27 (a) y (b) muestran el valor medio de las potencias activa y reactiva instantáneas para este ensayo.

La estrategia de control propuesta permite regular la tensión de la barra de CC a través de la ecuación (3.65), por lo tanto en la Figura 3.28 (a) se muestra la tensión de la barra de CC y en la Figura 3.28 (b) la corriente i_s de entrada al sistema para el ensayo de cambio en la potencia de entrada. Se puede observar que a pesar del cambio de potencia (reducción de i_s) el valor medio de la tensión v_{dc} se mantiene

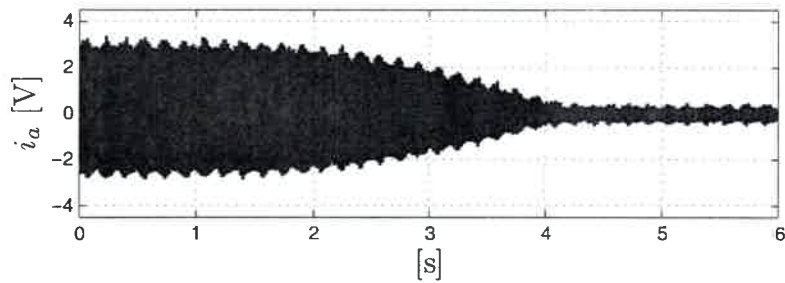


Figura 3.26: Corriente en la fase a para una reducción en la potencia de entrada.

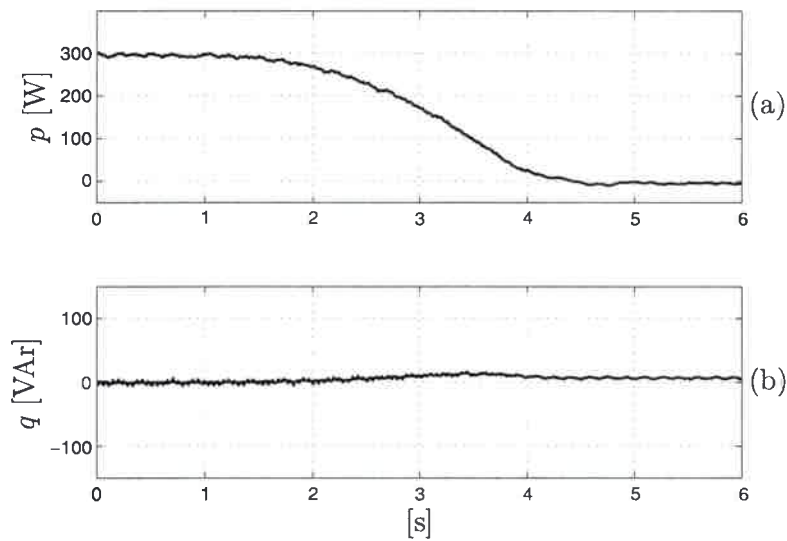


Figura 3.27: Potencias medias para una reducción en la potencia de entrada. (a) Potencia activa instantánea, (b) Potencia reactiva instantánea.

constante, lo cual demuestra que la estrategia de control permite la regulación de v_{dc} para cumplir con el objetivo de inyectar toda la potencia generada a la red eléctrica.

3.8 Conclusiones

En este capítulo se diseñó un controlador para un FEC utilizando la estrategia de control IDA para cumplir los objetivos de inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva intercambiada con el sistema de potencia, asegurando

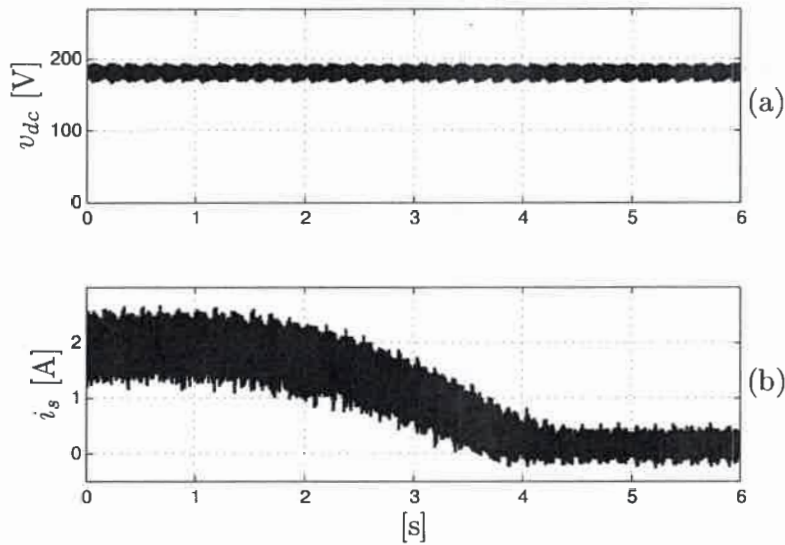


Figura 3.28: v_{dc} e i_s para reducción en la potencia de entrada. (a) Tensión de la barra de CC, (b) corriente de entrada.

que la corriente inyectada a la red cumpla con las normas internacionales.

El diseño presentado permite un control directo de la tensión de la barra de CC utilizando una ecuación para la referencia de la corriente del eje directo determinada a través del mismo método de diseño.

Al diseño original, obtenido empleando IDA, se le agregó una compensación de la distorsión presente en la tensión de red y de la corriente de entrada al sistema, para asegurar que la corriente inyectada a la red sea sinusoidal y cumpla con lo establecido en los estándares internacionales.

Además, se propuso añadir una acción integral al controlador IDA diseñado, con el fin de eliminar el error en estado estable presente en las variables de salida, producido por errores o variaciones en los parámetros. El diseño de este controlador con acción integral se realizó empleando la misma estrategia IDA.

La validación de la estrategia de control propuesta se realizó mediante resultados de simulación y experimentales. Las simulaciones fueron realizadas sobre un modelo realista del sistema, donde además de las pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia y los efectos de la modulación se consideró distorsión en la tensión de red.

Se mostró en simulación que la estrategia propuesta permite al FEC inyectar toda la potencia disponible del lado de CC a la red, controlando la potencia reactiva inyectada y siendo posible además efectuar un cambio en el sentido del flujo de potencia. Se realizó también un ensayo de variación de parámetros para validar el desempeño de la propuesta que incluye un controlador con acción integral.

También se comprobó mediante simulaciones que la compensación de la distorsión en la tensión de red permite inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva inyectada generando corrientes que satisfagan las normas, lo cual no se cumple con el diseño original.

Los resultados experimentales obtenidos muestran que el sistema permite inyectar toda la potencia generada a la red, siendo la corriente inyectada sinusoidal y sin distorsiones significativas. Se observó además que el FEC controla la potencia reactiva inyectada y que el valor medio de la tensión de la barra de CC se mantiene en su valor de referencia, independientemente de los cambios en la potencia de entrada y las consignas de control.

Capítulo 4

Control del FEC para sistemas de generación aislados

4.1 Introducción

Los sistemas de generación eólica autónomos están formados por una turbina eólica acoplada a un generador eléctrico, el cual convierte la energía cinética del viento en energía eléctrica de tensión y frecuencia variables. La energía entregada por este generador debe ser acondicionada para poder ser utilizada por las cargas que se conecten al sistema. La etapa de acondicionamiento de la energía está formada generalmente por diferentes combinaciones de convertidores de potencia; una de las más usadas es la que se muestra en la Figura 4.1. Esta configuración consta de un rectificador no controlado seguido de un convertidor CC - CC, formando lo que se conoce como convertidor del lado de generación, y un VSC con un filtro de salida que constituyen el FEC.

En los sistemas de generación autónomos que utilizan FEC, éste debe ser controlado para generar tensión de salida con amplitud y frecuencia constante, independientemente de la carga solicitada; o bien ajustar la amplitud de la tensión de salida en función de los requerimientos de la carga. Por lo tanto una de las claves en el diseño de este tipo de sistemas es el desarrollo de estrategias de control adecuadas para el FEC para que este pueda cumplir con los objetivos propuestos.

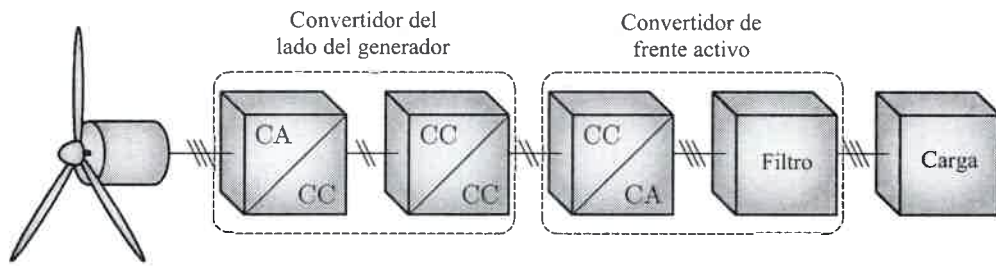


Figura 4.1: Sistema de generación eólica autónomo.

Este capítulo aborda el diseño del controlador para el FEC utilizado en un sistema de generación eólica aislado. El controlador es diseñado utilizando la estrategia IDA y el desempeño del mismo es validado mediante resultados de simulación realizados sobre un modelo realista del convertidor, que incluye las pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia y los efectos de la modulación, y resultados experimentales realizados sobre un prototipo de laboratorio construido en el GEA de la UNRC (ver Apéndice B).

El capítulo está organizado de la siguiente manera, en la Sección 4.2 se desarrolla el diseño del controlador usando la estrategia IDA, en la Sección 4.3 se muestran los resultados de simulación, en la Sección 4.4 se presentan los resultados experimentales y finalmente se exponen las conclusiones del capítulo.

4.2 Diseño del controlador

El controlador para el FEC es diseñado para generar tensión de salida con amplitud y frecuencia constante, independientemente de la carga solicitada. La estrategia de control IDA permite un diseño sistemático del controlador haciendo posible solucionar el problema de tratar con un sistema que contenga más variables a controlar que acciones de control. Esta estrategia de diseño de controladores tiene la característica de asegurar la estabilidad del sistema mediante la adecuada elección de la función de energía del sistema de lazo cerrado.

El control de la amplitud de la tensión de salida se realiza mediante la modificación de los índices de modulación del convertidor para cumplir con la referencia de tensión

requerida por el usuario, mientras que la corriente es ajustada a una referencia que es determinada internamente por la estrategia de control. El control de frecuencia de la tensión de salida se realiza en forma indirecta mediante el ángulo utilizado en las transformaciones de variables.

El modelo PCH para el FEC utilizado en un sistema aislado se puede escribir como,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \zeta, \quad (4.1)$$

donde, como se vio en el Capítulo 2,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C\dot{e}_d \\ C\dot{e}_q \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & -1 & 0 \\ \omega_{dq}L & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -\omega_{dq}C \\ 0 & 1 & \omega_{dq}C & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} v_{dc} & 0 \\ 0 & v_{dc} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{Ld} \\ -i_{Lq} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

El diseño del controlador consiste en lograr que las variables de estado del sistema (4.1) alcancen el vector de referencia,

$$\mathbf{x}^* = \begin{bmatrix} Li_d^* & Li_q^* & Ce_d^* & Ce_q^* \end{bmatrix}^T. \quad (4.3)$$

Entonces, se diseña una ley de control de manera tal que la dinámica del sistema a lazo cerrado sea un sistema PCH con la forma,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}, \quad (4.4)$$

donde \mathbf{x}^* es un mínimo de $H_d(\mathbf{x})$, es decir,

$$\left. \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} = 0, \quad (4.5)$$

y,

$$\left. \frac{\partial^2 H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}^2} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*} > 0. \quad (4.6)$$

$H_d(\mathbf{x})$ es la función de energía deseada para el sistema de lazo cerrado y $\mathbf{J}_d(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas, las cuales se pueden escribir como,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}), \quad (4.7)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}), \quad (4.8)$$

donde, $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ son las matrices necesarias para sintetizar la estrategia de control propuesta para el FEC. En forma genérica estas matrices se pueden escribir como,

$$\mathbf{J}_a = -\mathbf{J}_a^T = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} & j_{13} & j_{14} \\ -j_{12} & 0 & j_{23} & j_{24} \\ -j_{13} & -j_{23} & 0 & j_{34} \\ -j_{14} & -j_{24} & -j_{34} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{R}_a^T = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

las cuales, en este caso, son elegidas independientes de los estados. Para asegurar la convergencia a cero del error ($\epsilon = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$), la función de energía para el sistema de lazo cerrado se elige como,

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}(\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \epsilon), \quad (4.11)$$

además, se puede calcular su derivada en el tiempo de la siguiente manera,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \epsilon < 0, \quad (4.12)$$

donde,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

De (4.12) se deduce que \mathbf{R}_d debe ser una matriz definida positiva para asegurar la convergencia a cero del error ϵ . Además, los elementos de esta matriz se eligen para lograr la velocidad de convergencia deseada.

Los elementos de la matriz \mathbf{J}_a se seleccionan para desacoplar las ecuaciones de tensión y corriente para el eje d y el eje q . Este desacoplamiento permite obtener las ecuaciones de referencia de las corrientes, i_d^* e i_q^* , a partir de las referencias de tensión, e_d^* y e_q^* , proporcionando solución a un sistema que contiene mayor número de variables a controlar que acciones de control.

De lo anterior \mathbf{J}_a se elige como sigue,

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq}L & 0 & 0 \\ -\omega_{dq}L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{dq}C \\ 0 & 0 & -\omega_{dq}C & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Haciendo uso de (4.1) y (4.4) se puede obtener la PDE,

$$[\mathbf{J} - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = -[\mathbf{J}_a - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \zeta, \quad (4.15)$$

donde,

$$H_a(\mathbf{x}) = H_d(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x}). \quad (4.16)$$

La solución de (4.15) da como resultado las leyes de control para m_d y m_q ,

$$m_d = \frac{Ri_d^* + \omega_{dq}Li_q - R_1(i_d - i_d^*) + e_d^*}{v_{dc}}, \quad (4.17)$$

$$m_q = \frac{Ri_q^* - \omega_{dq}Li_d - R_2(i_q - i_q^*) + e_q^*}{v_{dc}}, \quad (4.18)$$

y las corrientes de referencia, i_d^* e i_q^* , resultan,

$$i_d^* = -R_3(e_d - e_d^*) + \omega_{dq}Ce_q + i_{Ld}, \quad (4.19)$$

$$i_q^* = -R_4(e_q - e_q^*) - \omega_{dq}Ce_d + i_{Lq}. \quad (4.20)$$

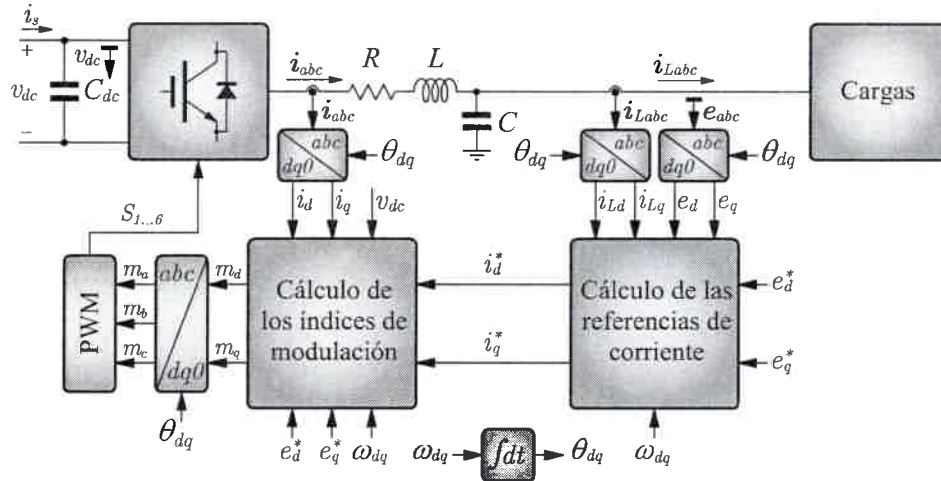


Figura 4.2: Estrategia de control para el FEC utilizado en un sistema aislado.

Así, las ecuaciones para la dinámica del error quedan,

$$\dot{\epsilon}_{i_d} = -\frac{(R + R_1)}{L} \epsilon_{i_d} - \frac{1}{C} \epsilon_{e_d}, \quad (4.21)$$

$$\dot{\epsilon}_{i_q} = -\frac{(R + R_2)}{L} \epsilon_{i_q} - \frac{1}{C} \epsilon_{e_q}, \quad (4.22)$$

$$\dot{\epsilon}_{e_d} = \frac{1}{L} \epsilon_{i_d} - \frac{R_3}{C} \epsilon_{e_d}, \quad (4.23)$$

$$\dot{\epsilon}_{e_q} = \frac{1}{L} \epsilon_{i_q} - \frac{R_4}{C} \epsilon_{e_q}. \quad (4.24)$$

A partir de (4.21) a (4.24) se pueden calcular los elementos de \mathbf{R}_a que permiten lograr la velocidad de convergencia deseada para cada error.

Los elementos del vector de referencia, \mathbf{x}^* , se eligen de acuerdo a los objetivos de control del sistema. En este trabajo se eligió $e_d^* = \text{cte}$ y $e_q^* = 0$, lo que permite controlar la amplitud de la tensión de salida; mientras que ω_{dq} se elige en función de la frecuencia deseada de la tensión de salida.

En la Figura 4.2 se muestra un diagrama en bloques de la estrategia de control implementada.

Tabla 4.1: Parámetros del filtro RLC

Parámetro	Valor
L	4 mH
R	0,2 Ω
C	45 uF

4.2.1 Cálculo de los parámetros del controlador

El sistema formado por (4.21) a (4.24) constituye un sistema de ecuaciones lineales cuya solución permite determinar los elementos de \mathbf{R}_a para la velocidad de convergencia deseada de cada error.

Debido a la simetría presentada por las ecuaciones dinámicas del error, se pueden considerar dos sistemas similares, uno formado por (4.21) y (4.23) y el otro formado por (4.22) y (4.24).

Como generalmente se requiere que la velocidad de convergencia para el error de corriente de ambos ejes sea la misma y, de igual manera para la velocidad de convergencia del error de tensión; se resuelve el sistema para el eje d , siendo los parámetros para el eje q los mismos que para el eje d .

Por lo tanto, tomando (4.21) y (4.23) se tiene un sistema de ecuaciones lineales que puede escribirse en forma matricial como,

$$\dot{\epsilon}_d = \mathbf{A}\epsilon_d = \begin{bmatrix} \dot{\epsilon}_{i_d} \\ \dot{\epsilon}_{e_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R}{L} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_3}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{i_d} \\ \epsilon_{e_d} \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

donde la matriz \mathbf{A} en este caso, está dada por,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R}{L} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R_3}{C} \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

Los parámetros del filtro RLC utilizado a la salida del VSC se muestran en la Tabla 4.1.

Reemplazando los valores de la Tabla 4.1 en (4.26) se obtiene,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -250(R_1 + 0,2) & -22,22 \times 10^3 \\ 250 & -22,22 \times 10^3 R_3 \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

La ecuación característica del sistema se define como [79, 80],

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) = 0. \quad (4.28)$$

Entonces, resolviendo (4.28) se tiene,

$$s^2 + (250R_1 + 50 + 22,22 \times 10^3 R_3) s + 5,555 \times 10^6 (1 + R_3 R_1 + 0,2R_3) = 0, \quad (4.29)$$

que constituye la ecuación característica para el sistema de ecuaciones dinámicas del error del eje d con los parámetros dados en la Tabla 4.1.

El controlador para el FEC utilizado en un sistema aislado se diseña para lograr que el error ϵ_d converja a cero con un tiempo de asentamiento $t_s = 1,35$ ms y con un factor de amortiguamiento relativo $\zeta = 0,7$.

La frecuencia natural no amortiguada del sistema se calcula en forma aproximada mediante [80],

$$\omega_n \cong \frac{3}{\zeta t_s} = \frac{3}{0,7 \cdot 1,35 \times 10^{-3} \text{ s}} = 3175 \frac{\text{rad}}{\text{s}}. \quad (4.30)$$

La ecuación característica de un sistema de segundo orden es,

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \quad (4.31)$$

la cual tiene la misma forma que (4.29). Entonces, reemplazando los valores de ζ y ω_n considerados anteriormente, se tiene,

$$s^2 + 4445s + 10,08 \times 10^6 = 0. \quad (4.32)$$

Igualando, término a término, (4.29) y (4.32) se obtiene,

$$4445 = 250R_1 + 50 + 22,22 \times 10^3 R_3, \quad (4.33)$$

$$10,08 \times 10^6 = 5,555 \times 10^6 (1 + R_3 R_1 + 0,2R_3). \quad (4.34)$$

Resolviendo el sistema formado por (4.33) y (4.34) se obtiene una ecuación cuadrática para R_1 . La solución de esta ecuación cuadrática da como resultado $R_1 = 6$ o $R_1 = 11,3$. Se elige el valor más bajo ($R_1 = 6$) para evitar altas ganancias que lleven a la saturación de los registros del controlador en la etapa de implementación práctica. Con esta elección queda $R_3 = 0,13$. En la Tabla 4.2 se muestran los parámetros del

Tabla 4.2: Parámetros del controlador

Parámetro	Valor
ζ	0,7
t_s	1,35 ms
R_1	6
R_2	6
R_3	0,13
R_4	0,13

controlador usados en la obtención de los resultados de simulación y experimentales.

En la Figura 4.3 (a) se muestra la evolución del error ϵ_{i_d} y en la Figura 4.3 (b) del error ϵ_{e_d} para los parámetros del controlador mostrados en la Tabla 4.2 y considerando un vector de condiciones iniciales unitario.

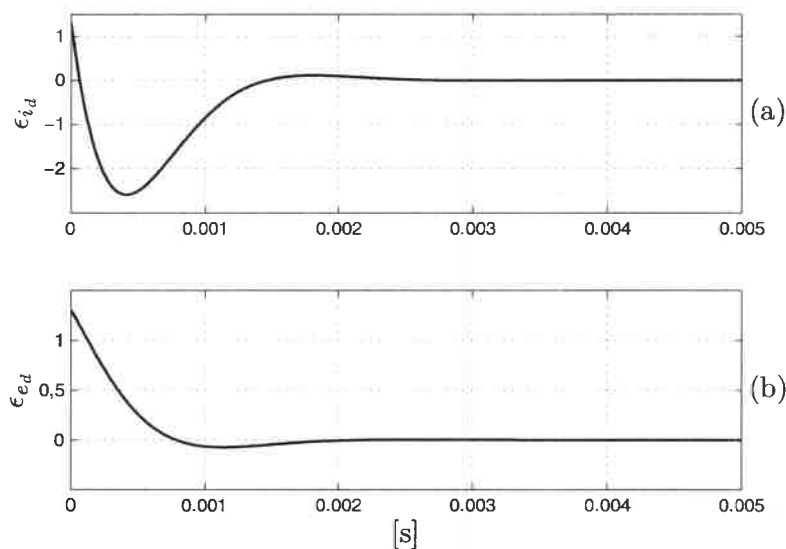


Figura 4.3: Evolución de los errores ϵ_{i_d} y ϵ_{e_d} .

4.3 Resultados de simulación

Con el objetivo de evaluar el desempeño del FEC bajo distintas condiciones de trabajo se realizaron simulaciones utilizando SimPowerSystem de MatlabTM.

Tabla 4.3: Parámetros del FEC utilizados en las simulaciones

Parámetro	Valor
L	4 mH
R	0,2 Ω
C	45 μ F
v_{dc}	430 V
C_{dc}	4700 μ F
$R_{on(IGBT)}$	2,6 m Ω
f_s	10 kHz
f	50 Hz

La tensión de la barra de CC, v_{dc} , se considera constante en los ensayos realizados; ya que como se mencionó en la introducción de este capítulo, esta tensión se supone controlada por el convertidor CC - CC de la Figura 4.1.

El objetivo de control del FEC, para esta aplicación, consiste en asegurar que la tensión aplicada a la carga tenga amplitud y frecuencia constante, por lo tanto, se ensayó el sistema frente a cambios de carga con la finalidad de evaluar el cumplimiento de dicho objetivo. Sin embargo, hay aplicaciones en las cuales es necesario ajustar la amplitud de la tensión de salida en función de los requerimientos de la carga, debido a esto se probó también como responde el sistema ante un cambio en la referencia de la amplitud de la tensión de salida.

En todas las simulaciones realizadas en este capítulo se consideran los parámetros del controlador de la Tabla 4.2 y las especificaciones del FEC mostradas en la Tabla 4.3.

En el primer ensayo, la carga conectada al FEC es una resistencia, $R_L = 47 \Omega$, la tensión de referencia del eje d es, $e_d^* = 156$ V y la tensión de referencia del eje q es $e_q^* = 0$ V. En $t = 50$ ms se aplica un cambio de carga reduciendo la resistencia a la mitad de su valor, quedando $R_L = 23,5 \Omega$. La Figura 4.4 (a) muestra la componente del eje d de la tensión sobre el capacitor de salida, e_d , (línea continua) junto con su referencia (línea de trazos); la Figura 4.4 (b) muestra la componente del eje q de la tensión sobre el capacitor de salida, e_q , (línea continua) junto con su referencia (línea de trazos); la Figura 4.4 (c) muestra las corrientes i_d e i_q junto con sus referencias; y la Figura 4.4 (d) muestra la tensión sobre el capacitor de salida y la corriente de

carga para la fase a de la salida del FEC.

Como se puede observar en las Figuras 4.4 (a) y (b) las tensiones sobre el capacitor del filtro de salida e_d y e_q se mantienen en su valor de referencia hasta el momento del cambio de carga, en este instante e_d y e_q presentan un transitorio hasta que la estrategia de control establece el nuevo valor para la corriente de salida requerida por la carga, y de esta manera e_d y e_q entran nuevamente en la banda del 5% de su valor de referencia en aproximadamente 1,35 ms.

En la Figura 4.4 (d) se observa un incremento en la amplitud de la corriente, a los 50 ms, debido al cambio de carga. Además, la tensión y la corriente se mantienen en fase y la tensión generada por el FEC tiene forma de onda sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones.

En la Figura 4.5 se muestra el error de tensión y corriente en el eje d y el eje q . Se observa que para el ensayo descrito todos los errores convergen a cero en el tiempo especificado.

El segundo ensayo consiste en un cambio de referencia en la amplitud de la tensión aplicada a la carga. El sistema se encuentra funcionando en estado estable y a los 50 ms la tensión de referencia del eje d se reduce un 37,5% de su valor inicial. La Figura 4.6 (a) muestra la componente del eje d de la tensión sobre el capacitor de salida, e_d , (línea continua) junto con su referencia (línea de trazos); la Figura 4.6 (b) muestra la componente del eje q de la tensión sobre el capacitor de salida, e_q , (línea continua) junto con su referencia (línea de trazos); la Figura 4.6 (c) muestra las corrientes i_d e i_q junto con sus referencias; y la Figura 4.6 (d) muestra la tensión sobre el capacitor de salida y la corriente de carga para la fase a de salida del FEC.

Como se observa en las Figuras 4.6 (a) y (b) las tensiones e_d y e_q se mantienen en sus referencias hasta el momento en que e_d^* cambia. En este momento, se presenta un transitorio en las tensiones e_d y e_q hasta que el control calcula los nuevos valores de corriente debido al cambio de tensión en la salida. La evolución de las corrientes i_d e i_q se muestra en la Figura 4.6 (c).

La Figura 4.6 (d) muestra la tensión sobre el capacitor del filtro y la corriente de carga para la fase a , donde se observa el cambio de amplitud en la tensión y la corriente debido al cambio en la referencia de la amplitud de la tensión. Se puede

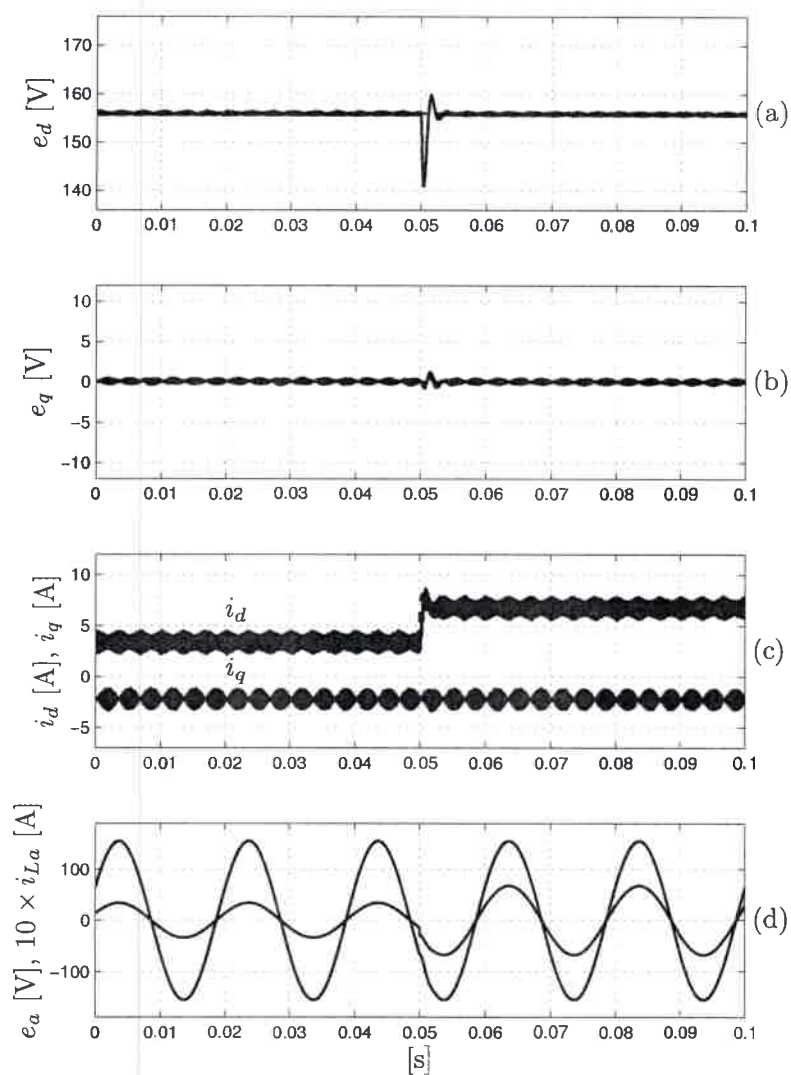


Figura 4.4: Cambio de carga. (a) Tensión e_d , (b) tensión e_q , (c) corriente i_d e i_q , (d) tensión e_a y corriente i_{La} .

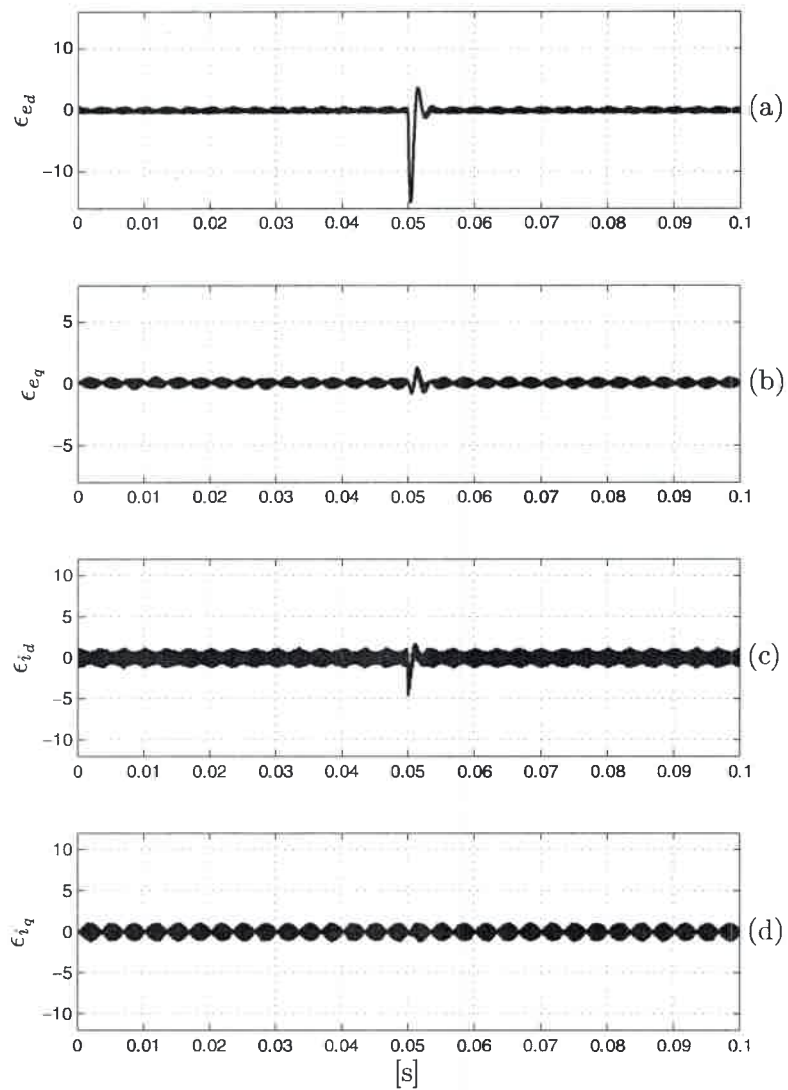


Figura 4.5: Error para el ensayo de cambio de carga. (a) Error de tensión del eje d , ϵ_{e_d} , (b) error de tensión del eje q , ϵ_{e_q} , (c) error de corriente del eje d , ϵ_{i_d} , (d) error de corriente del eje q , ϵ_{i_q} .

observar, además, que la tensión de salida del FEC es sinusoidal, libre de armónicos y distorsiones significativas.

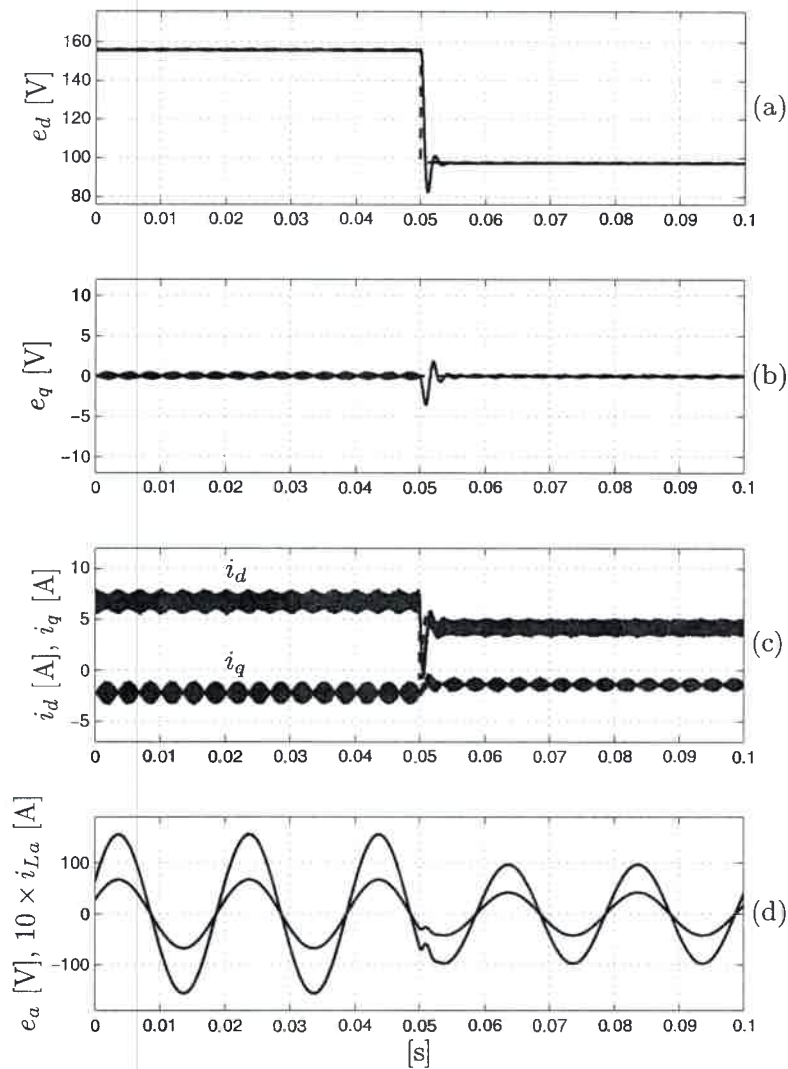


Figura 4.6: Cambio de referencia de tensión. (a) Tensión e_d , (b) tensión e_q , (c) corriente i_d e i_q , (d) tensión e_a y corriente i_{La} .

En la Figura 4.7 se muestra el error de tensión y corriente en el eje d y el eje q . Se observa que para el ensayo descrito todos los errores convergen a cero en el tiempo especificado.

El tercer ensayo consiste en probar el desempeño del sistema cuando este se en-

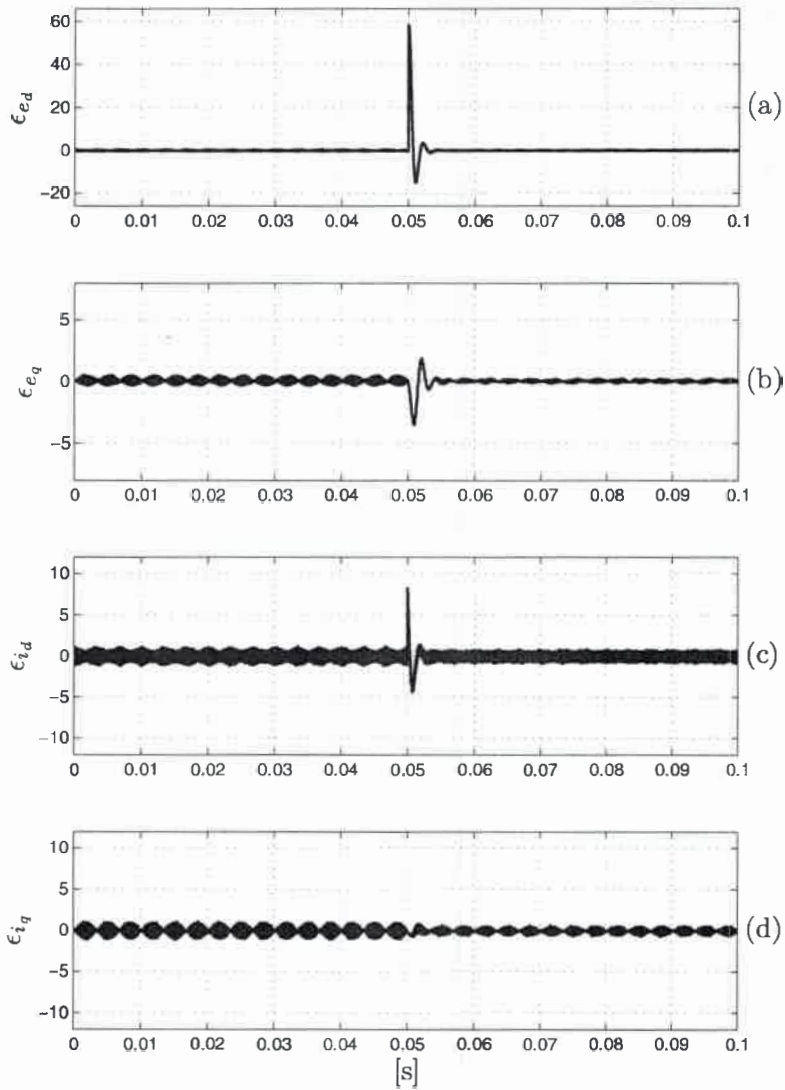


Figura 4.7: Error para el ensayo de cambio de referencia de tensión. (a) Error de tensión del eje d , ϵ_{e_d} , (b) error de tensión del eje q , ϵ_{e_q} , (c) error de corriente del eje d , ϵ_{i_d} , (d) error de corriente del eje q , ϵ_{i_q} .

cuenta alimentando una carga no lineal. La carga no lineal considerada está formada por un puente rectificador trifásico que alimenta una carga resistiva pura, $R_L = 116,5 \Omega$. La Figura 4.8 muestra la tensión sobre el capacitor del filtro y la corriente de carga para la fase a del sistema. Se observa que la amplitud y frecuencia de la tensión de salida se mantiene en los valores de referencia, mientras que la distorsión que aparece en la forma de onda de la tensión se mantiene dentro de los límites admisibles.

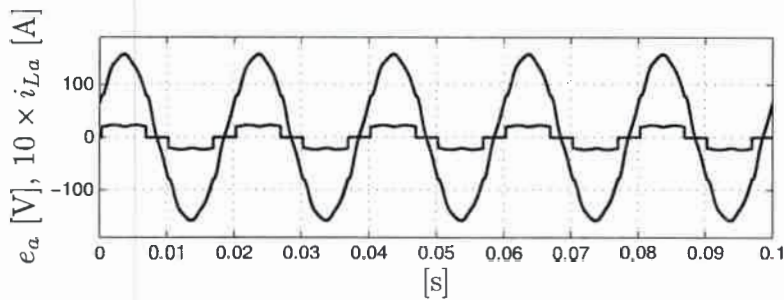


Figura 4.8: Tensión e_a y corriente i_{La} para carga no lineal.

4.4 Resultados experimentales

Para validar la estrategia de control propuesta se realizaron ensayos experimentales sobre un prototipo de laboratorio descrito en el Apéndice B. Los parámetros del controlador y del FEC coinciden con los utilizados en simulación (Tabla 4.2 y Tabla 4.3).

La tensión de salida trifásica del FEC alimentando una carga resistiva pura de $23,5 \Omega$ se muestra en la Figura 4.9. Se puede observar que dicha tensión tiene una amplitud de 156 V, correspondiente a un valor eficaz de 110 V, y con frecuencia constante de 50 Hz.

En la Figura 4.10 se muestra una descomposición espectral en redes de secuencia de la tensión de salida, donde se puede ver que los armónicos presentes tienen amplitudes menores al 3% respecto a la componente fundamental y el THD es del 1,8%.

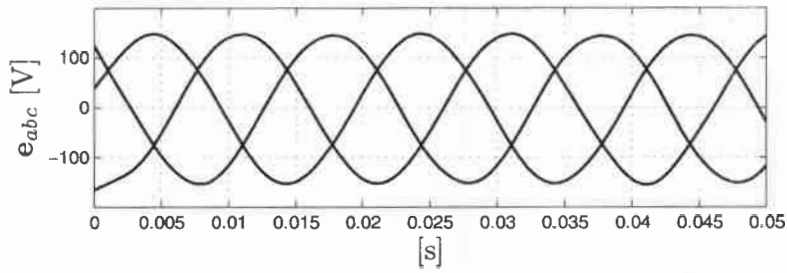


Figura 4.9: Tensión trifásica de salida del FEC, e_{abc} .

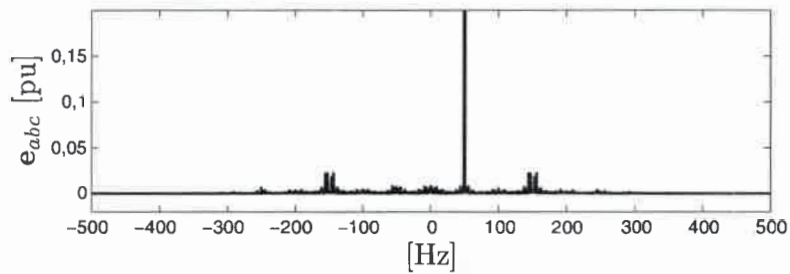


Figura 4.10: Espectro de frecuencias de la tensión e_{abc} .

En la Figura 4.11 se muestran los índices de modulación generados por la estrategia de control para lograr la tensión de salida mostrada en la Figura 4.9. Los datos correspondientes a estas graficas fueron obtenidos almacenando, en la memoria del DSP, vectores con los valores de las variables correspondientes a los índices de modulación y luego exportando estos datos a MatlabTM para poder graficarlos.

Con el objetivo de validar los resultados de la Sección 4.3 se realizaron ensayos

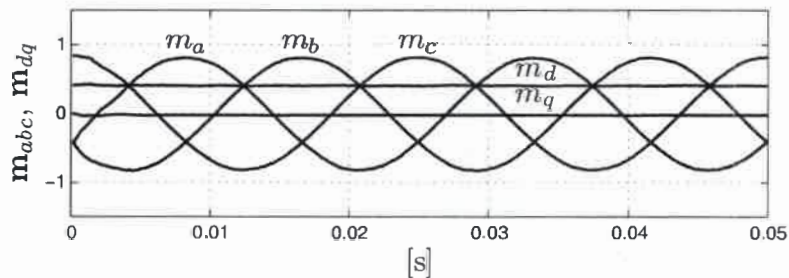


Figura 4.11: Índices de modulación en coordenadas abc y dq .

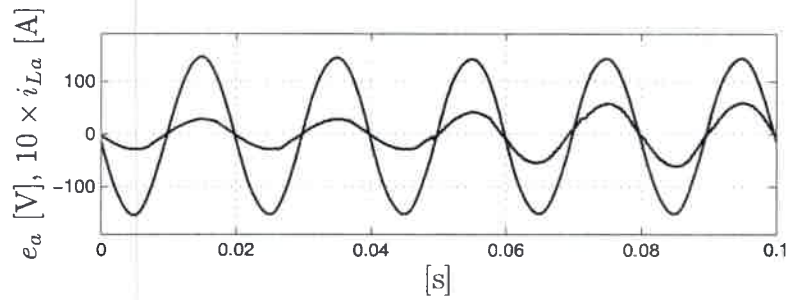


Figura 4.12: Tensión e_a y corriente i_{La} para el ensayo de cambio de carga.

experimentales reproduciendo las situaciones simuladas.

En la Figura 4.12 se muestra la tensión sobre el capacitor y la corriente de carga para la fase a correspondiente al ensayo en que se produce un cambio de carga resistiva de $R_L = 47 \Omega$ a $R_L = 23,5 \Omega$ en $t = 50$ ms. Se puede observar que durante este ensayo la tensión y corriente se mantienen en fase y que la amplitud de la corriente se incrementa debido a la reducción de la resistencia de carga. Además, es importante destacar que la amplitud y la frecuencia de la tensión de salida se mantienen constantes al producirse el cambio de carga.

La Figura 4.13 corresponde al ensayo en que la referencia de amplitud de la tensión de salida se reduce un 37,5% respecto a su valor inicial, en $t = 50$ ms. Este ensayo tiene por objetivo mostrar que la estrategia de control diseñada permite realizar un ajuste en la amplitud de tensión, en aplicaciones donde esto fuese necesario. En este caso se observa que la tensión sobre el capacitor de filtro sigue a su referencia manteniendo la frecuencia constante.

En la Figura 4.14 se muestra la tensión de salida de la fase a junto con las tensiones del eje d y q para el ensayo descrito. Se puede observar que la tensión del eje d sigue a la referencia seleccionada y la tensión del eje q se mantiene prácticamente en cero, por lo que la amplitud de la tensión de salida del FEC sigue al cambio de referencia.

La Figura 4.15 corresponde al ensayo en que se conecta al sistema una carga no lineal. Se observa que si bien la carga no lineal deforma la tensión de salida esta deformación es pequeña y puede eliminarse simplemente duplicado el valor del capacitor de filtro.

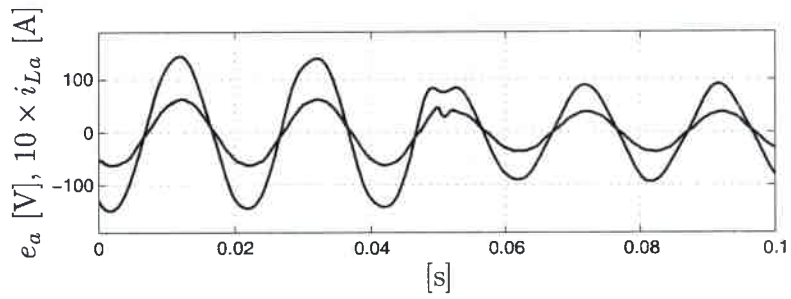


Figura 4.13: Tensión e_a y corriente i_{La} para el ensayo de cambio de referencia de tensión.

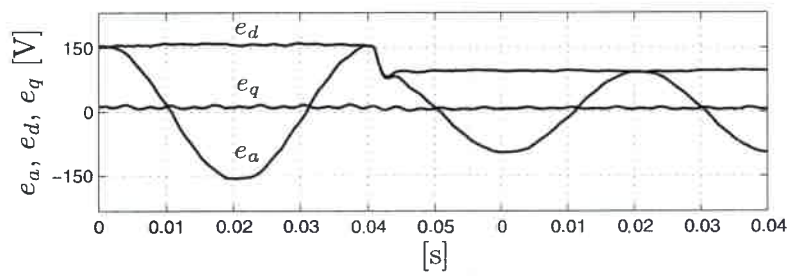


Figura 4.14: Tensión de salida, e_a , e_d y e_q para el ensayo de cambio de referencia de tensión.

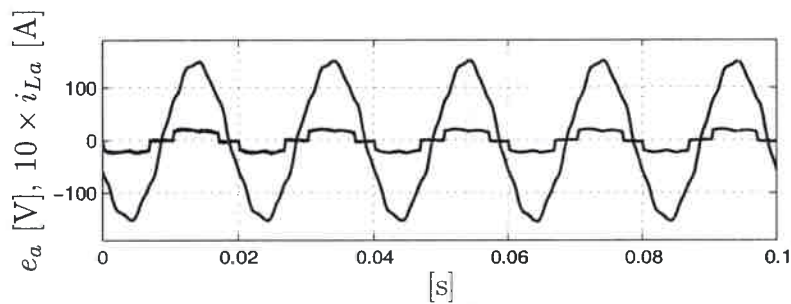


Figura 4.15: Tensión e_a y corriente i_{La} para carga no lineal.

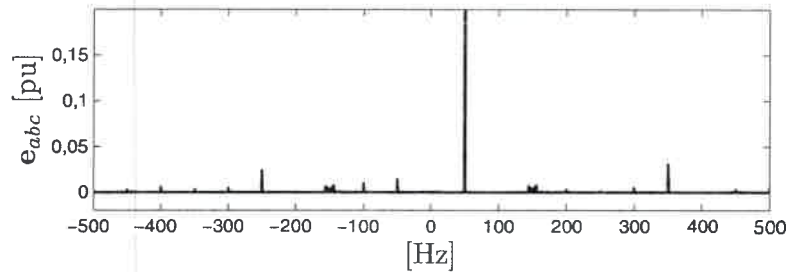


Figura 4.16: Espectro de frecuencias de la tensión e_a de salida del FEC cuando alimenta una carga no lineal.

En la Figura 4.16 se muestra la descomposición espectral en redes de secuencia de la tensión de salida del FEC cuando éste alimenta una carga no lineal. A partir de este espectro se determina que la tensión de salida tiene un THD del 5% lo que indica que el contenido armónico de la tensión está dentro de los límites admisibles.

4.5 Conclusiones

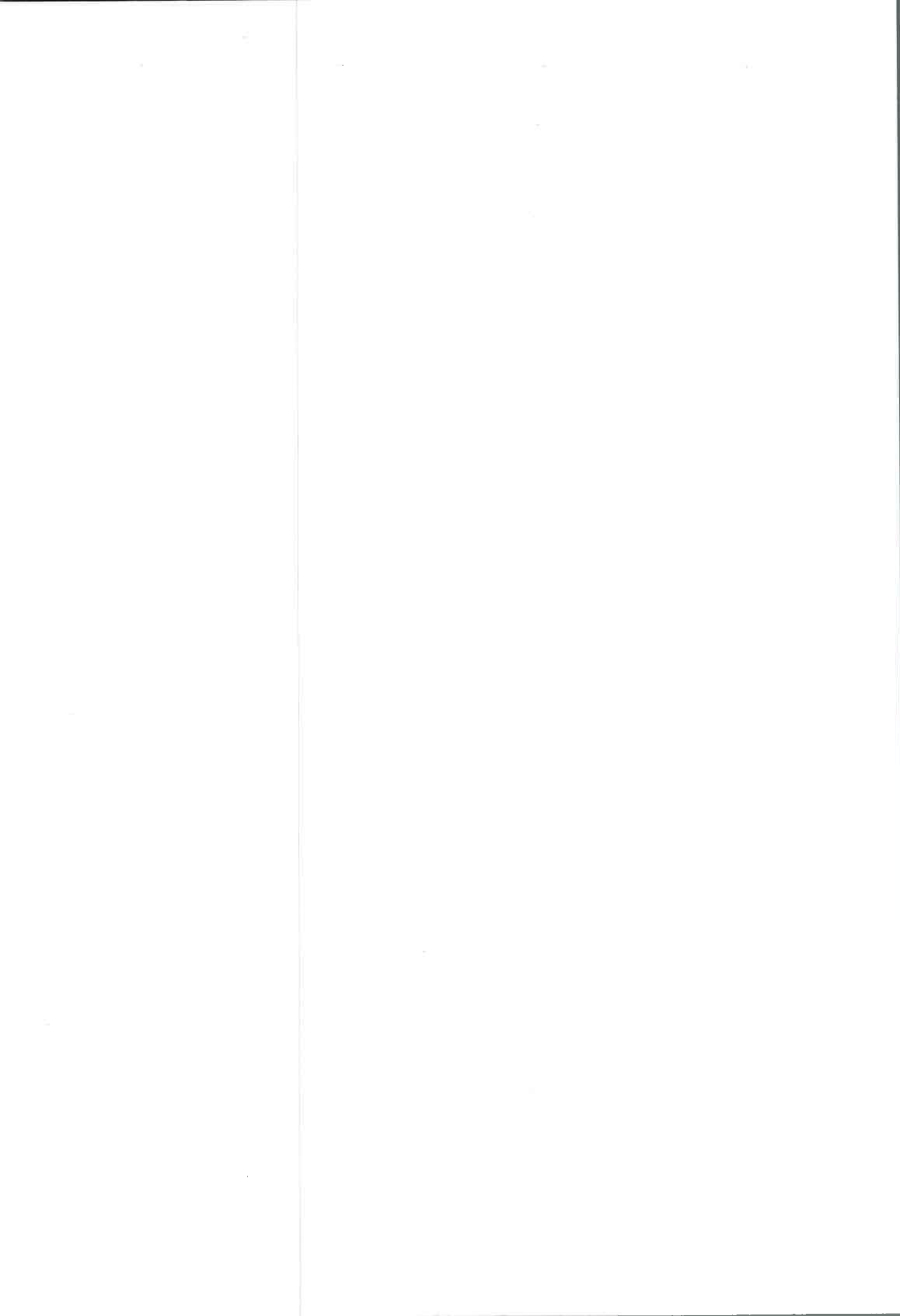
En este capítulo se diseñó un control para el FEC utilizado en un sistema de generación eólica aislado. El objetivo de control consistió en mantener la tensión de salida con amplitud y frecuencia constante independientemente de la carga alimentada.

Con el objetivo de validar la estrategia de control propuesta, se realizaron ensayos de simulación y experimentales. El controlador propuesto se probó ante cambios de carga, cambios de referencias y alimentando una carga no lineal.

De los resultados obtenidos se concluye que el controlador propuesto para esta aplicación permite regular la amplitud y frecuencia de la tensión de salida incluso ante cambios en la carga conectada al FEC. Además, se pudo observar de los ensayos realizados que la forma de onda de la tensión generada por el FEC es sinusoidal y libre de armónicos y distorsiones significativas.

Se mostró también, que la estabilidad del sistema de lazo cerrado queda asegurada mediante la elección adecuada de la función de energía del sistema a lazo cerrado, lo cual condiciona la elección de los elementos de la matriz de amortiguamiento del sistema. Además, la elección de la matriz de interconexión del sistema a lazo cerrado

permitió relacionar las variables de estado del sistema para así solucionar el problema de tener mayor número de variables a controlar que acciones de control, esto último constituye una de las características más destacadas de la estrategia IDA.



Capítulo 5

Control de un filtro activo shunt

5.1 Introducción

La utilización de cargas no lineales se ha incrementado en las últimas décadas debido al avance en el desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia. Este tipo de carga consume corriente con alto contenido armónico, la cual debe ser suministrada por la red eléctrica y transportada por la línea de transmisión, produciéndose un aumento de las pérdidas debido al incremento en el valor eficaz de dicha corriente.

El consumo de corriente con alto contenido armónico, además de generar pérdidas en la línea, disminuye la calidad de la energía suministrada y establece penalizaciones por parte de los proveedores de energía eléctrica. Por ello, la eliminación de estos armónicos implica una reducción de costos en la operación del sistema.

Una forma de compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal es mediante la utilización de un SAF [41] conectado entre la red y la carga. Estos filtros están constituidos por un convertidor, un filtro pasivo y un controlador. El objetivo principal del convertidor es inyectar la corriente de compensación en el sistema de potencia, mientras que el controlador es el encargado de generar las señales de conmutación para accionar los dispositivos semiconductores de potencia que constituyen el convertidor. El convertidor utilizado para implementar el SAF es un VSC y el filtro de conexión a la red es de tipo RL.

Para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal, es

necesario que el SAF inyecte la corriente de compensación adecuada en el sistema de potencia, de tal manera que la corriente suministrada por la red sea sinusoidal pura y balanceada, independientemente de la forma de onda de la tensión de red. Esto implica que se debe realizar el cálculo correcto de las corrientes de compensación de referencia, y un control preciso de tales corrientes. Además, es necesario controlar la tensión de la barra de CC del VSC para asegurar que el convertidor sea capaz de inyectar la corriente de compensación [81].

El cálculo de la corriente de compensación se puede realizar de diferentes formas. Una de las técnicas más usadas está basada en la Teoría de la Potencia Activa-Reactiva Instantánea, también conocida como Teoría pq [82], la cual permite cancelar las corrientes indeseadas consumidas por la carga estableciendo las potencias real e imaginarias definidas por la estrategia de control.

El control del SAF para inyectar la corriente de compensación en el sistema de potencia requiere normalmente de algoritmos de control con un buen desempeño en estado estable y alta respuesta dinámica. Algunas de las estrategias propuestas en la literatura incluyen control adaptivo, control del modelo interno, control en modos deslizantes y control no lineal con autorechazo de perturbaciones [81, 83].

Como se mencionó en el Capítulo 1, la estrategia de control IDA ha sido satisfactoriamente utilizada en convertidores de potencia [29, 30], presentando numerosas ventajas en cuanto a procedimiento de diseño y estabilidad. Es por ello que esta estrategia de diseño fue elegida en esta tesis para realizar el diseño del contrador para el FEC usado en un sistema conectado a la red como también para el caso del FEC utilizado en un sistema de generación eólica autónomo. En estas aplicaciones, los objetivos de control consisten en la regulación de una referencia constante por lo que el problema de diseño se puede resolver utilizando la aproximación presentada en [29].

Sin embargo, el control de un SAF implica resolver un problema de control de seguimiento de trayectoria, donde la referencia es variable y depende del desempeño de la carga y la red a la que está conectada. Un problema similar ocurre en el caso del diseño de controladores para VSC que trabajan como rectificadores con factor de potencia unitario. Para estos casos en [84] se propuso una aproximación que permite transformar el problema de seguimiento de trayectoria en uno de regulación para

poder usar la estrategia IDA original para diseñar el controlador. Por otro lado, en [23] se propuso una función de almacenamiento incremental para alcanzar los objetivos de control.

En este capítulo se diseña la estrategia de control para el SAF utilizando IDA con el objetivo de lograr que la corriente entregada por la red sea sinusoidal pura y balanceada. Las referencias de corriente del SAF se calculan haciendo uso de la Teoría pq y el controlador se diseña utilizando la metodología IDA modificada presentada en [53]. Así, se logra obtener un buen desempeño en el seguimiento de la trayectoria de las corrientes de referencia asegurando que la corriente consumida de la red sea sinusoidal y balanceada según lo establecido en [34]. Como se verá en el desarrollo de este capítulo, las leyes de control resultantes de este diseño requieren el cálculo de las derivadas de las corrientes de referencia, para lo cual se utilizaron observadores de alta ganancia [85].

El desempeño de la estrategia de control propuesta para el SAF se valida mediante simulaciones realizadas sobre un modelo realista del convertidor que incluye pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia, efectos de la modulación y distorsión en la tensión de red.

El capítulo está organizado de la siguiente manera, en la Sección 5.2 se realiza una descripción del sistema considerado, en la Sección 5.3 se presenta el diseño del controlador usando la estrategia IDA modificada, en la Sección 5.4 se muestran los resultados de simulación y finalmente se dan las conclusiones del capítulo.

5.2 Descripción del sistema

El sistema considerado consta de una fuente de potencia (red eléctrica) que alimenta una carga no lineal a través de una línea de transmisión. En paralelo con la carga se conecta un SAF utilizado para cancelar las corrientes armónicas consumidas por dicha carga, como se muestra en la Figura 5.1.

Con el objetivo de modelar una red fuerte, se considera como fuente de potencia una barra de potencia infinita sin impedancia. Este modelo considera que la corriente consumida por la carga no modifica la tensión de red.

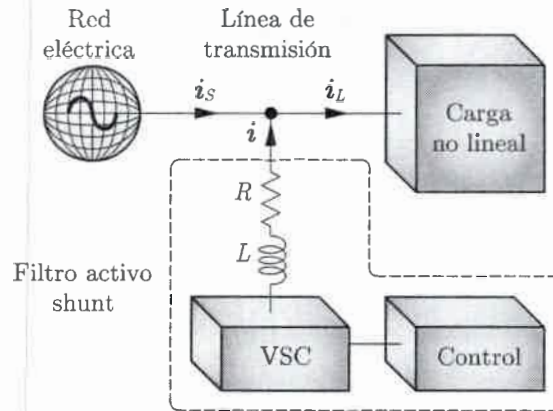


Figura 5.1: Esquema de compensación con un SAF.

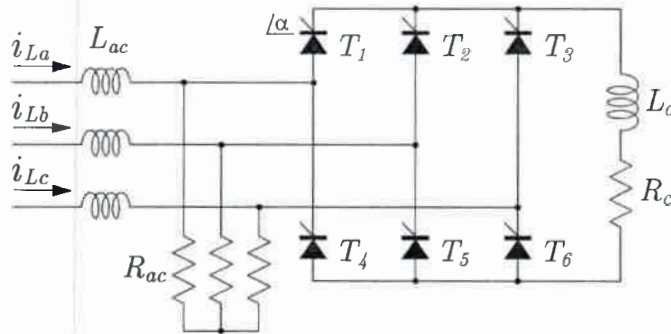


Figura 5.2: Carga no lineal.

La carga no lineal considerada está formada por una impedancia inductiva (L_{ac}) conectada en serie con un puente rectificador controlado (con ángulo de conducción $\alpha = 30^\circ$) que alimenta una carga resistiva inductiva (R_c, L_c), más una resistencia trifásica (R_{ac}) conectada en paralelo con dicha carga no lineal; tal como se muestra en la Figura 5.2. Este tipo de carga consume potencia con un alto contenido armónico en las corrientes de línea (i_{La}, i_{Lb} e i_{Lc}). Se utiliza este tipo de carga con el objetivo de analizar el comportamiento del SAF en condiciones altamente desfavorables.

Como se mencionó en el Capítulo 2, el convertidor de potencia utilizado para implementar el SAF es un VSC y su modelo coincide con el del FEC conectado a la red, con la diferencia de que en este caso no hay corriente de entrada al sistema desde el lado de CC.

5.3 Diseño del controlador

El objetivo de control propuesto para el SAF consiste en compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal, de tal manera que la corriente consumida desde la red eléctrica sea sinusoidal y su contenido armónico no supere los valores establecidos por las normas, independientemente de la forma de onda de la tensión de red. Para poder cumplir con este objetivo es necesario que el SAF inyecte las corrientes de compensación apropiadas en el sistema de potencia. Tales corrientes de compensación de referencia son obtenidas mediante la utilización de la Teoría pq.

El diseño del controlador para el SAF se realiza usando la estrategia IDA modificada [53] a partir del modelo PCH del sistema descrito por,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \boldsymbol{\zeta}, \quad (5.1)$$

donde,

$$\begin{bmatrix} L\dot{i}_d \\ L\dot{i}_q \\ C_{dc}\dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq}L & m_d \\ \omega_{dq}L & 0 & m_q \\ -m_d & -m_q & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -e_d \\ -e_q \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

y consiste en lograr que las variables de estado del mismo sigan la trayectoria definida por el vector de referencia \mathbf{x}^* ,

$$\mathbf{x}^* = \begin{bmatrix} Li_d^* & Li_q^* & Cv_{dc}^* \end{bmatrix}^T, \quad (5.3)$$

asegurando que el error de seguimiento ($\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$) converja a cero.

Por lo tanto, se propone diseñar una ley de control \mathbf{u} , tal que la dinámica del sistema de lazo cerrado quede descrita por un sistema PCH, con un nuevo Hamiltoniano $H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*)$ que cumpla con,

$$\dot{\boldsymbol{\epsilon}} = [\mathbf{J}_d(\boldsymbol{\epsilon}) - \mathbf{R}_d(\boldsymbol{\epsilon})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*)}{\partial \boldsymbol{\epsilon}}, \quad (5.4)$$

con equilibrio estable en $\boldsymbol{\epsilon} = 0$.

$\mathbf{J}_d(\epsilon)$ y $\mathbf{R}_d(\epsilon)$ son las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas para el sistema de lazo cerrado, donde la primera es una matriz antisimétrica y la segunda es simétrica.

La función de energía para el sistema de lazo cerrado se elige al igual que en los casos anteriores, como,

$$H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*) = \frac{1}{2}(\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \epsilon), \quad (5.5)$$

para lograr la estabilidad asintótica del error.

En este caso,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C_{dc} \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

y la derivada en el tiempo de $H_d(\mathbf{x})$ es,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\epsilon^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \epsilon < 0, \quad (5.7)$$

de donde se deduce que \mathbf{R}_d debe ser una matriz definida positiva para asegurar la convergencia del error a cero. Esto se puede lograr eligiendo adecuadamente los elementos de la matriz \mathbf{R}_d .

La matriz \mathbf{J}_a se elige para eliminar los acoplamientos entre las corrientes i_d e i_q como,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{dq}L & -m_d \\ -\omega_{dq}L & 0 & -m_q \\ m_d & m_q & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Así, usando (5.1) y (5.4) se puede obtener,

$$[\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \zeta = [\mathbf{J}_d(\epsilon) - \mathbf{R}_d(\epsilon)] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*)}{\partial \epsilon} + \dot{\mathbf{x}}^*. \quad (5.9)$$

Si se tiene en cuenta que,

$$H_a(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*) = H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*) - H(\mathbf{x}). \quad (5.10)$$

(5.9) se transforma en,

$$[\mathbf{J}(\mathbf{u}) - \mathbf{R}] \frac{\partial H_a(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*)}{\partial \epsilon} + [\mathbf{J}_a(\mathbf{u}) - \mathbf{R}_a] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}, \mathbf{x}^*)}{\partial \epsilon} - \zeta + \dot{\mathbf{x}}^* = 0, \quad (5.11)$$

cuya solución da los índices de modulación m_d y m_q ,

$$m_d = \frac{Li_d^* + Ri_d^* + \omega_{dq}Li_q - R_1(i_d - i_d^*) + e_d}{v_{dc}}, \quad (5.12)$$

$$m_q = \frac{Li_q^* + Ri_q^* - \omega_{dq}Li_d - R_2(i_q - i_q^*) + e_q}{v_{dc}}. \quad (5.13)$$

Entonces, las ecuaciones para la dinámica del error son,

$$\dot{\epsilon}_{i_d} = -\frac{(R + R_1)}{L}\epsilon_{i_d}, \quad (5.14)$$

$$\dot{\epsilon}_{i_q} = -\frac{(R + R_2)}{L}\epsilon_{i_q}, \quad (5.15)$$

$$\dot{\epsilon}_{v_{dc}} = -\frac{R_3}{C_{dc}}\epsilon_{v_{dc}}. \quad (5.16)$$

de donde se puede calcular R_1 , R_2 y R_3 para lograr la velocidad de convergencia deseada para cada error.

Si en lugar de utilizar la metodología IDA modificada propuesta en [53] para el diseño del controlador para el SAF, se utilizara el método de diseño IDA clásico de [29, 30], se obtendrían leyes de control similares a las del FEC conectado a la red descritas por las ecuaciones (3.37) y (3.38), ya que el modelo del sistema es el mismo y sólo se diferencia en que en el caso del SAF la corriente de entrada al sistema, i_s , es cero. Sin embargo, este tipo de diseño no permite un seguimiento exacto de la trayectoria de referencia, haciendo que el desempeño del controlador en la aplicación del SAF no sea el más adecuado.

Como se puede observar de las ecuaciones (5.12) y (5.13), la metodología IDA modificada genera leyes de control que requieren el cálculo de las derivadas de las corrientes de referencia. Esto es lo que permite un seguimiento rápido de las trayectorias de referencia cuando se lo compara con el diseño IDA original. Debido a que la forma de onda de las corrientes de referencia son variantes en el tiempo y dependen de las características de la carga, su derivada debe ser calculada en línea. Por esta razón es que se utilizaron observadores de alta ganancia para calcular tales derivadas [85].

Las corrientes de referencia, i_d^* e i_q^* , se eligen con el fin de lograr que la corriente entregada por la red sea sinusoidal pura y balanceada. Estas corrientes están formadas

por las corrientes de compensación, $i_{d_{\text{Comp}}}^*$ e $i_{q_{\text{Comp}}}^*$, necesarias para cumplir con el objetivo de control; más una corriente, $i_{d_{\text{Per}}}^*$, encargada de compensar las pérdidas adicionales del sistema, esto es,

$$i_d^* = i_{d_{\text{Comp}}}^* + i_{d_{\text{Per}}}^*, \quad (5.17)$$

$$i_q^* = i_{q_{\text{Comp}}}^*. \quad (5.18)$$

Las corrientes de compensación, $i_{d_{\text{Comp}}}^*$ e $i_{q_{\text{Comp}}}^*$, se obtienen haciendo uso de la Teoría pq. Para que la carga consuma de la red únicamente corriente sinusoidal balanceada, la corriente eficaz entregada por ésta, I_S , debe estar formada únicamente por la componente fundamental de secuencia positiva, I_S^{+1} , de manera tal que,

$$I_S^{-1} = I_S^{\pm n} = 0, \quad (n \geq 2), \quad (5.19)$$

donde n indica el número de armónico al que está asociada la componente de corriente correspondiente.

Haciendo uso de la definición de potencia real e imaginaria se puede escribir que,

$$\bar{q}_S^{+1} = \tilde{p}_S^{+1} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_S^{-1} = I_S^{\pm n} = 0, \quad (5.20)$$

donde \tilde{p} y \bar{q} representan las potencias real e imaginaria oscilantes. El supraíndice $+1$ indica que estas potencias se calculan utilizando únicamente la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión (e^{+1}), y el subíndice S indica que las potencias se calculan utilizando la corriente entregada por la red (I_S).

Además, para que el sistema no consuma energía reactiva de la red, es necesario que la tensión e^{+1} y la corriente I_S^{+1} estén en fase, es decir,

$$\bar{q}_S^{+1} = 0, \quad (5.21)$$

donde \bar{q} es la potencia imaginaria constante.

Utilizando las ecuaciones (5.20) y (5.21), es posible calcular las potencias consumidas por la carga que deben ser compensadas por el SAF (p_{Comp}^* y q_{Comp}^*) como,

$$\begin{aligned} p_{\text{Comp}}^* &= \tilde{p}_L^{+1}, \\ q_{\text{Comp}}^* &= \bar{q}_L^{+1} + \bar{q}_L^{+1} = q_L^{+1}, \end{aligned} \quad (5.22)$$

donde p_{Comp}^* y q_{Comp}^* son las referencias de potencia y el subíndice L indica que las potencias \tilde{p}_L^{+1} , \tilde{q}_L^{+1} y \bar{q}_L^{+1} se calculan utilizando la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión (e^{+1}) y la corriente consumida por la carga (I_L).

Las corrientes $i_{d_{\text{Comp}}}^*$ e $i_{q_{\text{Comp}}}^*$ se pueden obtener a partir de las potencias de compensación como,

$$\begin{bmatrix} i_{Cd_{\text{Comp}}}^* \\ i_{Cq_{\text{Comp}}}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{(e_d^{+1})^2 + (e_q^{+1})^2} \begin{bmatrix} e_d^{+1} & e_q^{+1} \\ e_q^{+1} & -e_d^{+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{\text{Comp}}^* \\ q_{\text{Comp}}^* \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

La componente de la corriente que se encarga de compensar las pérdidas adicionales (autodescarga del capacitor de la barra de CC, conmutación, conducción, etc.) puede obtenerse haciendo el balance de potencia en el convertidor y considerando la dinámica de la tensión de la barra de CC haciendo uso de (5.11). De esta manera, es posible obtener una corriente de pérdida aproximada como la siguiente,

$$i_{d_{\text{Perd}}}^* = \frac{1}{2} \left[-\frac{e_d}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{e_d}{R}\right)^2 - 4 \left[i_q^{*2} - \frac{v_{dc} R_3}{R} (v_{dc} - v_{dc}^*) \right]} \right]. \quad (5.24)$$

Esta corriente se obtiene suponiendo que los lazos de control de corriente son mucho más rápidos que el lazo de control de tensión ($i_d = i_d^*$ e $i_q = i_q^*$) y además $e_q = 0$. Incluso aunque $i_{d_{\text{Perd}}}^*$ se obtiene usando un modelo ideal del sistema (sin incluir pérdidas) una correcta elección de R_3 permite realizar el control de la tensión de la barra de CC.

La referencia de tensión de la barra de CC, v_{dc}^* , se elige en un valor constante de manera tal que la tensión v_{dc} se mantenga en valores que permitan al convertidor inyectar la corriente de compensación requerida.

En la Figura 5.3 se muestra el esquema de control propuesto para el SAF. Este esquema de control emplea un PSD para determinar e^{+1} . El PSD utilizado es un DSOGI-FLL el cual presenta ventajas respecto a otros métodos para esta aplicación particular (ver Apéndice A).

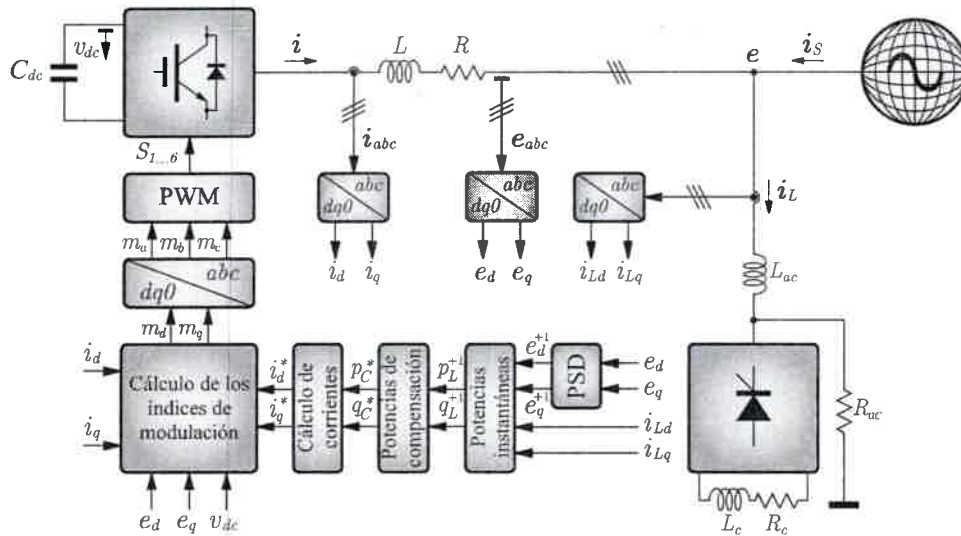


Figura 5.3: Estrategia de control propuesta para el SAF.

Tabla 5.1: Parámetros del controlador

Parámetro	Valor
R_1	15
R_2	15
R_3	0,2

5.4 Resultados de simulación

Con el objetivo de evaluar el desempeño del SAF utilizando la estrategia de control propuesta en este capítulo, se realizaron ensayos que fueron simulados usando un modelo realista del sistema que incluye las pérdidas en el convertidor y los efectos de la modulación. Las simulaciones fueron realizadas utilizando SimPowerSystems de Matlab™.

Se realizaron dos ensayos para probar el desempeño del SAF, uno con tensión de red sinusoidal pura y balanceada y el otro para tensión de red con desbalance y armónicos. En ambos casos la carga alimentada es la mostrada en la Figura 5.2.

Los parámetros del controlador usados en la obtención de los resultados de simulación son los mostrados en la Tabla 5.1, y las especificaciones del SAF y la red en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Parámetros del SAF y la red

Parámetro	Valor
v_{dc}	900 V
L	1,5 mH
R	1 m Ω
C_{dc}	1000 μ F
$R_{on(\text{IGBT})}$	1 m Ω
f_s	10 kHz
e_a, e_b, e_c	311 V
f	50 Hz

5.4.1 Tensión de red sinusoidal pura y balanceada

Para este ensayo se utiliza una tensión de línea trifásica sinusoidal y balanceada.

En la Figura 5.4 se muestra la corriente de la fase a en distintos puntos del sistema. El ensayo comienza sin compensación de las corrientes armónicas consumidas por la carga no lineal y en el instante $t = 50$ ms, el SAF es conectado para compensar tales corrientes.

La Figura 5.4 (a) muestra la forma de onda de la corriente de compensación (i_a) y la Figura 5.4 (b) muestra la corriente consumida de la red (i_{sa}) para el ensayo anteriormente descrito. Como se puede observar en la Figura 5.4 (a) la corriente de compensación contiene pendientes pronunciadas, lo cual demuestra la necesidad de utilizar un control de seguimiento de trayectoria preciso para controlar dichas corrientes, lo cual puede ser obtenido mediante las leyes de control propuestas en las ecuaciones (5.12) y (5.13) que incluyen las derivadas de las referencias de las corrientes.

Si se utiliza la metodología IDA clásica para diseñar el controlador para el SAF, se obtendrían leyes de control similares a (5.12) y (5.13), pero sin incluir las derivadas de las corrientes de referencia. Este caso es incluido aquí para propósitos de comparación en las Figuras 5.5 (a) y (b). Como se puede observar, en este caso el SAF no es capaz de compensar completamente los efectos de las corrientes armónicas consumidas por la carga no lineal y, de esta manera, la corriente suministrada por la red no es sinusoidal pura.

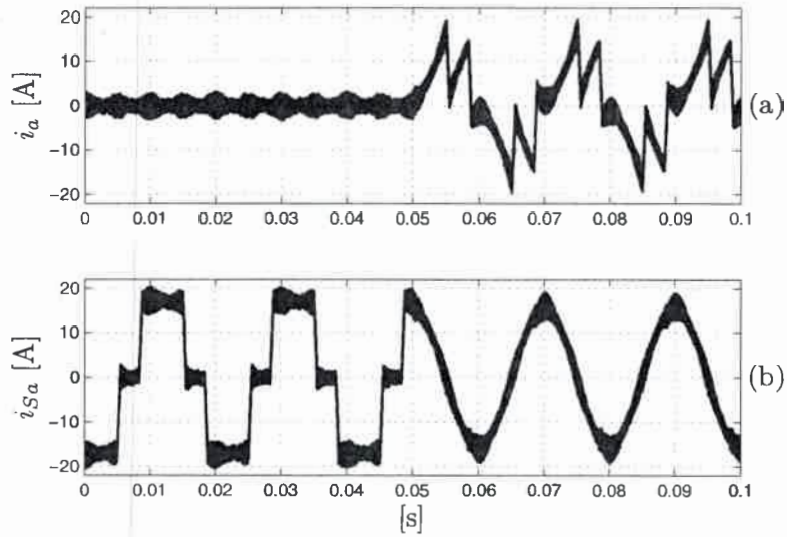


Figura 5.4: Corrientes de la fase a del sistema (tensión de red sinusoidal pura y balanceada). (a) Corriente de compensación, (b) corriente suministrada por la red.

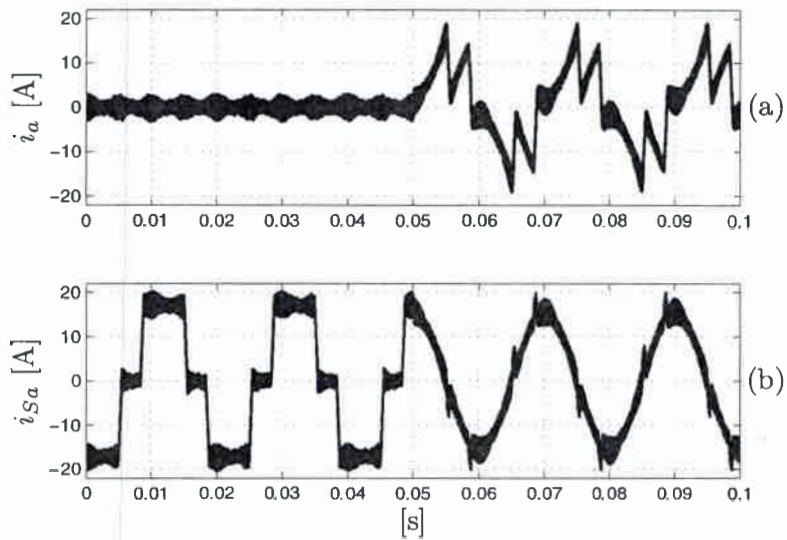


Figura 5.5: Corrientes de la fase a del sistema (tensión de red sinusoidal pura y balanceada) para el controlador IDA clásico. (a) Corriente de compensación, (b) corriente suministrada por la red.

Para verificar que la corriente consumida desde la red es sinusoidal y balanceada, usando la estrategia de control propuesta, se realizó una descomposición espectral de Fourier basada en el análisis de las componentes de secuencia, es decir, los valores de frecuencias positivas significan armónicos de secuencia positiva, mientras que las frecuencias negativas son usadas para representar las componentes armónicas de secuencia negativa.

La Figura 5.6 (a) muestra el espectro de corriente i_{S_a} para $t < 50$ ms (sin compensar) y la Figura 5.6 (b) muestra el espectro de esta corriente para $t \geq 50$ ms (compensada). Se puede observar que las componentes correspondientes al 7^{mo}, 13^{avo} y 19^{no} armónico, las cuales son características de este tipo de carga no lineal, se reducen notablemente ($< 1\%$) utilizando el controlador propuesto para el SAF. Nuevamente, con propósitos de comparación con el diseño usando el método IDA clásico, la Figura 5.6 (c) incluye el espectro de la corriente entregada por la red de la Figura 5.5 (b). Como se puede apreciar, incluso cuando en este caso los armónicos son compensados, su valor no puede ser mantenido por debajo del 1% para el mismo ajuste del control.

El THD de la corriente consumida desde la red, antes de la compensación es del 26,89%, siendo el valor máximo permitido por la norma del 5%. luego de la compensación la distorsión armónica se reduce al 1,86% utilizando el controlador propuesto en este capítulo y del 7,87% si se utiliza el método IDA clásico en el diseño del controlador. Como se puede observar la utilización del controlador calculado mediante la estrategia IDA modificada permite que la corriente consumida desde la red se mantenga dentro de los valores permitidos por la norma.

En la Figura 5.7 se muestra la tensión de la barra de CC junto a su referencia. Como se puede observar en esta figura, la estrategia de control permite la regulación de v_{dc} , manteniéndola junto a su valor de referencia en el momento en que comienza a funcionar el SAF. Se observa que el *ripple* presente en dicha tensión a partir de los 50 ms se mantiene dentro del 0,5%.

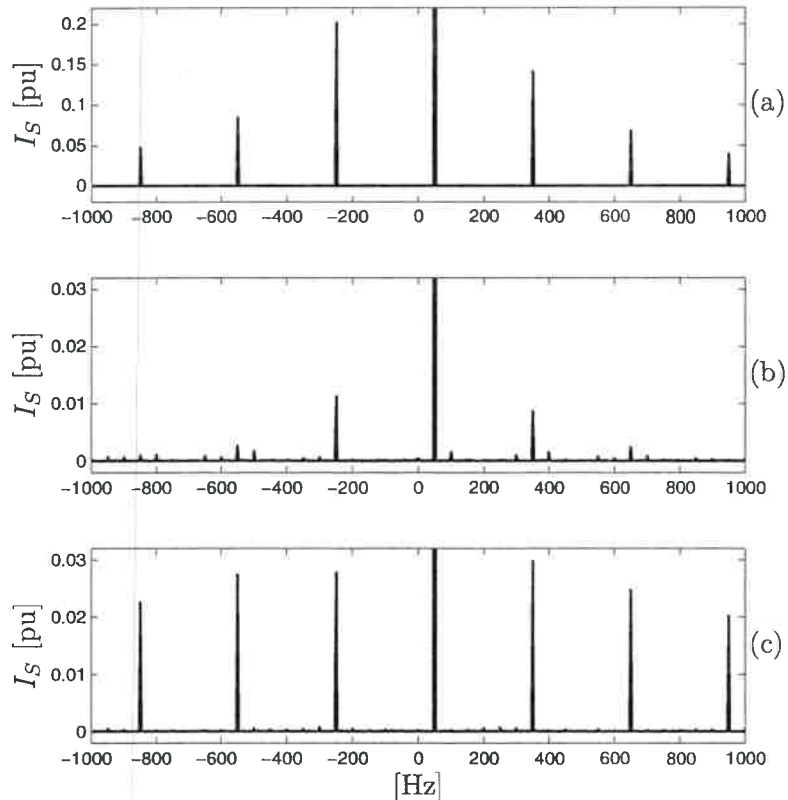


Figura 5.6: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red (tensión de red sinusoidal pura y balanceada). (a) Sin compensación, (b) con compensación, (c) con compensación con controlador IDA clásico.

5.4.2 Tensión de red con desbalance y armónicos

Para este ensayo se utiliza una tensión de línea trifásica sinusoidal, con un desbalance del 13% según norma IEC [78] y con un 5% de 5^{to} armónico y un 2% de 7^{mo} armónico.

La Figura 5.8 muestra la corriente de la fase *a* antes y después de que el filtro es conectado. La Figura 5.8 (a) muestra la forma de onda de la corriente de compensación (i_a) y la Figura 5.8 (b) muestra la corriente consumida de la red (i_{S_a}) para el ensayo anteriormente descrito.

Para propósitos de comparación en las Figuras 5.9 (a) y (b) se muestra la corriente de compensación y la corriente suministrada por la red eléctrica, para el en-

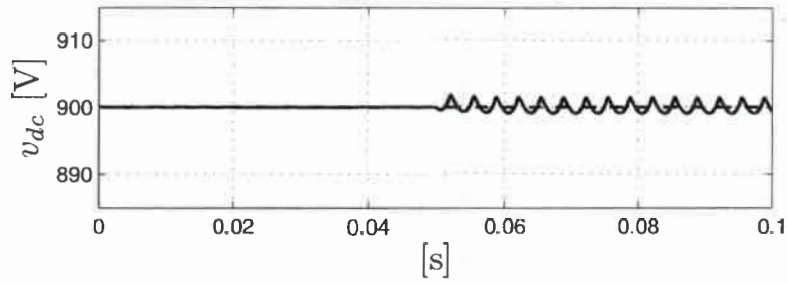


Figura 5.7: Tensión de la barra de CC para tensión de red balanceada.

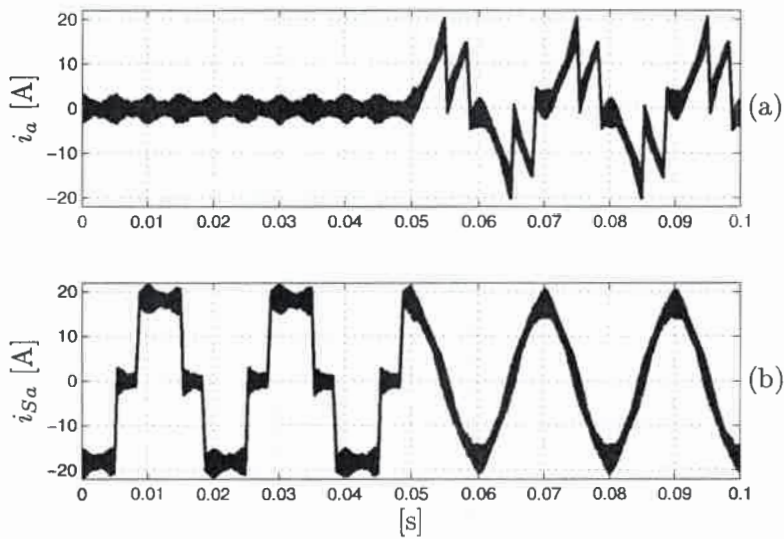


Figura 5.8: Corrientes de la fase *a* del sistema (tensión de red con desbalance y armónicos). (a) Corriente de compensación, (b) corriente suministrada por la red.

sayo en cuestión, cuando las leyes de control utilizadas son las obtenidas utilizando la metodología IDA clásica. Se puede observar, al igual que en el ensayo anterior, que el desempeño de esta estrategia de control es menos preciso que el diseño que incluye derivadas de las corrientes de referencia.

La Figura 5.10 (a) muestra el espectro de la corriente para $t < 50$ ms (sin compensar) y las Figuras 5.10 (b) y (c) muestran el espectro de esta corriente para $t \geq 50$ ms (compensada).

Debido al desbalance y las componentes armónicas presentes en la tensión de red, además de los armónicos característicos del tipo de carga considerada, aparecen

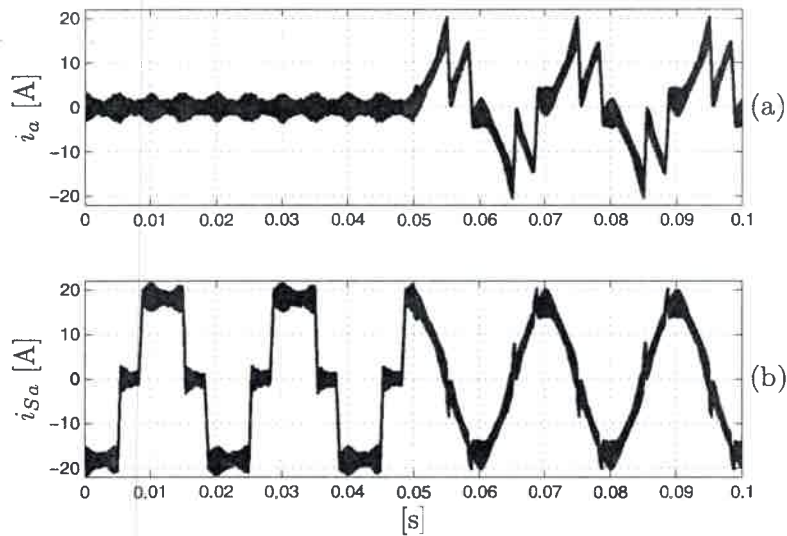


Figura 5.9: Corrientes de la fase a del sistema (tensión de red con desbalance y armónicos) para el controlador IDA clásico. (a) Corriente de compensación, (b) corriente suministrada por la red.

componentes con baja amplitud en las frecuencias $-50, \pm 150, +250, -350, \pm 450, \dots$ Hz.

Con la utilización del controlador propuesto para el filtro, ecuaciones (5.12) y (5.13), las componentes armónicas características del tipo de carga utilizada, como así también aquellas correspondientes a la distorsión en la tensión de red, resultan atenuadas hasta tener amplitudes menores al 1%. En el caso del controlador diseñado mediante IDA clásico, las componentes armónicas se atenúan a valores menores al 4%.

El THD de la corriente consumida desde la red antes de la compensación es del 26,79% y luego de la compensación del 2,33% utilizando el controlador propuesto en este capítulo, mientras que si se utiliza el método IDA clásico en el diseño, se obtiene un THD de 7,87%. Al igual que en el ensayo anterior, la utilización del controlador obtenido mediante la metodología IDA modificada permite que la corriente consumida desde la red respete los valores establecidos en las normas, lo cual no se cumple con el controlador IDA clásico.

En la Figura 5.11 se muestra la tensión de la barra de CC junto a su referencia. Se observa que la estrategia de control permite la regulación de v_{dc} y que el *ripple*

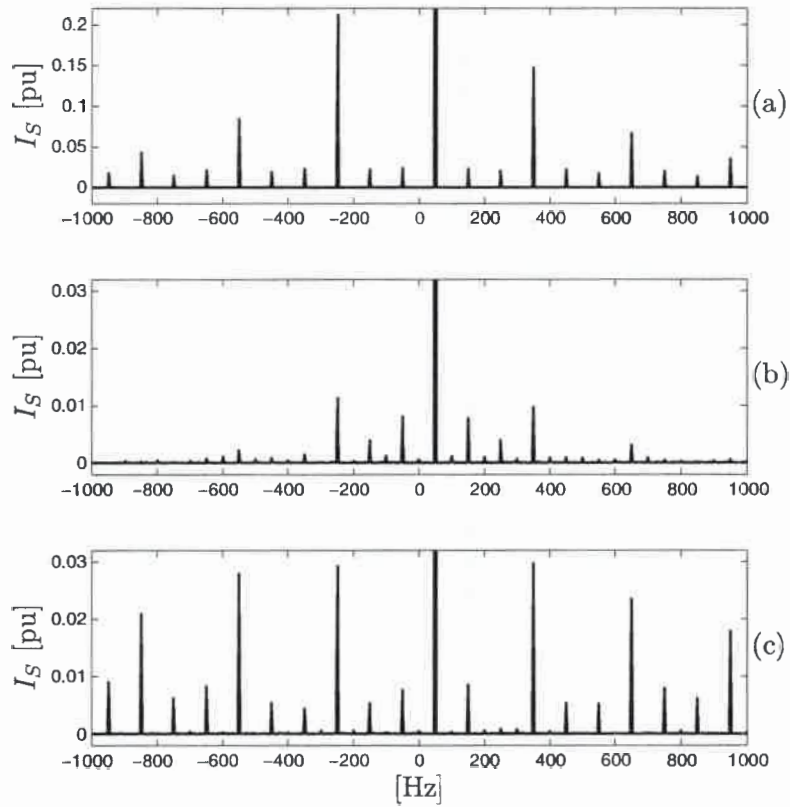


Figura 5.10: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red (tensión de red con desbalance y armónicos). (a) Sin compensación, (b) con compensación, (c) con compensación con controlador IDA clásico.

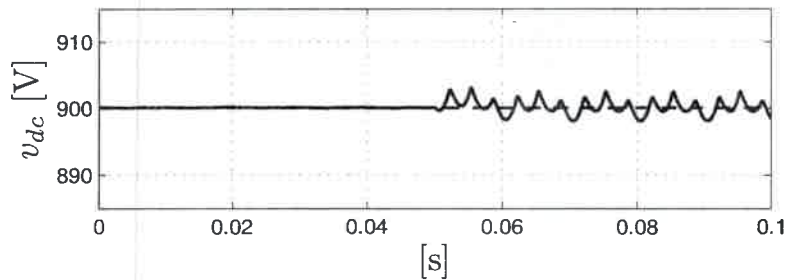


Figura 5.11: Tensión de la barra de CC para tensión con desbalance y armónicos.

presente en dicha tensión, a partir del momento en que se conecta el SAF, se mantiene dentro de los límites admisibles (menor al 0,5%).

5.5 Conclusiones

En este capítulo se diseñó una estrategia de control para un SAF usando IDA, con el objetivo de compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal de manera de asegurar que la corriente suministrada por la red eléctrica sea sinusoidal pura y balanceada, incluso en los casos en que la tensión de red está distorsionada. Se utilizó la Teoría pq para determinar las referencias de las corrientes de compensación que deben ser sintetizadas por el convertidor.

El diseño fue realizado utilizando una técnica IDA modificada que permite resolver problemas de seguimiento de trayectoria. Este diseño garantiza la convergencia a cero del error de seguimiento y tiene la particularidad de incluir derivadas de las corrientes de referencia en las leyes de control, lo cual permite mejorar el control de las corrientes de compensación cuando se compara con el diseño IDA clásico, resultando así en una mejor cancelación de los armónicos de la corriente de carga.

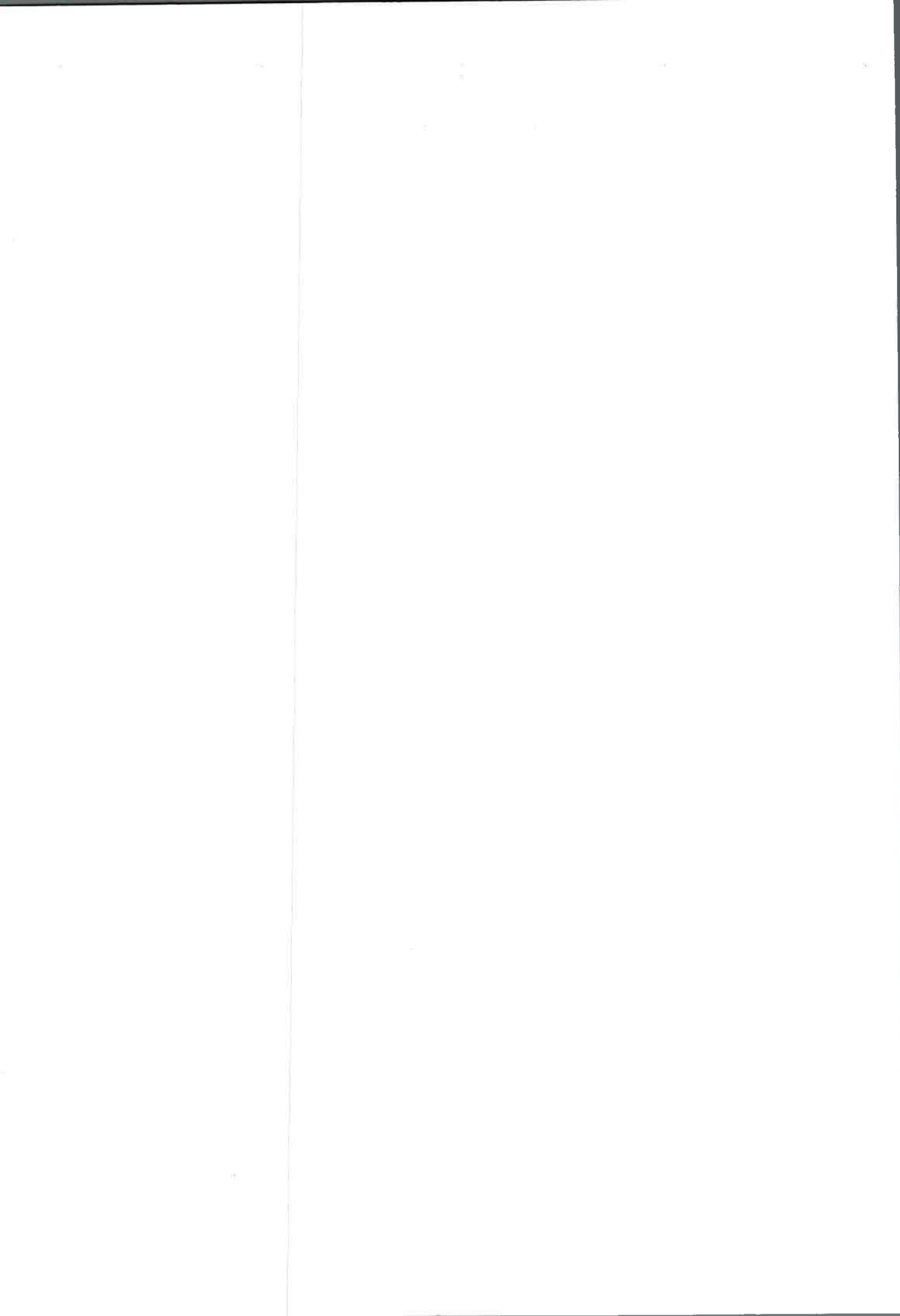
Debido a que las leyes de control dependen de la carga y su forma de onda puede ser variante en el tiempo, se utilizaron observadores de alta ganancia para obtener las derivadas de las corrientes de referencia.

Para validar el desempeño de la estrategia de control propuesta, se realizaron dos ensayos de simulación. El primero de ellos considerando que la tensión de red

es sinusoidal pura y balanceada y el segundo para tensión de red con desbalance y armónicos.

En el primer ensayo, los resultados muestran que la estrategia de control propuesta permite reducir las componentes armónicas de la corriente introducidas por la carga no lineal, manteniéndolas por debajo del 1%, permitiendo de esta manera que la corriente consumida de la red esté dentro de lo permitido por las normas. También se mostró que la utilización de la metodología IDA modificada permite una mejor compensación de las corrientes armónicas de la carga cuando es comparada con el diseño IDA clásico, para los mismos parámetros del controlador.

El segundo ensayo muestra que, además de los armónicos propios del tipo de carga utilizado, los armónicos debidos a la distorsión presente en la tensión de red (desbalance y armónicos) pueden ser reducidos notablemente usando el SAF con la estrategia de control propuesta en este capítulo.



Capítulo 6

Conclusiones y trabajos futuros

6.1 Conclusiones finales

En esta tesis se presentó el diseño de estrategias de control, basadas en IDA, para FEC en sistemas de generación eólica conectados a la red y aislados, y en SAF para compensación de corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal.

En el Capítulo 2 se desarrollaron los modelos matemáticos que representan el comportamiento dinámico del FEC en un sistema conectado a la red, un sistema aislado y cuando es utilizado como SAF para compensación de armónicos. En cada caso se presentó el modelo en coordenadas de Park y el modelo PCH, el cual es necesario para el diseño del controlador usando la estrategia IDA adoptada en esta tesis.

De los modelos desarrollados se observó que el FEC utilizado en un sistema conectado a la red y como SAF queda representado por el mismo modelo, el cual resulta en un sistema no lineal acoplado. En el caso del FEC utilizado en un sistema aislado, si bien el modelo es lineal, éste resulta acoplado y, además, la complejidad del sistema justifica la aplicación de la estrategia IDA para la obtención del controlador.

En el Capítulo 3 se presentó el diseño de controladores para el FEC utilizado en sistemas de generación eólica conectados a la red. Los objetivos de control consisten en inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva inyectada al sistema de potencia, asegurando que la corriente inyectada cumpla con lo establecido

en las normas.

El diseño propuesto tiene la particularidad de permitir un control directo de la tensión de la barra de CC utilizando una ecuación para la referencia de la corriente del eje directo determinada a través del mismo método de diseño. Además, se presentó una propuesta para realizar la compensación de la distorsión presente en la tensión de red y corriente de entrada al sistema, para asegurar que la corriente inyectada a la red sea sinusoidal y cumpla con lo establecido en las normas internacionales.

Debido a que una variación de parámetros en el sistema, principalmente en el filtro de conexión a la red, produce un error en estado estable en las variables de salida, se realizó una extensión dinámica del sistema incluyendo un controlador adicional que posee acción integral, el cual permite eliminar dicho error.

Se debe mencionar que las leyes de control resultantes de los diseños propuestos son simples y adecuadas para la implementación práctica en algún tipo de microprocesador.

Finalmente, el desempeño de la estrategia de control para el FEC conectado a la red, con los agregados propuestos, fue validado mediante resultados de simulación y experimentales. Las simulaciones se realizaron sobre un modelo realista del sistema, que incluye pérdidas en el convertidor, efectos de la modulación y distorsión en la tensión de red.

En simulación se mostró que el FEC permite realizar el control de la potencia activa y reactiva inyectada a la red, posibilitando también cambios en el sentido del flujo de potencia. Se realizó también un ensayo de variación de parámetros para validar el desempeño de la propuesta que incluye un controlador con acción integral. Finalmente, se comprobó que la compensación de la distorsión en la tensión de red permite inyectar toda la potencia generada a la red y controlar la potencia reactiva inyectada generando corrientes que satisfagan las normas.

Los resultados experimentales mostraron que el controlador propuesto permite inyectar toda la potencia generada a la red, siendo la corriente inyectada sinusoidal y sin distorsiones significativas. Se observó además que el FEC controla la potencia reactiva inyectada y que el valor medio de la tensión de la barra de CC se mantiene en su valor de referencia, independientemente de los cambios en la potencia de entrada

y las consignas de control.

En el Capítulo 4 se diseñó un controlador para el FEC utilizado en un sistema de generación eólica autónomo utilizando la estrategia IDA. El objetivo de control consistió en mantener la tensión de salida con amplitud y frecuencia constante independientemente de la carga alimentada y también controlar la amplitud de la tensión de salida del FEC.

Se observó, en este caso, que aunque el modelo del FEC aislado constituye un sistema lineal, la utilización de su modelo PCH permite la aplicación de la estrategia basada en energía, IDA. Se mostró que esta estrategia presenta ventajas en cuanto a procedimiento de diseño y condiciones de estabilidad, lo que permite justificar su aplicación incluso en el caso de ciertos tipos de sistemas lineales como el estudiado.

La estrategia de control propuesta para el FEC aislado fue validada mediante resultados de simulación y experimentales. Además, al igual que en el diseño del controlador para el FEC conectado a la red, las leyes de control resultantes son simples y aptas para su implementación práctica.

De los resultados obtenidos se concluye que el controlador propuesto para esta aplicación permite regular la amplitud y frecuencia de la tensión de salida incluso ante cambios de carga. Además, se pudo observar de los ensayos realizados que la forma de onda de la tensión de salida del FEC es sinusoidal y libre de armónicos y distorsiones significativas.

En el Capítulo 5 se diseñó una estrategia de control para un SAF usando IDA, con el objetivo de compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal, asegurando que la corriente suministrada por la red eléctrica sea sinusoidal pura y balanceada, incluso en los casos en que la tensión de red está distorsionada. En este caso se utilizó la Teoría pq para determinar las referencias de las corrientes de compensación que deben ser sintetizadas por el convertidor.

El diseño del controlador fue realizado utilizando una técnica IDA modificada que permite resolver problemas de seguimiento de trayectoria y tiene la particularidad de incluir derivadas de las corrientes de referencia en las leyes de control. Se comparó el desempeño del controlador obtenido con la técnica IDA modificada con el obtenido mediante el método IDA clásico y se concluyó que si bien los dos con-

troladores permiten inyectar corrientes que cumplan lo establecido en las normas, el método propuesto en el capítulo permite un seguimiento más exacto de las corrientes de referencia haciendo más preciso el desempeño del SAF.

Para validar el desempeño de la estrategia de control propuesta para el SAF, se realizaron dos ensayos de simulación para distintas condiciones de la tensión de red. Los resultados mostraron, para ambos ensayos, que el controlador diseñado con la metodología IDA modificada permite una mayor atenuación de los armónicos de la corriente consumida desde la red, y un THD más bajo (con valores que se mantienen dentro de los permitidos por las normas), que el controlador diseñado con IDA clásico.

Finalmente, se puede concluir que el diseño de controladores mediante la estrategia de control IDA presenta la característica de ser un método de diseño sistemático, que genera leyes de control de fácil implementación práctica y donde las condiciones de estabilidad del sistema quedan totalmente aseguradas mediante la elección de la función de energía del sistema de lazo cerrado. Estas características hacen que esta metodología sea muy atractiva para el diseño de controladores para sistemas que puedan ser modelados en la forma PCH, ya sean sistemas lineales o no lineales.

6.2 Propuestas para trabajos futuros

A continuación se discuten algunos temas que se derivan del trabajo realizado en esta tesis, y que pueden formar parte de futuras propuestas de trabajo.

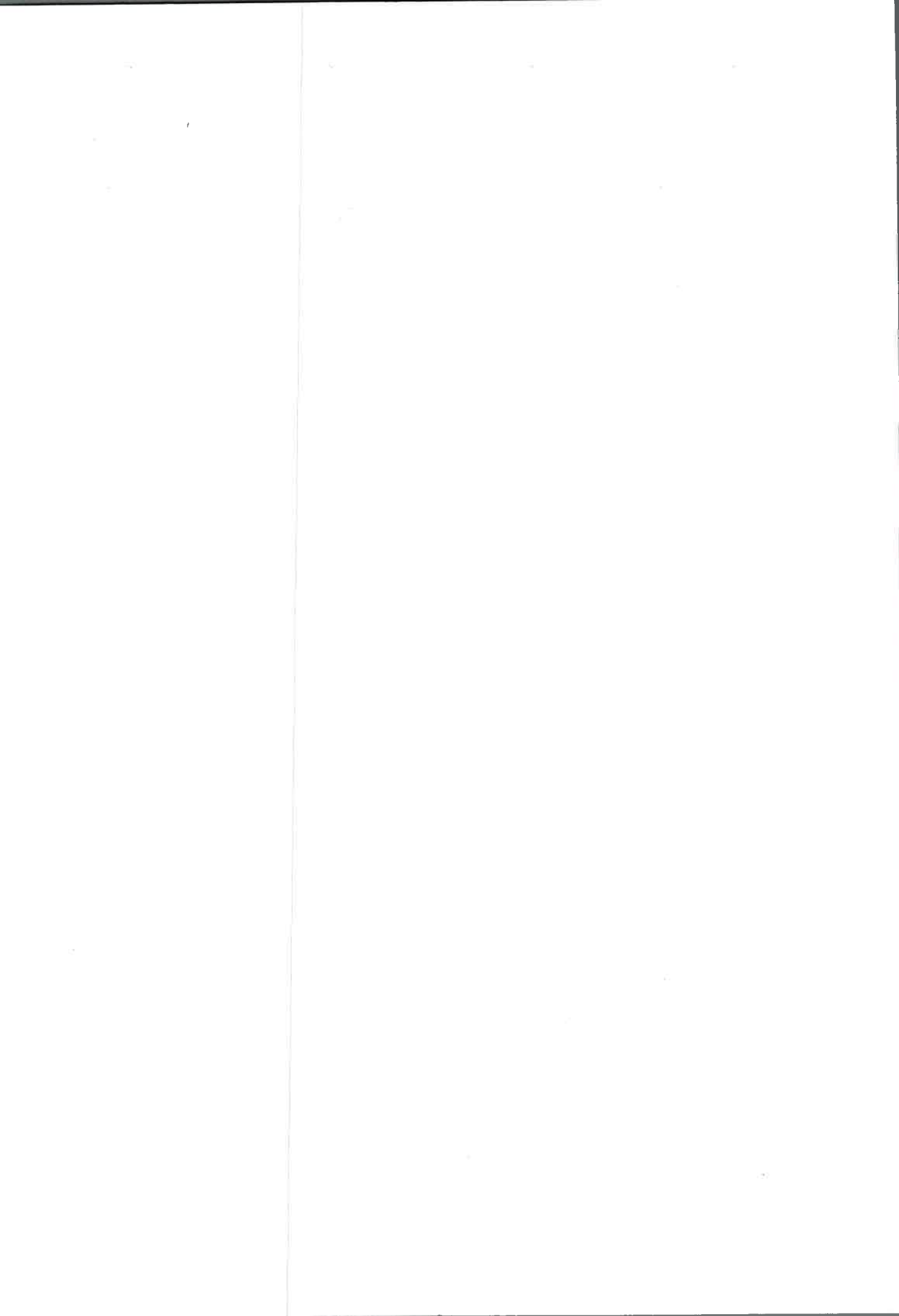
En esta tesis se abordó el diseño de controladores para FEC en sistemas eólicos conectados a la red y aislados. Como propuesta de trabajo futuro general se pretende realizar el modelado y control del sistema eólico completo, incluyendo la dinámica del generador y el convertidor del lado de generación, además del FEC. Para ello será necesario realizar el modelo PCH completo del sistema y luego se diseñará el controlador utilizando IDA. También se pretende aplicar otras estrategias de control no lineal para fines de comparación.

Específicamente, en lo que respecta al control del FEC conectado a la red, se propone trabajar en el diseño de observadores para estimar algunas de las variables medidas y así poder reducir el número de sensores utilizados en la implementación

del sistema.

En cuanto al control del FEC aplicado a un sistema autónomo, se propone incluir al control presentado en esta tesis, el control de la tensión de la barra de CC agregando un convertidor CC-CC al sistema, cuyo modelado y control sea realizado siguiendo los pasos efectuados en esta tesis para los FEC. También en este caso se podrían utilizar observadores para reducir el número de sensores.

Finalmente, en lo que se refiere al control del SAF, se propone incluir mayor exactitud en el modelado de la red eléctrica y también extender el controlador diseñado a otro tipo de sistemas de transmisión de CA flexibles (*Flexible AC Transmission Systems, FACTS*).



Referencias

- [1] A. H. Kasem, E. F. El-Saadany, H. H. El-Tamaly, and M. A. A. Wahab, "Power ramp rate control and flicker mitigation for directly grid connected wind turbines," *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 3, pp. 261–271, 2010.
- [2] F. Iov, M. Ciobotaru, and F. Blaabjerg, "Power electronics control of wind energy in distributed power systems," in *11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 08)*, 2008, pp. XXIX–XLIV.
- [3] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, "Control of power converters in ac microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [4] X. Wang, J. Guerrero, F. Blaabjerg, and Z. Chen, "A review of power electronics based microgrids," *Journal of Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 181–192, 2012.
- [5] Y. Shuitao, L. Qin, F. Z. Peng, and Q. Zhaoming, "A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 202–212, 2011.
- [6] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage Sourced Converters in Power Systems*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.
- [7] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. New York: Wiley, 2002.
- [8] B. Zhihong and Z. Zhongchao, "Conformation of multilevel current source converter topologies using the duality principle," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2260–2267, 2008.
- [9] M. P. Bahrman, J. G. Johansson, and B. A. Nilsson, "Voltage source converter transmission technologies: the right fit for the application," in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 3, 2003, p. 1847.

- [10] H. Miranda, V. Cardenas, N. Visairo, G. Sandoval, and G. Espinosa-Perez, "A dq0 passivity-based approach for 3 phase four-wire shunt active power filter based on npc three-level converter," in *34th IEEE Annual Conference of Industrial Electronics (IECON 08)*, 2008, pp. 3171–3177.
- [11] L. Bin and O. Boon-Teck, "Nonlinear control of voltage-source converter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1186–1195, 2007.
- [12] A. E. Leon, J. A. Solsona, and M. I. Valla, "Control strategy for hardware simplification of voltage source converter-based power applications," *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 39–50, 2011.
- [13] —, "Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 5, pp. 668–680, 2010.
- [14] K. Dong-Eok and L. Dong-Choon, "Feedback linearization control of three-phase ups inverter systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 963–968, 2010.
- [15] L. Dong-Choon, G. M. Lee, and L. Ki-Do, "Dc-bus voltage control of three-phase ac/dc pwm converters using feedback linearization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 826–833, 2000.
- [16] N. Sabanovic-Behlilovic, T. Ninomiya, A. Sabanovic, and B. Perunicic, "Control of three-phase switching converters: A sliding mode approach," in *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 93)*, 1993, pp. 630–635.
- [17] Y. Shtessel, S. Baev, and H. Biglari, "Unity power factor control in three-phase ac/dc boost converter using sliding modes," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 11, pp. 3874–3882, 2008.
- [18] R. Schaeffel, Y. Shtessel, S. Baev, and H. Biglari, "3-phase ac/dc boost converter power factor control via traditional and second order sliding modes," in *American Control Conference (ACC 10)*, 2010, pp. 2533–2538.
- [19] R. A. Kordkheili and M. Mehrasa, "Sliding mode control for three-phase ac/dc voltage-source boost converter," in *International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM 10)*, 2010, pp. 1213–1217.
- [20] R. Ortega, A. Loria, P. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems. Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. London: Springer-Verlag, 1998.

- [21] L. Tzann-Shin, "Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase ac/dc voltage-source converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 892–902, 2004.
- [22] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre, and V. G. Monopoli, "A passivity-based multilevel active rectifier with adaptive compensation for traction applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1404–1413, 2003.
- [23] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, and E. Mendes, "An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 9, no. 4, pp. 637–644, 2001.
- [24] H. Komurcugil, "Steady-state analysis and passivity-based control of single-phase pwm current-source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 1026–1030, 2010.
- [25] L. Harnefors, L. Zhang, and M. Bongiorno, "Frequency-domain passivity-based current controller design," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 455–465, 2008.
- [26] M. Hernandez-Gomez, R. Ortega, F. Lamnabhi-Lagarrigue, and G. Escobar, "Adaptive pi stabilization of switched power converters," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 688–698, 2010.
- [27] A. Jaafar, A. Alawieh, R. Ortega, E. Godoy, and P. Lefranc, "Pi stabilization of power converters with partial state measurements," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 21, no. 99, pp. 1–9, 2013.
- [28] G. Sandoval, H. Miranda, G. Espinosa-Perez, and V. Cardenas, "Passivity-based control of an asymmetric nine-level inverter for harmonic current mitigation," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 237–247, 2012.
- [29] R. Ortega, A. van der Schaft, B. Maschke, and G. Escobar, "Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems," *AUTOMATICA*, vol. 38, no. 4, pp. 585 – 596, 2002.
- [30] R. Ortega and E. Garcia-Cansesco, "Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey," *European Journal of Control*, vol. 10, pp. 432–540, 2004.
- [31] R. Ortega, A. van der Schaft, B. Maschke, and G. Escobar, "Energy-shaping of port-controlled hamiltonian systems by interconnection," in *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, 1999, pp. 1646–1651.
- [32] T. Ackerman, *Wind Power in Power Systems*. Stockholm, Sweden: John Wiley & Sons, Ltd., 2005.

- [33] IEEE, "Ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems," *IEEE Std 1547-2003*, 2003.
- [34] —, "Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," *IEEE Std 519-1992*, 1993.
- [35] IEC, "Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16a per phase)," *IEC 61000-3-2 International Standard*, 1995.
- [36] B. Singh and G. K. Kasal, "Solid state voltage and frequency controller for a stand alone wind power generating system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1170–1177, 2008.
- [37] L. Dong-Choon and J. Jeong-Ik, "Output voltage control of pwm inverters for stand-alone wind power generation systems using feedback linearization," in *Conference Record of the Fourtieth IEEE Industry Applications Conference (IAS 05)*, vol. 3, 2005, pp. 1626–1631.
- [38] E. H. Watanabe, H. Akagi, and M. Aredes, "Instantaneous p-q power theory for compensating nonsinusoidal systems," in *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC 08)*, 2008, pp. 1–10.
- [39] M. Aredes and L. F. C. Monteiro, "A control strategy for shunt active filter," in *10th Harmonics and Quality of Power International Conference*, vol. 2, 2002, pp. 472–477.
- [40] M. Aredes, L. F. C. Monteiro, and J. Mourente, "Control strategies for series and shunt active filters," in *Conference Proceedings of IEEE Power Tech*, vol. 2, 2003.
- [41] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [42] W. Pengfei, W. Jiuhe, and X. Zuohua, "Passivity-based control of three phase voltage source pwm rectifiers based on pchd model," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 08)*, 2008, pp. 1126–1130.
- [43] T. Yuliang, Y. Haisheng, and Z. Zongwei, "Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase ac/dc voltage-source converters," in *IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL 08)*, 2008, pp. 591–595.
- [44] Y. Haisheng, T. Zhaobo, Y. Jinpeng, and Z. Yuanqiang, "Energy-shaping and passivity-based control of three-phase pwm rectifiers," in *10th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA 12)*, 2012, pp. 2844–2848.

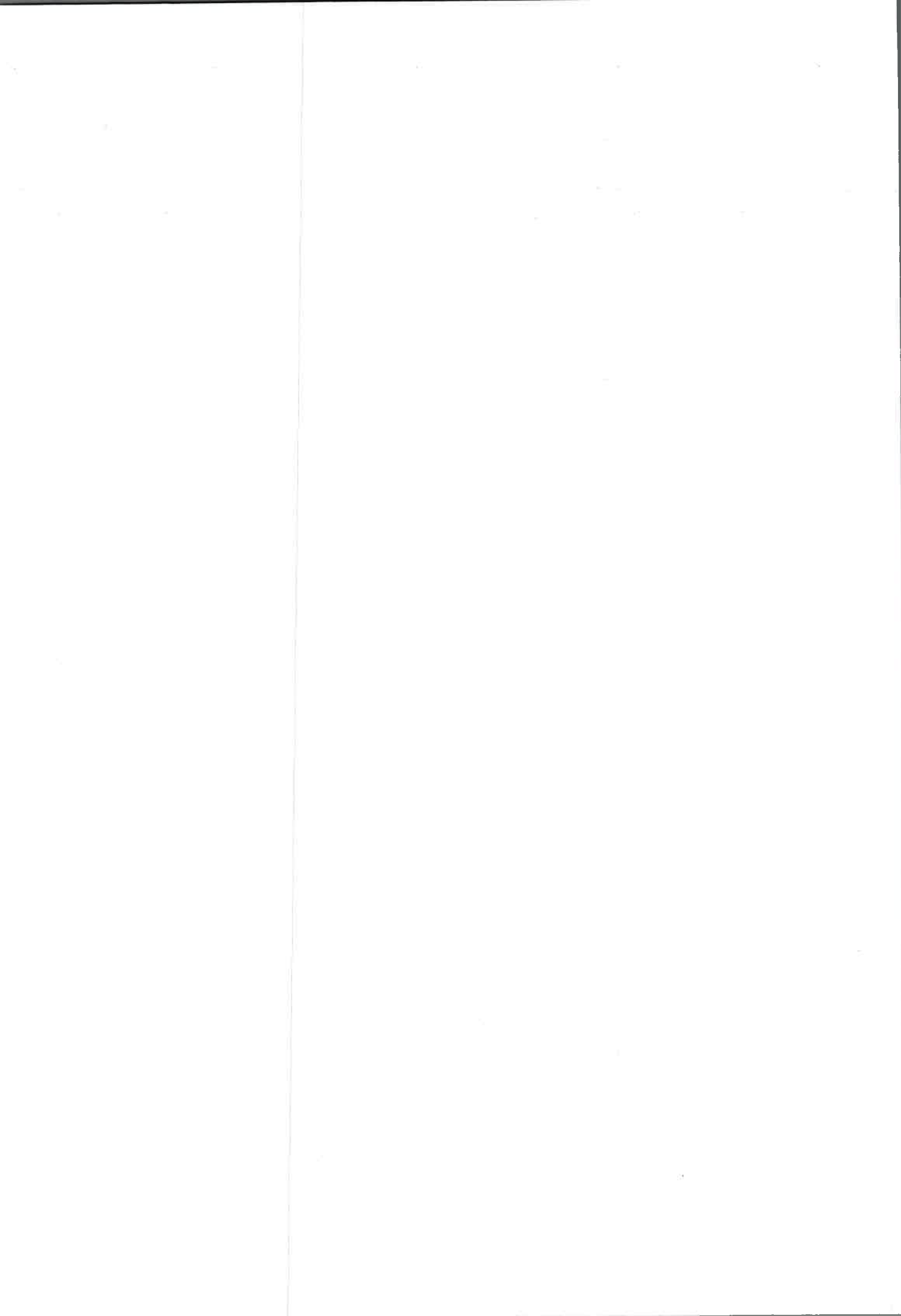
- [45] J. Mendez, Y. Garcia, and M. T. Mata, "Three-phase power converter stabilization via total energy-shaping," in *1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2006, pp. 1–6.
- [46] M. Bottcher, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Interconnection and damping assignment passivity-based current control of grid-connected pwm converter with lcl-filter," in *14th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC 10)*, 2010, pp. T3–20–T3–26.
- [47] C. Batlle, A. Doria-Cerezo, and E. Fossas, "Ida-pbc controller for a bidirectional power flow full-bridge rectifier," in *44th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC 05)*, 2005, pp. 422–426.
- [48] I. Martinez-Perez, G. Espinosa-Perez, G. Sandoval-Rodriguez, and A. Doria-Cerezo, "Ida passivity-based control of single phase back-to-back converters," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 08)*, 2008, pp. 74–79.
- [49] C. Zong-xiang and G. Lu-sheng, "Research on current control strategy for grid-connected inverter based on passivity based control," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 10)*, 2010, pp. 79–83.
- [50] D. Gerardo, E. Palacios, and V. Cardenas, "Interconnection and damping passivity-based control applied to a single-phase voltage source inverter," in *12th International Power Electronics Congress (CIEP 10)*, 2010, pp. 229–234.
- [51] M. Kun, M. Xiaoyu, M. Xiaobin, and Z. Dalei, "Study on passivity-based control of voltage source pwm dc/ac inverter," in *International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT 11)*, vol. 8, 2011, pp. 3963–3967.
- [52] —, "A new nonlinear control strategy for three-phase photovoltaic grid-connected inverter," in *International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT 11)*, vol. 9, 2011, pp. 4611–4614.
- [53] Z. Wang and P. Goldsmith, "Modified energy-balancing-based control for the tracking problem," *Control Theory & Applications, IET*, vol. 2, no. 4, pp. 310–312, 2008.
- [54] F. Serra, C. De Angelo, and D. Forchetti, "Control de un convertidor de frente activo mediante asignación de interconexión y amortiguamiento," in *XIV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 11)*, 2011, pp. 177–182.

- [55] —, “Control ida-pbc de un convertidor trifásico de frente activo,” in *ARGENCON*, 2012.
- [56] —, “Ida-pbc control of a three-phase front-end converter,” in *38th IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON 12)*, 2012, pp. 5203–5208.
- [57] —, “Ida - pbc control for grid connected front end converter under distorted grid conditions,” *IET Power Electronics, En evaluación*, 2013.
- [58] —, “Interconnection and damping assignment control of a three-phase front end converter,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems, En evaluación*, 2012.
- [59] F. Serra, C. De Angelo, D. Forchetti, and G. Garcia, “Non-linear control of a three-phase front end converter,” in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 12)*, 2012, pp. 821–826.
- [60] F. Serra, C. De Angelo, and D. Forchetti, “Control ida - pbc de un convertidor trifásico de frente activo para un sistema de generación eólica autónomo,” in *XXIII Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 12)*, 2012.
- [61] F. M. Serra, C. H. De Angelo, and D. G. Forchetti, “Passivity-based control of a three-phase front end converter for stand alone wind generation system,” in *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 12)*, 2012, pp. 1–5.
- [62] —, “Ida-pbc control of a dc-ac converter for sinusoidal three-phase voltage generation,” *Journal of Power Electronics, En evaluación*, 2012.
- [63] F. M. Serra, J. L. Bossa, M. R. Curti, D. G. Forchetti, and G. O. Garcia, “Compensación de armónicos para cargas no-lineales,” in *XIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 09)*, 2009.
- [64] F. Serra, C. De Angelo, and D. Forchetti, “Control basado en pasividad de un filtro activo shunt para compensación de armónicos,” in *XXIII Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 12)*, 2012.
- [65] —, “Ida - pbc control of shunt active filters for harmonics compensation,” in *Transmission and Distribution Latin America Conference (T&DLA 12)*, 2012, pp. 1–6.
- [66] —, “Application of the modified interconnection and damping assignment control for shunt active power filters control,” *IEEE Transaction on Control Systems Technology, En evaluación*, 2013.

- [67] F. M. Serra, C. H. De Angelo, and D. G. Forchetti, "Detectores de secuencia positiva para la conexión de turbinas eólicas a la red," *Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente (ASADES)*, vol. 13, no. 6, pp. 101–108, 2009.
- [68] F. M. Serra, D. G. Forchetti, and C. H. De Angelo, "Comparación de detectores de secuencia positiva para el control de un filtro activo shunt." in *XXII Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 10)*, 2010.
- [69] —, "Comparison of positive sequence detectors for shunt active filter control," in *8th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 10)*, 2010, pp. 1–6.
- [70] M. R. Curti, F. M. Serra, D. G. Forchetti, and C. H. De Angelo, "Experimental implementation of psds," in *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 12)*, 2012, pp. 1–6.
- [71] F. M. Serra, G. R. Catuogno, C. H. De Angelo, and G. R. Bossio, "Sistemas de monitoreo de condición en turbinas eólicas," *Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente (ASADES)*, vol. 12, no. 6, pp. 57–63, 2008.
- [72] G. R. Catuogno, F. M. Serra, C. H. De Angelo, and G. R. Bossio, "Detección de desbalances en generadores eólicos de baja potencia mediante variables eléctricas," *Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente (ASADES)*, vol. 12, no. 6, pp. 21–26, 2008.
- [73] 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, no. 1, pp. 116–123, 1997.
- [74] P. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*. New York: USA: IEEE Press, 1994.
- [75] K. Fujimoto and T. Sugie, "Canonical transformation and stabilization of generalized hamiltonian systems," *Systems and Control Letters*, vol. 42, no. 3, pp. 217–227, 2001.
- [76] R. Ortega, M. W. Spong, F. Gomez-Estern, and G. Blankenstein, "Stabilization of a class of underactuated mechanical systems via interconnection and damping assignment," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 8, pp. 1218–1233, 2002.
- [77] A. Donaire and S. Junco, "On the addition of integral action to port-controlled hamiltonian systems," *AUTOMATICA*, vol. 45, no. 8, pp. 1910–1916, 2009.

- [78] A. K. Singh, G. K. Singh, and R. Mitra, "Some observations on definitions of voltage unbalance," in *39th North American Power Symposium (NAPS 07)*, 2007, pp. 473–479.
- [79] F. Golnaraghi and B. Kuo, *Automatic Control Systems*. Quebecor/Versailles: Wiley, 2009.
- [80] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Boston: Prentice Hall PTR, 2001.
- [81] T. C. Green and J. H. Marks, "Control techniques for active power filters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 369–381, 2005.
- [82] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *Proceedings of International Power Electronics Conference (JIEE IPEC 83)*, 1983, pp. 1375–1386.
- [83] Q. Zhong, Y. Zhang, J. Yang, and J. Wu, "Non-linear auto-disturbance rejection control of parallel active power filters," *IET Control Theory & Applications*, vol. 3, no. 7, pp. 907–916, 2009.
- [84] C. Gaviria, E. Fossas, and R. Grino, "Robust controller for a full-bridge rectifier using the ida approach and gssa modeling," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 3, pp. 609–616, 2005.
- [85] A. Dabroom and H. K. Khalil, "Numerical differentiation using high-gain observers," in *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 5, 1997, pp. 4790–4795 vol.5.
- [86] S. Seung-Ho, K. Shin-il, and H. Nyeon-kun, "Implementation and control of grid connected ac-dc-ac power converter for variable speed wind energy conversion system," in *Eighteenth IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 03)*, vol. Vol 1, 2003, pp. 154–158.
- [87] A. V. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Independent synchronization and control of three phase grid converters," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 06)*, 2006, pp. 1246–1251.
- [88] F. M. Gardner, *Phaselock techniques*. Palo Alto, California: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [89] S. K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000.

- [90] M. Aredes, H. Akagi, E. Hirokazu Watanabe, E. Vergara Salgado, and L. Frizera Encarnacao, "Comparisons between the $p-q$ and $p-q-r$ theories in three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 924–933, 2009.
- [91] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A new phase-locked loop (pll) system," in *44th IEEE Proceedings of the Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 01)*, vol. 1, 2001, pp. 421–424.
- [92] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 06)*, 2006, pp. 1–6.
- [93] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, 2004.
- [94] 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 *32th IEEE Annual Conference of Industrial Electronics (IECON 06)*, 2006, pp. 5173–5178.
- [95] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators," in *34th IEEE Annual Conference of Industrial Electronics (IECON 08)*, 2008, pp. 755–760.



Apéndice A

Detectores de secuencia positiva

A.1 Introducción

Generalmente las estrategias de control para convertidores conectados a la red eléctrica necesitan detectar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red para determinar las señales de referencia necesarias para cumplir con los objetivos de control [86, 87].

En el caso ideal, donde la tensión de red es sinusoidal pura y balanceada, la amplitud, frecuencia y fase de dicha tensión pueden determinarse utilizando detectores de valor pico y de paso por cero. Sin embargo estos métodos proporcionan información que está retardada medio ciclo y, además, producen una detección errónea en el caso de que la tensión de red esté distorsionada [88].

Para los casos reales, la tensión de red puede presentar variación en su frecuencia fundamental, además de desbalance y/o contenido armónico. En estas condiciones los métodos anteriormente mencionados no presentan respuestas de tipo dinámica o de régimen permanente satisfactorias. Una alternativa para superar este inconveniente es utilizar lazos de enganche de fase (PLL).

Un PLL genera una señal de salida v , que posee la misma frecuencia y fase que la señal de entrada v_i . En general, los PLL se construyen utilizando tres bloques principales tal como se muestra en la Figura A.1.

El detector de fase (*Phase Detector*, **PD**) es el encargado de detectar la diferencia

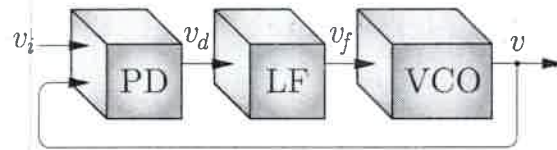


Figura A.1: Estructura básica de un PLL.

de fase, v_d , entre la señal de entrada y la de salida. El filtro de lazo (*Loop Filter*, **LF**) es el responsable de suprimir las frecuencias indeseables dentro del lazo y el oscilador controlado por tensión (*Voltage Controlled Oscillator*, **VCO**) convierte la salida del LF, v_f , en una señal sinusoidal, v , con una frecuencia que depende de v_f . De lo anterior, se deduce que la señal de salida v del PLL contiene información de la frecuencia y fase de la señal de entrada.

Se puede construir un detector de secuencia positiva (PSD) a partir de la estructura de PLL mostrada en la Figura A.1. Para realizar esto es necesario procesar las señales empleadas dentro del lazo de manera tal que la salida del PSD sea una señal con la misma frecuencia, amplitud y fase que la componente fundamental de secuencia positiva de la señal de entrada.

Existen diferentes tipos de PLL que poseen la estructura mencionada anteriormente y a partir de los cuales se pueden construir PSD. Entre ellos se pueden mencionar: PLL basados en la transformada de Park [89], PLL basados en la Teoría pq [90], PLL basados en filtros adaptivos [91] y PLL basados en un integrador generalizado de segundo orden (*Second Order Generalized Integrator*, **SOGI**) [92], entre otros.

En este apéndice se analiza la estructura y comportamiento de tres tipos de PSD basados en los PLL mencionados anteriormente. Además, se compara el desempeño de éstos mediante simulación, cuando son utilizados en el control de un SAF para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal.

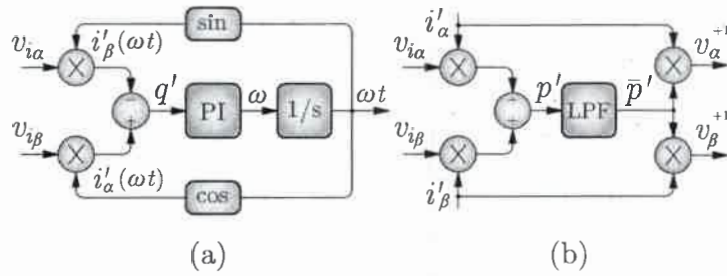


Figura A.2: PSD Basado en q-PLL.

A.1.1 Detectores de secuencia positiva

En esta sección se describen tres estructuras de PSD que se utilizan para detectar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red.

PSD basado en q-PLL

Un q-PLL es un PLL cuya estructura está basada en la Teoría pq y tiene un diagrama en bloques como el que se muestra en la Figura A.2 (a).

Este tipo de PLL posee como entrada las componentes de la tensión en el marco de referencia estacionario ($v_{i\alpha}$ y $v_{i\beta}$), obtenidas mediante la siguiente transformación,

$$\begin{bmatrix} v_{i\alpha} \\ v_{i\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix}, \quad (A.1)$$

donde v_{ia} , v_{ib} y v_{ic} son las tensiones de fase medidas en la red.

Utilizando las tensiones $v_{i\alpha}$ y $v_{i\beta}$ y las corrientes ficticias $i'_{\alpha}(\omega t)$ e $i'_{\beta}(\omega t)$ se realiza el cálculo de la potencia imaginaria ficticia, q' . Luego, aplicando un control proporcional integral (PI) sobre q' se obtiene la frecuencia angular, ω , e integrando esta frecuencia se obtiene la fase de la señal de entrada [41].

Un PSD construido a partir de un q-PLL, utiliza un bloque adicional como el que se muestra en la Figura A.2 (b), donde se realiza el cálculo de la potencia real ficticia, p' , de la cual se extrae su parte constante, \bar{p}' . Esta componente de la potencia tiene información de la amplitud de la señal de entrada. Así, \bar{p}' puede obtenerse eliminando las componentes de alta frecuencia de p' , mediante un filtro pasa bajos (LPF) [90].

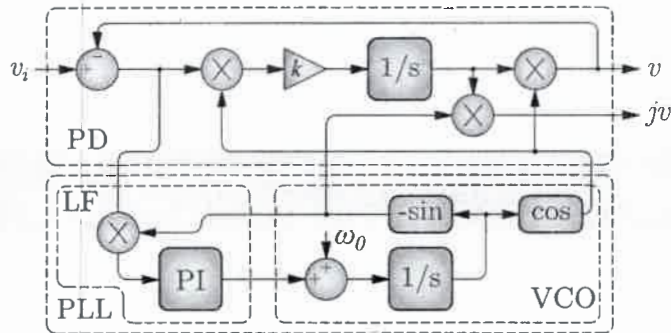


Figura A.3: Diagrama en bloques del EPLL original.

A partir de \hat{p}' es posible construir las componentes de la tensión (v_{α}^{+1} y v_{β}^{+1}) que contienen información de la amplitud y fase de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de entrada.

PSD basado en EPLL

Un método alternativo de detección de fase, donde el PD de la Figura A.1 es reemplazado por un esquema basado en un filtro muesca adaptivo (*Adaptive Notch Filter*, **ANF**), está constituido por lo que se conoce como lazo de enganche de fase mejorado (*Enhanced Phase Locked Loop*, **EPLL**) [91]. El EPLL tiene la característica de poseer alta inmunidad al ruido y a las componentes armónicas que pueden existir en las señales que se usan como base para la sincronización, realizar una estimación directa de la amplitud y fase de la señal de entrada y además, presenta una estructura de fácil implementación práctica [93].

El EPLL proporciona dos señales en cuadratura, v y jv , a partir de la señal de entrada v_i . Esto posibilita construir un EPLL trifásico usando tres EPLL monofásicos [93]. Este EPLL trifásico tiene una estructura compleja, la cual puede simplificarse si se realiza una pequeña modificación al EPLL original y se trabaja en el marco de referencia estacionario definido por la ecuación (A.1).

En la Figura A.3 se muestra la estructura del EPLL original y en la Figura A.4 la del EPLL modificado, donde ω_0 es un valor cercano a la frecuencia de la señal de entrada v_i , y k es una ganancia.

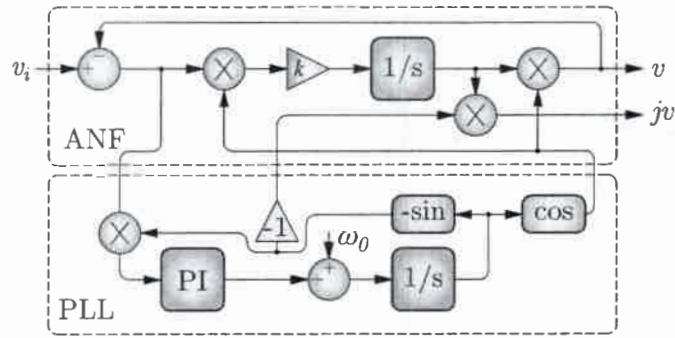


Figura A.4: Diagrama en bloques del EPLL modificado.

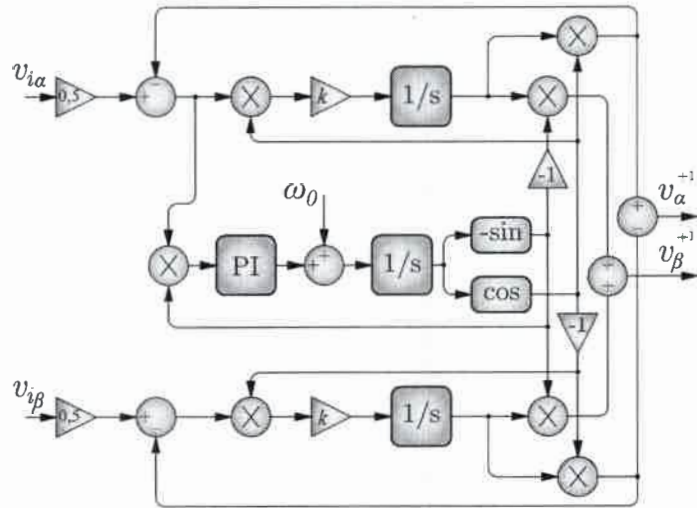


Figura A.5: Diagrama en bloques del DEPLL.

Mediante la utilización de dos estructuras de EPLL modificado de la Figura A.4, se construye un PSD para señales trifásicas que trabaja en el marco de referencia estacionario y se denomina DEPLL. En la Figura A.5 se muestra un diagrama en bloques del DEPLL [94].

PSD basado en SOGI

Una forma de construir el PD del PLL de la Figura A.1 es generando dos señales en cuadratura. Estas señales pueden ser obtenidas mediante un integrador generalizado

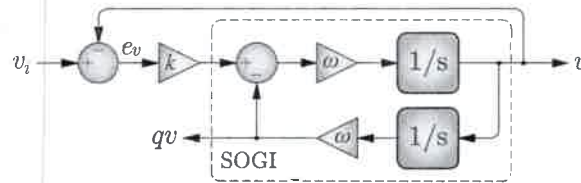


Figura A.6: Generador de señales en cuadratura basado en un SOGI.

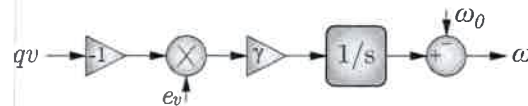


Figura A.7: Diagrama en bloques del FLL.

de segundo orden (*Second Order Generalized Integrator*, **SOGI**). En la Figura A.6 se muestra un diagrama en bloques de un generador de señales en cuadratura basado en un SOGI [94].

En la Figura A.6, v_i es la señal de entrada, k es una ganancia, ω es la frecuencia de la señal de entrada y, v y qv , son las señales en cuadratura obtenidas del SOGI.

Esta forma de generar señales en cuadratura tiene la característica de no poseer funciones trigonométricas y consecuentemente insume menos recursos computacionales comparado con otros métodos. Los integradores pueden implementarse usando diferentes métodos de integración (*Forward Euler*, *Backward Euler*, *Integrador Trapezoidal*) [92].

El generador de señales en cuadratura basado en un SOGI debe ser adaptivo en frecuencia. Si bien esto puede hacerse mediante un PLL convencional, introduciendo una modificación en la señal realimentada es posible obtener un esquema más simple que el PLL convencional, el cual es llamado lazo de enganche de frecuencia (*Frequency Locked Loop*, **FLL**) y su diagrama en bloques se muestra en la Figura A.7 [95], donde γ es una constante.

Combinando la estructura del SOGI de la Figura A.6 con la del FLL de la Figura A.7 se puede construir un PSD como el que se muestra en la Figura A.8 denominado DSOGI-FLL. Este tipo de PSD presenta la ventaja de ser altamente robusto, capaz de atenuar las componentes armónicas presentes en la señal de tensión de entrada y

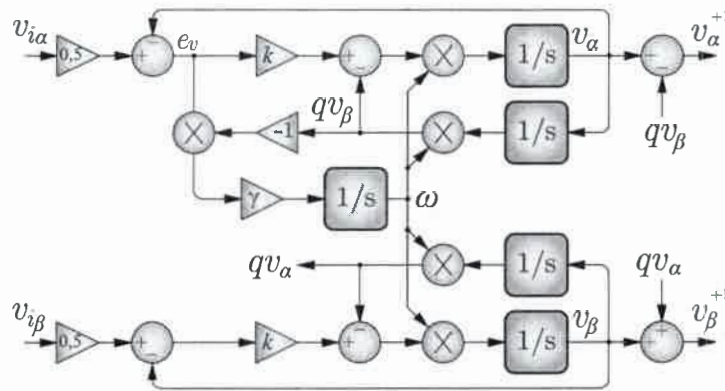


Figura A.8: Diagrama en bloques del DSOGI-FLL.

de fácil implementación digital.

A.2 Evaluación del desempeño

Los PSD analizados fueron ajustados para obtener una velocidad de convergencia lo suficientemente rápida para su utilización en el control de VSC en las aplicaciones tratadas en esta tesis.

En la Figura A.9 se muestra el transitorio de arranque para los tres PSD analizados en este apéndice cuando la señal de entrada a los mismos es una tensión trifásica sinusoidal pura y balanceada. En la Figura A.9 (a) se muestra el error de fase (e_{ϕ}) para el PSD basado en q-PLL, en la Figura A.9 (b) para el DEPLL y en la Figura A.9 (c) para el DSOGI-FLL. Se considera un error inicial de fase de $\frac{\pi}{2}$ rad.

Como se puede observar para este ensayo, si bien los tres PSD tienen un error de fase nulo en estado estable, el PSD basado en q-PLL presenta mejor respuesta dinámica que el DEPLL y el DSOGI-FLL.

La Figura A.10 muestra el desempeño de los PSD cuando la señal de entrada es una tensión trifásica con desbalance y armónicos; específicamente se considera una tensión con un desbalance del 13% según la norma IEC mas un 5% de 5^{to} y un 2% de 7^{mo} armónico. En la Figura A.10 (a) se muestra el error de fase (e_{ϕ}) para el PSD basado en q-PLL, en la Figura A.10 (b) para el DEPLL y en la Figura A.10 (c) para

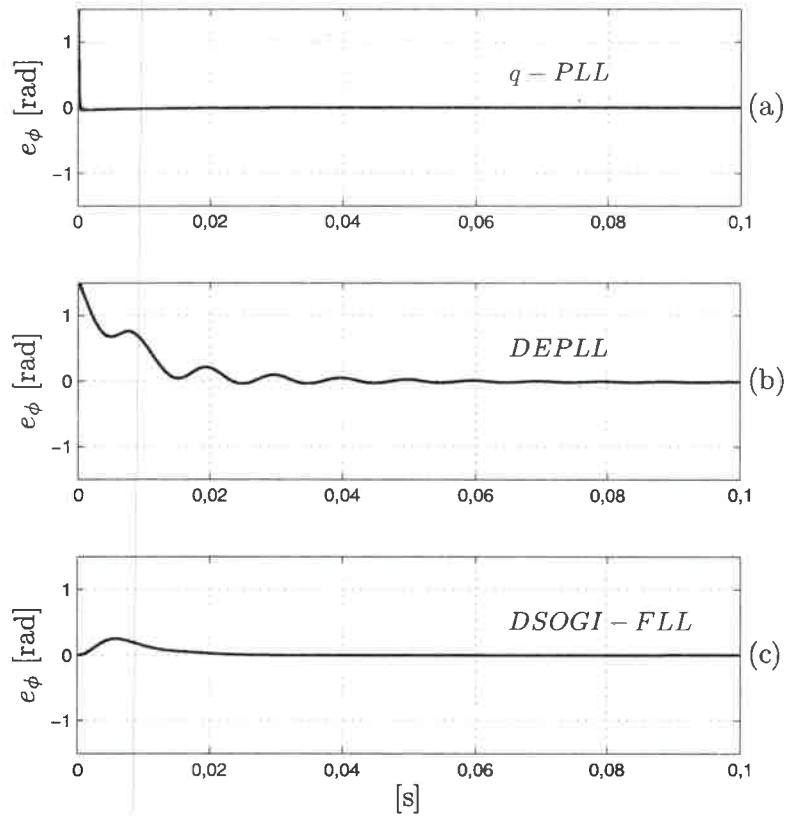


Figura A.9: Transitorio de arranque de los PSD para tensión de entrada sinusoidal pura y balanceada.

el DSOGI-FLL. Se considera, al igual que en el ensayo anterior, un error inicial de fase de $\frac{\pi}{2}$ rad.

Como se puede observar, el PSD basado en q-PLL tiene un error de fase oscilatorio con una frecuencia correspondiente al doble de la frecuencia de red (100 Hz), el DEPLL tiene un error de fase constante, luego del transitorio, y con una pequeña oscilación y el DSOGI-FLL presenta un error de fase transitorio que luego de aproximadamente 30 ms se anula. En este último caso también aparece una pequeña oscilación, pero de menor magnitud que para el q-PLL.

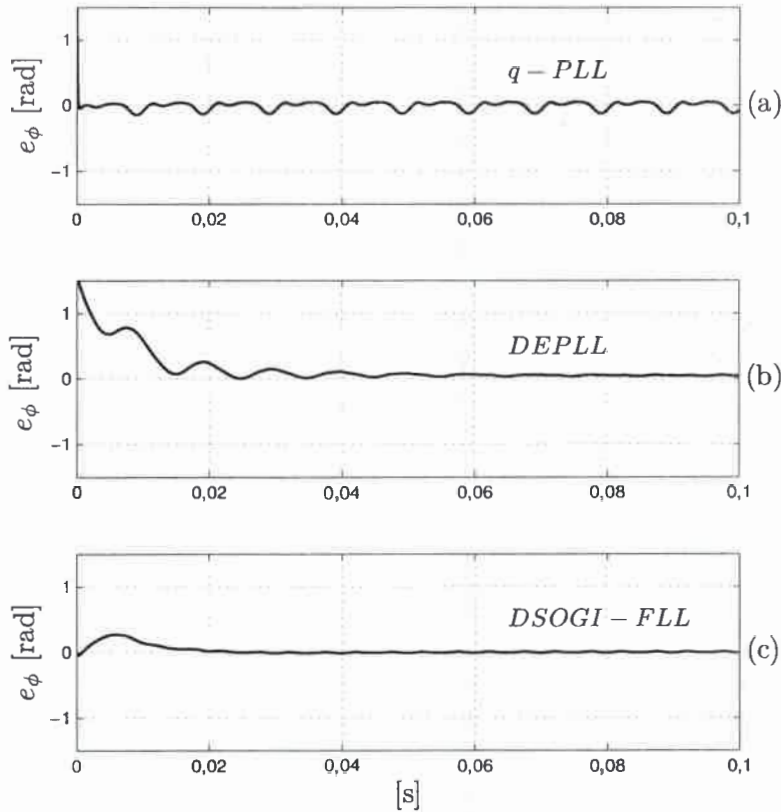


Figura A.10: Transitorio de arranque de los PSD para tensión de entrada desbalanceada y con armónicos.

A.2.1 Aplicación al control de un SAF

En esta tesis se presentaron dos aplicaciones en las que es necesaria la detección de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red. Esto es, en el control del FEC conectado a la red y en el control de un SAF para compensación de armónicos, tal como se vió en los Capítulos 3 y 5 respectivamente.

Con el objetivo de seleccionar el PSD más adecuado para estas aplicaciones, se realizaron simulaciones del desempeño del SAF cuando el control del mismo se realiza utilizando los tres tipos de PSD analizados en este apéndice. Debido a que la aplicación elegida es la más demandante, las conclusiones obtenidas en estos ensayos son directamente aplicables al caso del FEC conectado a la red.

Como se mencionó en el Capítulo 5, el objetivo de control del SAF consiste en

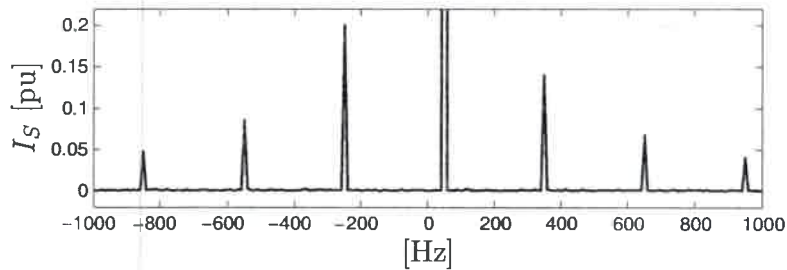


Figura A.11: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red para el sistema sin compensación y tensión de red sinusoidal pura y balanceada.

compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal haciendo que la corriente entregada por la red sea sinusoidal pura y balanceada, independientemente de la distorsión presente en la tensión de red.

En la Figura A.11 se muestra una descomposición espectral en redes de secuencia de la corriente entregada por la red cuando el SAF no está conectado al sistema de potencia. En este caso se observa la aparición de componentes armónicas con amplitudes que superan los valores establecidos por las normas [34].

Con el objetivo de evaluar el desempeño de los PSD analizados en este apéndice, en la Figura A.12 (a) se muestra el espectro de la corriente entregada por la red cuando el SAF está en funcionamiento utilizando un q-PLL en la detección de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red. Por otro lado, las Figuras A.12 (b) y (c) muestran el espectro cuando el control del SAF se hace en base a un DEPLL y un DSOGI-FLL respectivamente.

En este caso, como se puede observar de la Figura A.12, los tres PSD permiten que el SAF atenúe las componentes armónicas de la corriente entregada por la red a valores menores al 1,5%.

Para el caso en que la tensión de red presente un 13% de desbalance más un 5% de 5^{to} y un 2% de 7^{mo} armónico, el espectro de la corriente entregada por la red cuando el SAF no está conectado al sistema es mostrado en la Figura A.13, mientras que en las Figuras A.14 (a), (b) y (c) se muestran los espectros para dicha corriente cuando se utiliza el q-PLL, DEPLL y DSOGI-FLL respectivamente.

Como se puede observar de la Figura A.14, la utilización de un q-PLL en el control

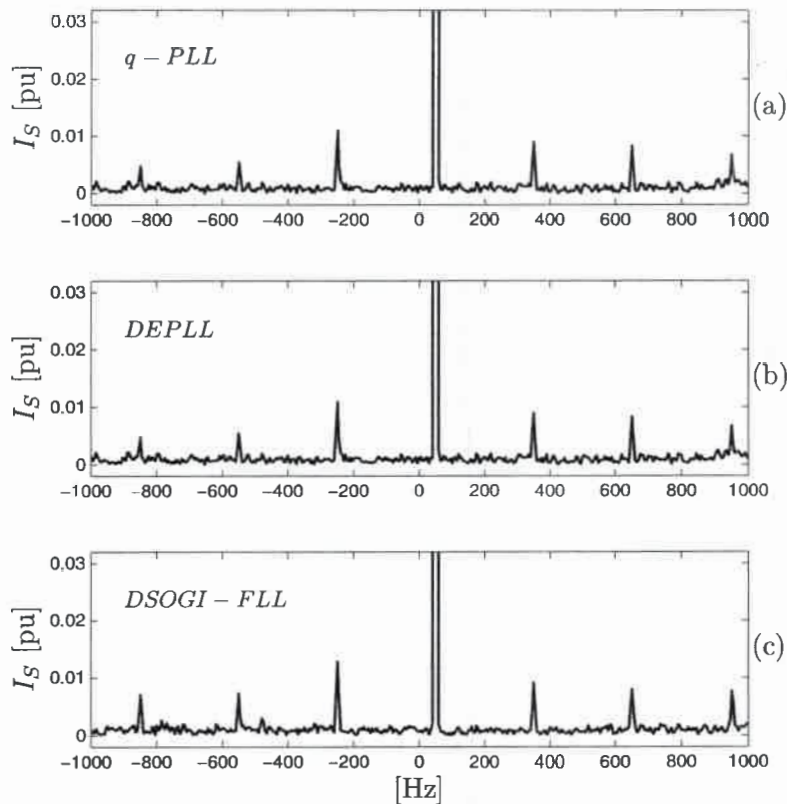


Figura A.12: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red para el sistema compensado y tensión de red sinusoidal pura y balanceada. (a) q-PLL, (b) DEPLL, (c) DSOGI-FLL.

del SAF no permite mantener todas las componentes armónicas por debajo del 1,5%, mientras que si se usa un DEPLL o un DSOGI-FLL todas las componentes armónicas quedan por debajo del 1,5%.

Por lo tanto, de este análisis se concluye que cuando la tensión de la red eléctrica está distorsionada, el q-PLL no permite que el SAF compense los armónicos en la forma deseada, presentando además una oscilación en el error de fase. Sin embargo la respuesta de este tipo de PSD es rápida. Se podría en este caso ajustar el PI de manera tal de reducir las oscilaciones presentes en el error, pero esto produciría un tiempo de respuesta muy lento comparado con los otros PSD analizados [70].

Para el DEPLL, si bien en este caso el desempeño del control del SAF utilizando este tipo de PSD es satisfactorio, se observa en la Figura A.10 (b) que presenta un

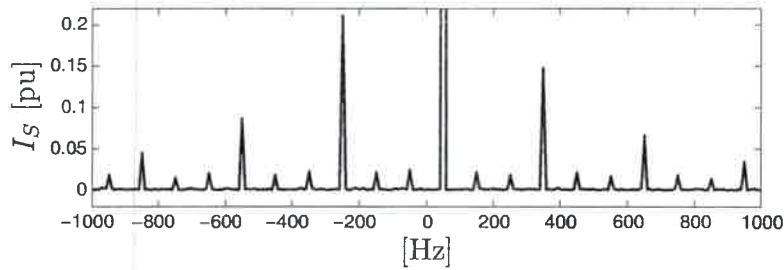


Figura A.13: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red para el sistema sin compensación y tensión de red con desbalance y armónicos.

error de fase constante cuando existe desbalance en la tensión de red.

Finalmente se observó que la utilización de un DSOGI-FLL en el control del SAF presenta resultados satisfactorios y la respuesta del error de fase es la más aceptable de los detectores analizados. Por lo mencionado anteriormente, y además teniendo en cuenta que este PSD es el más sencillo de implementar en la práctica, el DSOGI-FLL es el PSD elegido para la detección de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de red, en las aplicaciones tratadas en esta tesis.

A.3 Implementación del DSOGI-FLL

Para implementar digitalmente el DSOGI-FLL es necesario construir su modelo discreto. Los integradores, que son los componentes más sensibles en el proceso de discretización, pueden implementarse mediante diferentes métodos de integración (*Forward Euler*, *Backward Euler*, *Integrador Trapezoidal*). En la implementación del SOGI necesario para construir un DSOGI-FLL se pueden usar diferentes combinaciones de los integradores mencionados anteriormente. En la implementación del DSOGI-FLL utilizado para el control del FEC conectado a la red presentado en el Capítulo 3 se utilizó una combinación formada por un integrador *Forward Euler* en la trayectoria directa y un *Backward Euler* en la trayectoria de realimentación, tal como se observa en la Figura A.15.

En la Figura A.16 se muestra la versión discretizada del FLL de la Figura A.7. Utilizando el FLL de la Figura A.16 y dos SOGI como el mostrado en la Figura A.15

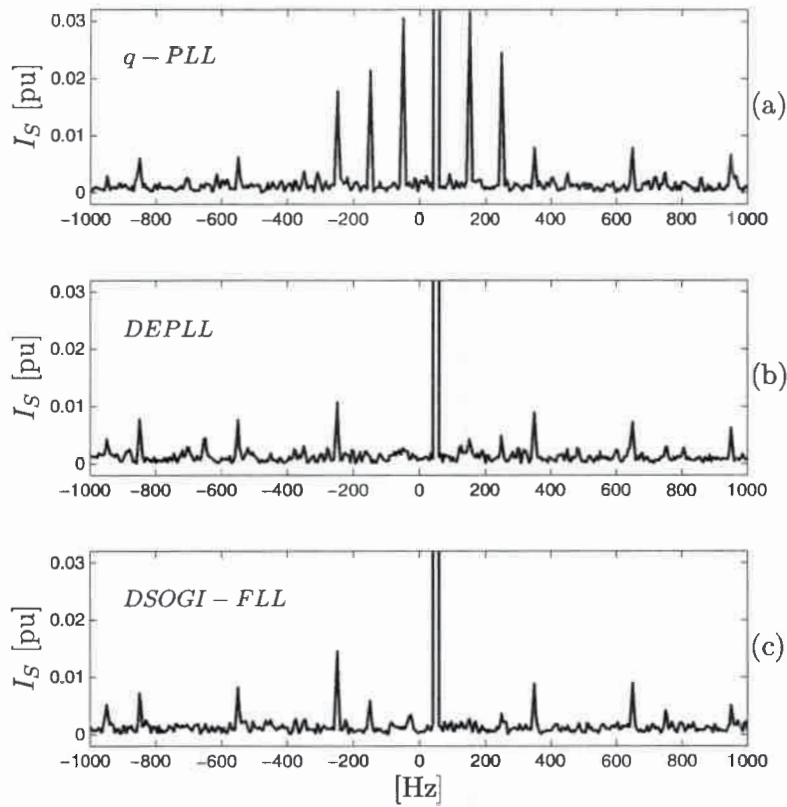


Figura A.14: Espectro de frecuencias de la corriente entregada por la red para el sistema compensado y tensión de red con desbalance y armónicos. (a) q-PLL, (b) DEPLL, (c) DSOGI-FLL.

se construye la versión discreta del DSOGI-FLL de la Figura A.8.

El desempeño del PSD implementado se muestra en los resultados experimentales presentados en la Figura A.17. En la Figura A.17 (a) se muestra la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión del eje d , e_d^{+1} , correspondiente al arranque del PSD, para dos valores de la ganancia k ; en la Figura A.17 (b) se muestra la fase de la componente fundamental de secuencia positiva, θ^{+1} y en la Figura A.17 (c) la componente fundamental de secuencia positiva obtenida (línea continua) y la tensión real de la fase a (línea de trazos).

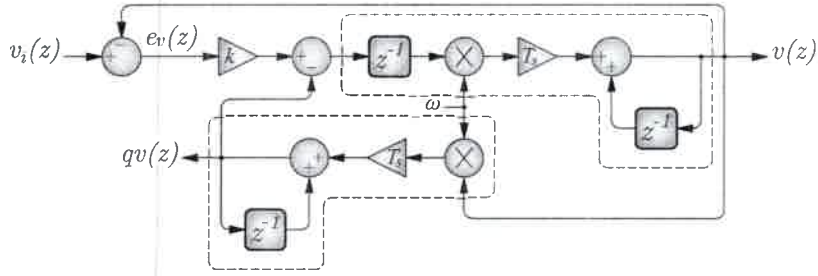


Figura A.15: Diagrama en bloques del SOGI discreto.

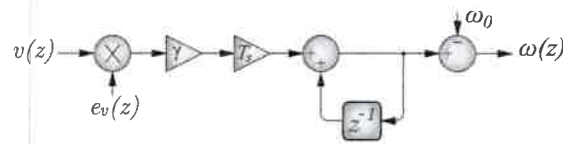


Figura A.16: Diagrama en bloques del FLL discreto.

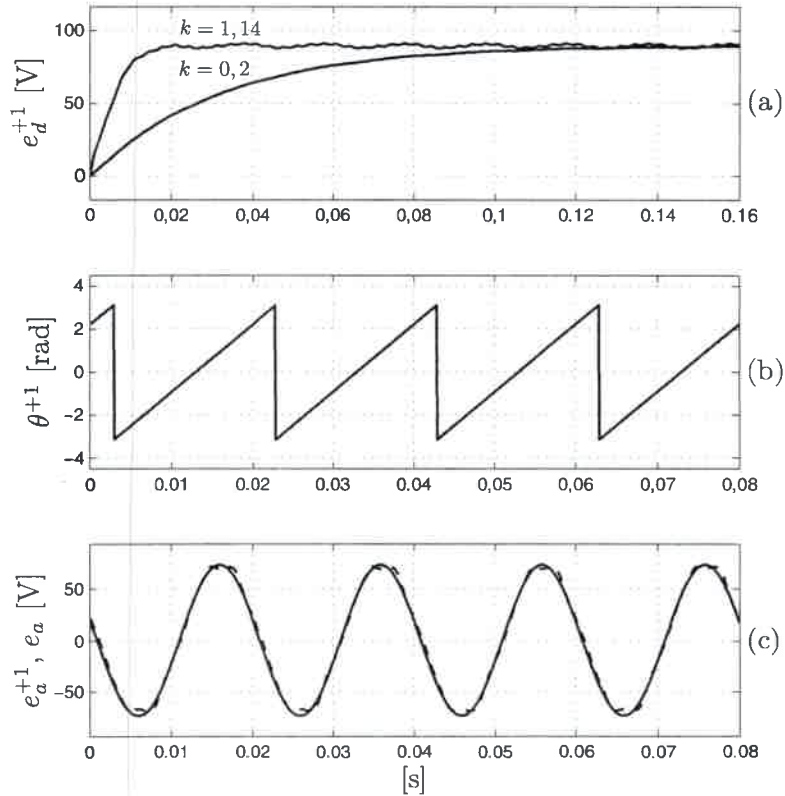


Figura A.17: Desempeño experimental del DSOGI-FLL implementado.

Apéndice B

Prototipo experimental

B.1 Introducción

En esta tesis se desarrollaron estrategias de control para un FEC utilizado en tres aplicaciones particulares, FEC conectado a la red para controlar la potencia activa y reactiva, FEC aislado para controlar la amplitud y frecuencia de la tensión de salida para alimentar cargas lineales y no lineales, y FEC usado como filtro activo shunt para compensar las corrientes armónicas consumidas por una carga no lineal conectada a la red.

En este apéndice se describe detalladamente el prototipo experimental construido para realizar los ensayos experimentales. Se debe mencionar que la mayor parte del prototipo experimental es común a todas las aplicaciones, esto es, se utilizó el mismo convertidor de potencia, las placas de adaptación de señales y controlador, modificándose el filtro de salida, la carga, la fuente de alimentación, los puntos de medición en el sistema y el software de control.

En la Figura B.1 se muestra un diagrama en bloques del prototipo experimental construido para el sistema conectado a la red y en la Figura B.2 se muestra una foto general de este sistema.

En la Figura B.3 se muestra un diagrama en bloques del prototipo experimental construido para el sistema aislado y en la Figura B.4 se muestra una foto general de este caso.

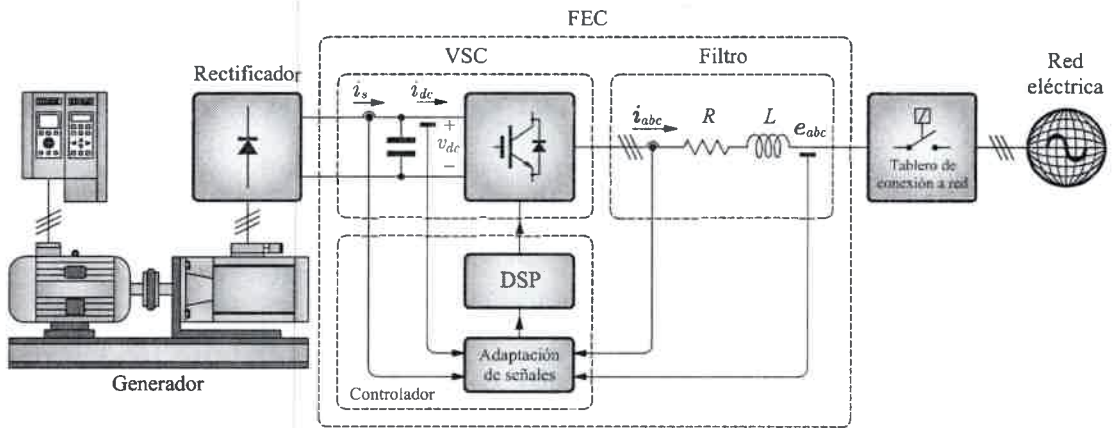


Figura B.1: Diagrama en bloques del prototipo experimental del FEC conectado a la red.

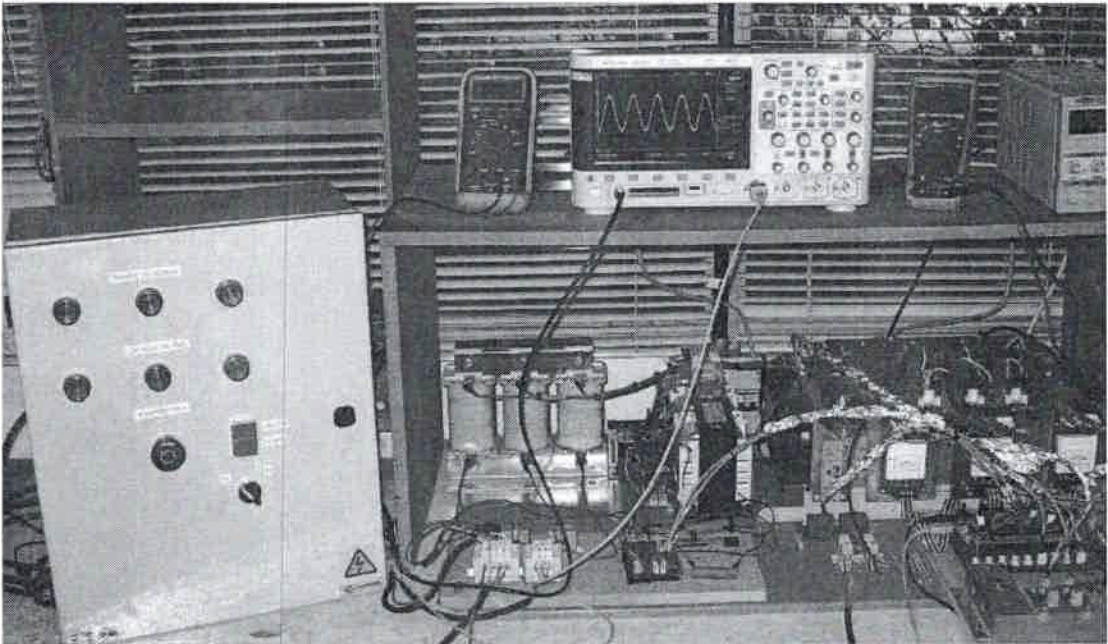


Figura B.2: Foto del prototipo experimental del FEC conectado a la red.

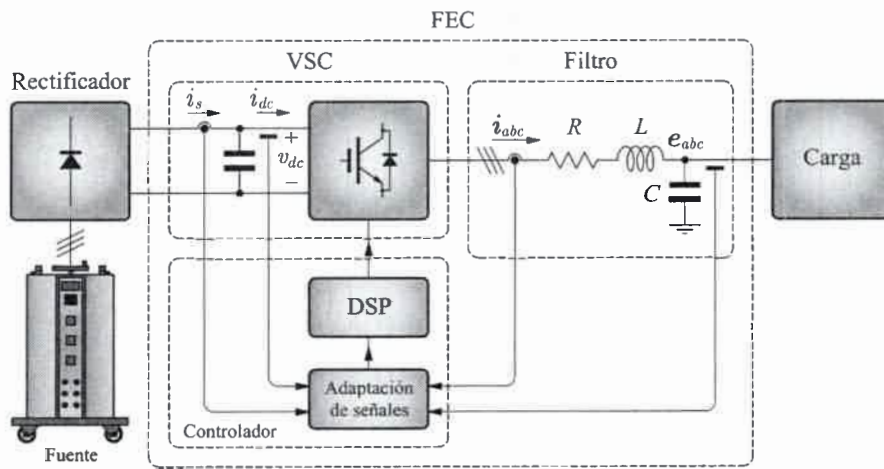


Figura B.3: Diagrama en bloques del prototipo experimental del FEC para un sistema aislado.

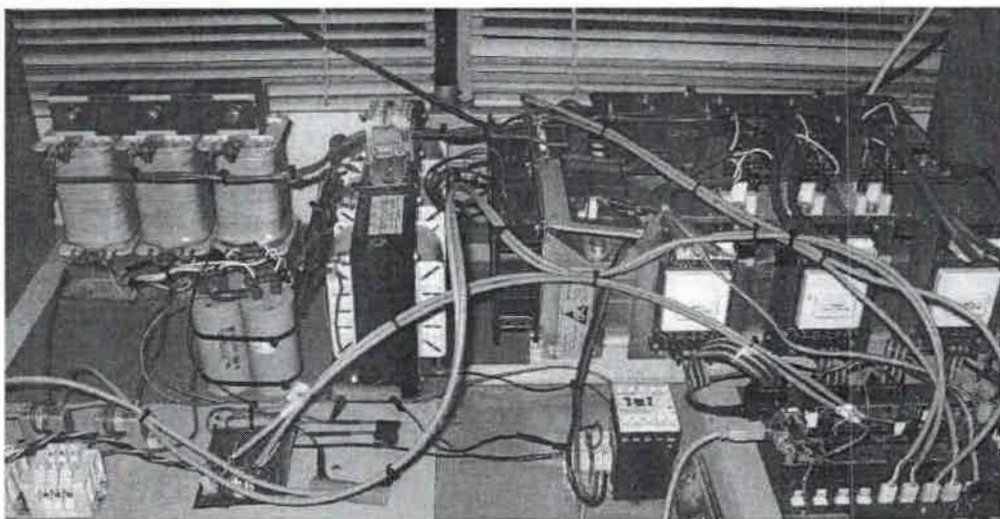


Figura B.4: Foto del prototipo experimental del FEC para un sistema aislado.

B.2 Convertidor de frente activo - FEC

El FEC está formado por un VSC más un filtro que permite la conexión con la red eléctrica en el sistema conectado a la red, o las cargas a alimentar en el sistema aislado. En las Figuras B.1 y B.3 se pueden observar los elementos que forman parte del FEC, los cuales son explicados a continuación.

B.2.1 Convertidor fuente de tensión - VSC

En la Figura B.5 se muestra un diagrama esquemático del VSC. Como se puede observar, el VSC utilizado para implementar el FEC está construido con transistores de potencia ($S_1...S_6$) de tipo IGBT (SKM75GB124D) de 1200 V, 75 A marca Semikron; estas llaves de potencia son accionadas mediante *drivers* del mismo fabricante (SKHI 22A). La barra de CC está formada por cuatro capacitores (C_{dc}) de 4700 uF conectados como se muestra en la Figura B.5 con resistencias de equalización (R_{eq}) de 22 k Ω . Además el VSC posee capacitores de *snubber* (C_s) de 1 uF utilizados para reducir los picos de tensión producidos por las inductancias parásitas del montaje. En la Figura B.6 se muestra una foto del VSC con los correspondientes *drivers*.

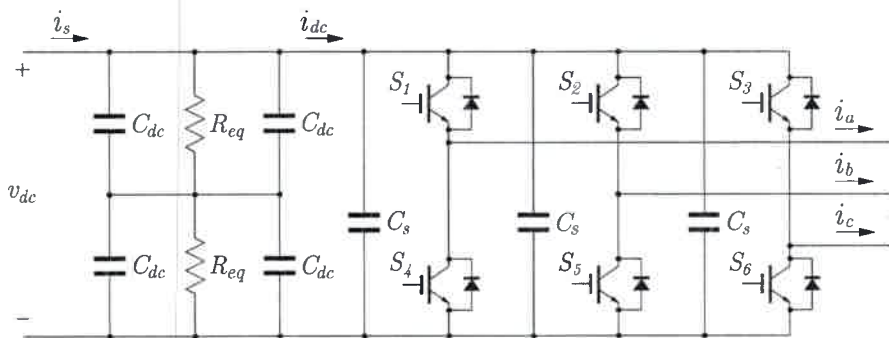


Figura B.5: Diagrama esquemático del VSC.

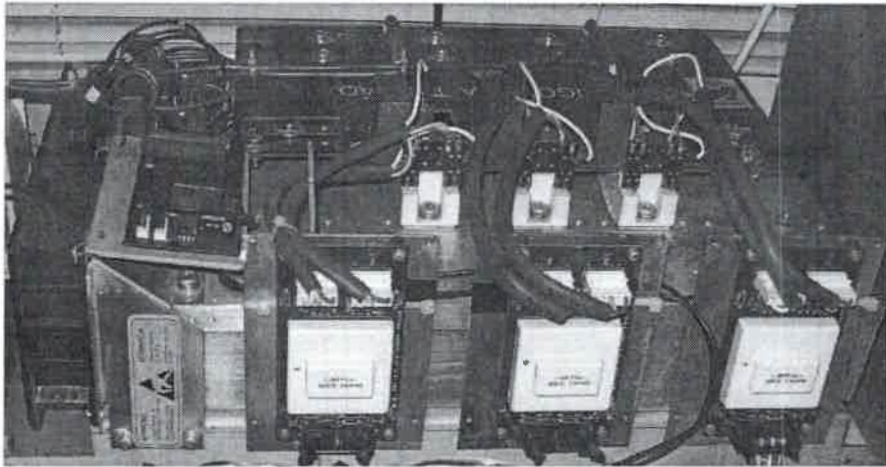


Figura B.6: Foto del VSC.

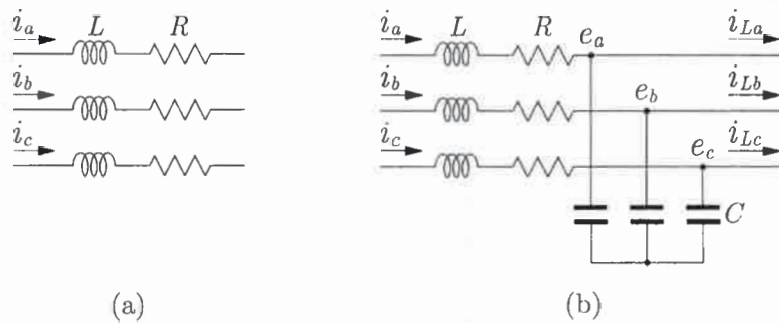


Figura B.7: Diagrama esquemático del filtro. (a) Sistema conectado a la red, (b) sistema aislado.

B.2.2 Filtro

El filtro utilizado a la salida del FEC es uno de los componentes que se debe modificar dependiendo de si el sistema trabaja conectado a la red o en forma aislada. En el caso de que el sistema esté conectado a la red, el filtro utilizado es de tipo RL, mientras que si el sistema es autónomo el filtro que se debe utilizar es de tipo RLC. En la Figura B.7 (a) se muestra el filtro utilizado en el sistema conectado a la red y en la Figura B.7 (b) el filtro para el sistema aislado. La inductancia utilizada en la construcción del filtro (L) es de 4 mH, con una resistencia (R) de 0,2 Ω . El capacitor utilizado en el filtro RLC (C) tiene un valor de 45 μF .

B.2.3 Controlador

La estrategia de control para el FEC se implementó en un DSP de Texas Instruments (TMS320F28335). Entre las características principales de este dispositivo se pueden mencionar,

- velocidad de operación de 150 MHz,
- CPU de punto flotante de 32 bits,
- memoria 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM,
- pines I/O (GPIO0 a GPIO63),
- 18 salidas PWM,
- 6 salidas HRPWM,
- 16 canales ADC de 12 bits,
- 3 temporizadores de 32 bits.

El software de control fue programado en lenguaje C utilizando como entorno de programación el Code Composer Studio v4.

B.2.4 Placa de adaptación de señales

Para el intercambio de señales entre el DSP y el resto del hardware se diseñó y construyó una placa de adaptación de señales. Esta placa posee todos los circuitos necesarios para adaptar las señales correspondientes a mediciones de corrientes y tensiones del sistema, más las señales de comando manual que deben ingresar al DSP. Además contiene entradas y salidas aisladas para las señales utilizadas para implementar el PWM teniendo en cuenta las señales de disparo y falla de los *drivers* utilizados para activar los dispositivos semiconductores de potencia del VSC.

En dicha placa se implementó además el control de conexión y desconexión de la resistencia de precarga de los capacitores de la barra de CC, el control del *chopper*

para limitar la tensión de la barra de CC, la protección de sobretensión y las fuentes de alimentación necesarias para alimentar el DSP, las salidas PWM, las bobinas de los contactores utilizados y demás componentes.

Finalmente se debe mencionar que el diseño de esta placa se realizó con los conectores necesarios para montar la placa del DSP directamente sobre la placa de adaptación de señales, mejorando así el conexionado entre ambas. Además, ofrece la posibilidad de regular la ganancia de las entradas de sensores y la histéresis de conexión y desconexión de protecciones mediante potenciómetros.

B.3 Rectificador

La etapa de rectificación, tiene por finalidad convertir la tensión de CA proveniente de la fuente de alimentación en tensión de CC. Esta tensión de CC (v_{dc}) es aplicada a la entrada del VSC. El rectificador utilizado es un módulo rectificador trifásico de la marca Semikron (SKD 100/12) de 1200 V, 100 A.

B.4 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación utilizada en la realización de los ensayos experimentales correspondientes al sistema conectado a la red consiste de un generador sincrónico de imanes permanentes acoplado a un motor de inducción trifásico accionado por un variador de velocidad de la marca Siemens, tal como se muestra en la Figura B.1. Este conjunto permite emular un sistema de generación eólica con generador de imanes permanentes. En la Tabla B.1 se muestran los datos del generador utilizado y en la Figura B.8 se muestra una foto del conjunto motor generador.

Para el caso del sistema aislado, la fuente de alimentación utilizada consistió en un autotransformador variable conectado a la red eléctrica, tal como se observa en la Figura B.3. En este caso, no se utilizó el generador usado en el sistema conectado, debido a que se necesitaba una tensión en la barra de CC mayor a la producida por el generador. El autotransformador utilizado posee una tensión de entrada trifásica con un valor eficaz de línea de 380 V, tensión de salida 430 V y corriente de 25 A.

Tabla B.1: Datos del Generador Sincrónico de Imanes Permanentes (SIEMENS 3-Brushless Servomotor 1FT6084-8AF71-3TH0-Z).

Parámetro	Valor
I_0	11,3/14 A
V_{in}	270 VY
M_n	14,7 Nm
N	3000 RPM

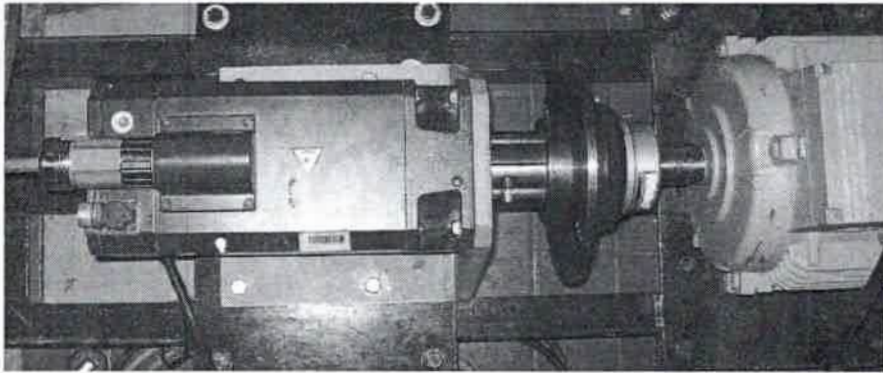


Figura B.8: Foto del conjunto motor-generador.

B.5 Tablero de conexión a la red

En el prototipo utilizado para realizar los ensayos correspondientes al FEC conectado a la red, se utilizó un tablero eléctrico que contiene los interruptores necesarios para efectuar la conexión del FEC con la red eléctrica. En la Figura B.9 se muestra el diagrama de circuito del tablero de conexión con la red y en la Figura B.10 y B.11 se muestran fotos del interior y exterior del mismo.

Como se puede observar en la Figura B.9 el FEC se conecta a la red mediante C_2 , primeramente mediante resistencias limitadoras de corriente que luego de transcurrido el tiempo necesario se cortocircuitan a través de C_1 . El circuito posee además protección termomagnética y diferencial. Finalmente se tienen señalizaciones de presencia de tensión en el sistema y de sistema conectado a la red.

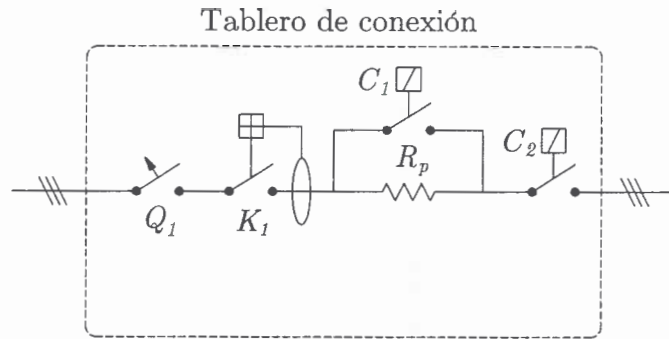


Figura B.9: Diagrama de circuito del tablero de conexión con la red.

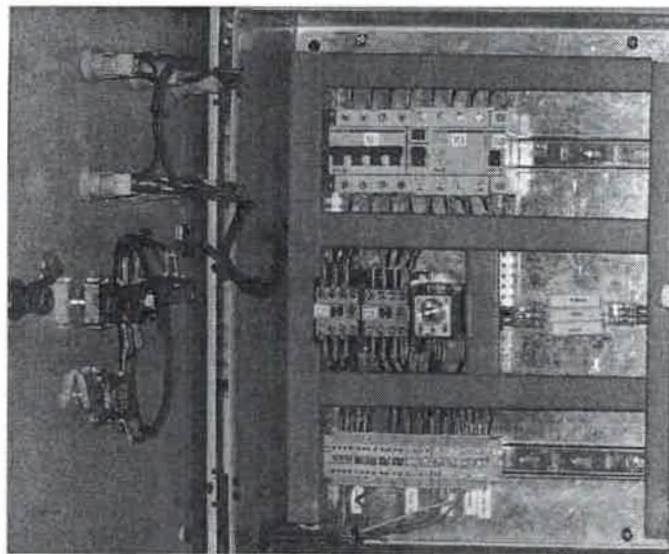


Figura B.10: Foto del tablero de conexión con la red (interior).

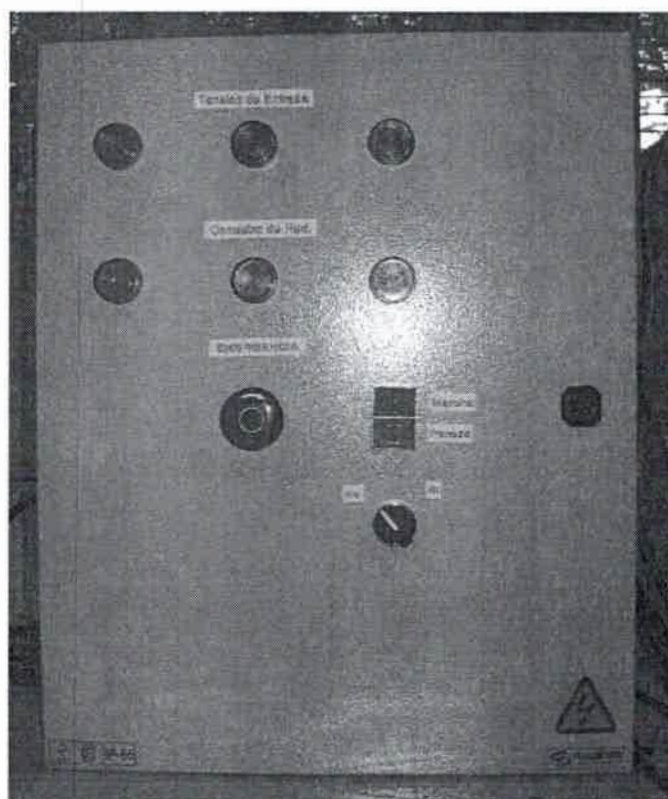
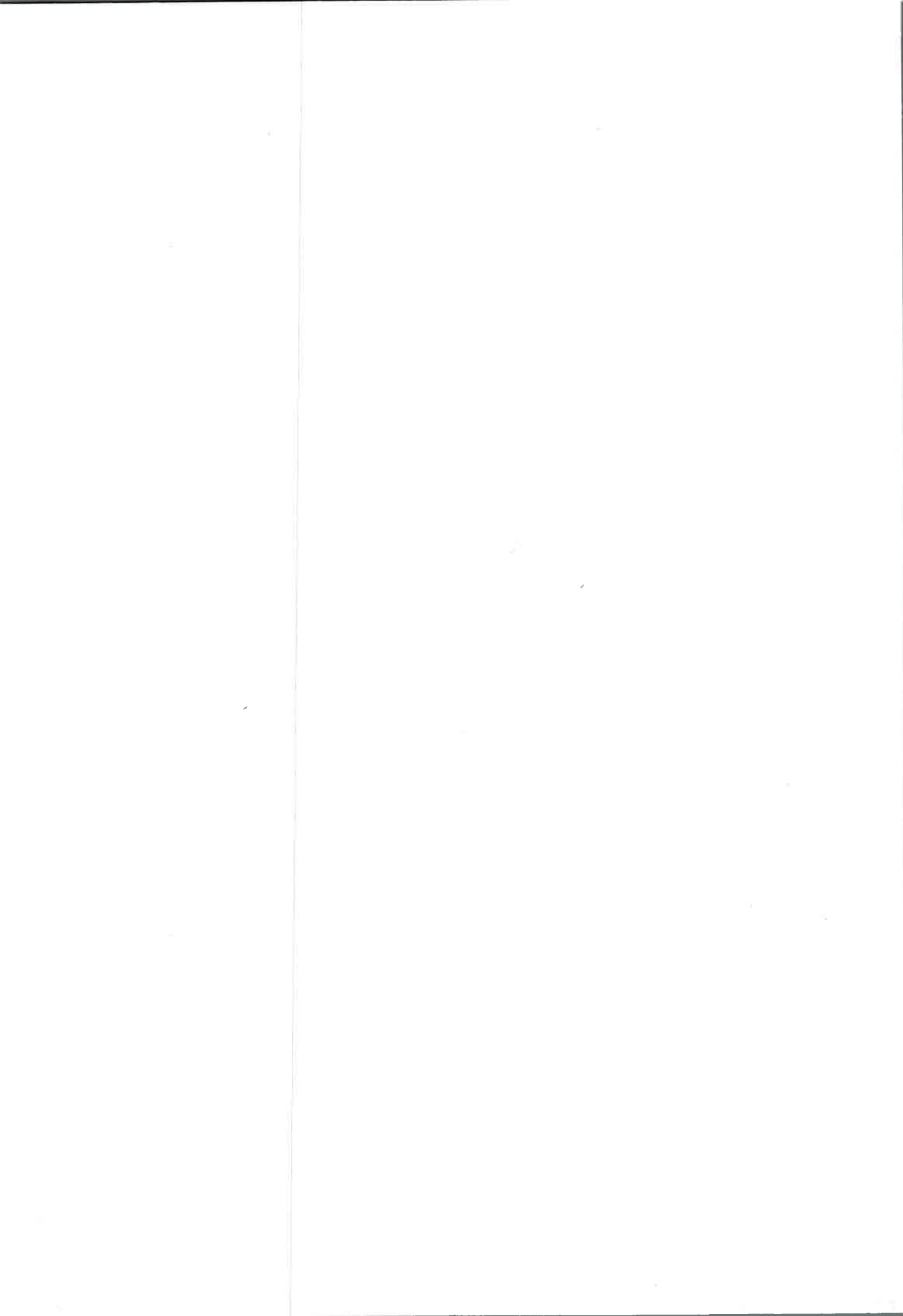


Figura B.11: Foto del tablero de conexión con la red (exterior).

B.6 Carga

En el sistema aislado, el FEC se controla para generar tensión de salida con amplitud y frecuencia constante. Se utilizaron dos tipos de cargas para efectuar los ensayos, primeramente se utilizó una carga trifásica resistiva pura de $23,5 \Omega$ y luego una carga no lineal formada por un módulo rectificador trifásico (3GMT120) alimentando una carga resistiva pura de $116,5 \Omega$.







U N R C
Biblioteca Central

72660