



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN CONTROL DE SISTEMAS

Control No Lineal. Aplicaciones en Sistemas Eléctricos

Andrés Enrique León

BAHIA BLANCA

ARGENTINA

2011



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN CONTROL DE SISTEMAS

Control No Lineal. Aplicaciones en Sistemas Eléctricos

Andrés Enrique León

BAHIA BLANCA

ARGENTINA

2011

Prefacio

Esta Tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado Académico de Doctor en Control de Sistemas, de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el ámbito del Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras durante el período comprendido entre el 14 de Septiembre de 2006 y el 9 de Marzo de 2011, bajo la dirección del Dr. Jorge A. Solsona (Universidad Nacional del Sur) y la Dra. María I. Valla (Universidad Nacional de La Plata).

Andrés E. León

Bahía Blanca, 2011

	<p>UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR Secretaría General de Posgrado y Educación Continua</p>
<p>La presente tesis ha sido aprobada el .../.../..... , mereciendo la calificación de(.....)</p>	

Resumen

En esta tesis se realiza un estudio para reducir el número de medidores que se necesitan para implementar controladores en convertidores AC-DC. Además, se investiga la aplicación de estrategias de control no lineal con el propósito de mejorar el desempeño del convertidor. Varios medidores reales de tensión y corriente son reemplazados por medidores virtuales basados en observadores de estados. Debido a que existen no linealidades propias del convertidor o que provienen del tipo de carga, se utilizan observadores no lineales a los fines de poder garantizar una correcta estimación de las variables en todo el rango de operación del convertidor. Para construir los medidores virtuales se emplean observadores no lineales de orden reducido. En esta tesis se utilizará una transformación de las señales medidas que permite obtener una dinámica lineal del error de estimación. De esta manera, el error de estimación converge sobre una trayectoria exponencial, y es posible emplear técnicas lineales clásicas para la sintonización del observador no lineal propuesto. Para el diseño del controlador se utiliza la técnica de linealización por realimentación y transformación. La transformación utilizada considera dos salidas alternativas que difieren de aquellas que se encuentran, generalmente, en la mayor parte de la literatura. El propósito de esta elección es lograr una linealización completa entrada salida, lo que permite eliminar la dinámica interna del convertidor y obtener una regulación de la tensión de DC más eficiente.

Abstract

A study to reduce the number of sensors needed to implement controllers in AC-DC converters is developed in this thesis. The application of nonlinear control strategies to improve the converter performance is also investigated. Several actual voltage and current sensors are replaced by virtual sensors based on state observers. Nonlinear observers are designed in order to properly guarantee the variable estimation in the whole converter operation range, considering both the nonlinearities of the converter and the load. Reduced-order nonlinear observers are employed to diminish the computational burden. A transformation over the measurable signals, which allows obtaining a linear estimation-error dynamics, is introduced in this thesis. In this way, the estimation error converges over an exponential trajectory, and classical linear techniques can be used to tune the proposed nonlinear observer. The feedback linearization technique is chosen in order to build the converter controller. A transformation is proposed considering two alternative outputs which are different from what is generally found in most of the literature on power converters. The main idea behind this transformation is to archive a full input-output feedback linearization, which allows eliminating the converter internal dynamics and obtaining a more efficient DC voltage regulation.

Índice General

1	Introducción	19
1.1	Descripción del Problema	19
1.2	Antecedentes	24
1.2.1	Estrategias de Control para VSC	24
1.2.2	Utilización de Medidores Virtuales	25
1.3	Objetivos	28
1.4	Principales Contribuciones de la Tesis	29
1.5	Organización de la Tesis	30
2	Reducción de Medidores vía Sensores Virtuales	33
2.1	Introducción	33
2.2	Modelo del VSC	34
2.3	Diseño General de un Observador No Lineal	38
2.3.1	Estructura del Observador No Lineal de Orden Reducido	38
2.3.2	Diseño de la Dinámica Lineal del Error de Estimación	41
2.4	Estimación de la Corriente de Carga	42
2.5	Estimación de la Potencia de Carga	45
2.6	Estimación de la Potencia de Carga y Tensión AC	49
2.7	Conclusiones	54
3	Control del VSC con Reducido Número de Medidores	57

3.1	Introducción	57
3.2	Estrategia de Control sin Dinámica Interna	58
3.2.1	Control Basado en Linealización por Realimentación y Transformación	58
3.2.2	Control de la Potencia Reactiva	63
3.2.3	Control de la Tensión de la Barra DC	64
3.3	Evaluación de Desempeño	66
3.3.1	Comportamiento Dinámico en Presencia de Cambios de Carga	67
3.3.2	Ensayo de Caída en la Tensión de la Red Eléctrica	72
3.3.3	Servo-control de la Tensión DC	73
3.3.4	Desempeño en Presencia de Incertidumbres Paramétricas	74
3.4	Conclusiones	75
4	DSTATCOM para la Compensación de Desbalances	77
4.1	Introducción	77
4.2	Diseño del Observador de Tensión AC	83
4.3	Observador de las Secuencias de la Corriente	86
4.4	Control Utilizando Linealización Exacta	88
4.4.1	Control Desacoplado de Corrientes	88
4.4.2	Control de la Tensión DC	90
4.4.3	Control de la Amplitud de Tensión AC e Inyección de Potencia Reactiva	91
4.4.4	Referencia de la Corriente de Secuencia Positiva	92
4.4.5	Referencia de la Corriente de Secuencia Negativa	92
4.5	Evaluación de Desempeño	96
4.5.1	Falla Bifásica del Lado de la Carga	96
4.5.2	Desbalance Simultáneo de Corrientes y Tensiones	99
4.5.3	Corrección de Corrientes Desbalanceadas y Factor de Potencia	101

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	13
4.5.4 Compensación de Tensiones Desbalanceadas	105
4.5.5 Compensación de Tensiones Desbalanceadas y Regulación de la Amplitud de Tensión	107
4.6 Conclusiones	108
5 Conclusiones y Futuros Desarrollos	111
A Transformación de Marco de Referencia	115
A.1 Introducción	115
A.2 Transformación $0dq$	116
A.3 Transformación $0\alpha\beta$	118
A.4 Transformación $0\alpha\beta-0dq$	119
B Teoría pq	123
B.1 Introducción	123
B.2 Potencia Instantánea	123
B.2.1 Transformación de Corrientes a Potencias	124
B.2.2 Transformación de Potencia a Corrientes	124

Lista de Figuras

1.1	Dos topologías de VSCs. a) Dos niveles, b) Tres niveles tipo Neutral-Point diode Clamped (NPC).	20
1.2	Esquemático de la conexión a la red de varias fuentes de energías alternativas.	23
2.1	Circuito eléctrico equivalente de un VSC (modelo promediado). . . .	34
2.2	Esquemático con las etapas de alterna y continua de un VSC.	36
2.3	Circuito eléctrico de un VSC trifásico, y el modelo de la carga.	45
3.1	Diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta.	65
3.2	Transitorio frente a cambios en la carga: a) potencia activa y reactiva del VSC, b) formas de onda de tensión y corriente de la fase <i>a</i> , c) desviación de la tensión DC para la estrategia de control propuesta y un control PI convencional.	67
3.3	Desempeño del observador: a) potencia real de la carga, b) potencia estimada de la carga, c) derivada temporal estimada de la potencia de la carga.	71
3.4	Comportamiento del controlador en presencia de un hueco de tensión.	72
3.5	Servo-control de la tensión DC.	73
3.6	Conexión de una línea en paralelo para la construcción del ensayo de incertidumbre paramétrica.	74

3.7	Ensayo frente a incertidumbres paramétricas.	75
4.1	Modelo del sistema de potencia y DSTATCOM.	82
4.2	Diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta.	95
4.3	Compensación de una falla bifásica del lado de la carga.	98
4.4	Comportamiento frente a fallas asimétricas de corriente y tensión. . .	99
4.5	Modo de control para la compensación de corrientes de carga desbalanceadas (parte 1).	101
4.6	El DSTATCOM mejorando desbalances en la barra de la carga. . . .	105
4.7	Modo de control para la compensación de tensiones desbalanceadas. .	107
1.1	Transformación abc a $0dq$ en forma gráfica.	116
1.2	Transformación abc a $0\alpha\beta$ en forma gráfica.	118
1.3	Transformación de $0\alpha\beta$ a $0dq$ en forma gráfica.	120

Tabla de Abreviaturas

Abreviatura	Descripción en Inglés	Descripción en Español
VSC	Voltage Source Converter	Convertidor de Fuente de Tensión
PWM	Pulse Width Modulation	Modulación por Ancho de Pulso
STATCOM	STATic synchronous COMPensator	Compensador Sincrónico Estático
SSSC	Static Synchronous Series Compensator	Compensador Serie Sincrónico Estático
UPFC	Unified Power Flow Controller	Controlador Unificado de Flujo de Potencia
IPFC	Interline Power Flow Controller	Controlador de Flujo de Potencia Entre Líneas
HVDC	High Voltage Direct Current	Corriente Continua en Alta Tensión
CUPS	CUstom Power Systems	Sistemas de Energía Personalizados
DSTATCOM	Distribution STATCOM	Compensador Estático Sincrónico de Distribución
DVR	Dynamic Voltage Restorer	Restaurador Dinámico de Tensión
UPQC	Unified Power Quality Conditioner	Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia
SAPF	Shunt Active Power Filter	Filtro Activo de Potencia
MIMO	Multi-Input-Multi-Output	Multi-Entrada Multi-Salida
SVM	Space-Vector Modulation	Modulación por Vector Espacial
DSP	Digital Signal Processor	Procesador Digitales de Señales
PLL	Phase-Locked Loop	Lazo de Enganche de Fase
DFT	Discrete Fourier Transform	Transformada Discreta de Fourier
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	Transistor Bipolar de Puerta Aislada

Capítulo 1

Introducción

1.1 Descripción del Problema

Desde hace algunas décadas atrás, ha sido cada vez más frecuente la inserción en la red eléctrica de equipos que emplean dispositivos electrónicos de potencia, que utilizan técnicas de conmutación de llaves [1–3]. Como una consecuencia de ello, ha comenzado a deteriorarse la calidad de energía en las redes de distribución. Desde un punto de vista técnico, este deterioro resulta en un sin número de inconvenientes, razón por la cual los especialistas en redes eléctricas comenzaron a estudiar métodos y estrategias que permitieran mitigar los efectos perniciosos de este tipo de cargas no lineales.

Entre otros, fue por este motivo que a fines de los años 80' una serie de autores, alentados por el avance en las llaves auto-conmutadas, comenzaron a desarrollar controladores y analizar las ventajas de utilizar Convertidores de Fuente de Tensión (Voltage Source Converters, VSC) para construir aparatos que permitan corregir, en todo o en parte, los problemas ocasionados por las cargas no lineales. Este tipo de convertidores basados en llaves auto-conmutadas permiten seguir un patrón de modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM) lo cual presenta varias ventajas. Es posible controlar su factor de potencia, presentar corriente

alterna sinusoidal, controlar la tensión de la barra de DC con precisión, obtener flujo de potencia bi-direccional, y un bajo índice de distorsión armónica total [4–6]. Dos topologías típicas de VSC se muestran en la Figura 1.1 [7].

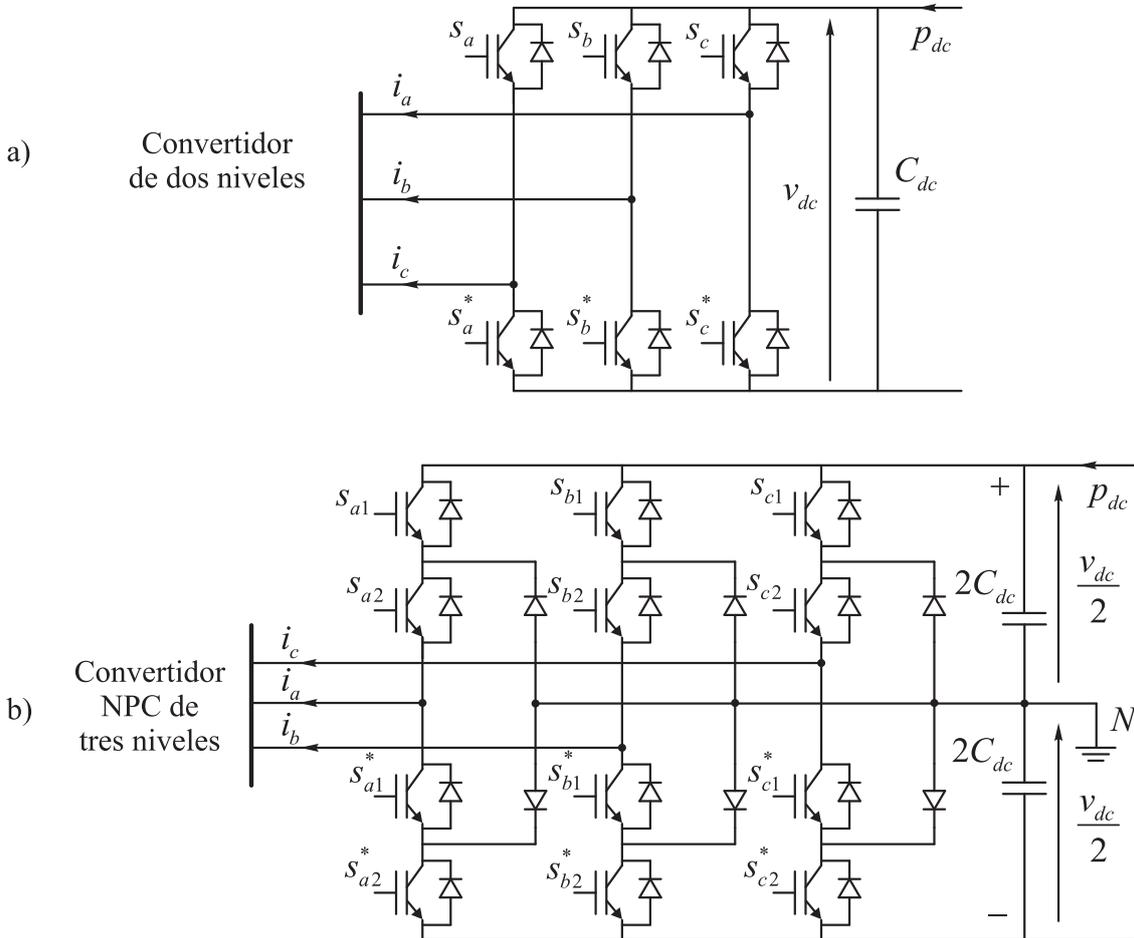


Fig. 1.1: Dos topologías de VSCs. a) Dos niveles, b) Tres niveles tipo Neutral-Point diode Clamped (NPC).

Además, los VSCs son una celda básica para construir la mayoría de los Sistemas de Transmisión Flexible en Corriente Alterna (Flexible Alternating Current Transmission Systems, FACTS) tales como: Compensador Sincrónico Estático (STATIC synchronous COMPensator, STATCOM) [8], Compensador Serie Sincrónico Estático (Static Synchronous Series Compensator, SSSC) [9], Controlador Unificado de Flujo de Potencia (Unified Power Flow Controller, UPFC) [10], y

Controlador de Flujo de Potencia Entre Líneas (Interline Power Flow Controller, IPFC). Actualmente, muchas aplicaciones de accionamientos de alterna y vehículos eléctricos utilizan VSCs para obtener un alto control y desempeño [11–16]. También, se puede observar que se están instalando y que han sido proyectadas nuevas estaciones de Sistemas de Trasmisión en Corriente Continua en Alta Tensión basados en VSC (VSC-based High Voltage Direct Current (HVDC) Transmission Systems) [17, 18].

Por otro lado, en el mundo se ha incrementado el consumo de energía a un ritmo sostenido de manera tal que los encargados de diseñar sistemas de distribución y transmisión, y en general los sistemas de potencia, han comenzado a plantear la necesidad de proceder a un cambio filosófico del diseño de los mismos [19–23]. Se piensa que en un futuro no muy lejano el modelo de generación concentrada cambiará por uno de generación distribuida. Además, en este cambio pasarán a jugar un rol importante los generadores basados en energías limpias y renovables (principalmente la eólica y solar). En estas nuevas estructuras se prevé que serán los VSCs los equipos que permitan conectar a la red eléctrica la mayoría de la generación dispersa y sistemas de energías alternativas, por ejemplo sistemas de conversión fotovoltaica y eólica (ver esquemático de la Figura 1.2). Este tipo de generación se está expandiendo rápidamente y se espera que, en un futuro no muy lejano, forme parte importante de la mayoría de los sistemas de generación dispersa [2, 24–27].

Además, es posible afirmar que los VSCs son un elemento clave en los Sistemas de Energía Personalizados (CUstom Power Systems, CUPS) tales como: Compensador Estático Sincrónico de Distribución (Distribution STATic synchronous COMPensator, DSTATCOM), Restaurador Dinámico de Tensión (Dynamic Voltage Restorer, DVR) [28], Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (Unified Power Quality Conditioner, UPQC) [29, 30], y Filtro Activo de Potencia (Shunt Active Power Filter, SAPF) [31], aparatos que se utilizan para mejorar la calidad de energía en las redes de transmisión y distribución eléctrica [32].

En este escenario, es claro que resolver problemas de desempeño e implementación de estrategias de control, con el objetivo de reducir costos de los VSCs impactará favorablemente en los sistemas eléctricos tanto desde el punto de vista técnico como económico.

Desde el punto de vista del desempeño del VSC, el principal inconveniente detectado es que la mayoría de la literatura considera una formulación que construye controladores para sistemas de no mínima fase. Esto hace que el desempeño del VSC sea limitado en ancho de banda, reduciendo la velocidad de respuesta, y disminuyendo el rechazo a perturbaciones. Por estas razones, en este trabajo se ha orientado hacia la búsqueda de estrategias de control de alto rendimiento que permitan mejorar el desempeño de los VSCs y que resulten, además, en la disminución de su costo y tamaño.

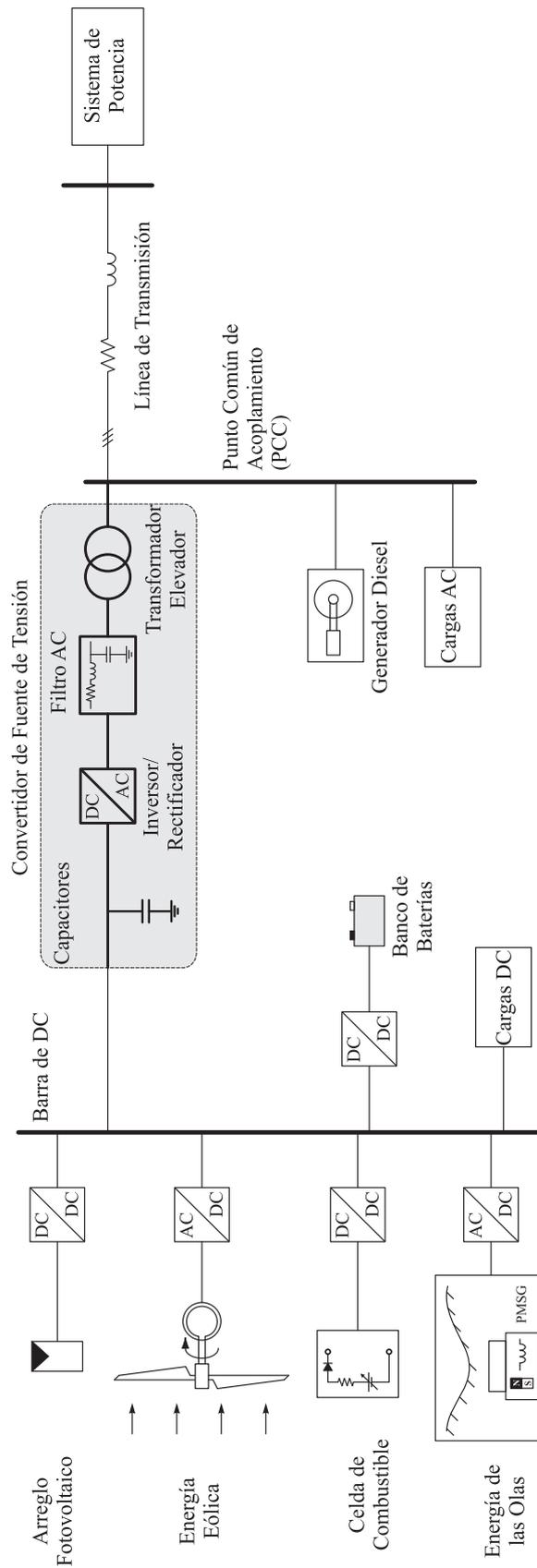


Fig. 1.2: Esquemático de la conexión a la red de varias fuentes de energías alternativas.

1.2 Antecedentes

1.2.1 Estrategias de Control para VSC

El modelo del VSC es no lineal y multi-entrada multi-salida (Multi-Input-Multi-Output, MIMO). Para controlar los VSCs se pueden encontrar en la literatura varias técnicas de control que presentan diferentes desempeños y niveles de complejidad. Por ejemplo, en [33–35] han sido presentadas estrategias basadas en una linealización Jacobiana alrededor de un punto de equilibrio. Entre las principales desventajas que presentan este tipo de estrategias, se puede mencionar que el rango de operación está restringido, y que un relativamente gran capacitor es necesario para mantener una tensión DC constante, en presencia de variaciones de la carga del VSC. Por esta razón, enfoques no lineales han sido propuestos por otros investigadores. Otras estrategias están basadas en controladores no estructurados (*i.e.* lógica difusa y redes neuronales), a pesar de que el modelo del VSC es altamente estructurado [36–38].

En los últimos años, debido a la naturaleza altamente estructurada y no lineal del modelo del VSC varios investigadores han analizado para el mismo, el uso de estrategias de control no lineal. En [39] se presenta un control por back-stepping, mientras que en [40, 41] puede ser encontrado un control basado en pasividad. Un enfoque utilizando control por modo deslizante se muestra en [42], mientras que un control de potencia directo es aplicado en [43]. También, se ha aplicado para el control del VSC la linealización entrada-salida basada en linealización por realimentación [44]. La principal virtud de esta técnica es que transforma el sistema no lineal en un sistema lineal desacoplado. Luego, leyes de control lineal se pueden utilizar para garantizar la estabilidad en la totalidad del rango de operación del convertidor.

Es interesante destacar que cuando se selecciona la tensión DC como salida a controlar en la linealización exacta, el VSC no es completamente linealizabile y

entonces aparece una dinámica interna no lineal que es inestable (ver [45]). Para superar este inconveniente, generalmente se consideran lazos internos de control de corriente, donde la linealización exacta puede ser aplicada considerando como salida las corrientes. Luego, se diseña un lazo de control externo más lento de tensión DC vía un control PI en cascada [44–48].

1.2.2 Utilización de Medidores Virtuales

La implementación de una estrategia de control de alto desempeño para un VSC teóricamente necesita seis medidores (dos medidores de corriente AC, dos medidores de tensión AC para la sincronización con la red, un medidor de tensión DC, y un medidor de corriente DC para la compensación de variaciones en la carga). Sin embargo, desde un punto de vista práctico es importante reducir este número de medidores. Su reducción permite un controlador más confiable y barato. Con esta idea muchos investigadores han propuesto estrategias de control con un número reducido de medidores (ver [49–51]). Generalmente, algunos de estos medidores deben ser incluidos por razones de seguridad y por lo tanto, ellos no pueden ser eliminados. Este es el caso de los medidores de corriente AC y tensión DC. Sin embargo, los medidores de corriente DC y tensión AC no son esenciales y pueden ser reemplazados por medidores virtuales (o medidores por software). El trabajo en esta tesis se orienta hacia el diseño de controladores para VSCs con un reducido número de medidores. Para poder implementar la ley de control propuesta se utilizarán sólo dos medidores de corriente AC y uno de tensión DC. El resto de los medidores será reemplazado por un observador de estados que permita estimar las tensiones AC de la red eléctrica y la potencia de la carga DC. De esta manera, a pesar de que aumenta el costo computacional, disminuye el número de medidores reales utilizados. Como consecuencia directa, es posible eliminar algunas etapas de aislación entre señales de control y potencia, disminuir el espacio necesario en la

placa del controlador, resultando más simple y barata la implementación. Como se mencionó anteriormente, este tipo de ventajas puede producir muchos beneficios en una amplia variedad de aplicaciones donde se emplean convertidores AC-DC.

Existen varias propuestas donde los medidores de tensión AC de la red eléctrica son reemplazados por medidores virtuales. Por ejemplo en [49–59] se presentan varias alternativas de diseño de estimadores a lazo abierto. En su mayoría para obtener la estima de la tensión AC utilizan derivadas temporales de las corrientes, a riesgo de amplificar el ruido de medida. En otros casos con el fin de simplificar la implementación se desprecia la caída de tensión en la resistencia del filtro de entrada, de esta manera se obtiene un estimador más compacto.

Para mejorar el desempeño del sistema, los estimadores a lazo abierto utilizados en las propuestas mencionadas anteriormente pueden ser reemplazados por estimadores a lazo cerrado. Estos últimos aumentan la robustez del estimador en presencia de incertidumbres paramétricas en el modelo y permiten ajustar arbitrariamente, la velocidad de convergencia del error de estimación. Por esta razón, en [60] se presenta un estimador lineal a lazo cerrado para estimar las tensiones AC. Además de la problemática de la estimación de la tensión AC para poder sincronizar el VSC con la red eléctrica, otro tópico a ser considerado es el caso en el que existe una carga de potencia de DC variante en el tiempo. En esta situación, para mejorar el desempeño del sistema, puede utilizarse un esquema feedforward de la potencia estimada de la carga. A pesar de este hecho, es importante destacar que en ninguna de las propuestas mencionadas anteriormente fue tomada en cuenta una compensación feedforward que utilice una estimación de la potencia de la carga. Por el contrario, en este trabajo se le presta especial atención a este punto.

El diseño de controladores para lograr alto rendimiento depende fuertemente del tipo de modelo de carga que se utilice. En algunos casos, se considera una carga conocida [33, 61–63] (por ejemplo, una resistencia, una impedancia o una fuente de corriente). Sin embargo, en aplicaciones donde el VSC se conecta a otro

VSC, es conveniente modelar la carga como una carga de potencia constante [64]. Este tipo de cargas reduce el margen de estabilidad del convertidor [65]. Para mejorar la estabilidad del sistema, el controlador puede incluir una compensación feedforward de la potencia de la carga y esto permite obtener un control de alto desempeño de la tensión DC y también reduce el tamaño del capacitor en la etapa de DC. Generalmente, cuando un VSC es cargado con otro VSC, la potencia consumida contiene componentes de alta frecuencia y por lo tanto, puede que no sea una buena solución incluir el valor medido en la ley de control [36, 53]. Es debido a este hecho que muchos autores han propuesto diferentes estrategias con estimación de carga. En [46] y [53] se utilizan, para estimar la corriente de la carga, medidores virtuales basados en predictores a lazo abierto. Algunos otros investigadores prefieren implementar observadores (predictores a lazo cerrado) para mejorar el desempeño y robustez de la estimación.

En [36] se introduce un observador no lineal de orden completo, suponiendo una carga tipo fuente de corriente que varía lentamente. En [47] suponiendo como carga una resistencia que varía lentamente, se construyó un observador no lineal de orden completo. En [42] se propuso un observador por modo deslizante para estimar la resistencia de la carga. En aplicaciones donde la carga se modela mejor como una fuente de potencia, más que como una resistencia o fuente de corriente, puede que el desempeño obtenido con los anteriores enfoques sea bajo; siendo posible obtener un control más preciso, estimando la potencia de la carga.

En el área de aplicaciones de motores es más utilizada la idea de carga de potencia. Por consiguiente, se pueden mencionar trabajos sobre estimación de la potencia de la carga, como por ejemplo: en [66] donde se considera un VSC cargado con un motor de AC. En este caso particular, un estimador a lazo abierto se utiliza para obtener el torque del motor, y una estima de la frecuencia del estator se emplea para calcular la potencia de la carga. Otro enfoque para estimar la potencia de la carga se presenta en [67], pero este requiere el conocimiento de los parámetros del

motor, y pierde robustez cuando ellos cambian. En [68] se propone un estimador indirecto a través de la estimación de la corriente de la carga. En [69] se usó un observador no lineal basado en la teoría de Lyapunov, donde las ganancias del observador deben ser diseñadas de una ecuación no lineal de la dinámica del error. En este caso, tanto la tasa de convergencia del observador como la trayectoria del error de estimación son difíciles de predecir. En [70] se propuso un observador de orden reducido donde la tasa de convergencia depende del valor de la tensión DC, y la derivada de la potencia de la carga no es estimada a pesar que esta puede ser usada para mejorar la respuesta del VSC frente a variaciones en la carga DC.

1.3 Objetivos

El propósito de esta tesis es investigar la aplicación de estrategias de control que mejoren el desempeño del VSC empleando un número reducido de medidores. Como fue mencionado uno de los problemas principales que existe en el control del VSC es que las estrategias planteadas eligen dos salidas que resultan en un sistema de fase no mínima. Como es bien sabido, si el sistema es de fase no mínima se limita la velocidad de respuesta y la alta ganancia para el rechazo de perturbaciones. Uno de los objetivos de esta tesis es buscar estrategias de control no lineal que permitan mejorar el desempeño del VSC, ya sea desde el punto de vista de la mejora en la velocidad de respuesta y en el rechazo de perturbaciones. Además, un objetivo complementario apunta a la implementación de las citadas estrategias con un reducido número de medidores ya que esto, redundará en la disminución del costo del equipo a ser instalado. Además, mejorará la confiabilidad del mismo, su robustez y consecuentemente, disminuirá los costos de mantenimiento.

Es dado esperar que la combinación de ambos objetivos logre tener un alto impacto directo e indirecto en actuales y futuros sistemas de potencia, ya que como se mencionó anteriormente se estima que el VSC será un componente ineludible en

la próxima generación de redes eléctricas.

1.4 Principales Contribuciones de la Tesis

Se desarrolló una nueva estrategia de control que define dos salidas alternativas a las que tradicionalmente se utilizan para el control del VSC, considerando a la carga como una fuente de corriente. El controlador diseñado está basado en la técnica de linealización exacta, donde las salidas (una función de energía y la potencia reactiva) son elegidas para evitar la dinámica interna; sin necesidad recurrir a ninguna simplificación en el modelo del convertidor. Esto se logra debido a que la función de energía seleccionada es una salida plana, la cual permite un control más rápido de la tensión DC [71, 72]. Con esta propuesta, se obtiene un par de sistemas lineales desacoplados, donde además se evita la desventaja que aparece en otras propuestas debido al acoplamiento entre la dinámica del lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión DC.

Se construyó un estimador con dinámica lineal del error, que logra obtener un transitorio del error de estimación conocido, mientras que al mismo tiempo permiten una simple elección de las constantes de diseño del observador. Como se demuestra en [72], cuando la carga se modela como una fuente de corriente, es factible estimar la corriente de la carga y su derivada temporal utilizando un observador no lineal de orden reducido con dinámica lineal del error (el error de estimación decae sobre una trayectoria exponencial). Con el uso de este observador fue posible mejorar la respuesta del VSC frente a variaciones en la carga, ya que el valor estimado fue sumado a manera de feedforward en la señal de control.

Una idea similar fue utilizada para estimar la potencia de la carga y su derivada temporal, cuando la carga es modelada como una fuente de potencia. Sin embargo, para poder mantener la característica lineal del error de estimación, el diseño del observador emplea una transformación no lineal de la tensión DC [73–75].

La utilización de medidores virtuales basados en estimadores a lazo cerrado con transformación no lineal de la salida medida garantiza, a diferencia de otras propuestas, que el error de estimación sea lineal. De este modo el error de estimación decae a través de una trayectoria exponencial impuesta por el diseño del observador. Así el diseño de controladores basados en este tipo de observadores puede ser desarrollado fácilmente ya que el comportamiento transitorio de las variables estimadas es perfectamente conocido. Además, se mostró que el observador propuesto es capaz de, simultáneamente, estimar las tensiones AC de la red eléctrica y la potencia de la carga en una forma desacoplada [76,77]. Mientras que la dinámica del error es lineal, a pesar que el modelo del VSC y la relación entre la potencia de la carga y la tensión DC es no lineal.

Debido a que muchas veces el VSC es conectado a una línea de distribución que se supone balanceada, pero que en realidad por diferentes motivos puede encontrarse desbalanceada, se construyó una estrategia de control para mejorar el desempeño del VSC bajo condiciones de desbalance de la tensión de alimentación [78].

1.5 Organización de la Tesis

En el capítulo 2, primero se describe el circuito eléctrico del VSC y sus correspondientes modelos matemáticos, en diferentes marcos de referencia, que serán utilizados a lo largo de la tesis. Luego se propone una técnica para el diseño general de un observador no lineal de orden reducido que servirá como base para la construcción de los posteriores estimadores de estados. El capítulo se completa con el cálculo de observadores para la corriente y potencia de la carga en la etapa DC de un convertidor. Finalmente, se describe el diseño de un estimador que simultáneamente estima la potencia de la carga DC y las tensiones AC de la red eléctrica en el punto de conexión del convertidor.

El capítulo 3 presenta una estrategia de control no lineal que emplea observadores

de estados para el VSC, bajo la suposición de que la red eléctrica se encuentra balanceada. La utilización de estos observadores de estados permite la construcción de un controlador con un reducido número de medidores. Adicionalmente, la estrategia propuesta presenta la característica de eliminar la dinámica interna a lazo cerrado, permitiendo obtener un mejor desempeño del VSC en lo que respecta a velocidad de respuesta y rechazo de perturbaciones. A continuación se presenta una serie de ensayos que permiten evaluar el desempeño de la estrategia propuesta.

El capítulo 4 se desarrolla pensando en aquellas aplicaciones donde no se verifica la condición de red balanceada, y consecuentemente, suponiendo que existe desbalance en la tensión de alimentación se progresa en el desarrollo de una estrategia que hace más robusto el desempeño del VSC en presencia de desbalances. Esta estrategia es presentada a través del diseño de un DSTATCOM del cual el VSC es el principal elemento que permite controlar la potencia inyectada por el mismo a la red. Para cumplir este objetivo se diseña un estimador de las componentes de secuencia de tensiones y corrientes AC. Este estimador basado en observador, es empleado en una estrategia de control basada en linealización por transformación y realimentación que se inspira en la desarrollada en el capítulo anterior.

Por último en el capítulo 5 se presentan las conclusiones finales, y propuestas para futuros trabajos y desarrollos.

Además, la tesis cuenta con dos apéndices que describen herramientas que han sido utilizadas para la formulación de las estrategias de control. El apéndice A presenta la transformación de Clarke y Park, las que permiten describir el sistema en otros marcos de referencia, donde es posible diseñar, de manera más sencilla, las leyes de control. Finalmente, el apéndice B describe brevemente, la teoría de potencia activa y reactiva instantánea ya que algunos elementos de esta teoría se han utilizado en varias veces para la elección de las referencias en los controladores utilizados.

Capítulo 2

Reducción de Medidores en VSCs vía Sensores Virtuales

2.1 Introducción

En este capítulo se presenta un esquema que permite reducir el hardware utilizado en convertidores de fuente de tensión (Voltage Source Converter, VSC). La meta principal de la estrategia propuesta es reducir el número de medidores necesarios para implementar el controlador, manteniendo al mismo tiempo un alto desempeño del convertidor. Con este fin, los medidores de tensión AC y corriente DC serán reemplazados por medidores virtuales basados en observadores de estado. La eliminación de medidores permite obtener una implementación más confiable, barata y de menor tamaño. En este capítulo se proponen observadores no lineales para estimar diferentes variables que utiliza la etapa de control que será presentada en el próximo capítulo. La principal ventaja de los observadores propuestos es que presentan una dinámica del error de estimación lineal, lo cual permite diseñar las ganancias del observador utilizando técnicas convencionales lineales. Además, esto permite que el desempeño transitorio del observador (por ejemplo, la tasa de convergencia) sea claramente establecido en todo el rango de operación del

convertidor.

Primero, en la sección 2.2 se describe el modelo del VSC. Luego en la sección 2.3 se presenta el diseño general de un observador no lineal de orden reducido [75], el cual servirá como base para los diferentes casos analizados en el capítulo. Las secciones 2.4 y 2.5 desarrollan la estimación de la corriente [72] y potencia de una carga conectada en la barra de continua [74]. Por último, en la sección 2.6 se describe la metodología para estimar, simultáneamente, la tensión AC y la potencia de carga [77].

2.2 Modelo del VSC

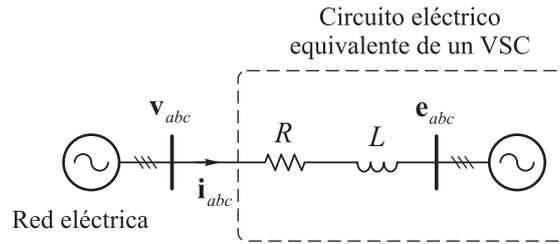


Fig. 2.1: Circuito eléctrico equivalente de un VSC (modelo promediado).

El convertidor de fuente de tensión (Voltage Source Converter, VSC), como su nombre lo indica, puede ser interpretado como un generador de tensión trifásica, con amplitud y fase controlada. El convertidor presenta la característica que la tensión que genera es proporcional a la tensión de la barra de continua (verificándose, $\mathbf{e}_{abc} \triangleq \boldsymbol{\eta}_{abc} v_{dc}$).

En la Fig. 2.1 se muestra esquemáticamente como el VSC es conectado a un nodo de la red eléctrica a través de un reactor de acoplamiento de una determinada resistencia e inductancia (R y L). Este esquemático representa un simple circuito eléctrico, el cual consiste en dos fuentes de tensión conectadas a través de una impedancia.

Aplicando la segunda ley de *Kirchoff* al circuito de la Fig. 2.1 se obtiene el

siguiente sistema de ecuaciones [34],

$$L\dot{\mathbf{i}}_{abc} = -R\mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\eta}_{abc}v_{dc} - \mathbf{v}_{abc}, \quad (2.1)$$

el cual esta escrito en notación vectorial, y donde se verifica,

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T, \quad (2.3)$$

$$\boldsymbol{\eta}_{abc} = \begin{bmatrix} \eta_a & \eta_b & \eta_c \end{bmatrix}^T. \quad (2.4)$$

Nótese que en (2.1) se han definido las tensiones internas del convertidor como,

$$\mathbf{e}_{abc} \triangleq \boldsymbol{\eta}_{abc}v_{dc}. \quad (2.5)$$

Calculando la transformación de *Clarke* o α - β (A.10) del sistema (2.1) se obtiene (ver Apéndice A para una introducción a las transformaciones de marcos de referencia),

$$L\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = -R\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\eta}_{\alpha\beta}v_{dc} - \mathbf{v}_{\alpha\beta}. \quad (2.6)$$

Luego expandiendo la notación vectorial para cada componente resulta,

$$L\dot{i}_\alpha = -Ri_\alpha + \eta_\alpha v_{dc} - v_\alpha, \quad (2.7)$$

$$L\dot{i}_\beta = -Ri_\beta + \eta_\beta v_{dc} - v_\beta, \quad (2.8)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = -\frac{3}{2}(\eta_\alpha i_\alpha + \eta_\beta i_\beta) + i_L, \quad (2.9)$$

donde la ecuación (2.9), que representa la dinámica de la tensión en el capacitor de la barra de continua, ha sido incluida luego de aplicar la primera ley de *Kirchoff* sobre el capacitor de DC (ver etapa de DC en la Figura 2.2).

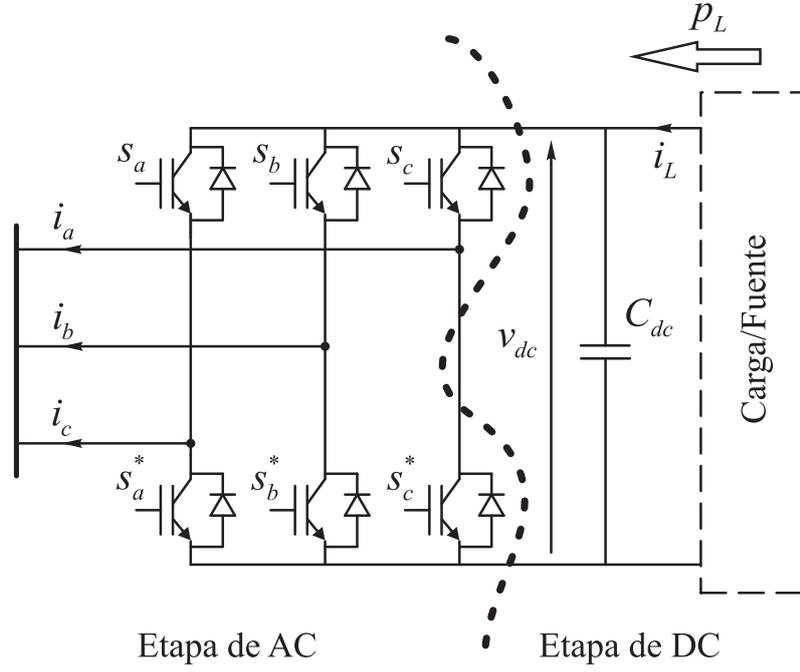


Fig. 2.2: Esquemático con las etapas de alterna y continua de un VSC.

Finalmente, aplicando la transformación de *Park* (A.4), también se puede obtener el modelo del VSC en un marco de referencia rotante d - q ,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - L\omega i_q + \eta_d v_{dc} - v_d, \quad (2.10)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + L\omega i_d + \eta_q v_{dc} - v_q, \quad (2.11)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = -\frac{3}{2}(\eta_d i_d + \eta_q i_q) + i_L. \quad (2.12)$$

Las definiciones de la variables son:

i_α, i_β	Corrientes del lado AC en el marco de referencia α - β [A].
v_α, v_β	Tensiones del lado AC en el marco de referencia α - β [V].
i_d, i_q	Corrientes del lado AC en el marco de referencia d - q [A].
v_d, v_q	Tensiones del lado AC en el marco de referencia d - q [V].
v_{dc}	Tensión de la barra DC [V].
i_L	Corriente entregada, signo positivo (o demandada, signo negativo) por la fuente de DC (carga de DC) [A].
p_L	Potencia entregada, signo positivo (o demandada, signo negativo) por la fuente de DC (carga de DC) [W].
η_α, η_β	Entradas de control en el marco de referencia α - β .
η_d, η_q	Entradas de control en el marco de referencia d - q .
R	Resistencia del reactor de acoplamiento [Ω].
L	Inductancia del reactor de acoplamiento [H].
C_{dc}	Capacitancia en la barra de DC [F].
ω	Frecuencia de la red eléctrica [r/s].

La definición de las siguientes variables será utilizada durante el desarrollo de éste y los próximos capítulos,

$$i_m^2 \triangleq i_\alpha^2 + i_\beta^2, \quad (2.13)$$

$$v_m^2 \triangleq v_\alpha^2 + v_\beta^2, \quad (2.14)$$

$$p_c \triangleq \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta), \quad (2.15)$$

$$q_c \triangleq \frac{3}{2} (v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha), \quad (2.16)$$

$$e_c \triangleq \frac{L}{2} i_m^2 + \frac{C_{dc}}{3} v_{dc}^2, \quad (2.17)$$

donde i_m y v_m son las amplitudes de la corriente y tensión AC, p_c , q_c son la potencia activa y reactiva que fluye desde el convertidor hacia la red eléctrica, y e_c es una función de energía, que será utilizada más adelante en el diseño del controlador.

2.3 Diseño General de un Observador No Lineal de Orden Reducido

2.3.1 Estructura del Observador No Lineal de Orden Reducido

Considérese una clase de sistemas no lineales dados por,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \mathbf{x} + \mathbf{g}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}), \quad (2.18)$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ es el vector de estados y $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ es el vector de entradas, con $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$. El vector de estados es particionado como $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_a \ \mathbf{x}_b]^T$, donde $\mathbf{x}_a \in \mathbb{R}^{n_a \times 1}$ contiene las variables medibles y $\mathbf{x}_b \in \mathbb{R}^{n_b \times 1}$ contiene las variables no medibles, verificándose $n = n_a + n_b$.

A pesar que (2.18) representa una clase particular de sistemas no lineales, muchos ejemplos de sistemas electro-mecánicos pueden ser modelados por esta expresión, como se mostrará a lo largo de los siguientes capítulos. Considerando las definiciones anteriores se puede reescribir (2.18) de la siguiente forma,

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_a \\ \dot{\mathbf{x}}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{N}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) & \mathbf{M}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \\ \mathbf{R}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) & \mathbf{S}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \\ \mathbf{g}_b(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

El sistema dado por (2.19) puede ser dividido en dos sub-sistemas, resultando,

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{M}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a, \quad (2.20)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (2.21)$$

donde, por razones de simplicidad en la notación, se ha omitido la dependencia de las variables.

La idea central del estimador es construir un observador no lineal de orden reducido con dinámica lineal del error. Las principales ventajas del observador de orden reducido propuesto son: *i*) las variables medidas no son estimadas, disminuyendo el costo computacional del algoritmo, y *ii*) la dinámica lineal del error permite conocer precisamente la trayectoria del error de estimación. El procedimiento para diseñar el observador es descrito en los siguientes párrafos. Primero, se propone la siguiente transformación $\mathbf{T} : \mathbb{R}^{n_a} \mapsto \mathbb{R}^p$ para obtener una dinámica lineal del error. Si,

$$\mathbf{w} = \mathbf{T}(\mathbf{x}_a), \quad (2.22)$$

es una transformación suave que depende de los estados medidos, entonces derivando $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ con respecto al tiempo, se tiene,

$$\dot{\mathbf{w}} = \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} (\mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{M}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a). \quad (2.23)$$

De (2.23) es posible escribir,

$$\underbrace{\dot{\mathbf{w}} - \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} (\mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{g}_a)}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}}_{\mathbf{C}} \mathbf{x}_b, \quad (2.24)$$

o en una forma más compacta,

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}_b, \quad (2.25)$$

donde se han definido las siguientes cantidades,

$$\mathbf{y} \triangleq \dot{\mathbf{w}} - \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} (\mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{g}_a), \quad (2.26)$$

$$\mathbf{C} \triangleq \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}. \quad (2.27)$$

La ecuación (2.21) describe la dinámica de las variables no medidas y (2.25) trabaja como la ecuación de salida del nuevo sub-sistema. Entonces se tiene el siguiente sistema,

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (2.28)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}_b. \quad (2.29)$$

Este formato sugiere utilizar la estructura de un observador de Luenberger para construir el estimador. Consecuentemente, la estructura del observador será [79],

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_b = \underbrace{\mathbf{S}\hat{\mathbf{x}}_b + \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{g}_b}_{\text{Término de predicción}} + \underbrace{\mathbf{G}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_b)}_{\text{Término de corrección}}, \quad (2.30)$$

donde $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{n_b \times p}$ es la matriz de ganancias del observador, y el símbolo ($\hat{}$) indica un valor estimado. El término de corrección permite fijar la tasa de convergencia del error de estimación y rechazar incertidumbres paramétricas y dinámica no modelada que aparecen en el término de predicción.

Reemplazando (2.26) y (2.27) en (2.30) se tiene,

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_b = \mathbf{A}_r \hat{\mathbf{x}}_b + \mathbf{B}_r + \mathbf{G}\dot{\mathbf{w}}, \quad (2.31)$$

donde se han definido,

$$\mathbf{A}_r \triangleq \mathbf{S} - \mathbf{G} \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}, \quad (2.32)$$

$$\mathbf{B}_r \triangleq \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{g}_b - \mathbf{G} \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \mathbf{x}_a} (\mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{g}_a). \quad (2.33)$$

Como está planteado el observador, la estimación de \mathbf{x}_b necesita la derivada temporal de \mathbf{w} (ver ecuación (2.31)). Sin embargo, el algoritmo puede ser reformulado para evitar la amplificación del ruido debido a la diferenciación de la variable medida. Para cumplir con este fin, es necesario aplicar una transformación lineal. Definiendo la variable auxiliar,

$$\boldsymbol{\xi} \triangleq \hat{\mathbf{x}}_b - \mathbf{G}\mathbf{w}, \quad (2.34)$$

donde $\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{R}^{n_b \times 1}$, y derivando (2.34) se tiene,

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \dot{\hat{\mathbf{x}}}_b - \mathbf{G}\dot{\mathbf{w}}. \quad (2.35)$$

Reescribiendo (2.31), y considerando (2.35), la estructura del observador está dada por,

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \mathbf{A}_r (\boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{w}) + \mathbf{B}_r, \quad (2.36)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_b = \boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{w}. \quad (2.37)$$

Esta ecuación describe un observador de orden reducido porque sólo los estados desconocidos (\mathbf{x}_b) son estimados. Los observadores de orden reducido permiten disminuir el costo computacional y la influencia del fenómeno de *peaking* [80].

Finalmente, es posible construir el observador implementando las ecuaciones (2.36) y (2.37), donde la transformación $\mathbf{w} = \mathbf{T}(\mathbf{x}_a)$ todavía debe ser elegida. Esta transformación será diseñada en la siguiente sub-sección, con el propósito de obtener una dinámica lineal del error de estimación.

2.3.2 Diseño de la Dinámica Lineal del Error de Estimación

Se define el error de estimación como,

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_b - \hat{\mathbf{x}}_b. \quad (2.38)$$

La dinámica del error de estimación se obtiene restando (2.30) de (2.21),

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}}_b - \dot{\hat{\mathbf{x}}}_b = (\mathbf{S} - \mathbf{GC})(\mathbf{x}_b - \hat{\mathbf{x}}_b) = \mathbf{A}_r \mathbf{e}. \quad (2.39)$$

La ecuación (2.39) muestra que la dinámica del error está caracterizada por la matriz \mathbf{A}_r (ver ecuación (2.32)). Resolviendo el sistemas de ecuaciones diferenciales parciales (Partial Differential Equation - PDE) de la ecuación (2.32), es posible seleccionar $\mathbf{T}(\mathbf{x}_a)$ para obtener una matriz \mathbf{A}_r con elementos constantes y autovalores fijos de un valor arbitrario. En tal caso, el error de estimación converge sobre una trayectoria exponencial. Mediante la resolución de esta PDE se puede calcular la transformación $\mathbf{T}(\mathbf{x}_a)$ utilizando un software de cómputo simbólico, como por ejemplo MAPLE o Mathematica. Nótese que a diferencia de otras propuestas [81–84], donde la dinámica del error de estimación es lineal en un dominio transformado, aquí la convergencia exponencial ocurre en las coordenadas originales de los estados a estimar. Finalmente, los autovalores de la matriz constante \mathbf{A}_r pueden ser seleccionados aplicando técnicas lineales de reubicación de polos, optimización cuadrática, etc. que son bien conocidas.

2.4 Estimación de la Corriente de Carga

Como un caso particular de aplicación se realizará la estimación en un VSC de la corriente de carga y su derivada temporal. Como se mostrará en el siguiente capítulo estas señales son necesarias para realizar un control feedforward que mejore el desempeño. La estima de la corriente de carga permite evitar el uso de un medidor de corriente en la etapa de continua. Al mismo tiempo, en aplicaciones con configuración *back-to-back*, es preferible usar esta estimación para la construcción del controlador, debido a que una carga tipo inversor ocasionaría corrientes de carga con un alto contenido armónico. Para este caso se plantea el modelo dinámico del VSC en un marco de referencia d - q , considerando que la carga en la barra de continua puede ser modelada como una fuente de corriente. Entonces,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - L\omega i_q + \eta_d v_{dc} - v_d, \quad (2.40)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + L\omega i_d + \eta_q v_{dc} - v_q, \quad (2.41)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = -\frac{3}{2}(\eta_d i_d + \eta_q i_q) + i_L. \quad (2.42)$$

Para el diseño del observador se propondrá un modelo de carga. Se considera un modelo de derivada de corriente lentamente variante para la corriente de carga,

$$\dot{i}_L = d_L, \quad (2.43)$$

$$\dot{d}_L = 0, \quad (2.44)$$

donde d_L se utiliza para definir la derivada temporal de la corriente de carga.

El sistema del VSC (ecuaciones (2.40)-(2.42)) más la extensión dinámica que describe la corriente de carga (ecuaciones (2.43)-(2.44)) pueden ser separados en dos sub-sistemas, tal cual se expresa en (2.20) y (2.21). Obteniéndose,

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{M}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}), \quad (2.45)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (2.46)$$

donde $\mathbf{x}_a = [i_d \ i_q \ v_{dc}]^T$ son los estados medidos y $\mathbf{x}_b = [i_L \ d_L]^T$ son los estados a ser estimados. Adicionalmente, se verifican las siguientes definiciones,

$$\begin{aligned} \mathbf{N} &\triangleq \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & \mathbf{M} &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R} &\triangleq \mathbf{0}^{2 \times 3}, & \mathbf{S} &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & \mathbf{u} &\triangleq [\eta_d \ \eta_q]^T, \\ \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) &\triangleq \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(\eta_d v_{dc} - v_d) \\ \frac{1}{L}(\eta_q v_{dc} - v_q) \\ -\frac{3}{2C_{dc}}(\eta_d i_d + \eta_q i_q) \end{bmatrix}, & \mathbf{g}_b &\triangleq \mathbf{0}^{2 \times 1}. \end{aligned} \quad (2.47)$$

El sistema (2.45)-(2.46) coincide con la estructura general planteada en (2.19). Por lo tanto, realizando el procedimiento general desarrollado en la sección anterior, el observador de estados (2.36)-(2.37) puede emplearse para estimar la corriente de carga,

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \mathbf{A}_r(\boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{w}) + \mathbf{B}_r, \quad (2.48)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_b = \boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{w}. \quad (2.49)$$

Expandiendo la expresión (2.48) para el caso particular bajo estudio resulta,

$$\dot{\xi}_1 = \xi_2 - g_1 \xi_1 + \frac{3}{2} g_1 (\eta_d i_d + \eta_q i_q) + (g_2 - g_1^2) C_{dc} v_{dc}, \quad (2.50)$$

$$\dot{\xi}_2 = -g_2 \xi_1 + \frac{3}{2} g_2 (\eta_d i_d + \eta_q i_q) - g_1 g_2 C_{dc} v_{dc}, \quad (2.51)$$

donde la corriente estimada de la carga y su derivada temporal son calculadas de la expresión (2.49) como,

$$\hat{i}_L = \xi_1 + g_1 C_{dc} v_{dc}, \quad (2.52)$$

$$\hat{d}_L = \xi_2 + g_2 C_{dc} v_{dc}, \quad (2.53)$$

donde las constantes g_1 y g_2 son elementos de la matriz de ganancia \mathbf{G} .

De (2.39) se puede ver que la dinámica del error de estimación estará caracterizada por la matriz \mathbf{A}_r (ver ecuación (2.32)). Por lo tanto,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_r &= \mathbf{S} - \mathbf{G} \frac{\partial \mathbf{T}(\mathbf{x}_a)}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}, \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial w}{\partial i_d} & \frac{\partial w}{\partial i_q} & \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{g_1}{C_{dc}} \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} & 1 \\ -\frac{g_2}{C_{dc}} \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Igualando la anterior matriz \mathbf{A}_r a una matriz constante, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales parciales (PDE),

$$-\frac{g_1}{C_{dc}} \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} = -g_1, \quad (2.55)$$

$$-\frac{g_2}{C_{dc}} \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} = -g_2, \quad (2.56)$$

De la particular estructura del sistema (2.55)-(2.56) se puede observar que se debe verificar,

$$\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} = C_{dc}. \quad (2.57)$$

De esta manera, se obtiene la siguiente transformación,

$$w = \mathbf{T}(\mathbf{x}_a) \triangleq C_{dc}v_{dc}. \quad (2.58)$$

Aunque en este caso particular la transformación resulta ser proporcional a la medición de tensión DC, como se verá más adelante esta transformación puede dar resultados menos intuitivos. La dinámica del error de estimación resultante es lineal y esta gobernada por la expresión,

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_r \mathbf{e} = \begin{bmatrix} -g_1 & 1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e}, \quad (2.59)$$

donde el error de estimación esta definido como,

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} (i_L - \hat{i}_L) & (d_L - \hat{d}_L) \end{bmatrix}^T. \quad (2.60)$$

Por lo tanto, la matriz de ganancias puede ser elegida a través de técnicas lineales de diseño.

2.5 Estimación de la Potencia de Carga

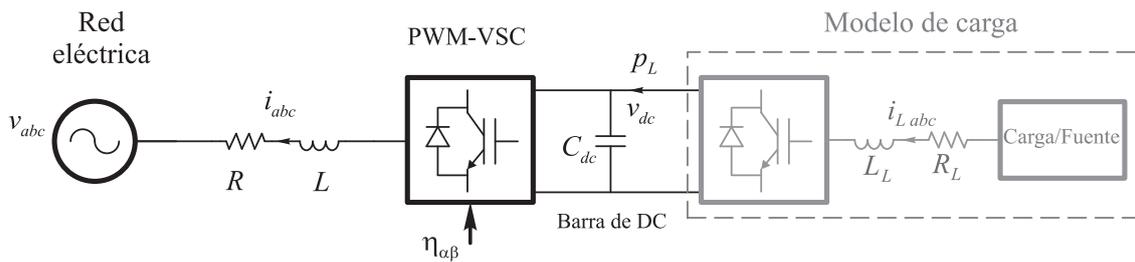


Fig. 2.3: Circuito eléctrico de un VSC trifásico, y el modelo de la carga.

En esta sección se considera un VSC conectado a una carga de DC que puede ser modelada como una fuente de potencia. Este tipo de modelo se ajusta mejor al comportamiento real del VSC cuando se utiliza un inversor como carga en la

etapa de continua (configuración *back-to-back*), la cual es frecuente en aplicaciones industriales (ver Fig. 2.3). Bajo esta hipótesis y con la idea de construir una compensación feedforward que mejore el desempeño transitorio del VSC, se diseñará un observador de la potencia de carga y su derivada temporal. El modelo del VSC en un marco rotante d - q , con una carga DC tipo fuente de potencia puede ser escrito como,

$$L\dot{i}_d = -Ri_d - L\omega i_q + \eta_d v_{dc} - v_d, \quad (2.61)$$

$$L\dot{i}_q = -Ri_q + L\omega i_d + \eta_q v_{dc} - v_q, \quad (2.62)$$

$$C_{dc}\dot{v}_{dc} = -\frac{3}{2}(\eta_d i_d + \eta_q i_q) + \frac{p_L}{v_{dc}}. \quad (2.63)$$

Para la potencia de carga se considera un modelo de derivada de potencia lentamente variante,

$$\dot{p}_L = d_L, \quad (2.64)$$

$$\dot{d}_L = 0, \quad (2.65)$$

donde d_L se utiliza para definir la derivada temporal de la potencia de carga.

El sistema del VSC (ecuaciones (2.61)-(2.63)) más la extensión dinámica que describe la potencia de carga (ecuaciones (2.64)-(2.65)) pueden ser separados en dos sub-sistemas tal cual lo expresado en (2.20) y (2.21), obteniéndose

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{M}(\mathbf{x}_a)\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}), \quad (2.66)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (2.67)$$

donde $\mathbf{x}_a = [i_d \ i_q \ v_{dc}]^T$ son los estados medidos y $\mathbf{x}_b = [p_L \ d_L]^T$ son los estados a ser

estimados. Adicionalmente, se verifican las siguientes definiciones,

$$\begin{aligned}
\mathbf{N} &\triangleq \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & \mathbf{M}(\mathbf{x}_a) &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{R} &\triangleq \mathbf{0}^{2 \times 3}, & \mathbf{S} &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & \mathbf{u} &\triangleq \begin{bmatrix} \eta_d & \eta_q \end{bmatrix}^T, \\
\mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) &\triangleq \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(\eta_d v_{dc} - v_d) \\ \frac{1}{L}(\eta_q v_{dc} - v_q) \\ -\frac{3}{2C_{dc}}(\eta_d i_d + \eta_q i_q) \end{bmatrix}, & \mathbf{g}_b &\triangleq \mathbf{0}^{2 \times 1}.
\end{aligned} \tag{2.68}$$

De (2.39) se puede ver que la dinámica del error de estimación estará caracterizada por la matriz \mathbf{A}_r (ver ecuación (2.32)). Por lo tanto,

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_r &= \mathbf{S} - \mathbf{G} \frac{\partial \mathbf{T}(\mathbf{x}_a)}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}, \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial w}{\partial i_d} & \frac{\partial w}{\partial i_q} & \frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \frac{g_1}{C_{dc}v_{dc}} & 1 \\ -\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \frac{g_2}{C_{dc}v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{2.69}$$

Igualando la anterior matriz \mathbf{A}_r a una matriz constante, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales parciales,

$$-\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \frac{g_1}{C_{dc}v_{dc}} = -g_1, \tag{2.70}$$

$$-\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} \frac{g_2}{C_{dc}v_{dc}} = -g_2. \tag{2.71}$$

De la particular estructura del sistema (2.70)-(2.71) se puede observar que se debe verificar,

$$\frac{\partial w}{\partial v_{dc}} = C_{dc} v_{dc}. \quad (2.72)$$

De esta manera, se obtiene la siguiente transformación,

$$w = \mathbf{T}(\mathbf{x}_a) \triangleq \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2. \quad (2.73)$$

Mediante esta transformación se logra tener una dinámica lineal del error y por lo tanto, la convergencia del error de estimación seguirá una trayectoria exponencial. Además, es posible elegir ganancias constantes para fijar la tasa de convergencia del observador.

Aplicando la estructura general del observador, ecuación (2.36), para este caso particular se obtiene

$$\dot{\xi}_1 = -g_1 \xi_1 + \xi_2 + \frac{3g_1 v_{dc}}{2} (\eta_d^{i_d} + \eta_q^{i_q}) + \frac{C_{dc}}{2} (g_2 - g_1^2) v_{dc}^2, \quad (2.74)$$

$$\dot{\xi}_2 = -g_2 \left(\xi_1 + \frac{C_{dc}}{2} g_1 v_{dc}^2 - \frac{3v_{dc}}{2} (\eta_d^{i_d} + \eta_q^{i_q}) \right), \quad (2.75)$$

donde la potencia estimada de la carga y su derivada temporal son calculadas de la expresión (2.37) como

$$\hat{p}_L = \xi_1 + \frac{g_1}{2} C_{dc} v_{dc}^2, \quad (2.76)$$

$$\hat{d}_L = \xi_2 + \frac{g_2}{2} C_{dc} v_{dc}^2. \quad (2.77)$$

Los escalares g_1 y g_2 son elementos de la matriz de ganancia \mathbf{G} . A pesar que la estructura del observador es no lineal, la dinámica del error de estimación es lineal y se encuentra gobernada por la siguiente expresión lineal,

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_r \mathbf{e} = \begin{bmatrix} -g_1 & 1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e}. \quad (2.78)$$

Esta última expresión se obtiene por reemplazar (2.73) y (2.32) en (2.39). La elección de la transformación de salida (2.73) es clave para obtener la simple dinámica lineal del error dada por (2.78). Además, el error de estimación $\mathbf{e} =$

$\begin{bmatrix} (p_L - \hat{p}_L) & (d_L - \hat{d}_L) \end{bmatrix}^T$ se encuentra en las coordenadas originales. Con lo cual la dinámica lineal y convergencia exponencial son garantizadas en los estados reales que son estimados.

Finalmente, se puede comentar que las ganancias constantes g_1 y g_2 en (2.78) se pueden calcular aplicando técnicas lineales, como por ejemplo reubicación de polos u optimización cuadrática, y de esta manera obtener una tasa de convergencia exponencial global (por ejemplo, $\text{Re}\{\lambda_i(\mathbf{A}_r)\} < 0$). Un hecho interesante a resaltar del observador propuesto es que la transformación no lineal de la medición de tensión DC (2.73), logra superar la no linealidad presente en un VSC cuando tiene conectada una carga tipo fuente de potencia en la barra de continua.

2.6 Estimación de la Potencia de Carga y Tensión AC

Finalmente, continuando con la línea desarrollada anteriormente, en esta sección se diseñará un observador para estimar, simultáneamente, tanto la potencia de carga como las tensiones AC de la red eléctrica.

Para estimar las tensiones AC y la potencia de carga, se desarrollará un modelo dinámico para ambas variables. Nótese que las tensiones AC en el marco de referencia α - β pueden ser escritas en función de su amplitud y fase como,

$$v_\alpha = v_m \sin \theta, \quad (2.79)$$

$$v_\beta = v_m \cos \theta. \quad (2.80)$$

Derivando (2.79) y (2.80) se obtiene,

$$\dot{v}_\alpha = v_m \omega_0 \cos \theta = \omega_0 v_\beta, \quad (2.81)$$

$$\dot{v}_\beta = -v_m \omega_0 \sin \theta = -\omega_0 v_\alpha, \quad (2.82)$$

donde $\dot{\theta} = \omega_0$ es la frecuencia de la red eléctrica.

En las siguientes líneas se introduce el diseño del observador de orden reducido con dinámica lineal del error utilizado para estimar v_α , v_β , p_L y d_L . Nótese que el modelo del VSC con carga modelada como fuente de potencia (ecuaciones (2.7)-(2.9)), modelo de la carga de potencia (ecuaciones (2.64)-(2.65)), más la extensión dinámica que describe las tensiones AC (ecuaciones (2.81)-(2.82)) pueden ser particionados en dos sub-sistemas, resultando,

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{M}(\mathbf{x}_a)\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}), \quad (2.83)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (2.84)$$

con,

$$\mathbf{x}_a \triangleq \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & v_{dc} \end{bmatrix}^T, \quad (2.85)$$

$$\mathbf{x}_b \triangleq \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & p_L & d_L \end{bmatrix}^T, \quad (2.86)$$

donde $\mathbf{x}_a = [i_\alpha \ i_\beta \ v_{dc}]^T$ son los estados medidos y $\mathbf{x}_b = [v_\alpha \ v_\beta \ p_L \ d_L]^T$ son los estados

a ser estimados. Además, valen las siguientes definiciones,

$$\mathbf{N} \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.87)$$

$$\mathbf{M}(\mathbf{x}_a) \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.88)$$

$$\mathbf{R} \triangleq \mathbf{0}^{4 \times 3}, \quad (2.89)$$

$$\mathbf{S} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.90)$$

$$\mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\eta_\alpha v_{dc}}{L} \\ \frac{\eta_\beta v_{dc}}{L} \\ -\frac{3}{2C_{dc}}(\eta_\alpha i_\alpha + \eta_\beta i_\beta) \end{bmatrix}, \quad (2.91)$$

$$\mathbf{g}_b \triangleq \mathbf{0}^{4 \times 1}. \quad (2.92)$$

Nótese que \mathbf{x}_b contiene los estados a ser estimados, y \mathbf{x}_a es un vector que contiene las variables medidas. De (2.84) y (2.89),(2.90) es claro que \mathbf{x}_a y \mathbf{x}_b están relacionados en una forma lineal. Sin embargo, la información disponible en la derivada temporal $\dot{\mathbf{x}}_a$ (2.83), puede ser usada para construir el término de corrección de un observador. Aunque debe tenerse en cuenta que en la ecuación (2.83) \mathbf{x}_a y \mathbf{x}_b están relacionados de una forma no lineal.

Análogamente a lo desarrollado en las secciones anteriores, la dinámica del error de estimación (2.39) estará caracterizada por la matriz \mathbf{A}_r ,

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_r &= \mathbf{S} - \mathbf{G} \frac{\partial \mathbf{T}(\mathbf{x}_a)}{\partial \mathbf{x}_a} \mathbf{M}, \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_v & 0 & 0 \\ 0 & g_v & 0 \\ 0 & 0 & g_p \\ 0 & 0 & g_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial w_1}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial w_1}{\partial i_\beta} & \frac{\partial w_1}{\partial v_{dc}} \\ \frac{\partial w_2}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial w_2}{\partial i_\beta} & \frac{\partial w_2}{\partial v_{dc}} \\ \frac{\partial w_3}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial w_3}{\partial i_\beta} & \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}v_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\alpha} & \omega_0 + \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\beta} & -\frac{g_v}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_1}{\partial v_{dc}} & 0 \\ \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\alpha} - \omega_0 & \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\beta} & -\frac{g_v}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_2}{\partial v_{dc}} & 0 \\ \frac{g_p}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\alpha} & \frac{g_p}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\beta} & -\frac{g_p}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} & 1 \\ \frac{g_d}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\alpha} & \frac{g_d}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\beta} & -\frac{g_d}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} & 0 \end{bmatrix},
 \end{aligned}$$

Igualando la anterior matriz \mathbf{A}_r a una matriz deseada de autovalores constantes resulta,

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\alpha} & \omega_0 + \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\beta} & -\frac{g_v}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_1}{\partial v_{dc}} & 0 \\ \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\alpha} - \omega_0 & \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\beta} & -\frac{g_v}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_2}{\partial v_{dc}} & 0 \\ \frac{g_p}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\alpha} & \frac{g_p}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\beta} & -\frac{g_p}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} & 1 \\ \frac{g_d}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\alpha} & \frac{g_d}{L} \frac{\partial w_3}{\partial i_\beta} & -\frac{g_d}{C_{dc}v_{dc}} \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_v & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -g_p & 1 \\ 0 & 0 & -g_d & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.93)$$

Igualando elemento a elemento las matrices de la ecuación (2.93), y descartando los linealmente dependientes, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales parciales,

$$-\frac{1}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\alpha} = 1, \quad (2.94)$$

$$\omega_0 + \frac{g_v}{L} \frac{\partial w_1}{\partial i_\beta} = 0, \quad (2.95)$$

$$\frac{g_v}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\alpha} - \omega_0 = 0, \quad (2.96)$$

$$-\frac{1}{L} \frac{\partial w_2}{\partial i_\beta} = 1, \quad (2.97)$$

$$\frac{1}{C_{dc} v_{dc}} \frac{\partial w_3}{\partial v_{dc}} = 1, \quad (2.98)$$

Al resolver el anterior sistema PDE se puede obtener como solución la siguiente transformación \mathbf{T} ,

$$\mathbf{w} = \mathbf{T}(\mathbf{x}_a) \triangleq \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L \left(i_\alpha + \frac{\omega_0 i_\beta}{g_v} \right) \\ -L \left(i_\beta - \frac{\omega_0 i_\alpha}{g_v} \right) \\ \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \end{bmatrix}. \quad (2.99)$$

A pesar que la estructura del observador es no lineal, la dinámica del error es lineal y está regida por la siguiente expresión lineal,

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_r \mathbf{e} = \left[\begin{array}{cc|cc} -g_v & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_v & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & -g_p & 1 \\ 0 & 0 & -g_d & 0 \end{array} \right] \begin{bmatrix} e_{v_\alpha} \\ e_{v_\beta} \\ e_{p_L} \\ e_{d_L} \end{bmatrix}, \quad (2.100)$$

la cual es obtenida reemplazado (2.99) y (2.32) en (2.39), donde el vector de error está dado por,

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_{v_\alpha} & e_{v_\beta} & e_{p_L} & e_{d_L} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_\alpha - \hat{v}_\alpha & v_\beta - \hat{v}_\beta & p_L - \hat{p}_L & d_L - \hat{d}_L \end{bmatrix}^T. \quad (2.101)$$

La elección de la transformación de salida (2.99) es esencial para obtener la dinámica lineal del error dada por (2.100). Las ganancias constantes que deben ser diseñadas están dadas por los escalares g_v , g_p , y g_d que son los elementos de

la matriz \mathbf{G} . Además, las estimaciones de tensiones AC y potencia de la carga son estimadas desacopladamente (ver sistema (2.100)). Por lo tanto, cambios en la potencia demandada no afectarán la estimación de tensiones AC y viceversa.

Aplicando esta técnica al caso particular bajo estudio, el observador obtenido a través de (2.36) y (2.37) resulta,

$$\dot{\xi}_1 = g_v(-\xi_1 + \Gamma_2) + \Gamma_1\omega_0, \quad (2.102)$$

$$\dot{\xi}_2 = g_v(-\xi_2 + \Gamma_1) - \Gamma_2\omega_0, \quad (2.103)$$

$$\dot{\xi}_3 = \xi_4 - \xi_3 g_p + \frac{v_{dc}}{2} ((g_d - g_p^2) C_{dc} v_{dc} + 3g_p \Gamma_3), \quad (2.104)$$

$$\dot{\xi}_4 = -g_d \left(\xi_3 + \frac{v_{dc}}{2} (g_p C_{dc} v_{dc} - 3\Gamma_3) \right), \quad (2.105)$$

donde las variables estimadas son calculadas como,

$$\hat{v}_\alpha = \xi_1 - L(g_v i_\alpha + \omega_0 i_\beta), \quad (2.106)$$

$$\hat{v}_\beta = \xi_2 - L(g_v i_\beta - \omega_0 i_\alpha), \quad (2.107)$$

$$\hat{p}_L = \xi_3 + \frac{g_p}{2} C_{dc} v_{dc}^2, \quad (2.108)$$

$$\hat{d}_L = \xi_4 + \frac{g_d}{2} C_{dc} v_{dc}^2, \quad (2.109)$$

y se han definido las siguientes variables intermedias,

$$\Gamma_1 \triangleq (g_v L - R) i_\beta + \eta_\beta v_{dc}, \quad (2.110)$$

$$\Gamma_2 \triangleq (g_v L - R) i_\alpha + \eta_\alpha v_{dc}, \quad (2.111)$$

$$\Gamma_3 \triangleq \eta_\alpha i_\alpha + \eta_\beta i_\beta. \quad (2.112)$$

Este último observador de estados será utilizado en el próximo capítulo para construir un controlador de alto desempeño con un reducido número de medidores.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se presentó un esquema que permite reducir el hardware utilizado en convertidores de fuente de tensión. La estrategia propuesta permite reducir

el número de medidores necesarios para implementar el controlador. La principal ventaja de los estimadores propuestos es que presentan una dinámica del error de estimación lineal. La eliminación de medidores permite obtener una implementación más confiable, barata y de menor tamaño.

Capítulo 3

Control del VSC con un Reducido Número de Medidores

3.1 Introducción

En este capítulo se construirá una ley de control empleando linealización por realimentación entrada-salida. La característica distintiva principal, es que las salidas seleccionadas serán una función de energía y la potencia reactiva del convertidor. Esta característica es de suma importancia, ya que permite diseñar una estrategia de control que logra un comportamiento más rápido y con mejor rechazo a las perturbaciones que la mayoría de las propuestas que pueden encontrarse en la literatura.

Con la elección de estas salidas es posible construir un controlador que no presenta dinámica de los ceros, lográndose una linealización exacta completa. Cuando se seleccionan como salida las corrientes, caso típico en muchos de los controladores propuestos por otros autores, la linealización exacta no es completa, quedando como remanente una dinámica de los ceros que es de fase no mínima. A grandes rasgos, aunque el sistema es no lineal, un razonamiento similar al lineal puede utilizarse en el análisis del sistema controlado. Esto es, no es posible construir

controladores de alta ganancia, elevando demasiado el valor de la misma, pues al existir un comportamiento de fase no mínima el sistema tiende a inestabilizarse para altas ganancias. Esto disminuye el desempeño en el seguimiento de trayectorias y el rechazo a perturbaciones.

La propuesta de diseño del controlador presentado en esta tesis, se completa con una compensación feedforward que emplea las estimaciones de la potencia de carga y su derivada temporal. Esto da origen a un nuevo controlador, que es la combinación de una estrategia no lineal de realimentación, más una compensación feedforward de las estimas de la potencia de carga y las tensiones AC [77]. Las estimaciones se obtienen utilizando el observador no lineal de orden reducido propuesto en el capítulo anterior. Con esta estrategia se logra obtener un controlador que mejora el desempeño en presencia de cambios de carga y en caso de tener que seguir trayectorias de los estados y que además, utiliza un número reducido de sensores.

3.2 Estrategia de Control sin Dinámica Interna

3.2.1 Control Basado en Linealización por Realimentación y Transformación

La estrategia de control que se aplicará será una linealización por realimentación y transformación [85,86], la cual presenta como salidas planas una función de energía y la potencia reactiva del VSC. Esta selección no coincide con lo que, generalmente, se encuentra en la literatura, cuando esta técnica se emplea para controlar el VSC. En la mayoría de los casos, se diseña un lazo interno de control de corriente y se incluye un lazo externo en cascada para el control de la dinámica interna representada por la tensión DC. El propósito de nuestra elección es evitar la dinámica interna eligiendo salidas con grado relativo total [86]. Esta estrategia permite una respuesta dinámica más rápida de la tensión DC. Cuando las corrientes son seleccionadas como salidas,

el grado relativo total es igual a dos. Sin embargo, el orden del modelo es tres y consecuentemente, aparece una dinámica interna. Por este motivo, es importante considerar la selección de otras salidas, para obtener una ley de control sin dinámica interna ni simplificaciones en el modelo. La propuesta consiste en elegir salidas que permitan obtener un grado relativo total igual a tres. Con este fin, una función de energía e_c (grado relativo parcial igual a dos) se selecciona como salida. La tensión DC será controlada utilizando esta salida de energía. Además, la potencia reactiva q_c del convertidor (grado relativo parcial igual a uno) será controlada para mantener el factor de potencia. Eligiendo estas dos salidas en la linealización exacta, el grado relativo total es igual a tres.

De esta manera se obtiene una linealización exacta completa y pueden diseñarse controladores para dos lazos lineales desacoplados, evitando la dinámica interna, lo que resulta de gran interés ya que es posible aumentar la ganancia del controlador sin inestabilizar el lazo cerrado. Por lo tanto, se obtiene un control más rápido frente a controladores tradicionales que emplean el control en cascada.

A continuación, se calculará la ley de control suponiendo que se encuentran disponibles todos los estados y señales que se necesitan para su implementación. Sin embargo, para poder disminuir el número de medidores el controlador propuesto utilizará las estimas de los estados v_α , v_β , p_L y d_L , cuyos valores fueron calculados en el capítulo anterior.

El modelo del VSC (ecuaciones (2.7)-(2.9)), cargado con una carga tipo potencia (ecuaciones (2.64)-(2.65)), y la extensión dinámica del modelo de la red eléctrica (ecuaciones (2.81)-(2.82)) pueden ser escritos como,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u}, \quad (3.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}), \quad (3.2)$$

donde,

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}(Ri_\alpha + v_\alpha) \\ -\frac{1}{L}(Ri_\beta + v_\beta) \\ \frac{pL}{C_{dc}v_{dc}} \\ \omega_0 v_\beta \\ -\omega_0 v_\alpha \\ d_L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 & \mathbf{g}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L} \\ -\frac{3i_\alpha}{2C_{dc}} & -\frac{3i_\beta}{2C_{dc}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) \triangleq \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_c \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L}{2}i_m^2 + \frac{C_{dc}}{3}v_{dc}^2 \\ \frac{3}{2}(v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{x} \triangleq \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & v_{dc} & v_\alpha & v_\beta & p_L & d_L \end{bmatrix}^T, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{y} \triangleq \begin{bmatrix} e_c & q_c \end{bmatrix}^T, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{u} \triangleq \begin{bmatrix} \eta_\alpha & \eta_\beta \end{bmatrix}^T, \quad (3.8)$$

donde \mathbf{x} , \mathbf{y} , y \mathbf{u} son los vectores de estados, salidas y entradas del sistema no lineal, respectivamente.

La linealización entrada-salida de sistemas multi-entrada multi-salida se obtiene, diferenciando la salida y_i hasta que una entrada aparezca explícitamente. Se supondrá que r_i (*grado relativo parcial*) es el entero más pequeño, tal que al menos una de las entradas aparezca en $y_i^{(r_i)}$, en este último punto se detiene la diferenciación

porque alguna de las derivadas $L_{\mathbf{g}_j} L_{\mathbf{f}}^{r_i-1} h_i$ es distinta de cero, o sea que apareció una de las entradas de control explícitamente. Mientras que el *grado relativo total o vectorial* esta dado por la suma de todos los grados relativos parciales $r = \sum_{i=1}^m r_i$. Por lo tanto, realizando este procedimiento para las m salidas se obtiene la siguiente ecuación matricial [86],

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}}^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_{\mathbf{f}}^{r_m} h_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\mathbf{g}_1} L_{\mathbf{f}}^{r_1-1} h_1 & \cdots & L_{\mathbf{g}_m} L_{\mathbf{f}}^{r_1-1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{\mathbf{g}_1} L_{\mathbf{f}}^{r_m-1} h_m & \cdots & L_{\mathbf{g}_m} L_{\mathbf{f}}^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Esta expresión presenta una notación simplificada, utilizando la derivada de Lie donde, $L_{\mathbf{f}}^n h$ es la derivada de Lie de h de orden n con respecto a \mathbf{f} , y se verifica [86],

$$L_{\mathbf{f}}^n h = \frac{\partial L_{\mathbf{f}}^{n-1} h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}, \quad (3.10)$$

$$L_{\mathbf{f}}^0 h = h. \quad (3.11)$$

A partir del sistema (3.9) se puede obtener el vector de entradas de control auxiliar, definiendo la siguiente matriz \mathbf{E} y los vectores \mathbf{v} y $\boldsymbol{\alpha}$ como,

$$\mathbf{v}^{m \times 1} = \boldsymbol{\alpha}^{m \times 1}(\mathbf{x}) + \mathbf{E}^{m \times m}(\mathbf{x}) \mathbf{u}^{m \times 1}, \quad (3.12)$$

Además, si $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ es una matriz invertible, a partir de (3.12), se puede obtener la *ley de control desacoplante* como,

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) (\mathbf{v} - \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x})), \quad (3.13)$$

de esta manera se obtienen m ecuaciones de la simple forma,

$$y_i^{(r_i)} = v_i. \quad (3.14)$$

Cuando el grado relativo total r coincide con el orden del sistema n , la ley de control (3.13) logra una linealización entrada-salida. Entonces, no existirá dinámica interna, y el problema de controlar el sistema original que es no lineal, se reduce a controlar

el sistema lineal desacoplado (3.14) sin preocuparse por la estabilidad o inestabilidad de la dinámica interna.

Aplicando la ecuación (3.13) al caso bajo estudio, el VSC, se tiene (ecuación (6.96) en [86]),

$$\begin{bmatrix} \eta_\alpha & \eta_\beta \end{bmatrix}^T = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) \left(\begin{bmatrix} u_e & u_q \end{bmatrix}^T - \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) \right), \quad (3.15)$$

donde,

$$\mathbf{E} \triangleq \begin{bmatrix} L_{\mathbf{g}_1} L_{\mathbf{f}} h_1 & L_{\mathbf{g}_2} L_{\mathbf{f}} h_1 \\ L_{\mathbf{g}_1} h_2 & L_{\mathbf{g}_2} h_2 \end{bmatrix} = -v_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2Ri_\alpha + v_\alpha}{L} & \frac{2Ri_\beta + v_\beta}{L} \\ \frac{3v_\beta}{2L} & \frac{-3v_\alpha}{2L} \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

$$\boldsymbol{\alpha} \triangleq \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}}^2 h_1 \\ L_{\mathbf{f}} h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2R(p_c + Ri_m^2) + v_m^2}{L} + \omega_0 \frac{2}{3} q_c + \frac{2}{3} d_L \\ -\frac{Rq_c}{L} + \omega_0 p_c \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

donde se han utilizado las definiciones presentadas en las ecuaciones (2.13)-(2.16).

Las señales de disparo de llaves para el VSC son obtenidas con un modulador por ancho de pulso con entradas η_α y η_β . Por ejemplo, la amplitud y fase necesarias para una modulación por vector espacial (Space-Vector Modulation, SVM) pueden ser calculadas como [87],

$$m_a = \sqrt{\eta_\alpha^2 + \eta_\beta^2}, \quad (3.18)$$

$$\delta = \arctan(\eta_\alpha, \eta_\beta). \quad (3.19)$$

Nótese que la matriz $\mathbf{E}(\mathbf{x})$ es singular cuando,

$$\mu = \left(\frac{4R}{3} p_c + v_m^2 \right) v_{dc} \quad (3.20)$$

es igual a cero. Sin embargo, un meticuloso análisis de los valores de las variables que componen la función μ permite determinar que ésta es distinta de cero en todo el rango de operación del convertidor. En el reactor de acoplamiento, la caída resistiva es despreciable frente a la tensión de la red, particularmente para reactores de gran potencia. Debido a esto se verifica $\frac{4R}{3} p_c \ll v_m^2$, y por consiguiente $\mu \gg 0$.

Utilizando (3.15) el sistema en el dominio transformado es lineal y desacoplado,

$$\ddot{e}_c = u_e, \quad (3.21)$$

$$\dot{q}_c = u_q. \quad (3.22)$$

Entonces, es posible emplear técnicas de control lineal para diseñar las entradas de control auxiliar u_e y u_q . Esto se realizará en las secciones siguientes.

3.2.2 Control de la Potencia Reactiva

El factor de potencia del convertidor será controlado a través de la salida q_c . Se define el siguiente error de seguimiento de la potencia reactiva,

$$e_q \triangleq q_c - q_c^*, \quad (3.23)$$

donde el símbolo (*) es utilizado para indicar un valor de referencia.

Ya que el grado relativo de q_c es uno, entonces se elegirá una dinámica del error de seguimiento de primer orden [88],

$$\dot{e}_q + \gamma_1 e_q + \gamma_2 \int_0^t e_q dt = 0, \quad (3.24)$$

donde un término integral ha sido incluido para dar robustez contra incertidumbres paramétricas. Reemplazando (3.23) en (3.24) resulta,

$$(\dot{q}_c - \dot{q}_c^*) + \gamma_1 (q_c - q_c^*) + \gamma_2 \int_0^t (q_c - q_c^*) dt = 0. \quad (3.25)$$

Luego considerando (3.22) se puede escribir la siguiente ecuación,

$$(u_q - \dot{q}_c^*) + \gamma_1 (q_c - q_c^*) + \gamma_2 \int_0^t (q_c - q_c^*) dt = 0. \quad (3.26)$$

Finalmente, el valor del control auxiliar u_q es calculado de (3.26), obteniéndose,

$$u_q = \dot{q}_c^* - \gamma_1 (q_c - q_c^*) - \gamma_2 \int_0^t (q_c - q_c^*) dt, \quad (3.27)$$

donde el valor de referencia es elegido como cero ($q_c^* = 0$) para garantizar un factor de potencia unitario. Las ganancias constantes γ_1 y γ_2 pueden ser diseñadas utilizando técnicas lineales (por ejemplo, asignación de autovalores o LQR).

3.2.3 Control de la Tensión de la Barra DC

La tensión DC (v_{dc}) es controlada a través de la función de energía e_c . Se define el error de seguimiento como,

$$e_e \triangleq e_c - e_c^*. \quad (3.28)$$

Considerando que el grado relativo de e_c es dos, entonces se elige una dinámica del error de seguimiento de segundo orden,

$$\ddot{e}_e + \lambda_1 \dot{e}_e + \lambda_2 e_e = 0. \quad (3.29)$$

Luego, siguiendo el mismo procedimiento anterior, el valor del control auxiliar u_e resulta,

$$u_e = \ddot{e}_c^* - \lambda_1 (\dot{e}_c - \dot{e}_c^*) - \lambda_2 (e_c - e_c^*), \quad (3.30)$$

donde se utilizó (3.21).

Las siguientes igualdades pueden ser obtenidas de la definición de la función de energía e_c , balance de potencia, y condición de factor de potencia unitario,

$$e_c^* = \frac{L}{2} i_m^{*2} + \frac{C_{dc}}{3} v_{dc}^{*2}, \quad (3.31)$$

$$0 = \frac{2}{3} p_L - R i_m^{*2} - p_c^*, \quad (3.32)$$

$$q_c^* = 0. \quad (3.33)$$

Estas ecuaciones son utilizadas para despejar la referencia de energía necesaria para mantener la tensión DC en un valor deseado. Entonces,

$$e_c^* = \frac{L}{2} \left(\sqrt{\left(\frac{v_m}{2R}\right)^2 + \frac{2p_L}{3R}} - \frac{v_m}{2R} \right)^2 + \frac{C_{dc}}{3} v_{dc}^{*2}, \quad (3.34)$$

donde v_{dc}^* es la referencia deseada de tensión DC.

Un diagrama en bloques ilustrando la estrategia de control propuesta con la estimación de estados se muestra en la Figura 3.1.

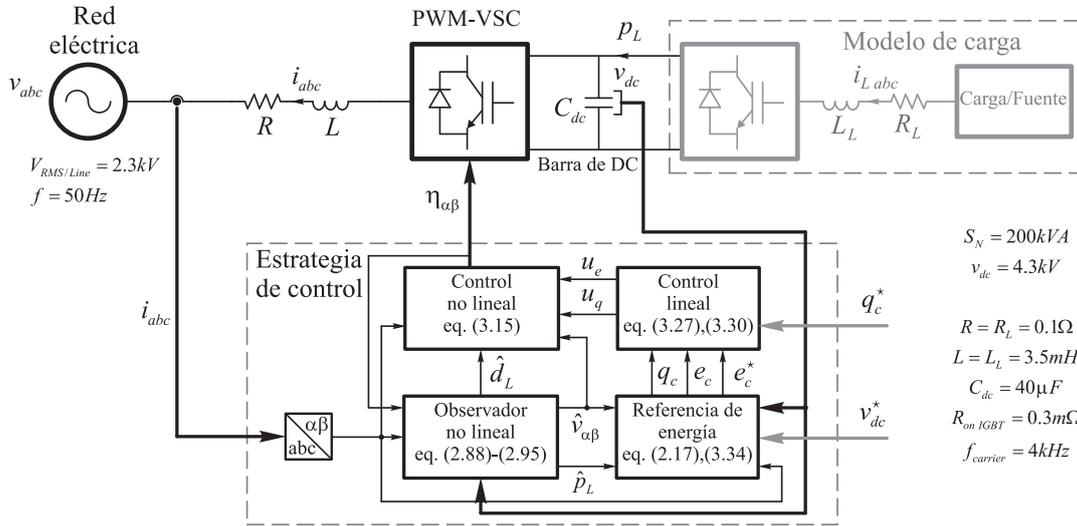


Fig. 3.1: Diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta.

La estrategia propuesta es una ley no lineal donde se incluyen estimas que provienen de un observador. En el caso lineal, la estabilidad de lazo cerrado (el controlador basado en observador más la planta) es garantizada utilizando el Teorema de Separación [88]. Consecuentemente, la ley de control y tasa de convergencia del observador se pueden fijar independientemente. Como el teorema de separación no es válido en el caso no lineal, cuando elegimos las ganancias del observador se deben considerar algunas condiciones adicionales para garantizar estabilidad. Algunos investigadores establecen condiciones suficientes para garantizar convergencia asintótica en el caso no lineal (ver por ejemplo, [89–91]). En nuestro caso, el observador puede ser diseñado de la siguiente manera: la estrategia de control no lineal se calcula suponiendo que los estados reales están disponibles; entonces, las ganancias del observador son seleccionadas para satisfacer las condiciones suficientes presentadas en [92]. Estas condiciones establecen, para el caso no lineal, qué tan rápida debe ser la convergencia del observador para poder garantizar la estabilidad de lazo cerrado.

3.3 Evaluación de Desempeño

En esta sección se presentarán una serie de ensayos para evaluar el desempeño del controlador propuesto. El sistema, el convertidor y la estrategia de control son implementados a través del toolbox SimPowerSystems de SIMULINK/MATLAB™. Los parámetros del sistema se muestran en el diagrama general presentado en la Figura 3.1.

Los parámetros del controlador $\gamma = [\gamma_1 \ \gamma_2]$ y $\lambda = [\lambda_1 \ \lambda_2]$ pueden ser independientemente diseñados, ya que ellos fijan la convergencia del error de seguimiento de la energía del convertidor y de la potencia reactiva, las cuales son desacopladas por la estrategia de control. Adicionalmente, después de la linealización exacta, los lazos lineales resultantes pueden ser diseñados a través de técnicas lineales clásicas como por ejemplo: control cuadrático (LQR), asignación de autovalores o reubicación de polos. Esta última técnica fue elegida en nuestra selección paramétrica obteniéndose las siguientes constantes del controlador: $\gamma_1 = 1000$, $\gamma_2 = 5000$, $\lambda_1 = 3000$ y $\lambda_2 = 22.5 \times 10^5$. Por otro lado, las ganancias del observador se deben diseñar cuidadosamente, tal que la dinámica del observador no interactúe con la dinámica del controlador. Por lo tanto, la dinámica del observador tiene que ser elegida, como mínimo, de cinco a diez veces más rápida que la dinámica del controlador. Esto resulta en las siguientes constantes para el observador: $g_v = 650$, $g_p = 1368.7$ y $g_d = 8.36 \times 10^5$.

3.3.1 Comportamiento Dinámico en Presencia de Cambios de Carga

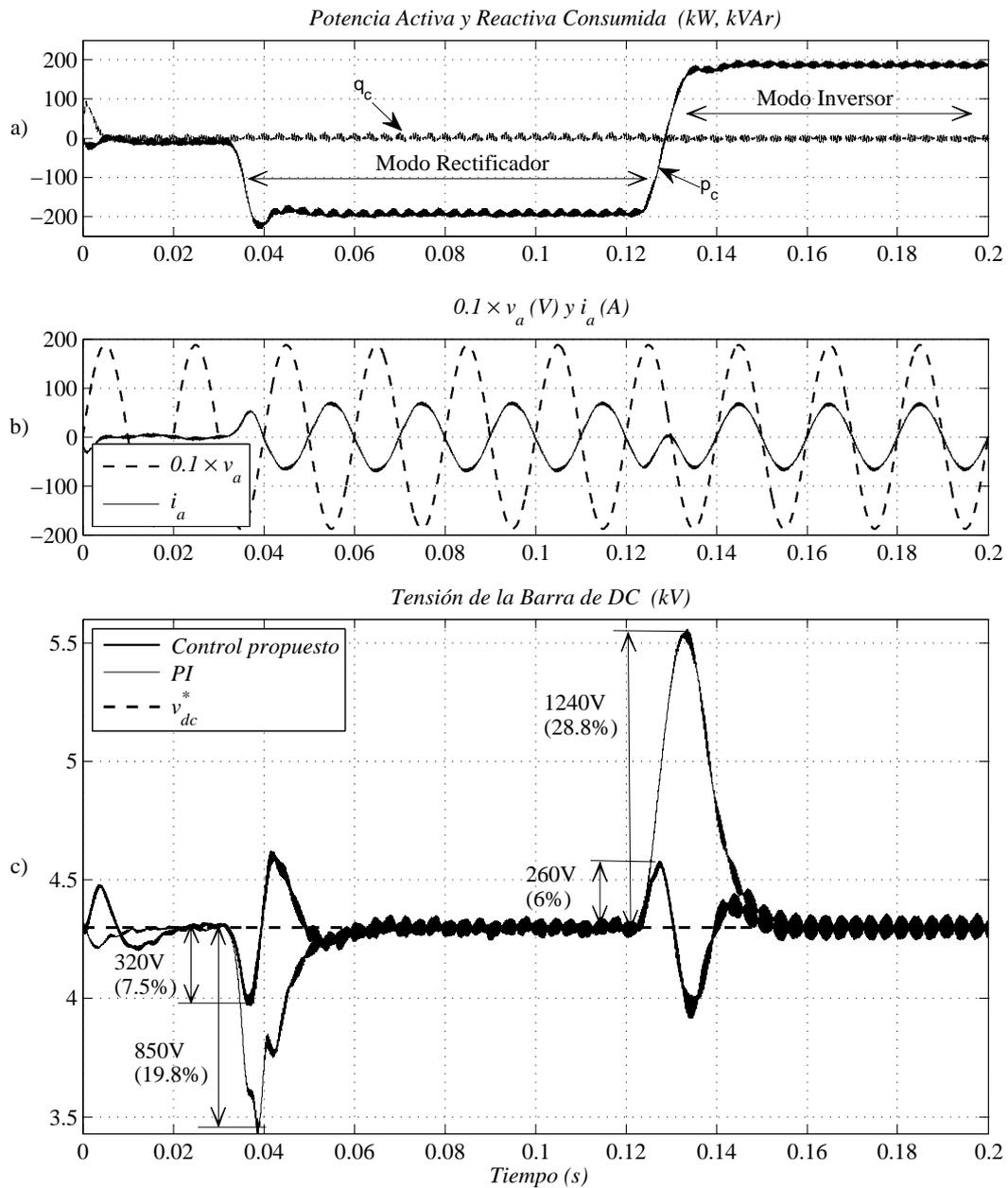


Fig. 3.2: Transitorio frente a cambios en la carga: a) potencia activa y reactiva del VSC, b) formas de onda de tensión y corriente de la fase a , c) desviación de la tensión DC para la estrategia de control propuesta y un control PI convencional.

En un primer ensayo, la potencia de la carga varía a los 0.04s desde cero a su valor nominal (ver Fig. 3.2 a)). Luego a los 0.13s, la dirección del flujo de potencia fue repentinamente revertida para mostrar el comportamiento regenerativo y la respuesta transitoria del controlador. Nótese que la potencia reactiva es cero aún durante los transitorios y en presencia de cambios repentinos en la potencia activa consumida por la carga. Este comportamiento se logra ya que la estrategia presenta el lazo de control de potencia reactiva desacoplado del lazo de control de la tensión DC. Las formas de onda de corriente y tensión de la fase a del VSC se presentan en la Fig. 3.2 b). En ésta, es posible ver que ambas trayectorias están en fase (o contra-fase) en todo momento. Esto se debe a que el VSC está trabajando con un factor de potencia unitario ($q_c = 0$).

La Figura 3.2 c) muestra la regulación de tensión DC, cuando se utiliza el control propuesto basado en energía, e incluyendo el observador de la tensión AC y potencia de carga. Al comienzo de la simulación se puede observar que se experimenta un pequeño y corto transitorio durante la convergencia inicial del observador. Nótese que los cambios en la potencia de la carga afectan ligeramente la tensión DC, aún cuando esta varía desde generar a consumir la potencia nominal. La máxima desviación es 320V lo cual representa sólo el 7.5% del valor nominal de la tensión de la barra de DC, valor pequeño, considerando el rápido cambio en la potencia de la carga. Esto es posible porque la estrategia contiene información del modelo no lineal del VSC y una compensación feedforward para rechazar perturbaciones de la carga en una forma predictiva. Esta acción predictiva diferencia nuestro controlador de los tradicionales reguladores de tensión DC basados en controles PI, los cuales actúan recién cuando un error en la tensión DC se detecta.

Con el fin de comparar la estrategia propuesta con una estrategia clásica encontrada en la literatura para el control del VSC, se presentan los resultados de controlar un VSC con dos controladores diferentes. Un controlador es el propuesto en esta tesis y el otro es un esquema de linealización por realimentación que surge de

elegir a las corrientes como las salidas para formar un lazo interno, y luego aplicar un lazo de control externo que regula la tensión de la barra DC. A continuación se realiza una breve descripción de las ecuaciones utilizadas en esta última técnica basada en controlar la tensión DC en casada con un regulador PI.

Con el fin de que la dinámica de las corrientes del convertidor (ver ecuaciones (2.10) y (2.11)) se comporte de una manera lineal y desacopla en los ejes d y q , se definen las variables de control auxiliar u_d y u_q de la siguiente manera,

$$\dot{i}_d = -\frac{R}{L}i_d - \omega i_q + \frac{1}{L}(\eta_d v_{dc} - v_d) \triangleq u_d, \quad (3.35)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L}i_q + \omega i_d + \frac{1}{L}(\eta_q v_{dc} - v_q) \triangleq u_q. \quad (3.36)$$

De esta forma, las entradas de control auxiliar podrán ser diseñadas de una manera más simple debido a la estructura lineal de primer orden que presenta el nuevo sistema transformado (3.35) y (3.36). Entonces las entradas de control auxiliar serán calculadas como,

$$u_d = -k(i_d - i_d^*), \quad (3.37)$$

$$u_q = -k(i_q - i_q^*), \quad (3.38)$$

donde la misma ganancia k del control se utiliza, debido a que se desea que ambas corrientes en el eje d y q presenten similar velocidad de respuesta. La corriente i_d representa la componente reactiva, mientras que la corriente i_q esta asociada a la componente de potencia activa que inyecta o consume el convertidor. Por lo tanto, el control de la tensión de la barra de DC puede ser realizado a través de la corriente activa i_q .

Diferentes soluciones han sido propuestas por los investigadores para realizar esta etapa de control. En general son elegidas estructuras tipo PI o modificaciones de ellas. Por ejemplo, la referencia de i_q^* para el lazo interno de corriente puede ser calculada como,

$$i_q^* = -k_p(v_{dc} - v_{dc}^*) - k_i \int (v_{dc} - v_{dc}^*) dt, \quad (3.39)$$

donde los lazos de control han sido sintonizados de acuerdo a lo expuesto en [48]. Este esquema presenta un lazo externo de tensión DC (3.39) más lento que el lazo interno de corriente, para evitar interacciones dinámicas entre ambos lazos de control en cascada.

Finalmente, las entradas de control reales son obtenidas de las expresiones (3.35) y (3.36) como,

$$\eta_d = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_d + L\omega i_q + Lu_d + v_d), \quad (3.40)$$

$$\eta_q = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_q - L\omega i_d + Lu_q + v_q). \quad (3.41)$$

La Figura 3.2 c) muestra cómo la tensión DC es regulada al utilizar el controlador PI. Puede verse que la inclusión de la estimación de la potencia de carga feedforward que se propone, permite mejorar en gran medida, el desempeño frente a un control PI convencional. Aun cuando la estrategia presentada y el control PI tuvieran una respuesta transitoria similar, el controlador propuesto no necesita medidores de tensión AC, mientras que una estrategia PI convencional si los necesita para poder sincronizarse con la tensión de la red eléctrica.

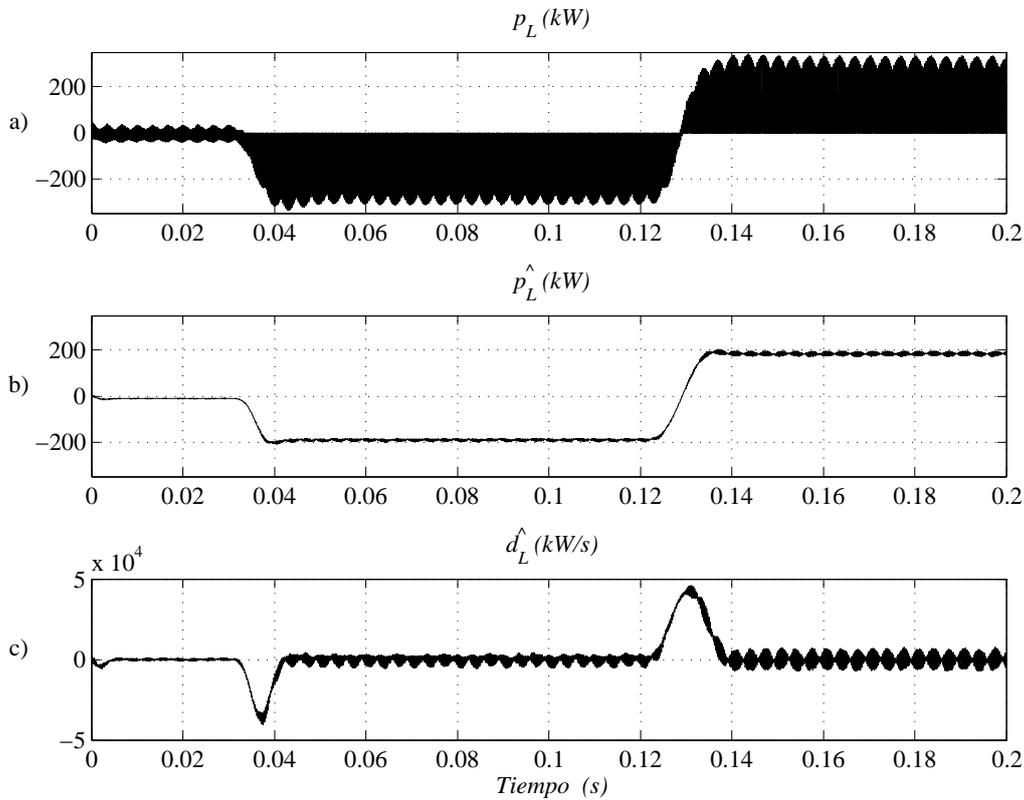


Fig. 3.3: Desempeño del observador: a) potencia real de la carga, b) potencia estimada de la carga, c) derivada temporal estimada de la potencia de la carga.

Es importante remarcar que la potencia de la carga presenta armónicos de alta frecuencia (ver Fig. 3.3 a)). Este hecho se debe tener en cuenta cuando se quiere implementar una compensación feedforward de la potencia de carga. En este caso, un estimador del valor medio de la potencia de carga es más efectivo que una medición directa, ya que los armónicos de alta frecuencia de la potencia de carga no son inyectados en el cálculo de la ley de control. Las Figuras 3.3 b) y c) muestran las estimaciones de la potencia de carga y su derivada temporal, respectivamente. Estas estimas son inyectadas en la ley de control (3.15). De esta manera, no sólo se elimina el medidor de corriente DC, sino también la información de la carga requerida por el controlador es mejorada cuando se la compara con una medición directa.

3.3.2 Ensayo de Caída en la Tensión de la Red Eléctrica

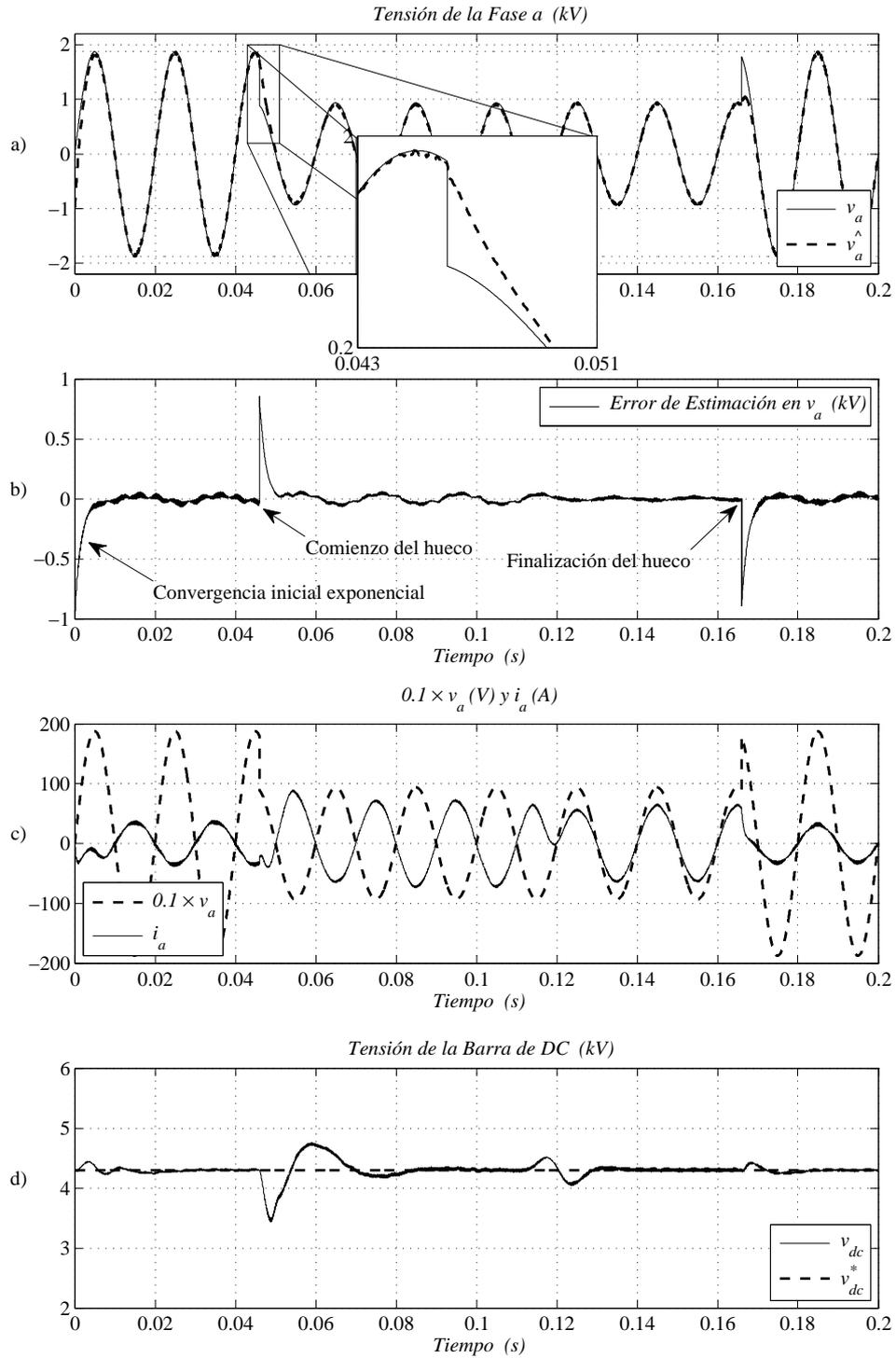


Fig. 3.4: Comportamiento del controlador en presencia de un hueco de tensión.

Para ensayar el comportamiento dinámico del estimador de tensión AC, se fuerza una caída de tensión entre los 0.045s y 0.165s (la tensión AC de la red eléctrica es reducida un 50% de su valor nominal). Además, durante el hueco de tensión, el flujo de la potencia de la carga es revertido (hasta los 0.11s el VSC trabaja como un rectificador, y luego este trabaja como un inversor). El comportamiento es ilustrado en la Fig. 3.4. En la Fig. 3.4 a) se muestran las tensiones reales y estimadas de la fase a . Ambas curvas son indistinguibles y existe una rápida convergencia en el momento que ocurre el hueco de tensión (ver ventana en Fig 3.4 a)). La Fig. 3.4 b) muestra el error de estimación entre v_a y \hat{v}_a . El error inicial de v_a fue elegido como 1kV, sin embargo el controlador propuesto basado en observador mantiene el sistema estable, y la convergencia del error de estimación es exponencial. Las formas de onda de la tensión y corriente de la fase a son ilustradas en la Fig. 3.4 c). Finalmente, la Fig. 3.4 d) muestra la regulación de la tensión DC. Donde se puede ver que ésta presenta pequeñas desviaciones dentro de lo admisible para tal ensayo.

3.3.3 Servo-control de la Tensión DC

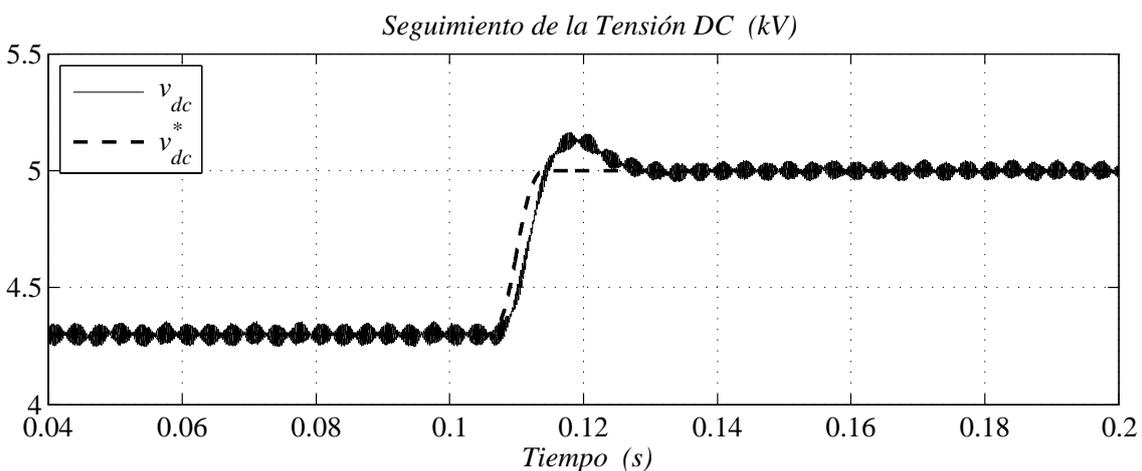


Fig. 3.5: Servo-control de la tensión DC.

En algunas aplicaciones, la tensión DC debe ser variada para ajustarse a un valor

deseado determinado. Para ensayar esta situación, la referencia de la tensión DC se varía desde 4.3kV a 5kV, mientras la carga consume la potencia nominal. La Fig. 3.5 ilustra el comportamiento transitorio y de estado estacionario del convertidor. Este ensayo muestra que la estrategia propuesta actúa de una manera adecuada bajo estas condiciones.

3.3.4 Desempeño en Presencia de Incertidumbres Paramétricas

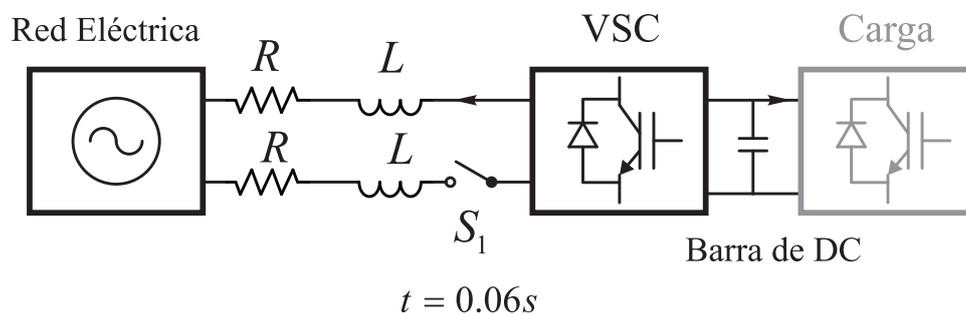


Fig. 3.6: Conexión de una línea en paralelo para la construcción del ensayo de incertidumbre paramétrica.

El último ensayo es construido para analizar la robustez del controlador frente a incertidumbres paramétricas. Otra línea con la misma resistencia y la misma inductancia (R, L) es conectada en paralelo, tal cual se ilustra en la Fig. 3.6. Cuando la llave S_1 se cierra a los 0.06s, la impedancia se reduce en un 50%. Luego, mientras esta condición se mantiene, el flujo de potencia cambia tal como se muestra en la Fig. 3.7 b). En la Fig. 3.7, se puede observar que el controlador permite rechazar esta perturbación de una manera aceptable, tanto en lo que respecta a la regulación de tensión DC, como a la potencia reactiva consumida. Inmediatamente después que la llave se cierra, aparece un pequeño pico y desviación en la potencia reactiva lo cual se debe a que el desajuste entre los parámetros reales y los utilizados en el controlador no permite un perfecto desacople en el control de ambas potencias. Además, se puede notar que se incrementa el contenido de armónicas de alta frecuencia luego de que la perturbación ocurre. Esto es debido a la menor impedancia del filtro de

entrada resultante al cerrarse la llave S_1 . Finalmente, podremos concluir que la estrategia funciona aceptablemente teniendo en cuenta el severo ensayo al que se ha sometido el controlador.

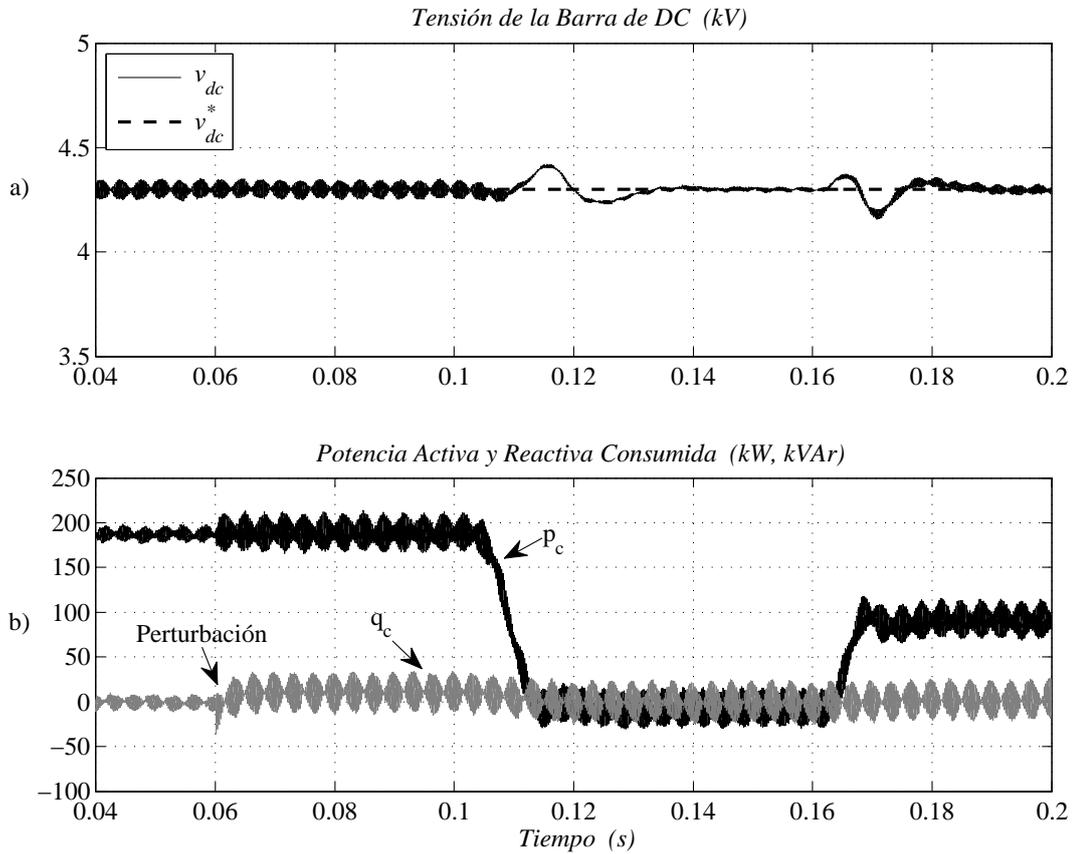


Fig. 3.7: Ensayo frente a incertidumbres paramétricas.

3.4 Conclusiones

En este capítulo se diseñó una estrategia de control para VSC trifásicos empleando un número reducido de medidores y logrando un alto desempeño en su control. Solamente tres medidores son necesarios para poder implementar el controlador propuesto, dos medidores para las corrientes AC y uno para la tensión DC. La principal idea de la estrategia utilizada consistió en reemplazar los medidores reales

de tensión AC y corriente DC por medidores virtuales basados en observadores de estados. La convergencia exponencial y desacoplada entre la estimación de la tensión AC y potencia DC permite un alto desempeño en la operación del convertidor, aún cuando varios medidores han sido eliminados. Aunque la estrategia de control propuesta presenta un costo computacional adicional a otros esquemas encontrados en la literatura, el código a implementar es aún suficientemente simple como para poder ser ejecutado por los actuales procesadores digitales de señales (Digital Signal Processor, DSP). Consecuentemente, tras reemplazar los medidores reales por medidores virtuales un hardware más simple, y un controlador más barato pueden ser implementados mientras se mantiene el alto desempeño del convertidor.

Capítulo 4

El VSC Utilizado en un DSTATCOM que Compensa Desbalances

4.1 Introducción

En el capítulo anterior se consideró el caso del VSC funcionando en un esquema que considera que la red no presenta desbalances. Sin embargo, existen aplicaciones donde el VSC es parte integrante de equipos que se utilizan para mejorar la calidad de energía en la red eléctrica y satisfacer los estándares vigentes en muchos países. Por ese motivo, es importante estudiar el desempeño de las estrategias propuestas en presencia de desbalances en la red. Frecuentemente a los convertidores AC-DC utilizados en aplicaciones de energías renovables [93–96] y sistemas de transmisión HVDC [97, 98] se les exige que sean capaces de sobrellevar condiciones desbalanceadas, al igual que los VSCs empleados en otras aplicaciones. Sin embargo, se ha seleccionado el DSTATCOM para ilustrar el comportamiento del VSC en condiciones de desbalance de red. La razón principal es que es el CUPS más utilizado pues es constructivamente el más simple, económico, y presenta una respuesta

dinámica muy rápida. Es útil para nuestro estudio, pues como única celda básica de construcción presenta un VSC.

El objetivo principal de este capítulo es estudiar estrategias de control para los VSCs conectados a redes eléctricas, las cuales pueden presentar una terna trifásica de tensiones desbalanceadas. Para ello, como se mencionó anteriormente, se considera al VSC formando parte de un DSTATCOM [78]. El DSTATCOM presenta varias ventajas desde el punto de vista de la mejora en la calidad de energía de la red eléctrica, y también es utilizado para compensación de reactivo, atenuación de *flicker*, regulación de tensión y, en más altas potencias, para amortiguamiento de oscilaciones de potencia [99].

Muchos trabajos han sido publicados acerca de estrategias de control para DSTATCOMs. Sin embargo, los controladores convencionales presentan bajo desempeño en condiciones de una red eléctrica desbalanceada [100–103], especialmente en presencia de tensiones desbalanceadas, lo cual es relativamente común en redes de distribución. Estos desbalances pueden ser generados por grandes cargas desbalanceadas, o pueden surgir durante fallas asimétricas cercanas a la barra de conexión del convertidor [104]. Cuando un VSC es conectado a una red desbalanceada, aparece un ripple en su tensión DC del doble de la frecuencia de la red ($2\omega_s$) [105]. Si esta condición no es tomada en cuenta al diseñar la ley de control surgen, en las corrientes inyectadas por el VSC, armónicos de bajo orden que deterioran la situación desde el punto de vista de la calidad de energía [106–108]. Además, el VSC puede ser considerado como una fuente de tensión de secuencia positiva conectada a la red a través de un transformador. Por lo tanto, cuando la tensión de la red no es balanceada, el VSC es un corto circuito para las tensiones de secuencia negativa, y la corriente de secuencia negativa es solamente limitada por la reactancia del transformador. Bajo estas circunstancias, la protección de sobre corriente puede desconectar el VSC [100, 103, 106, 109], particularmente en el momento donde es necesaria su actuación.

Diferentes estrategias de control han sido propuestas para el DSTATCOM. Por ejemplo, linealización exacta teniendo en cuenta las corrientes como salidas, fue utilizada en [87, 106, 110, 111], en [112, 113] se desarrollaron controladores basados en pasividad, en [99] se presentó un controlador PI diseñado vía lógica difusa, mientras que en [103] se aplicó un análisis fasorial. Sin embargo, en [8, 87, 110, 111] los controladores propuestos no son capaces de tratar con condiciones completamente desbalanceadas. Para que un VSC sea capaz de operar bajo condiciones desbalanceadas, mientras reduce el riesgo de sobre corrientes, el VSC debe controlar independientemente sus corrientes de secuencia positiva y negativa. Por esta razón, es necesario un detector de componentes de secuencia. En [103, 106, 109, 114, 115] para poder separar las componentes de secuencia fueron utilizados un Lazo de Enganche de Fase (Phase-Locked Loop, PLL) más filtros con frecuencia de corte de $2\omega_s$. Sin embargo, estos filtros generan un retardo en las señales medidas lo cual reduce el ancho de banda del controlador [109, 116–118]. Para resolver esta desventaja otras técnicas han sido propuestas para estimar las componentes de secuencias. Es de práctica común utilizar métodos basados en la Transformada Discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) o filtro de Kalman. Sin embargo, estos métodos también presentan algunos inconvenientes. La DFT supone señales estacionarias y el desempeño del estimador depende del tamaño de la ventana de datos. Existe una solución de compromiso entre la velocidad de estimación y la sensibilidad al ruido. Para aumentar la velocidad de estimación, se debe disminuir el tamaño de la ventana. Sin embargo, la estimación utilizando pequeñas ventanas es más sensible a las componentes de PWM de alta frecuencia que aparecen en este tipo de aplicaciones con convertidores [119]. Por otro lado, los filtros de Kalman [120, 121] suponen incertidumbres del tipo estocásticas. En este estimador, la optimalidad y velocidad de convergencia depende del conocimiento de las matrices de covarianza, y de la característica Gaussiana o no del ruido. Generalmente, estas matrices son desconocidas y el diseñador debe suponer sus

valores iniciales. Por estas razones, en este capítulo se utilizarán observadores de estado basados en modelos de señal para detectar las componentes de secuencias [60, 122]. Este enfoque mejora la estimación de las secuencias de tensiones y corrientes AC debido a que el observador es capaz de adaptarse, transitoriamente, a las variaciones de amplitud de la señal en una fracción del ciclo de la fundamental. Por otro lado, sus estimas son obtenidas en estado estacionario sin retraso de fase.

Además de los aspectos discutidos en los párrafos anteriores, para controlar el DSTATCOM bajo condiciones desbalanceadas, otro punto importante que será desarrollado en este capítulo, es la estimación de la tensión AC de la red eléctrica. En los artículos mencionados anteriormente [8, 87, 99–103, 106, 109–114, 116, 118, 123, 124] las estrategias de control propuestas para el DSTATCOM requieren la medición de las tensiones AC en el punto de conexión del convertidor. Aquí, se presentará una estrategia de control para el DSTATCOM bajo condiciones desbalanceadas que permite, utilizando observadores de estados, estimar las tensiones AC y sus componentes de secuencia desde las mediciones de corriente AC y tensión DC. La utilización de estos observadores presenta varias ventajas. Primero, se logra una simplificación en el hardware debido a que no son necesarios los medidores de tensión AC, ahorrándose espacio, cables de conexión, etapas de aislación de alta tensión, y por ende reducción de costos. Además, considerando la relativamente baja frecuencia de conmutación utilizadas en aplicaciones de alta potencia, los medidores virtuales evitan el alto nivel de armónicos presentes en las tensiones AC.

La estrategia utiliza el principio de superposición, para controlar independientemente las corrientes del VSC de secuencia positiva y negativa, con el propósito de eliminar el riesgo de sobre corrientes durante condiciones desbalanceadas, y mejorar la calidad de energía en la barra de conexión del DSTATCOM. Para el cálculo de las corrientes de referencias, se propondrán dos modos de operación, dependiendo de si el objetivo es compensar las corrientes desbalanceadas de una carga, o regular la tensión en la barra de conexión del DSTATCOM. La estrategia de control in-

cluye un observador que permite estimar las secuencias positivas y negativas en una fracción del ciclo de la frecuencia fundamental, evitando el retardo que generalmente introducen los métodos basados en filtros pasa bajos.

El sistema de distribución y el modelo de DSTATCOM utilizado para el análisis realizado durante este capítulo son presentados en la Fig. 4.1, donde también pueden verse los parámetros y datos del sistema eléctrico de potencia.

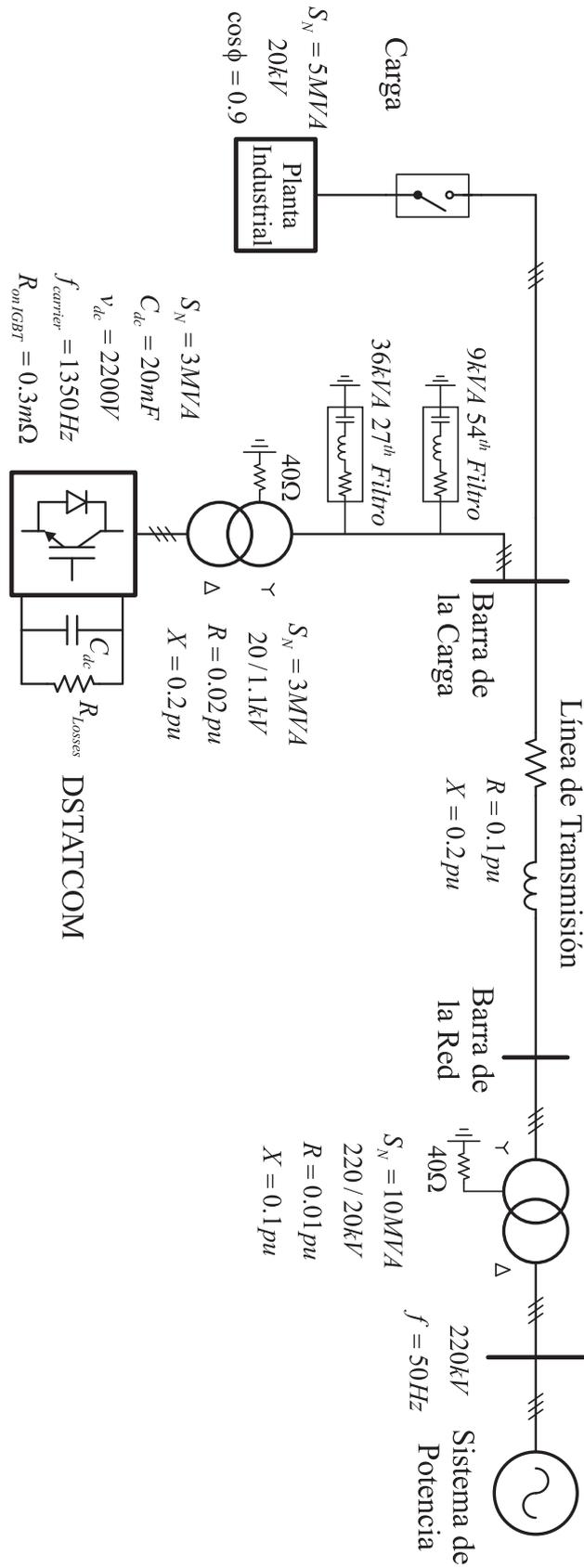


Fig. 4.1: Modelo del sistema de potencia y DSTATCOM.

4.2 Diseño del Observador de Tensión AC

Para estimar las tensiones AC en el punto de conexión del DSTATCOM, a partir de la medición de corriente, se desarrolla un modelo dinámico para las tensiones α - β , compuesto de una secuencia positiva y otra negativa [125],

$$v_\alpha = v_\alpha^+ + v_\alpha^-, \quad (4.1)$$

$$v_\beta = v_\beta^+ + v_\beta^-. \quad (4.2)$$

Cada componente de secuencia de la tensión puede ser escrita como una función de su amplitud y fase, obteniéndose,

$$v_\alpha^+ = v_m^+ \sin \theta^+, \quad (4.3)$$

$$v_\beta^+ = v_m^+ \cos \theta^+, \quad (4.4)$$

$$v_\alpha^- = v_m^- \sin \theta^-, \quad (4.5)$$

$$v_\beta^- = v_m^- \cos \theta^-. \quad (4.6)$$

Derivando (4.3)-(4.6) se tiene,

$$\dot{v}_\alpha^+ = \omega_s v_\beta^+, \quad (4.7)$$

$$\dot{v}_\beta^+ = -\omega_s v_\alpha^+, \quad (4.8)$$

$$\dot{v}_\alpha^- = -\omega_s v_\beta^-, \quad (4.9)$$

$$\dot{v}_\beta^- = \omega_s v_\alpha^-, \quad (4.10)$$

donde se ha considerado que las secuencias rotan en direcciones opuestas ($\dot{\theta}^+ = \omega_s$, $\dot{\theta}^- = -\omega_s$), y sus amplitudes se suponen lentamente variantes de modo que $\dot{v}_m^+ \cong 0$, $\dot{v}_m^- \cong 0$.

A continuación se diseñará un observador de orden reducido con dinámica lineal del error, que permite estimar las tensiones de secuencia v_α^+ , v_β^+ , v_α^- , y v_β^- . Nótese que la dinámica de las corrientes en el convertidor (ver ecuaciones (2.7) y (2.8)), y

la dinámica de las tensiones AC (ecuaciones (4.7)-(4.10)) pueden ser particionadas en dos sub-sistemas, resultando,

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{N}\mathbf{x}_a + \mathbf{C}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_a, \quad (4.11)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{R}\mathbf{x}_a + \mathbf{S}\mathbf{x}_b + \mathbf{g}_b, \quad (4.12)$$

donde $\mathbf{x}_a = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ es el vector de estados medidos, $\mathbf{x}_b = [v_\alpha^+ \ v_\beta^+ \ v_\alpha^- \ v_\beta^-]^T$ son los estados a ser estimados, y se han definido los siguientes vectores y matrices

$$\mathbf{N} \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{C} \triangleq \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

$$\mathbf{R} \triangleq \mathbf{0}^{4 \times 2}, \quad (4.15)$$

$$\mathbf{S} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_s \\ 0 & 0 & \omega_s & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

$$\mathbf{g}_a \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\eta_\alpha v_{dc}}{L} \\ \frac{\eta_\beta v_{dc}}{L} \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

$$\mathbf{g}_b \triangleq \mathbf{0}^{4 \times 1}. \quad (4.18)$$

El sistema (4.11) y (4.12) presenta la misma forma que el analizado en el capítulo 2 (ver ecuaciones (2.20) y (2.21)). Por lo tanto, realizando el mismo procedimiento se llega a la siguiente estructura de observador de orden reducido (ver ecuaciones (2.36) y (2.37)),

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \mathbf{A}_r(\boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{x}_a) + \mathbf{B}_r, \quad (4.19)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_b = \boldsymbol{\xi} + \mathbf{G}\mathbf{x}_a, \quad (4.20)$$

donde ahora ξ ha sido definido de la siguiente manera,

$$\xi = \hat{x}_b - \mathbf{G}x_a, \quad (4.21)$$

y la dinámica del error de estimación también es lineal y está dada por,

$$\dot{e} = \dot{x}_b - \dot{\hat{x}}_b = (\mathbf{S} - \mathbf{G}\mathbf{C})(x_b - \hat{x}_b) = \mathbf{A}_r e. \quad (4.22)$$

Es este caso particular los estados a estimar $x_b = [v_\alpha^+ \ v_\beta^+ \ v_\alpha^- \ v_\beta^-]^T$ están vinculados linealmente, ver ecuaciones (2.7), (2.8) y (4.7)-(4.10), al resto del sistema (diferente a lo que sucedía con la potencia de la carga DC, p_L , que entraba al sistema dividiendo al estado de la tensión DC, $\frac{p_L}{v_{dc}}$). Entonces, la transformación \mathbf{T} puede ser elegida lineal e igual a la identidad. Por lo tanto, $w = \mathbf{T}(x_a) = x_a$. Se verifica también en este caso particular que $\mathbf{M} = \mathbf{C}$ (ver ecuación (2.27)). Además, la no linealidad propia del convertidor es cancelada por el observador (4.19) debido a que los términos no lineales $\eta_\alpha v_{dc}$ y $\eta_\beta v_{dc}$ son medibles.

La dinámica del error, al igual que en el capítulo 2, es lineal, y por lo tanto es posible utilizar técnicas lineales para la sintonización del observador. De esta manera, la matriz de ganancia del observador \mathbf{G} se puede diseñar fácilmente, obteniéndose una rápida tasa de convergencia del error de estimación. Por lo tanto, como se mostrará más adelante, pueden lograrse estimas en una pequeña fracción de ciclo.

La expresiones dadas por (4.19) y (4.20), cuando son expandidas para el caso particular del DSTATCOM, resultan en el siguiente observador,

$$\dot{\xi}_1 = \frac{a_1 g_1 - a_2 g_2 + c b_1 + (g_2 \eta_\beta - g_1 \eta_\alpha) v_{dc}}{L} + (\xi_2 + b_2) \omega_s, \quad (4.23)$$

$$\dot{\xi}_2 = \frac{a_2 g_1 + a_1 g_2 + c b_2 - (g_1 \eta_\beta + g_2 \eta_\alpha) v_{dc}}{L} - (\xi_1 + b_1) \omega_s, \quad (4.24)$$

$$\dot{\xi}_3 = \frac{a_1 g_1 + a_2 g_2 + c b_3 - (g_1 \eta_\alpha + g_2 \eta_\beta) v_{dc}}{L} - (\xi_4 + b_4) \omega_s, \quad (4.25)$$

$$\dot{\xi}_4 = \frac{a_2 g_1 - a_1 g_2 + c b_4 + (g_2 \eta_\alpha - g_1 \eta_\beta) v_{dc}}{L} + (\xi_3 + b_3) \omega_s, \quad (4.26)$$

con,

$$\hat{v}_\alpha^+ = \xi_1 + g_1 i_\alpha - g_2 i_\beta, \quad (4.27)$$

$$\hat{v}_\beta^+ = \xi_2 + g_2 i_\alpha + g_1 i_\beta, \quad (4.28)$$

$$\hat{v}_\alpha^- = \xi_3 + g_1 i_\alpha + g_2 i_\beta, \quad (4.29)$$

$$\hat{v}_\beta^- = \xi_4 + g_1 i_\beta - g_2 i_\alpha, \quad (4.30)$$

y,

$$\begin{aligned} a_1 &\triangleq \xi_1 + \xi_3, & a_2 &\triangleq \xi_2 + \xi_4, & b_1 &\triangleq g_1 i_\alpha - g_2 i_\beta, \\ b_2 &\triangleq g_2 i_\alpha + g_1 i_\beta, & b_3 &\triangleq g_1 i_\alpha + g_2 i_\beta, & b_4 &\triangleq g_1 i_\beta - g_2 i_\alpha, \\ c &\triangleq 2g_1 + R, \end{aligned}$$

donde los escalares g_1 y g_2 son los elementos de la matriz de ganancias \mathbf{G} .

4.3 Diseño del Observador de las Componentes de Secuencias de la Corriente

En esta sección se describe un observador que estima las componentes de secuencia positiva y negativa de una dada señal trifásica. Este observador será utilizado en la próxima sección cuando se diseñe un controlador basado en observador para el control del DSTATCOM. En general, unas corrientes trifásicas desbalanceadas, sin componente de secuencia cero pueden ser representadas como

$$i_\alpha = i_\alpha^+ + i_\alpha^-, \quad (4.31)$$

$$i_\beta = i_\beta^+ + i_\beta^-. \quad (4.32)$$

Al igual que en el caso de las tensiones AC, (4.7)-(4.10), un modelo dinámico para las corrientes AC compuesto por dos componentes (secuencias positivas y negativas)

que rotan en sentidos opuestos puede ser escrito como,

$$\dot{i}_\alpha^+ = \omega_s i_\beta^+, \quad (4.33)$$

$$\dot{i}_\beta^+ = -\omega_s i_\alpha^+, \quad (4.34)$$

$$\dot{i}_\alpha^- = -\omega_s i_\beta^-, \quad (4.35)$$

$$\dot{i}_\beta^- = \omega_s i_\alpha^-. \quad (4.36)$$

El anterior conjunto de ecuaciones constituye un sistema lineal dinámico, con las corrientes i_α y i_β como salidas medibles. En una forma compacta, este sistema se puede expresar como,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (4.37)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \quad (4.38)$$

donde las siguientes componentes han sido definidas,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha^+ & i_\beta^+ & i_\alpha^- & i_\beta^- \end{bmatrix}^T, \quad (4.39)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T, \quad (4.40)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_s \\ 0 & 0 & \omega_s & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.41)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.42)$$

Por lo tanto, en este caso, se puede implementar el siguiente observador lineal para estimar los estados $[i_\alpha^+ \ i_\beta^+ \ i_\alpha^- \ i_\beta^-]$ [88],

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}). \quad (4.43)$$

La dinámica del error de estimación, $\mathbf{e} \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$, se calcula restando (4.43) de (4.37),

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\mathbf{e}. \quad (4.44)$$

La matriz de ganancia del observador \mathbf{G} se diseña para obtener una tasa de convergencia del error de estimación deseada. Aquí los autovalores de la matriz que caracteriza la dinámica del error de estimación, (4.44), fueron determinados por medio de un proceso de optimización cuadrática (LQR). Esto resulta en autovalores coincidentes ubicados en $\lambda_i = -\sqrt{3}\omega_s$, entonces se tendrá una constante de tiempo de $\tau = 1.83\text{ms}$. Consecuentemente, después de un tiempo de 3τ (5.5ms) el error de estimación será menor que el 5%, lo cual significa que perturbaciones en las componentes de secuencias de las corrientes podrán ser estimadas en aproximadamente 1/4 de ciclo.

Nótese que la dinámica del error de estimación (4.44) es equivalente a la obtenida para el observador de la tensión AC, (4.22). Por lo tanto, ambos diseños son realizados de una manera similar, y la misma velocidad de respuesta se obtiene para la estimación de las secuencias de corrientes y tensiones, aunque estas últimas no sean medidas.

4.4 Estrategia de Control Utilizando Linealización Exacta

4.4.1 Control Desacoplado de Corrientes

Para compensar una carga desbalanceada, se requiere un control independiente de las componentes de secuencia positiva y negativa de las corrientes inyectadas por el VSC. Con este fin, se definen las siguientes variables de control auxiliar,

$$e_\alpha \triangleq \eta_\alpha v_{dc}, \quad (4.45)$$

$$e_\beta \triangleq \eta_\beta v_{dc}. \quad (4.46)$$

Teniendo en cuenta (4.45) y (4.46), la dinámica de las corrientes del VSC, (2.7) y (2.8), se vuelve lineal. Por lo tanto, suponiendo que los parámetros R y L son

iguales para cada fase, se puede aplicar el teorema de superposición, separando los efectos de las secuencias positivas y negativas. En tal caso se obtiene

$$L\dot{i}_{\alpha}^{+} = -Ri_{\alpha}^{+} + e_{\alpha}^{+} - v_{\alpha}^{+}, \quad (4.47)$$

$$L\dot{i}_{\beta}^{+} = -Ri_{\beta}^{+} + e_{\beta}^{+} - v_{\beta}^{+}, \quad (4.48)$$

$$L\dot{i}_{\alpha}^{-} = -Ri_{\alpha}^{-} + e_{\alpha}^{-} - v_{\alpha}^{-}, \quad (4.49)$$

$$L\dot{i}_{\beta}^{-} = -Ri_{\beta}^{-} + e_{\beta}^{-} - v_{\beta}^{-}. \quad (4.50)$$

Enfoques similares en un marco de referencia $d-q$ fueron desarrollados en [100, 101, 105, 106, 115].

Luego, las siguientes variables auxiliares pueden ser definidas como,

$$e_{\alpha}^{+} = Ri_{\alpha}^{+} + v_{\alpha}^{+} + Lu_{\alpha}^{+}, \quad (4.51)$$

$$e_{\beta}^{+} = Ri_{\beta}^{+} + v_{\beta}^{+} + Lu_{\beta}^{+}, \quad (4.52)$$

$$e_{\alpha}^{-} = Ri_{\alpha}^{-} + v_{\alpha}^{-} + Lu_{\alpha}^{-}, \quad (4.53)$$

$$e_{\beta}^{-} = Ri_{\beta}^{-} + v_{\beta}^{-} + Lu_{\beta}^{-}, \quad (4.54)$$

reemplazando (4.51)-(4.54) en (4.47)-(4.50) se tiene,

$$\dot{i}_{\alpha}^{+} = u_{\alpha}^{+}, \quad (4.55)$$

$$\dot{i}_{\beta}^{+} = u_{\beta}^{+}, \quad (4.56)$$

$$\dot{i}_{\alpha}^{-} = u_{\alpha}^{-}, \quad (4.57)$$

$$\dot{i}_{\beta}^{-} = u_{\beta}^{-}. \quad (4.58)$$

Es importante notar que las dinámicas de las cuatro corrientes i_{α}^{+} , i_{β}^{+} , i_{α}^{-} , y i_{β}^{-} ahora son escritas como sistemas lineales desacoplados.

Además, los sistemas (4.55)-(4.58) presentan la forma general $\dot{i} = u$. Si el error de seguimiento de corriente se define como $\tilde{i} \triangleq i - i^{*}$, y se propone la siguiente dinámica del error de seguimiento $\dot{\tilde{i}} + k_p \tilde{i} = 0$, se obtiene la entrada auxiliar, u ,

$$u = \dot{i}^{*} - k_p (i - i^{*}). \quad (4.59)$$

Luego, las cuatro entradas de control auxiliares u_α^+ , u_β^+ , u_α^- , y u_β^- se pueden calcular de la expresión general (4.59), obteniéndose,

$$u_\alpha^+ = \omega_s i_\beta^{+\star} - k_p (i_\alpha^+ - i_\alpha^{+\star}), \quad (4.60)$$

$$u_\beta^+ = -\omega_s i_\alpha^{+\star} - k_p (i_\beta^+ - i_\beta^{+\star}), \quad (4.61)$$

$$u_\alpha^- = -\omega_s i_\beta^{-\star} - k_p (i_\alpha^- - i_\alpha^{-\star}), \quad (4.62)$$

$$u_\beta^- = \omega_s i_\alpha^{-\star} - k_p (i_\beta^- - i_\beta^{-\star}), \quad (4.63)$$

donde, para las derivadas temporales de las corrientes, se han utilizado las ecuaciones (4.33)-(4.36).

Nótese que las ecuaciones (4.60)-(4.63) involucran las componentes de secuencia individuales de las corrientes del VSC, las cuales son obtenidas con el observador diseñado en la sección anterior.

Finalmente, las entradas originales, η_α y η_β se obtienen de (4.45) y (4.46), utilizando (4.51)-(4.54),

$$\eta_\alpha = \frac{e_\alpha^+ + e_\alpha^-}{v_{dc}} = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_\alpha + v_\alpha + L(u_\alpha^+ + u_\alpha^-)), \quad (4.64)$$

$$\eta_\beta = \frac{e_\beta^+ + e_\beta^-}{v_{dc}} = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_\beta + v_\beta + L(u_\beta^+ + u_\beta^-)). \quad (4.65)$$

Las leyes de control (4.64) y (4.65) son no lineales, debido a la presencia del estado v_{dc} en el denominador. Sin embargo, esto permite que variaciones en la tensión DC puedan ser compensadas y se evite la presencia de componentes armónicas de bajo orden en las corrientes inyectadas por el convertidor. Como se mencionó anteriormente, estos armónicos de bajo orden aparecen debido al ripple en la tensión DC de frecuencia $2\omega_s$, que surge durante condiciones desbalanceadas en la red eléctrica.

4.4.2 Control de la Tensión DC

Debido a que existen pérdidas internas, y de conmutación del VSC, para un correcto funcionamiento del convertidor, se construye un lazo de control de la tensión

DC a través de la potencia activa de secuencia positiva (p_c^+) consumida por el DSTATCOM. Éste es implementado utilizando un controlador tipo PI de la forma,

$$p_c^{+*}(s) = \frac{k_{dcp}s + k_{dci}}{s(T_a s + 1)^2} (v_{dc} - v_{dc}^*)(s). \quad (4.66)$$

Debido a que bajo condiciones desbalanceadas de la red, existe un ripple de frecuencia $2\omega_s$ en la tensión DC, ésta debe ser filtrada para que la distorsión no pase a la corriente consumida por el DSTATCOM. La frecuencia de corte del controlador (4.66) es regulada para filtrar este ripple mediante la constante de tiempo T_a , y de esta manera la potencia activa de secuencia positiva de referencia al convertidor se encuentra libre de distorsión [106, 113, 114].

4.4.3 Control de la Amplitud de Tensión AC e Inyección de Potencia Reactiva

Para determinar la referencia de secuencia positiva de la potencia reactiva, q_c^{+*} , se pueden considerar tres situaciones.

- ▷ Una cantidad fija de potencia reactiva puede ser inyectada por el convertidor para mantener la tensión de la red eléctrica (de acuerdo con lo indicado por el operador del sistema de potencia).
- ▷ Puede ser determinada para compensar la potencia reactiva consumida por la carga. (por ejemplo, para satisfacer la condición de factor de potencia unitario).
- ▷ Se calcula para que el DSTATCOM mantenga un valor deseado de tensión en su barra de conexión.

En los dos primeros casos la referencia de potencia reactiva será dada externamente por el operador del sistema o será calculada para satisfacer el requisito

del factor de potencia en la carga. En el tercer caso, la referencia de potencia será calculada a través del siguiente control de tensión [87,111],

$$q_c^{+*} = -k_{vcp}(v_C - v_C^*) - k_{vci} \int (v_C - v_C^*) dt, \quad (4.67)$$

donde v_C representa el módulo en por unidad de la tensión de secuencia positiva en el punto de conexión del DSTATCOM, y v_C^* es su valor de referencia deseado.

En el diagrama de bloques de control de la Figura 4.2, estos modos del control son seleccionados a través de la llave S_1 .

4.4.4 Referencia de la Corriente de Secuencia Positiva

Del cálculo anterior de la potencia activa y reactiva de secuencia positiva, se puede calcular la referencia de corriente de secuencia positiva para el VSC, utilizando la teoría de potencia instantánea [126] (ver en Apéndice B una introducción a la teoría pq de la potencia instantánea),

$$i_\alpha^{+*} = \frac{2p_c^{+*}v_\alpha^+ - q_c^{+*}v_\beta^+}{3(v_\alpha^{+2} + v_\beta^{+2})}, \quad (4.68)$$

$$i_\beta^{+*} = \frac{2q_c^{+*}v_\alpha^+ + p_c^{+*}v_\beta^+}{3(v_\alpha^{+2} + v_\beta^{+2})}, \quad (4.69)$$

donde se han utilizado sólo las componentes de secuencia positiva de la tensión, debido a que se está interesado en que p_c^{+*} y q_c^{+*} sean inyectadas o consumidas sólo a través de corrientes de secuencia positiva, independientemente del nivel de desbalance presente en la tensión de la red. El manejo de la inyección de corrientes de secuencia negativa por parte del VSC es discutido en la próxima subsección.

4.4.5 Referencia de la Corriente de Secuencia Negativa

Se consideran dos modos de trabajo del DSTATCOM. En el primer modo el DSTATCOM se utiliza para compensar desbalances en las corrientes de la carga. De esta manera la red ve a la carga como balanceada, y se evita que se generen

caídas de tensión desbalanceadas en la red de potencia, empeorando la calidad de energía. En el segundo modo, el DSTATCOM tiene la función de balancear la tensión en la barra de la carga. Esta tensión puede desbalancearse por algún tipo de carga distorsionante cercana, o debido a cortocircuitos asimétricos en la red. Este último modo es de interés para cargas que son sensibles al suministro eléctrico, o que puedan operar defectuosamente cuando se encuentran alimentadas por una tensión desbalanceada. Ambos modos de operación son elegidos a través de la llave S_2 (ver Fig. 4.2).

Para el primer modo de operación, el DSTATCOM debe compensar las corrientes de secuencia negativa que consume la carga. Por lo tanto, las referencias de secuencia negativa a seguir por el controlador serán,

$$i_{\alpha}^{-*} = -i_{L\alpha}^{-}, \quad (4.70)$$

$$i_{\beta}^{-*} = -i_{L\beta}^{-}, \quad (4.71)$$

donde para obtener la componente de secuencia negativa de corriente que consume la carga ($i_{L\alpha}^{-}$ y $i_{L\beta}^{-}$) se emplea el observador descrito en la sección 4.3.

Otra función que se puede realizar con la estrategia propuesta, es la de protección del DSTATCOM por sobre-corriente. Cuando el convertidor es conectado a una tensión AC desbalanceada la cual presenta una componente de secuencia negativa, esta componente de tensión ve al VSC como un cortocircuito, y las corrientes de secuencia negativa sólo son limitadas por la impedancia del transformador del DSTATCOM. Controlando las corrientes de secuencia negativa a cero (por ejemplo, $i_{\alpha}^{-*} = i_{\beta}^{-*} = 0$) se elimina el peligro de sobre-corrientes debido a desbalances en la tensión de la red.

En el segundo modo de operación, para poder balancear la tensión en la carga, el VSC utiliza el control de su corriente de secuencia negativa para atenuar el desbalance presente en la tensión. La referencia de corriente de secuencia negativa

se obtiene a través de los siguientes lazos de control,

$$i_{\alpha}^{-*} = -k_{vp} (v_{\alpha}^{-} - v_{\alpha}^{-*}) - k_{vi} \int (v_{\alpha}^{-} - v_{\alpha}^{-*}) dt, \quad (4.72)$$

$$i_{\beta}^{-*} = -k_{vp} (v_{\beta}^{-} - v_{\beta}^{-*}) - k_{vi} \int (v_{\beta}^{-} - v_{\beta}^{-*}) dt, \quad (4.73)$$

donde con el fin de minimizar las tensiones de secuencia negativa los valores de referencia v_{α}^{-*} y v_{β}^{-*} son seleccionados como cero. En este modo, el balanceo de la tensión en la carga se produce debido a que la inyección de corriente de secuencia negativa genera una caída de tensión en la impedancia de la red eléctrica, que se opone al desbalance. Sin embargo, es importante remarcar que si la impedancia entre la carga y la red de potencia es pequeña (gran potencia de cortocircuito en borne de la carga) entonces la tensión en la barra de la carga será muy rígida y el VSC alcanzará su límite de potencia máxima antes de poder compensar completamente el desbalance de tensión.

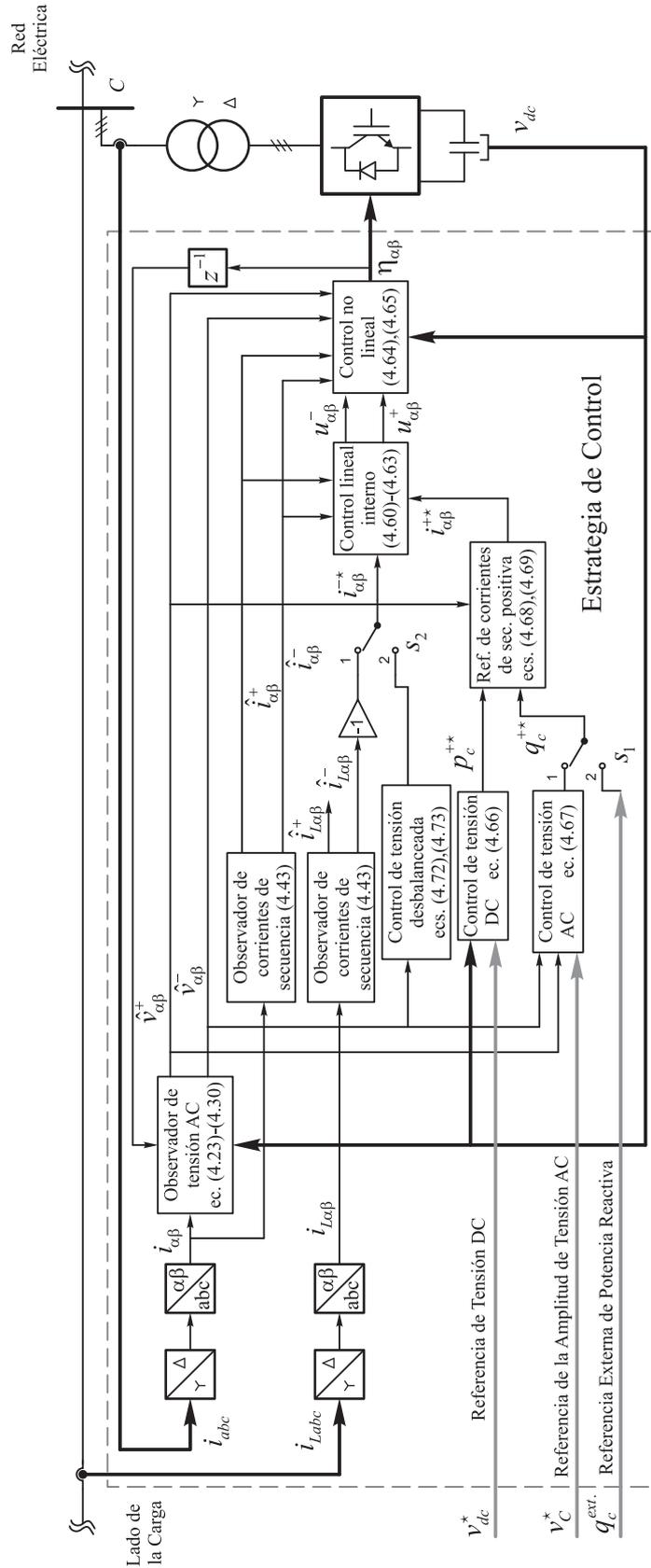


Fig. 4.2: Diagrama en bloques de la estrategia de control propuesta.

4.5 Evaluación de Desempeño

En esta sección se presentarán una serie de ensayos para mostrar el desempeño del controlador propuesto. El sistema, DSTATCOM, y la estrategia de control fueron implementados en el toolbox SimPowerSystems de SIMULINK/MATLAB™. Las ganancias del controlador se eligieron como $k_p = 800s^{-1}$, $k_{dcp} = 2kVV^{-1}$, $k_{dci} = 60kVV^{-1}s^{-1}$, $T_a = 3.18ms$, $k_{vcp} = 2kVV^{-1}$, $k_{vci} = 25kVV^{-1}s^{-1}$, $k_{vp} = 100\Omega^{-1}$, y $k_{vi} = 3000\Omega^{-1}s^{-1}$, mientras que las ganancias del observador son $g_1 = \sqrt{3}\omega_s$, y $g_2 = \omega_s$. Información adicional del sistema eléctrico se presenta en la Figura 4.1. Para obtener un controlador digital, se utilizó la regla de Euler para convertir las ecuaciones en tiempo continuo al dominio discreto, $\dot{x} \cong \frac{x_{k+1}-x_k}{h}$, donde h es el tiempo de muestreo (elegido como $50\mu s$ para los ensayos que se presentan a continuación).

4.5.1 Falla Bifásica del Lado de la Carga

En el primer ensayo se analiza el desempeño del controlador cuando se compensan las corrientes de una carga desbalanceada (entonces se elige $S_2 = 1$, y además se ha considerado $S_1 = 2$, con una potencia reactiva de referencia $q_c^{+*} = 0$). Para esto, se considera una falla bifásica de 110ms del lado de la carga, la cual genera corrientes de secuencia positiva y negativa durante el periodo de la falla (desde $t = 0.05s$ hasta $t = 0.16s$). Las corrientes que consume la carga durante este ensayo son ilustradas en la Figura 4.3 a). Las estimas de las componentes de secuencia de la corriente se muestran en las Figuras 4.3 b) y c), donde el tiempo de estimación es sólo una fracción del ciclo fundamental. Esta es una característica importante de la técnica utilizada, ya que estas estimaciones son utilizadas en la ley de control para obtener una rápida y precisa compensación. En la Figura 4.3 d), se ilustran las corrientes suministradas por la red eléctrica, las cuales permanecen balanceadas en todo momento. Las corrientes inyectadas por el DSTATCOM son graficadas en la

Figura 4.3 e), estas corrientes contienen principalmente componentes de secuencia negativa (acb) las cuales compensan el desbalance de corriente en la carga creado por la falla asimétrica. Finalmente, la Figura 4.3 f) muestra la tensión de la barra DC del convertidor, la cual contiene un ripple del doble de la frecuencia fundamental, durante el periodo de la falla, propio de la condición desbalanceada.

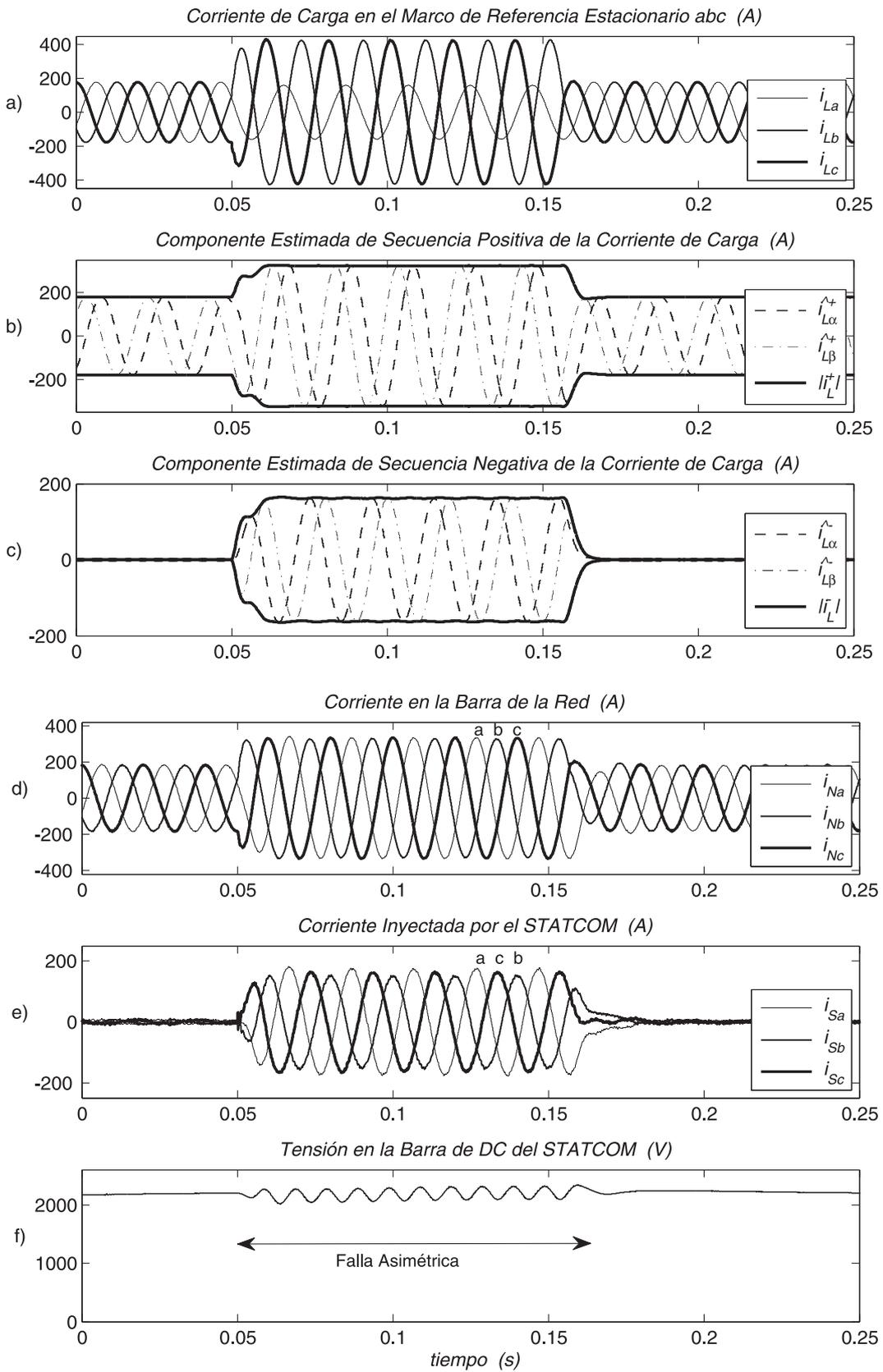


Fig. 4.3: Compensación de una falla bifásica del lado de la carga.

4.5.2 Desbalance Simultáneo de Corrientes y Tensiones

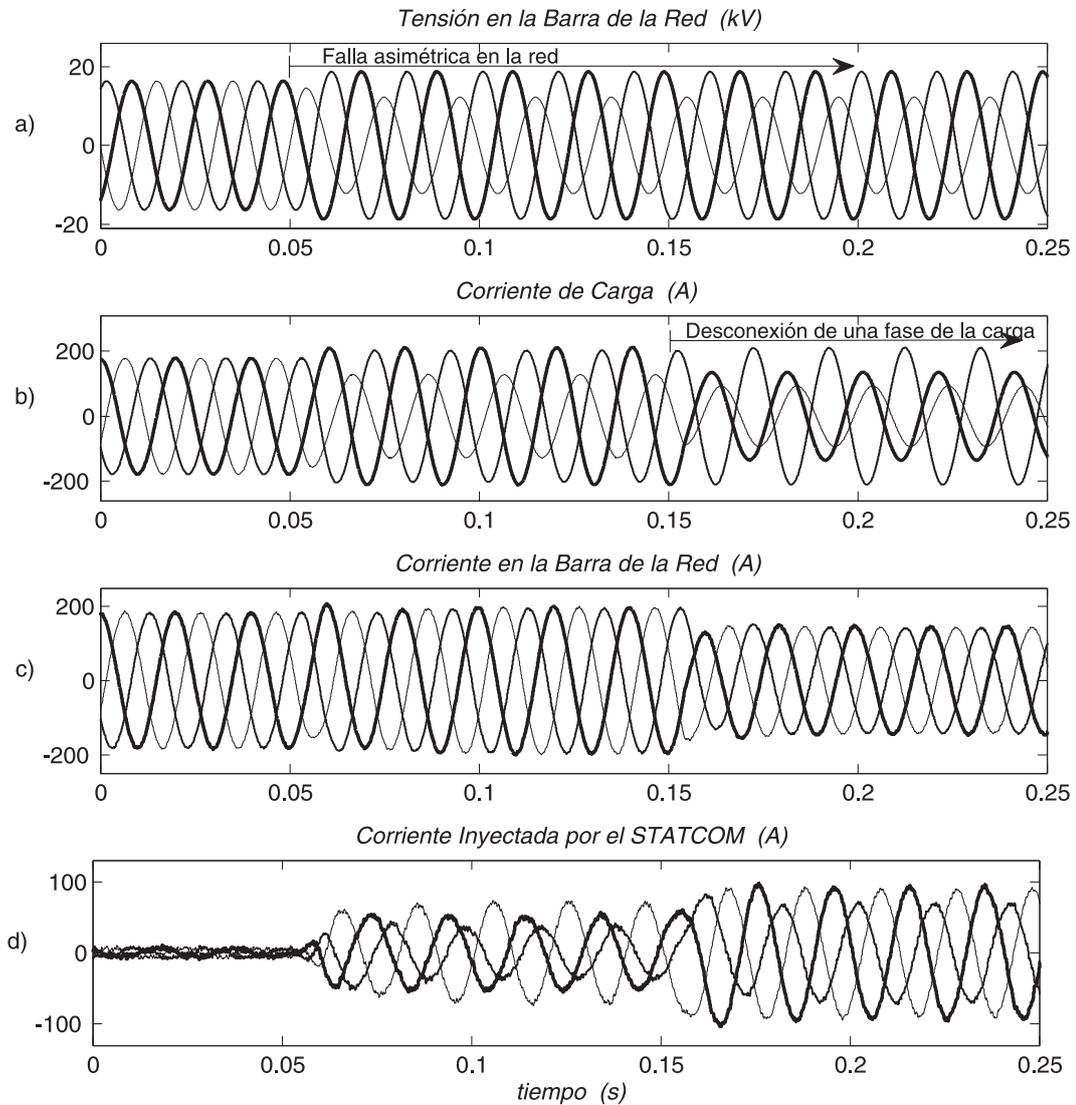


Fig. 4.4: Comportamiento frente a fallas asimétricas de corriente y tensión.

En este segundo experimento, al igual que en el ensayo anterior, se consideran las posiciones de llaves $S_2 = 1$ y $S_1 = 2$ (DSTATCOM trabajando en el modo de compensación de corrientes desbalanceadas). El sistema se encuentra balanceado cuando a los $t = 0.05$ s una falla asimétrica ocurre en el sistema de potencia, con lo cual surgen tensiones desbalanceadas en la barra donde está conectada la carga (ver

Figura 4.4 a)). Por lo tanto, después de los $t = 0.05s$, la carga absorbe una corriente desbalanceada (ver Figura 4.4 b)). Esta condición desbalanceada es rápidamente detectada y compensada por el DSTATCOM, de manera que la red eléctrica externa entrega sólo corrientes balanceadas (ver Figura 4.4 c)). Luego, a los $t = 0.15s$ se desconecta una fase de la carga, mientras que se mantienen aún las condiciones de tensión desbalanceadas en la red eléctrica. En estas condiciones fuertemente desbalanceadas, la carga toma una corriente altamente desbalanceada (ver Figura 4.4 b), después de los $t = 0.15s$). A pesar de esto, el sistema de potencia ve un consumo balanceado debido a la rápida reacción del DSTATCOM (ver corriente entregada por la red en la Figura 4.4 c)). La corrientes inyectadas por el convertidor se ilustran en la Figura 4.4 d).

4.5.3 Corrección de Corrientes Desbalanceadas y Factor de Potencia

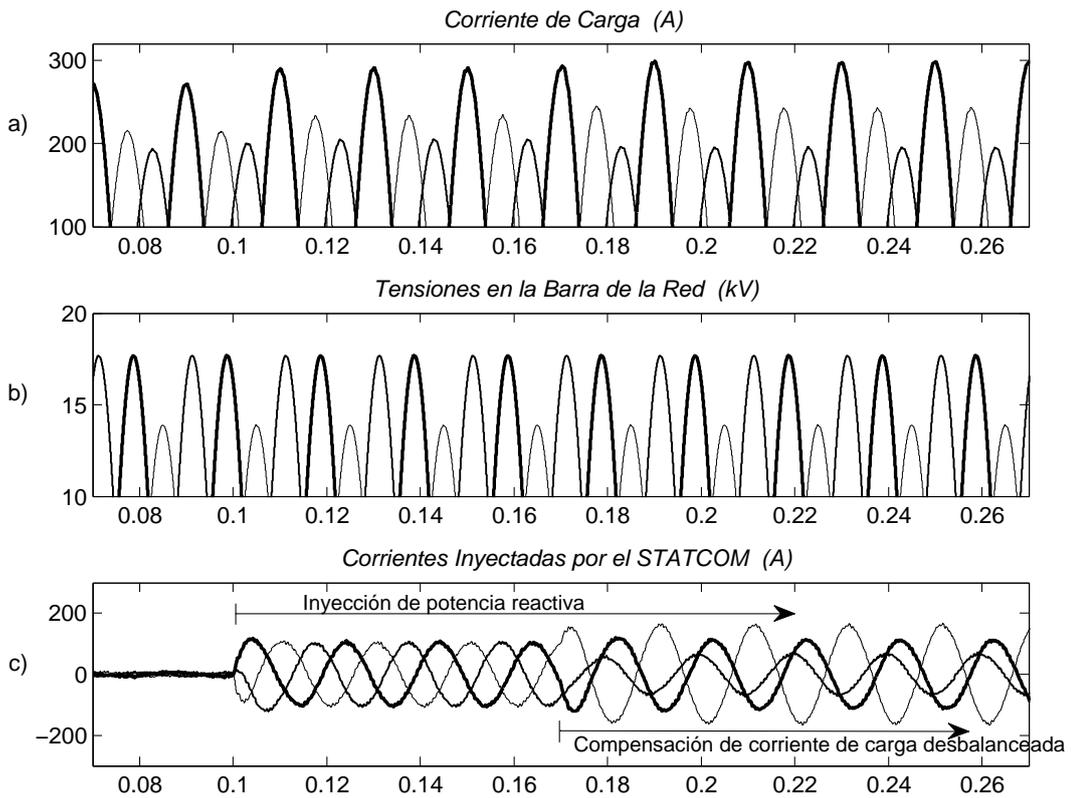


Fig. 4.5: Modo de control para la compensación de corrientes de carga desbalanceadas (parte 1).

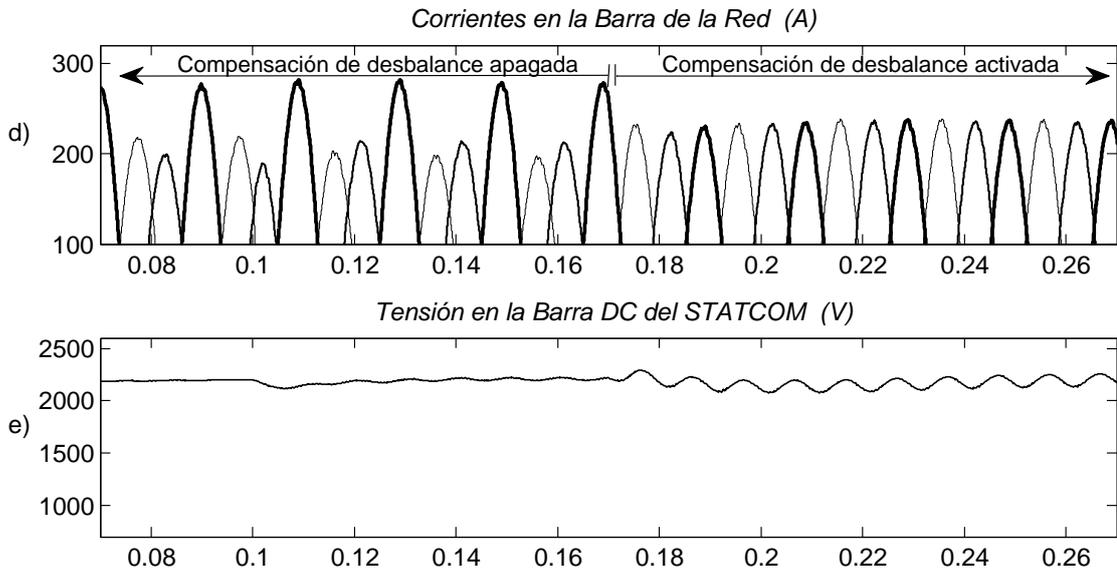


Fig. 4.5: Modo de control para la compensación de corrientes de carga desbalanceadas (parte 2).

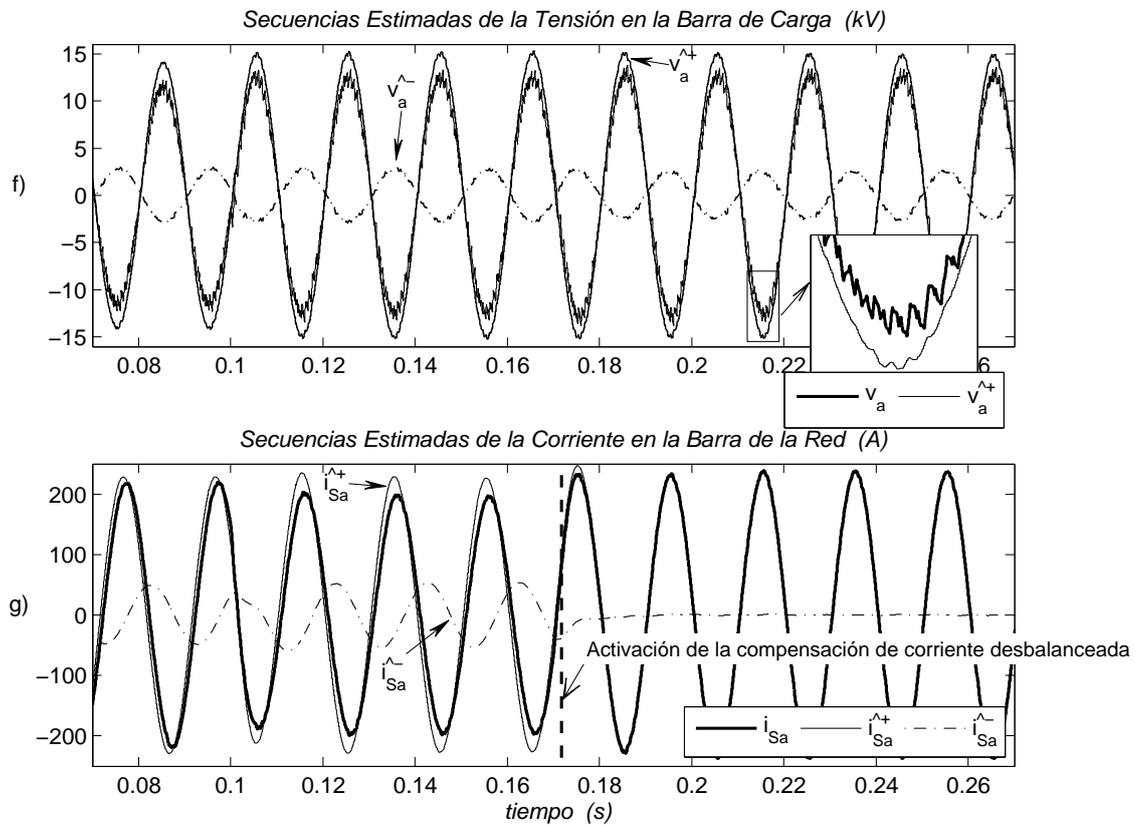


Fig. 4.5: Modo de control para la compensación de corrientes de carga desbalanceadas (parte 3).

Este ensayo fue realizado para estudiar el comportamiento del controlador cuando compensa corrientes de carga desbalanceadas y potencia reactiva simultáneamente. Entonces $S_2 = 1$, y $S_1 = 2$, con una potencia reactiva de referencia q_c^{+*} igual al reactivo que consume la carga. En las Figuras 4.5 a) y b) se grafican las corrientes y tensiones de la carga, respectivamente, donde se ve que ambas están desbalanceadas. La Figura 4.5 c) muestra las corrientes inyectadas por el convertidor bajo esta condición. A los $t = 0.1s$ el convertidor inyecta potencia reactiva para mejorar el factor de potencia de la carga ($S_1 = 2$). Como se puede ver, a pesar que las corrientes y tensiones están desbalanceadas, el convertidor puede inyectar un corriente reactiva balanceada, mostrando la capacidad del controlador de lidiar con condiciones desbalanceadas. Luego, a los $t = 0.17s$ también se activa el modo de balanceo de la corriente de la carga ($S_2 = 1$). La Figura 4.5 d) muestra que la corriente consumida desde el sistema de potencia es totalmente balanceada después de una fracción de ciclo. El desempeño del controlador para regular la tensión DC se observa en la Figura 4.5 e).

En la Figura 4.5 f) se grafican la tensión AC real y las componentes estimadas de secuencia positiva y negativa sobre la barra de la carga. Nótese que debido a la baja frecuencia de conmutación de las llaves IGBT, aproximadamente entre 1kHz y 2kHz (comparado con otras aplicaciones de baja potencia en las cuales se puede llegar a 20kHz), las tensiones AC reales contienen componentes armónicas de alta frecuencia (respecto a los 50Hz de la componente fundamental). Por otro lado, las tensiones estimadas son mucho más suaves, y con menor contenido armónico (ver ventana en la Figura 4.5 f)). Más aún, a diferencia de los métodos tradicionales basados en filtros pasa bajos, aquí el observador propuesto no presenta retraso de fase en las tensiones estimadas. Otro hecho importante es que las componentes de secuencias positiva y negativa son estimadas en una fracción del ciclo fundamental, reduciéndose los retardos asociados en otras técnicas de separación de secuencias, que generalmente son más largos. Menor retardo permite rechazar perturbaciones

y compensar desbalances de carga y en la red eléctrica de una manera rápida. Finalmente, en la Figura 4.5 g) se muestran las corrientes reales suministradas por la red, junto con sus componentes de secuencias estimadas. Antes que sea activado el control de balanceo de corriente ($t < 0.17\text{s}$), la corriente suministrada por el sistema de potencia contiene una componente de secuencia negativa, la cual es completamente eliminada luego de los $t > 0.17\text{s}$.

4.5.4 Compensación de Tensiones Desbalanceadas

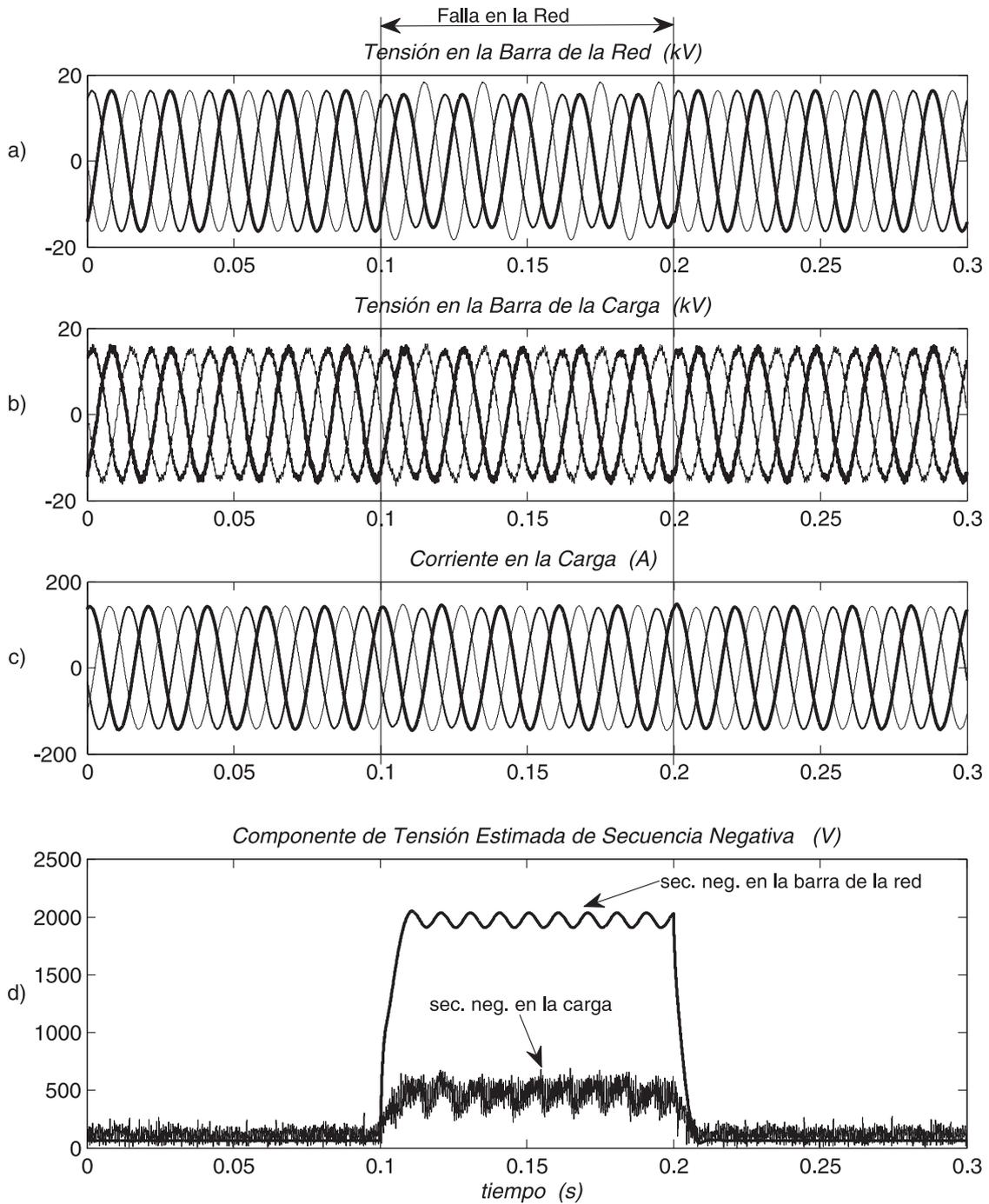


Fig. 4.6: El DSTATCOM mejorando desbalances en la barra de la carga.

Este ensayo evalúa la capacidad del DSTATCOM para compensar tensiones desbalanceadas ($S_2 = 2$). Una falla asimétrica a los $t = 0.1$ s durante 100ms ocurre en la red eléctrica y produce tensiones desbalanceadas en la barra de la carga, como se puede ver en la Figura 4.6 a). El DSTATCOM reacciona inmediatamente para reducir los desbalances de corriente y tensión (ver Figuras 4.6 b) y 4.6 c)). En la Figura 4.6 d) se ilustra la tensión estimada de secuencia negativa para las barras de la red y la carga. Como se puede ver, una componente de secuencia negativa de 2kV surge en la tensión de barra de la red, la cual es reducida por el DSTATCOM hasta alrededor de 500V en la barra de la carga. En este caso, para la potencia de cortocircuito supuesta, el VSC al intentar compensar el desbalance alcanza su potencia nominal, lo cual explica el desbalance residual en barra de la carga.

4.5.5 Compensación de Tensiones Desbalanceadas y Regulación de la Amplitud de Tensión

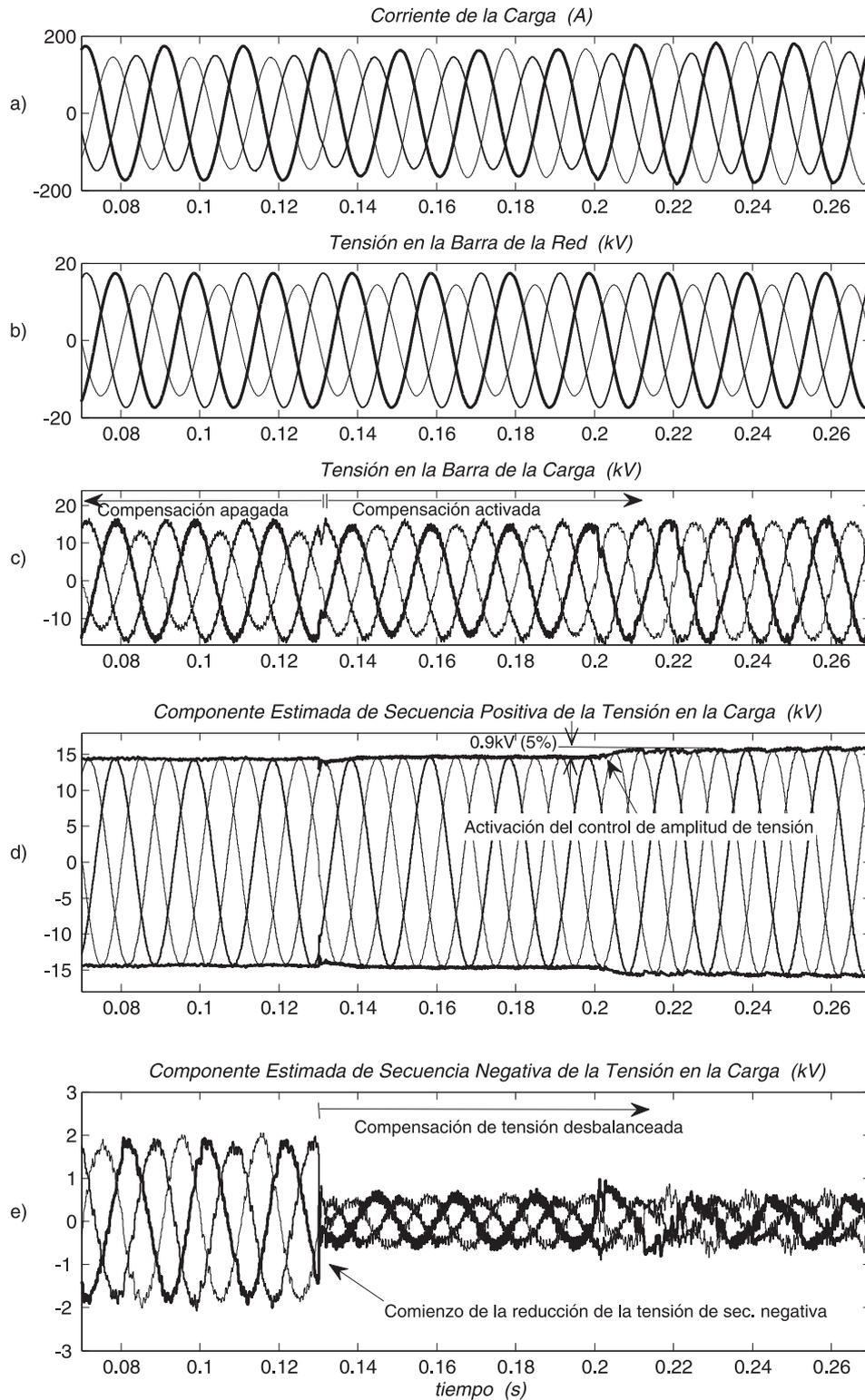


Fig. 4.7: Modo de control para la compensación de tensiones desbalanceadas.

En este último ensayo, se verificará la capacidad del convertidor para compensar tensiones desbalanceadas, y al mismo tiempo regular la amplitud de la tensión en la barra de la carga ($S_1 = 1$ y $S_2 = 2$). Las Figuras 4.7 a), b) y c) muestran la corriente de la carga, y tensiones de la red eléctrica y de la carga, respectivamente, las cuales se encuentran todas desbalanceadas para este ensayo. Luego de la activación del control de compensación de desbalances, a los $t = 0.13$ s ($S_2 = 2$), la tensión en la barra de la carga se vuelve significativamente balanceada, tal cual puede ser visto en la Figura 4.7 e), donde se graficó la componente de secuencia negativa de dicha tensión. La activación del control de regulación de tensión se realiza a los $t = 0.2$ s ($S_1 = 1$), lográndose una mejora del 5% de la amplitud de la tensión en la barra de la carga, como se muestra en la Figura 4.7 d). El hecho de que la componente de secuencia negativa no sea totalmente compensada se explica debido a que el VSC para este nivel de compensación ha alcanzado su límite de potencia nominal.

4.6 Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia de control basada en medidores virtuales permitiendo a DSTATCOMs operar bajo condiciones de una red eléctrica desbalanceada. El diseño del controlador está inspirado en la separación de las componentes de secuencias de la tensión y corriente. Esto permite controlar tanto la corriente de secuencia positiva como la negativa, evitando la salida de servicio del DSTATCOM por sobrecorriente, cuando aparecen tensiones desbalanceadas en la red. Además, al utilizar la estrategia propuesta se reduce el hardware necesario en la implementación ya que no son necesarios los medidores de tensión AC. Consecuentemente, el costo de equipamiento se reduce y la fiabilidad del sistema aumenta. El esquema propuesto presenta dos modos de funcionamiento: uno para compensar corrientes de una carga desbalanceada, y otro para mejorar la tensión en el punto de conexión del DSTATCOM. El aumento de los requerimientos en la calidad

de energía por parte de los entes reguladores, hace al controlador propuesto atractivo para diferentes plantas industriales sensibles a desbalances, o con dificultades para cumplir las actuales o futuras normas.

Capítulo 5

Conclusiones y Futuros

Desarrollos

En esta tesis se profundizó sobre el control de los convertidores de fuente de tensión (VSC) con el objetivo de mejorar su desempeño cuando se reduce el número de medidores utilizados para implementar la ley de control. En una primera etapa se comenzó con el estudio del VSC en condiciones de tensión AC balanceadas. Se propuso una ley de control basada en linealización exacta con una compensación feedforward. Las principales ventajas de esta ley son permitir una linealización exacta completa, sin realizar simplificaciones en el modelo del convertidor y evitando la dinámica interna residual que surge en los controladores en cascada convencionales que se pueden encontrar en la mayor parte de la literatura. La estrategia de control propuesta utiliza solamente tres medidores. La idea del esquema empleado consiste en reemplazar los medidores reales de tensión AC y corriente DC por medidores virtuales (o medidores por software) diseñados a partir de observadores de estados no lineales. Debido a la introducción de una transformación no lineal de las salidas medidas, este observador permite obtener una dinámica lineal del error. Consecuentemente, el error de estimación converge en una forma exponencial y las ganancias del estimador son constantes. La convergencia exponencial en todo

el espacio de estados es una propiedad muy útil debido a que las ganancias del observador pueden ser calculadas de manera sistemática, utilizando técnicas que son propias de los sistemas lineales. La estrategia de control presenta un costo computacional adicional; sin embargo, el software que resulta puede ser programado en los DSPs que se encuentran disponibles en el mercado en la actualidad. Por lo tanto, es posible implementar el controlador con un hardware más simple y barato mientras se mantiene el alto desempeño del convertidor. El estimador propuesto es capaz de estimar desacopladamente las tensiones AC y la potencia de la carga. Esta última es utilizada para construir un compensador feedforward, resultando un sistema con excelente desempeño, ya que la acción anticipativa del valor feedforward mejora en gran medida la respuesta, mientras que permite reducir el tamaño del capacitor de la etapa DC. Nótese que el costo del hardware se reduce, particularmente en aplicaciones de alta potencia, cuando se disminuye el tamaño del capacitor.

Se presentó una estrategia de control para un DSTATCOM, permitiéndole compensar condiciones desbalanceadas. El diseño del controlador está basado en las componentes de secuencia, evitando la generación de bajos armónicos en las corrientes del VSC, y reduciendo el riesgo de salida de servicio por sobrecorriente en presencia de desbalances en la red eléctrica. Además, la estrategia propuesta permite reducir el hardware necesario para implementar la ley de control, evitando utilizar las señales provenientes de los medidores de tensión AC, disminuyendo costos, cableado, probabilidad de fallas en hardware, y etapas de aislamiento entre alta tensión y placas del controlador. El controlador propuesto presenta dos modos de operación, uno para la compensación de corrientes desbalanceadas, y otro para la compensación de tensiones desbalanceadas. Debido a que cada vez son más exigentes las normas que rigen el competitivo mercado eléctrico en la actualidad, estas características lo hacen muy atractivo en puntos débiles de la red eléctrica, o cerca de grandes cargas desbalanceadas, donde la calidad de la energía necesita ser mejorada.

Para continuar con el trabajo realizado en esta tesis se espera realizar controladores que además de soportar condiciones desbalanceadas puedan sobrellevar y compensar la presencia de armónicas tanto en las tensiones como en las corrientes de la red eléctrica. Otras áreas de gran interés donde estas estrategias de control de alto desempeño pueden resultar atractivas, son las aplicaciones de energías renovables donde la presencia de convertidores AC-DC de potencia se encuentra en pleno auge. La introducción de este tipo de análisis a convertidores VSC en generación eólica, solar, mareomotriz, etc. puede ser un campo de estudio inmediato.

Apéndice A

Transformación de Marco de Referencia

A.1 Introducción

Los trabajos de Park tuvieron un gran impacto en el modelado de sistemas eléctricos. Cuando se aplica la transformación matemática denominada transformación de Park [127, 128], a la descripción matemática de los sistemas trifásicos se obtiene una simplificación muy importante. la transformación consiste, básicamente, en utilizar un nuevo sistema de variables de corrientes y tensiones, las cuales se obtienen de la proyección de las verdaderas variables en el sistema abc de tres nuevos ejes. El primero a lo largo del eje directo (d), el segundo a lo largo de un eje perpendicular, denominado eje en cuadratura (q); y el tercero sobre un eje arbitrario que representa la secuencia cero (0).

A.2 Transformación $0dq$

Se define al eje directo en el momento en que este forma un ángulo θ con respecto a un marco de referencia fijo abc , y el eje en cuadratura atrasa 90° ¹. A continuación se presenta la formulación matemática de la transformación de Park.

Si se proyectan los vectores \mathbf{a} , \mathbf{b} y \mathbf{c} sobre los ejes d y q (ver Fig. A.1), se obtienen las siguientes relaciones,

$$0 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a + b + c), \quad (\text{A.1})$$

$$d = a \cos \theta + b \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + c \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right), \quad (\text{A.2})$$

$$q = a \sin \theta + b \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + c \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right). \quad (\text{A.3})$$

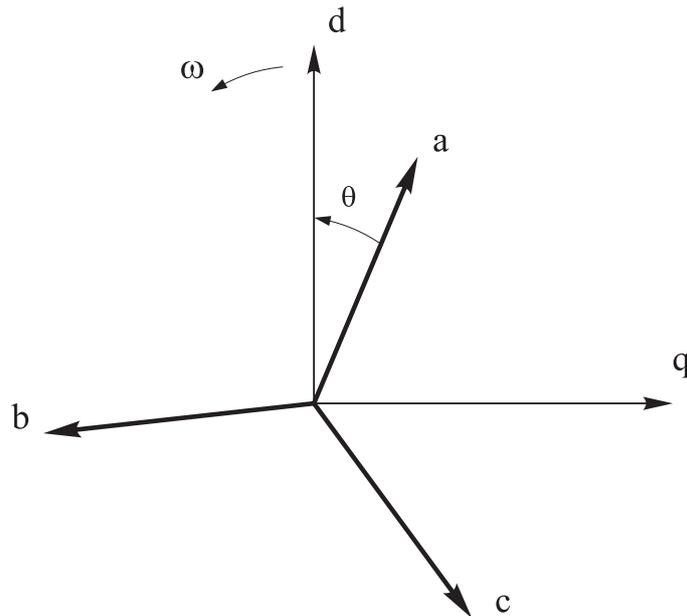


Fig. A.1: Transformación abc a $0dq$ en forma gráfica.

El efecto de la transformación de Park es simplemente transformar todas las variables en el marco fijo abc , en nuevas variables en un marco de referencia, el cual

¹También puede encontrarse en la literatura que se utiliza la transformación $0dq$ con el eje q adelantando 90° al eje d , esto es sólo una cuestión arbitraria, mientras que se tenga la precaución de ir y volver con la misma transformación.

se mueve a una velocidad $\omega = \dot{\theta}$. La transformación (A.1)-(A.3) se puede escribir en forma matricial de la siguiente manera,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ d \\ q \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{P} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Un multiplicador p será utilizado para simplificar los cálculos posteriores. La constante p vale $\frac{2}{3}$ para mantener invariante la amplitud de los vectores luego de la transformación, o vale $\sqrt{\frac{2}{3}}$ con el objeto de hacer la transformación ortogonal, es decir $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$, y de modo que la transformación presente la ventaja de mantener invariante la potencia antes, y después de transformar el sistema. Además se logra una matriz de inductancias simétrica. Debido a que algunas referencias [129–131] utilizan $p = \frac{2}{3}$ y otras [132, 133] eligen $\sqrt{\frac{2}{3}}$, se continuará el desarrollo considerando una constante p genérica de modo de mantener la compatibilidad con ambas notaciones.

Al calcular la inversa de la transformación \mathbf{P} , se verifica,

$$\mathbf{P}^{-1} = \frac{2}{3p^2} \mathbf{P}^T, \quad (\text{A.5})$$

por lo tanto se puede escribir,

$$\mathbf{P}^{-1} = \frac{2}{3p} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & \sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

La inversa de la transformación permite regresar del sistema transformado $0dq$ al sistema trifásico original abc . Observando la ecuación (A.5), también se puede deducir que la transformación de Park será ortogonal ($\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T$) sólo si $p = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

A.3 Transformación $0\alpha\beta$

Existe otra transformación que también es útil, que es la transformación $0\alpha\beta$ la cual transforma un sistema de tres vectores \mathbf{a} , \mathbf{b} y \mathbf{c} desfasados 120° , en otro sistema de dos vectores α y β desfasados 90° , más una componente de secuencia cero, tal como se muestra en la Fig. A.2.

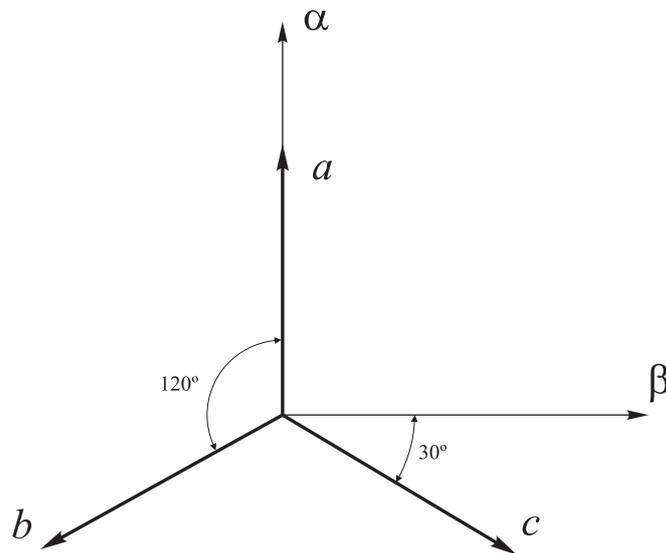


Fig. A.2: Transformación abc a $0\alpha\beta$ en forma gráfica.

Esta transformación difiere de la transformación $0dq$, que lleva el marco de referencia a rotar a la velocidad ω , ya que la transformación $0\alpha\beta$ mantiene el marco de referencia fijo. Esta transformación resulta en una simplificación cuando, tal como ocurre en una gran cantidad de máquinas, no se encuentra un retorno de neutro, ya que la suma de las corrientes será cero, y en consecuencia su componente de secuencia cero también será nula. Esta transformación logra que un sistema de tres variables a , b y c , se transforme en uno de dos variables α y β .

Para obtener la matriz de transformación de abc a $0\alpha\beta$ se proyectan los vectores abc de la Fig. A.2, en los ejes α y β obteniéndose,

$$0 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a + b + c), \quad (\text{A.7})$$

$$\alpha = a - b \sin \frac{\pi}{6} - c \sin \frac{\pi}{6}, \quad (\text{A.8})$$

$$\beta = -b \cos \frac{\pi}{6} + c \cos \frac{\pi}{6}, \quad (\text{A.9})$$

Matricialmente el sistema (A.7)-(A.9) se expresa como,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{F} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.10})$$

Al igual que en la transformación de Park se mantendrá a p como una constante genérica. Si se elige $p = \sqrt{\frac{2}{3}}$ la transformación $0\alpha\beta$ será ortogonal, ($\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^T$), y se mantendrá la potencia del sistema después de transformarlo. Invertiendo la matriz \mathbf{F} se observa que,

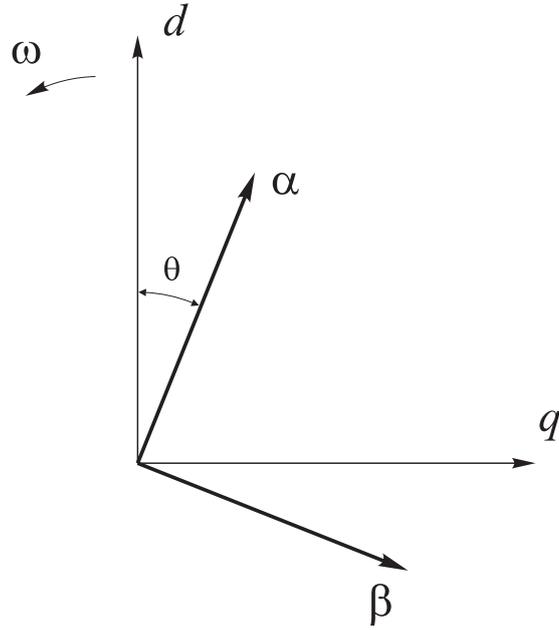
$$\mathbf{F}^{-1} = \frac{2}{3p^2} \mathbf{F}^T. \quad (\text{A.11})$$

Desarrollando (A.11) se obtiene,

$$\mathbf{F}^{-1} = \frac{2}{3p} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.12})$$

A.4 Transformación $0\alpha\beta$ - $0dq$

Frecuentemente al estar en un marco de referencia $0\alpha\beta$ se tendrá que pasar a uno $0dq$, o viceversa. Para poder hacer esto se calculará la transformación $0\alpha\beta$ - $0dq$. Por lo expuesto anteriormente, acerca de la interpretación gráfica de las transformaciones (Fig. A.1 y A.2), la situación que se plantea estará representada por el esquema que se muestra en la Fig. A.3.

Fig. A.3: Transformación de $0\alpha\beta$ a $0dq$ en forma gráfica.

Realizando las proyecciones al igual que se realizaron en las transformaciones anteriores se obtiene,

$$0 = 0, \quad (\text{A.13})$$

$$d = \alpha \cos \theta - \beta \sin \theta, \quad (\text{A.14})$$

$$q = \alpha \sin \theta + \beta \cos \theta. \quad (\text{A.15})$$

Al escribir (A.13)-(A.15) matricialmente, se define la transformación \mathbf{A} .

$$\begin{bmatrix} 0 \\ d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{A} \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.16})$$

Mientras que para el pasaje de un marco de referencia $0dq$ a otro $0\alpha\beta$ se puede recurrir a \mathbf{A}^{-1} .

$$\mathbf{A}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

Obsérvese que la matriz \mathbf{A} no depende de la constante p , y además es ortogonal puesto que se verifica $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T$. También es posible obtener la matriz \mathbf{A} a partir de las transformaciones $0dq$ y $0\alpha\beta$, tal como se muestra a continuación.

Al despejar el vector $\begin{bmatrix} a & b & c \end{bmatrix}^T$ de (A.10) se obtiene,

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}_{0\alpha\beta}. \quad (\text{A.18})$$

Finalmente reemplazando (A.18) en (A.4), se obtiene la transformación \mathbf{A} a partir de las transformaciones \mathbf{P} y \mathbf{F} .

$$\mathbf{x}_{0dq} = \mathbf{P}\mathbf{x}_{abc} = \underbrace{\mathbf{P}\mathbf{F}^{-1}}_{\mathbf{A}}\mathbf{x}_{0\alpha\beta} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{0\alpha\beta}. \quad (\text{A.19})$$

Apéndice B

Teoría pq

B.1 Introducción

La teoría de la potencia activa y reactiva instantánea en circuitos trifásicos, propuesta en [126, 134] fue un interesante aporte en lo que respecta al estudio de sistemas eléctricos dinámicos. Esta teoría utiliza valores instantáneos, permitiendo una excelente respuesta dinámica tanto para el estudio de modelos, como para su utilización en el cálculo de referencias para controladores de rápida acción. Es apta para sistemas con o sin cable de neutro, y puede ser utilizada para correcciones de sistemas desbalanceados. Es válida tanto para operación en estado estacionario, como transitorio, siendo especialmente útil en sistemas con tensiones y corrientes con formas de onda genéricas.

B.2 Potencia Instantánea

En [134–136] se definen las componentes de potencia instantánea real e imaginaria como (teoría pq),

$$\begin{aligned}
 p_0 &= \frac{2}{3p^2} v_0 i_0 && \text{Potencia instantánea de secuencia cero} \\
 p &= \frac{2}{3p^2} (v_d i_d + v_q i_q) && \text{Potencia instantánea real} \\
 q &= \frac{2}{3p^2} (v_d i_q - v_q i_d) && \text{Potencia instantánea imaginaria (por definición)}
 \end{aligned}$$

B.2.1 Transformación de Corrientes a Potencias

La transformación que relaciona las tensiones y corrientes en $0dq$ con las potencias instantáneas será¹,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_d & v_q \\ 0 & -v_q & v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{p} &= \mathbf{T}_{ip} \mathbf{i}.
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

B.2.2 Transformación de Potencia a Corrientes

El mapa inverso está dado por,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{v_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{v_d}{v_d^2+v_q^2} & \frac{-v_q}{v_d^2+v_q^2} \\ 0 & \frac{v_q}{v_d^2+v_q^2} & \frac{v_d}{v_d^2+v_q^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{i} &= \mathbf{T}_{pi} \mathbf{p},
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

donde,

$$\mathbf{T}_{pi} = \mathbf{T}_{ip}^{-1}. \tag{B.3}$$

¹Donde se consideró $p = \sqrt{\frac{2}{3}}$ para simplificar la notación.

Referencias

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, y A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, pp. 1398–1409, Oct. 2006.
- [2] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. León, y N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, pp. 1002–1016, June 2006.
- [3] F. Blaabjerg, Z. Chen, y S. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 1184–1194, Sept. 2004.
- [4] C.-T. Pan y T.-C. Chen, "Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC convertor without current sensor," *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 140, pp. 201–208, May 1993.
- [5] R. Wu, S. B. Dewan, y G. R. Slemon, "Analysis of a PWM AC to DC voltage source converter under predicted current control with fixed switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, pp. 756–764, July-Aug. 1991.
- [6] J. W. Dixon y B.-T. Ooi, "Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, pp. 508–515, November 1988.
- [7] M. P. Bahrman, J. G. Johansson, y B. A. Nilsson, "Voltage source converter transmission technologies: the right fit for the application," *IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meeting*, vol. 3, pp. 1840–1847, July 2003.
- [8] A. Jain, K. Joshi, A. Behal, y N. Mohan, "Voltage regulation with STATCOMs: modeling, control and results," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 726–735, April 2006.

- [9] A. El-Zonkoly, "Optimal sizing of SSSC controllers to minimize transmission loss and a novel model of SSSC to study transient response," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 1856–1864, November 2008.
- [10] J. Guo, M. L. Crow, y J. Sarangapani, "An improved UPFC control for oscillation damping," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 24, pp. 288–296, Feb. 2009.
- [11] C.-K. Lin, T.-H. Liu, y C.-H. Lo, "Sensorless interior permanent magnet synchronous motor drive system with a wide adjustable speed range," *IET Electric Power Appl*, vol. 3, pp. 133–146, March 2009.
- [12] A. E. Leon y J. A. Solsona, "Speed estimation of PM stepper motors. Robustness aspects," *12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'06*, pp. 1121–1126, Aug. 2006.
- [13] A. E. Leon y J. A. Solsona, "On state estimation in electric drives," *Energy Convers Management*, vol. 51, pp. 600–605, March 2010.
- [14] S. J. Amodeo, A. E. Leon, H. G. Chiacchiarini, J. A. Solsona, y C. A. Busada, "Nonlinear control strategies of a flywheel driven by a synchronous homopolar machine," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'07*, pp. 227–232, June 2007.
- [15] C. H. Chen y M. Y. Cheng, "Design and implementation of a high-performance bidirectional DC/AC converter for advanced EVs/HEVs," *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 153, pp. 140–148, Jan. 2006.
- [16] H.-B. Wang y H.-P. Liu, "A novel sensorless control method for brushless DC motor," *IET Electric Power Appl*, vol. 3, pp. 240–246, May 2009.
- [17] L. Weimers, "HVDC Light: A new technology for a better environment," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 18, pp. 19–20, Aug. 1998.
- [18] G. Asplund, K. Eriksson, y K. Svensson, "HVDC Light - DC transmission based on voltage sourced converters," *ABB Review*, vol. 1, pp. 4–9, 1998.
- [19] G. Andersson, P. Donalek, R. Farmer, N. Hatziaargyriou, I. Kamwa, P. Kundur, N. Martins, J. Paserba, P. Pourbeik, J. Sanchez-Gasca, R. Schulz, A. Stankovic, C. Taylor, y V. Vittal, "Causes of the 2003 major grid blackouts in North America and Europe, and recommended means to improve system dynamic performance," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 20, pp. 1922–1928, Nov. 2005.

- [20] M. D. Ilic, H. Allen, J. W. Chapman, C. A. King, J. H. Lang, y E. Litvinov, "Preventing future blackouts by means of enhanced electric power systems control: from complexity to order," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 1920–1941, Nov. 2005.
- [21] J. M. Mauricio, A. Marano, J. L. M. Ramos, y A. E. Leon, "Optimal frequency control including load estimation and hourly energy programs," *IEEE Power Tech Russia*, pp. 1–6, June 2005.
- [22] G. Revel, A. E. Leon, D. M. Alonso, y J. L. Moiola, "Bifurcation analysis on a detailed multimachine power system model," *40th North American Power Symposium, NAPS'08*, pp. 1–8, Sept. 2008.
- [23] G. Revel, A. E. Leon, D. M. Alonso, y J. L. Moiola, "Bifurcation analysis on a multimachine power system model," *IEEE Trans on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, pp. 937–949, April 2010.
- [24] T. Ahmed, K. Nishida, y M. Nakaoka, "Advanced control for PWM converter and variable-speed induction generator," *IET Electric Power Appl*, vol. 1, pp. 239–247, March 2007.
- [25] S. Djurovic, S. Williamson, y A. Renfrew, "Dynamic model for doubly-fed induction generators with unbalanced excitation, both with and without winding faults," *IET Electric Power Appl*, vol. 3, pp. 171–177, May 2009.
- [26] J. M. Mauricio, A. E. Leon, A. Gomez-Exposito, y J. A. Solsona, "An adaptive nonlinear controller for DFIM-based wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, pp. 1025–1035, Dec. 2008.
- [27] J. M. Mauricio, A. E. Leon, A. Gomez-Exposito, y J. A. Solsona, "An electrical approach to mechanical effort reduction in wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, pp. 1108–1110, Dec. 2008.
- [28] C. Zhan, A. Arulampalam, y N. Jenkins, "Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector pwm algorithm," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 1093–1102, July 2003.
- [29] M. Basu, S. P. Das, y G. K. Dubey, "Comparative evaluation of two models of UPQC for suitable interface to enhance power quality," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, pp. 821–830, May 2007.
- [30] A. E. Leon, S. J. Amodeo, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "A nonlinear optimal controller for unified power quality conditioners," *IET Power Electronics*, *accepted for future publication*.

- [31] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, y C.-H. Huang, “Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology,” *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 153, pp. 513–522, July 2006.
- [32] M. A. E. Alali, Y.-A. Chapuis, S. Saadate, y F. Braun, “Advanced common control method for shunt and series active compensators used in power quality improvement,” *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 151, pp. 658–665, Nov. 2004.
- [33] M.-T. Tsai y W. I. Tsai, “Analysis and design of three-phase AC-to-DC converters with high power factor and near-optimum feedforward,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, pp. 535–543, June 1999.
- [34] V. Blasco y V. Kaura, “A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, pp. 116–123, Jan. 1997.
- [35] R. Uhrin, L. Zboray, y F. Profumo, “Observer based power feedforward control for AC/AC converters,” *33rd IAS Annual Meeting IEEE Ind. Appl. Conf.*, vol. 3, pp. 1657–1662, Oct. 1998.
- [36] R. S. Pena, R. J. Cardenas, J. C. Clare, y G. M. Asher, “Control strategies for voltage control of a boost type PWM converter,” *IEEE 32nd Power Elec. Spec. Conf, PESC’01*, vol. 2, pp. 730–735, June 2001.
- [37] E.-C. Chang, T.-J. Liang, J.-F. Chen, y F.-J. Chang, “Real-time implementation of grey fuzzy terminal sliding mode control for PWM DC-AC converters,” *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 235–244, June 2008.
- [38] C. Cecati, A. Dell’Aquila, A. Lecci, y M. Liserre, “Implementation issues of a fuzzy-logic-based three-phase active rectifier employing only voltage sensors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp. 378–385, April 2005.
- [39] A. Allag, M. Hammoudi, S. M. Mimoune, M. Y. Ayad, M. Becherif, y A. Miraoui, “Tracking control via adaptive backstepping approach for a three phase PWM AC-DC converter,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE’07*, pp. 371–376, June 2007.
- [40] G. Escobar, D. Chevreau, R. Ortega, y E. Mendes, “An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier,” *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 9, pp. 637–644, July 2001.
- [41] L. Harnfors, L. Zhang, y M. Bongiorno, “Frequency-domain passivity-based current controller design,” *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 455–465, Dec. 2008.

- [42] Y. Shtessel, S. Baev, y H. Biglari, "Unity power factor control in three-phase AC/DC boost converter using sliding modes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 3874–3882, Nov. 2008.
- [43] J. Eloy-Garcia, S. Arnaltes, y J. L. Rodriguez-Amenedo, "Direct power control of voltage source inverters with unbalanced grid voltages," *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 395–407, Sept. 2008.
- [44] N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, y L. A. Dessaint, "Nonlinear control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter," *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 150, pp. 373–379, July 2003.
- [45] T.-S. Lee, "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 11–22, Jan. 2003.
- [46] R. P. Burgos y E. P. Wiechmann, "Extended voltage swell ride-through capability for PWM voltage-source rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp. 1086–1098, Aug. 2005.
- [47] T.-S. Lee y K.-S. Tzeng, "Input-output linearizing control with load estimator for three-phase AC/DC voltage-source converters," *IEEE 33rd Power Electr. Spec. Conf., PESC'02*, vol. 2, pp. 791–795, June 2002.
- [48] H. Nikkhajoei y R. Iravani, "Dynamic model and control of AC/DC/AC voltage-sourced converter system for distributed resources," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 1169–1178, April 2007.
- [49] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, y I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 473–479, May-June 1998.
- [50] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, y G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, pp. 1019–1027, July-Aug. 2001.
- [51] D.-C. Lee y D.-S. Lim, "AC voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 883–890, Nov. 2002.
- [52] L. A. Serpa, S. D. Round, y J. W. Kolar, "A virtual-flux decoupling hysteresis current controller for mains connected inverter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 1766–1777, Sept. 2007.

- [53] K. Itako y T. Mori, "Unity power factor PWM rectifier reducing the number of sensors," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05*, pp. 1–10, Sept. 2005.
- [54] T. Ohnuki, O. Miyashita, P. Lataire, y G. Maggetto, "Control of a three-phase PWM rectifier using estimated AC-side and DC-side voltages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 222–226, March 1999.
- [55] H. Yoo, J.-H. Kim, y S.-K. Sul, "Sensorless operation of a PWM rectifier for a distributed generation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 1014–1018, May 2007.
- [56] I. Agirman y V. Blasko, "A novel control method of a VSC without AC line voltage sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, pp. 519–524, March-April 2003.
- [57] B.-H. Kwon, J.-H. Youm, y J.-W. Lim, "A line-voltage-sensorless synchronous rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 966–972, Sept. 1999.
- [58] R. Kennel y P. Szczupak, "Sensorless control of 3-phase PWM rectifier," *32nd Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON'05*, pp. 1–6, Nov. 2005.
- [59] D.-C. Lee y Y.-S. Kim, "Control of single-phase-to-three-phase AC/DC/AC PWM converters for induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 797–804, April 2007.
- [60] H.-S. Song, I.-W. Joo, y K. Nam, "Source voltage sensorless estimation scheme for PWM rectifiers under unbalanced conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, pp. 1238–1245, Dec. 2003.
- [61] R. P. Burgos, E. P. Wiechmann, y J. Holtz, "Complex state-space modeling and nonlinear control of active front-end converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp. 363–377, April 2005.
- [62] D.-C. Lee, G.-M. Lee, y K.-D. Lee, "DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, pp. 826–833, May-June 2000.
- [63] L. Malesani, L. R. P. Tenti, y P. Tomasin, "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, pp. 287–292, March-April 1995.
- [64] P. Liutanakul, S. Pierfederici, y F. Meibody-Tabar, "Load power compensations for stabilized DC-Link voltage of the cascade controlled rectifier/inverter-motor drive system," *32nd Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON'05*, pp. 231–238, Nov. 2005.

- [65] C. H. Rivetta, A. Emadi, G. A. Williamson, R. Jayabalan, y B. Fahimi, "Analysis and control of a buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, pp. 559–572, March–April 2006.
- [66] T. G. Habetler y D. Divan, "Angle controlled current regulated rectifiers for AC/AC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, pp. 463–469, July 1991.
- [67] J. S. Kim y S. K. Sul, "New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor," *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'93*, pp. 300–306, June 1993.
- [68] M. Gaiceanu, "AC-AC converter with load power estimator," *TEQREP Workshop Bucharest*, pp. 67–72, April 2004.
- [69] A. Gensior, J. Rudolph, y H. Guldner, "Flatness based control of three-phase boost rectifiers," *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05*, pp. 1–9, Sept. 2005.
- [70] A. Gensior, H. Sira-Ramirez, J. Rudolph, y H. Guldner, "On some nonlinear current controllers for three-phase boost rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 360–370, Feb. 2009.
- [71] A. E. Leon, J. A. Solsona, C. Busada, H. Chiacchiarini, y M. I. Valla, "A novel feedback/feedforward control strategy for three-phase voltage-source converters," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'07*, pp. 3391–3396, June 2007.
- [72] A. E. Leon, J. A. Solsona, C. Busada, H. Chiacchiarini, y M. I. Valla, "High-performance control of a three-phase voltage-source converter including feedforward compensation of the estimated load current," *Energy Convers Management*, vol. 50, pp. 2000–2008, Aug. 2009.
- [73] A. E. Leon, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "Observer-based nonlinear controller for a three-phase voltage-source converter feeding a constant power load," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'08*, pp. 124–129, June 2008.
- [74] A. E. Leon, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, pp. 668–680, Sept. 2010.
- [75] A. E. Leon y J. A. Solsona, "Design of reduced-order nonlinear observers for energy conversion applications," *IET Control Theory & Applications*, vol. 4, pp. 724–734, May 2010.

- [76] A. E. Leon, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "Control of three-phase voltage-source converters with reduced number of sensors," *34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics, IECON'08*, pp. 641–646, Nov. 2008.
- [77] A. E. Leon, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "Control strategy for hardware simplification of VSC-based power applications," *IET Power Electronics*, vol. 4, pp. 39–50, Jan. 2011.
- [78] A. E. Leon, J. M. Mauricio, J. A. Solsona, y A. Gomez-Exposito, "Software sensor-based STATCOM control under unbalanced conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, pp. 1623–1632, July 2009.
- [79] G. Ciccarella, M. D. Mora, y A. Germani, "A Luenberger-like observer for nonlinear systems," *Inter. Journal of Control*, vol. 57, no. 3, pp. 537–556, 1993.
- [80] H. J. Sussmann y P. V. Kokotovic, "The peaking phenomenon and the global stabilization of nonlinear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 36, pp. 424–440, April 1991.
- [81] A. J. Krener y A. Isidori, "Linearization by output injection and nonlinear observers," *Systems & Control Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 47–52, 1983.
- [82] A. J. Krener y W. Respondek, "Nonlinear observers with linearizable error dynamics," *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 23, no. 2, pp. 197–216, 1985.
- [83] N. Kazantzis y C. Kravaris, "Nonlinear observer design using Lyapunov's auxiliary theorem," *Systems & Control Letters*, vol. 34, pp. 241–247, July 1998.
- [84] C. Kravaris, V. Sotiropoulos, C. Georgiou, N. Kazantzis, M. Xiao, y A. J. Krener, "Nonlinear observer design for state and disturbance estimation," *Systems & Control Letters*, vol. 56, pp. 730–735, Dec. 2007.
- [85] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*. London, Great Britain: Springer-Verlag, 3rd Edition, 1995.
- [86] J.-J. E. Slotine y W. Li, *Applied Nonlinear Control*. N.J., U.S.A.: Prentice-Hall, 1991.
- [87] M. Saeedifard, H. Nikkhajoei, y R. Iravani, "A space vector modulated STATCOM based on a three-level neutral point clamped converter," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 1029–1039, April 2007.
- [88] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, 3rd Edition, 1997.

- [89] F. Esfandiari y H. K. Khalil, "Output feedback stabilization of fully linearizable systems," *Inter. Journal of Control*, vol. 56, pp. 1007–1037, 1992.
- [90] A. Teel y L. Praly, "Tools for semi-global stabilization by partial state output feedback," *SIAM Journal of control and Optimization*, vol. 22, pp. 1443–1488, 1995.
- [91] M. Etchechoury, J. Solsona, y C. Muravchik, "On the stability of nonlinear plants that include an observer for their feedback linearization," *Inter. Journal of Systems Science*, vol. 27, pp. 1461–1466, 1996.
- [92] M. Etchechoury, J. Solsona, y C. Muravchik, "Feedback linearization via state transformation using estimated states," *Inter. Journal of Systems Science*, vol. 32, no. 1, pp. 1–7, 2001.
- [93] L. Xu y Y. Wang, "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 22, pp. 314–323, Feb. 2007.
- [94] C. H. Ng, L. Ran, y J. Bumby, "Unbalanced-grid-fault ride-through control for a wind turbine inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, pp. 845–856, May-June 2008.
- [95] A. E. Leon, J. M. Mauricio, A. Gomez-Exposito, y J. A. Solsona, "An improved control strategy for hybrid wind farms," *IEEE Trans on Sustainable Energy*, vol. 1, pp. 131–141, Oct. 2010.
- [96] A. E. Leon, M. F. Farias, P. E. Battaiotto, J. A. Solsona, y M. I. Valla, "Control strategy of a DVR to improve stability in wind farms using squirrel-cage induction generators," *IEEE Trans on Power Systems*, accepted for future publication.
- [97] M. Hagiwara, K. Wada, H. Fujita, y H. Akagi, "Dynamic behavior of a 21-level BTB-based power-flow controller under single-line-to-ground fault conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, pp. 1379–1387, Sept.-Oct. 2007.
- [98] A. E. Leon, J. M. Mauricio, J. A. Solsona, y A. Gomez-Exposito, "Adaptive control strategy for VSC-based systems under unbalanced network conditions," *IEEE Transaction on Smart Grid*, vol. 1, pp. 311–319, Dec. 2010.
- [99] B. N. Singh, A. Chandra, y K. Al-Haddad, "DSP-based indirect-current-controlled STATCOM. Part II: Multifunctional capabilities," *IEE Proc Electric Power Appl*, vol. 147, pp. 113–118, March 2000.
- [100] B. Blazic y I. Papic, "Improved D-StatCom control for operation with unbalanced currents and voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 225–233, Jan. 2006.

- [101] M. Bongiorno y J. Svensson, "Voltage dip mitigation using shunt-connected voltage source converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 1867–1874, Sept. 2007.
- [102] C. A. C. Cavaliere, E. H. Watanabe, y M. Aredes, "Multi-pulse STATCOM operation under unbalanced voltages," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 567–572, Jan. 2002.
- [103] K. Li, J. Liu, Z. Wang, y B. Wei, "Strategies and operating point optimization of STATCOM control for voltage unbalance mitigation in three-phase three-wire systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 413–422, Jan. 2007.
- [104] A. von Jouanne y B. Banerjee, "Assessment of voltage unbalance," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 16, pp. 782–790, Oct. 2001.
- [105] P. Rioual, H. Pouliquen, y J.-P. Louis, "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 495–502, May 1996.
- [106] A. Yazdani y R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 1620–1629, July 2006.
- [107] Y. Jiang y A. Ekstrom, "Applying PWM to control overcurrents at unbalanced faults of forced-commutated VSCs used as static VAR compensators," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 12, pp. 273–278, Jan. 1997.
- [108] S. E. M. de Oliveira y J. O. R. Guimaraes, "Effects of voltage supply unbalance on AC harmonic current components produced by AC/DC converters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 2498–2507, Oct. 2007.
- [109] C. Hochgraf y R. H. Lasseter, "Statcom controls for operation with unbalanced voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 13, pp. 538–544, April 1998.
- [110] N. C. Sahoo, B. K. Panigrahi, P. K. Dash, y G. Panda, "Application of a multivariable feedback linearization scheme for STATCOM control," *Electric Power Systems Research*, vol. 62, pp. 81–91, June 2002.
- [111] Q. Song, W. Liu, y Z. Yuan, "Multilevel optimal modulation and dynamic control strategies for STATCOMs using cascaded multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 1937–1946, July 2007.

- [112] G. E. Valderrama, P. Mattavelli, y A. M. Stankovic, "Reactive power and imbalance compensation using STATCOM with dissipativity-based control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 9, pp. 718–727, Sept. 2001.
- [113] G. Escobar, A. M. Stankovic, y P. Mattavelli, "An adaptive controller in stationary reference frame for D-statcom in unbalanced operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, pp. 401–409, April 2004.
- [114] S. Chen, G. Joos, y L. T. Moran, "Dynamic performance of PWM STATCOMs operating under unbalance and fault conditions in distribution systems," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 2, pp. 950–955, Jan. 2001.
- [115] H.-S. Song y K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, pp. 953–959, Oct. 1999.
- [116] L. Xu, B. R. Andersen, y P. Cartwright, "Control of VSC transmission systems under unbalanced network conditions," *IEEE PES Transmission and Distribution Conf. and Exposition*, vol. 2, pp. 626–632, Sept. 2003.
- [117] L. Xu, B. R. Andersen, y P. Cartwright, "VSC transmission operating under unbalanced AC conditions - analysis and control design," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, pp. 427–434, Jan 2005.
- [118] Y. Suh y T. A. Lipo, "Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, pp. 825–835, May-June 2006.
- [119] A. M. Stankovic, H. Lev-Ari, y M. M. Perisic, "Analysis and implementation of model-based linear estimation of dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, pp. 1903–1910, Nov. 2004.
- [120] A. A. Girgis, W. Chang, y E. B. Makram, "Analysis of high-impedance fault generated signals using a Kalman filtering approach," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 5, pp. 1714–1724, Oct. 1990.
- [121] R. A. Flores, I. Y. H. Gu, y M. H. J. Bollen, "Positive and negative sequence estimation for unbalanced voltage dips," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 4, pp. 2498–2502, July 2003.

- [122] P. W. Lehn y M. R. Iravani, "Discrete time modeling and control of the voltage source converter for improved disturbance rejection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 1028–1036, Nov. 1999.
- [123] M. K. Mishra, A. Ghosh, A. Joshi, y H. M. Suryawanshi, "A novel method of load compensation under unbalanced and distorted voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 288–295, Jan. 2007.
- [124] Y. Suh, V. Tijeras, y T. A. Lipo, "A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions," *37th IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1189–1196, Oct. 2002.
- [125] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *AIEE Transactions*, vol. 37, no. 2, pp. 1027–1140, 1918.
- [126] H. Akagi, E. H. Watanabe, y M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley, 2007.
- [127] R. H. Park, "Two reaction theory of synchronous machines. generalized method of analysis. Part. I," *AIEE Trans.*, vol. 48, pp. 716–730, 1929.
- [128] R. H. Park, "Two reaction theory of synchronous machines. generalized method of analysis. Part. II," *AIEE Trans.*, vol. 52, pp. 352–355, 1933.
- [129] P. W. Sauer y M. A. Pai, *Power System Dynamics and Stability*. Prentice Hall, 1998. USA - New Jersey.
- [130] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, 1994. USA - New York.
- [131] O. I. Elgerd, *Electric Energy Systems Theory*. EE.UU.: Tata McGraw-Hill Publishing Company LTD., 1973.
- [132] P. M. Anderson y A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*. EE.UU.: IEEE PRESS Power System Engineering Series, 1993.
- [133] J. Machowski, J. W. Bialek, y J. R. Bumby, *Power System Dynamics and Stability*. John Wiley & Sons, 1997.
- [134] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, pp. 625–630, May-June 1984.

- [135] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," *Int. Power Electronics Conf., IPEC'83*, pp. 1375–1386, 1983. Tokyo, Japan.
- [136] J. Afonso, C. Couto, y J. Martins, "Active filters with control based on the p-q theory," *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, vol. 47, pp. 5–10, Sept. 2000.