



**UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR**

TESIS DE MAGISTER EN CONTROL DE SISTEMAS

**Estrategia de Control para VSI  
con Filtro LC de Dos Etapas**

ING. DAVID ARTURO PORRAS FERNÁNDEZ

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2019



---

## Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para acceder al grado académico de Magister 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 Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIIE) “Alfredo Desages”, y el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras (DIEC) de la Universidad nacional del Sur, durante el periodo comprendido entre el 23 de Agosto de 2016 al 11 de Diciembre de 2018, bajo la dirección de los Dres. Jorge Solsona y Claudio Busada.

Ing. David Arturo Porras Fernández



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR  
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

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

---

*“We’re forever teetering on the brink of the unknowable,  
and trying to understand what can’t be understood”*

---

— Issac Asimov, *The Caves of Steel*

Quiero agradecer...

*A mis padres, Arturo e Isabel, y mi hermano, Josué, que me dieron su apoyo incondicional durante estos dos años a través de los miles de kilómetros que nos separaban. A ellos debo todo este trabajo.*

*A mi director, Jorge, que siempre estuvo a mi lado durante todo este proceso de estudio y aprendizaje, infinitas gracias por todo.*

*A todos mis compañeros del instituto, por compartir el día a día y hacer que ésta experiencia fuera más allá de lo académico, a todos ellos muchas gracias.*

---

## Resumen

En esta tesis, se estudia una estrategia de control para un convertidor DC-AC trifásico de potencia con filtro LC de dos etapas a la salida, que alimenta una carga desconocida de tipo fuente de corriente. El principal objetivo del controlador es el de mejorar la respuesta del sistema ante cambios abruptos en la carga, manteniendo siempre un voltaje de salida cercano al de referencia dada por el diseñador. Se realiza el diseño del filtro LC de dos etapas, con el fin de minimizar el tamaño de sus componentes y de que sus dos frecuencias de resonancia resulten alejadas de la frecuencia fundamental de la corriente de carga, así como de la frecuencia de PWM utilizada. El controlador propuesto hace uso de una combinación del tipo *feedback/feedforward* junto con un controlador resonante sintonizado a la frecuencia de la carga. La estrategia se basa en el uso de una serie de tensiones y corrientes de referencias, las cuales son utilizadas para hacer un correcto seguimiento de los estados del filtro. Además, se diseña un observador de estados con el fin de estimar cuatro de los seis estados del sistema, para así reducir el número de sensores necesarios para la implementación del controlador y reducir también el esfuerzo sobre la acción de control.

## Abstract

This thesis studies a control strategy for a system composed of a three-phase DC-AC power converter and an output two-stage LC filter, that feeds an unknown load current source. The main purpose of the control strategy, is to improve the performance of the system under sudden changes in the load, while the output voltage follows a reference given by the designer. The two stages LC filter is designed in order to minimize the size of the components under the condition that the two resonance frequencies of the filter result located away from the load fundamental frequency and from the one used by the PWM. The proposed controller is based on the combination of a feedback/feedforward strategy with a resonant controller tuned at the load frequency, this strategy uses a series of voltage and current references to assure the correct tracking of the filter states. Also, a state observer is used to estimate four of the six system states, that allows a reduction on the number of sensors required to implement the control strategy and diminishing the effort on the control signal.



---

## Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Problemática actual . . . . .	1
1.2. Objetivos de esta tesis . . . . .	5
1.2.1. Contribuciones de la tesis . . . . .	6
1.2.2. Organización de la tesis . . . . .	7
<b>2. Convertidores Conmutados</b>	<b>9</b>
2.1. Convertidores AC-DC (Rectificadores) . . . . .	10
2.2. Convertidores DC-DC . . . . .	14
Convertidor Buck (Reductor) . . . . .	14
Convertidor Boost (Elevador) . . . . .	15
Convertidor Buck-Boost . . . . .	16
Convertidor Ćuk . . . . .	17
2.3. Convertidores DC-AC (Inversores) . . . . .	18
2.3.1. Modulación SPWM para el VSI . . . . .	19
2.3.2. Rango Lineal ( $m_a \leq 1$ ) . . . . .	20
2.3.3. Sobremodulación ( $1 < m_a \leq 3.24$ ) . . . . .	20
2.3.4. Onda Cuadrada ( $m_a > 3.24$ ) . . . . .	21
2.3.5. VSI Monofásico de Medio Puente . . . . .	22
2.3.6. VSI Monofásico de Puente Completo . . . . .	23
2.3.7. VSI Trifásico de Puente Completo . . . . .	25
2.4. Convertidores AC-AC . . . . .	26

---

<b>3. Diseño de Filtro LC de Dos Etapas para el VSI</b>	<b>29</b>
3.1. Modelado del Filtro . . . . .	30
3.1.1. Función de Transferencia del Filtro . . . . .	30
Cálculo de las Frecuencias de Resonancia . . . . .	32
Respuesta en Frecuencia del Filtro . . . . .	38
3.1.2. Comparativa filtro LC de una etapa . . . . .	39
3.2. Conclusiones . . . . .	42
<b>4. Estrategia de Control para VSI con Filtro LC de Dos Etapas</b>	<b>45</b>
4.1. Modelado del VSI Trifásico . . . . .	46
4.1.1. Transformada de Clarke . . . . .	47
4.2. Controlador Propuesto . . . . .	49
4.2.1. Controlador con compensación feedback/feedforward . . . . .	49
4.2.2. Cálculo de los valores de las referencias . . . . .	50
4.3. Ganancias del Controlador . . . . .	53
4.3.1. Controlador Resonante . . . . .	54
4.3.2. Regulador Cuadrático Lineal: LQR . . . . .	56
4.4. Resultados de Simulación . . . . .	60
4.4.1. Resultados sin compensación feedforward . . . . .	65
4.4.2. Resultados sin controlador resonante . . . . .	67
4.4.3. Resultados ante variaciones de $\delta$ y $\gamma$ . . . . .	68
4.5. Conclusiones . . . . .	75
<b>5. Diseño de Observador para VSI con Filtro LC de Dos Etapas</b>	<b>77</b>
5.1. Modelo Extendido del Sistema en Espacio de Estados . . . . .	79
5.2. Observador de Orden Completo . . . . .	80
5.2.1. Observabilidad . . . . .	81
5.2.2. Elección de la Matriz de ganancia $G$ . . . . .	82
5.2.3. Resultados de Simulación del Sistema con Observador de Orden Completo . . . . .	83
Pruebas de robustez y perturbaciones en la carga . . . . .	89
5.3. Observador de Orden Reducido . . . . .	99
5.3.1. Elección de la Matriz de ganancia $\mathcal{G}$ . . . . .	102
5.3.2. Resultados de Simulación del Sistema con Observador de Orden Reducido . . . . .	103
Pruebas de robustez y perturbación en la carga . . . . .	109



---

5.4. Conclusiones . . . . .	118
<b>6. Conclusiones Finales y Trabajos Futuros</b>	<b>119</b>
6.1. Conclusiones de la tesis y resultados obtenidos . . . . .	119
6.1.1. Trabajos Futuros . . . . .	122
<b>Apéndice</b>	<b>123</b>
<b>A. Determinación de la Matriz P para la ecuación reducida de Riccati</b>	<b>125</b>
<b>B. Observador de Orden Completo a partir de dos mediciones</b>	<b>129</b>
B.1. Resultados de simulación . . . . .	131
<b>Bibliografía</b>	<b>137</b>



---

## Índice de figuras

1.1. Esquemática general de un sistema de generación distribuida. . . . .	3
2.1. Diagrama de bloques general de un convertidor conmutado. . . . .	10
2.2. Esquemática general de un rectificador. . . . .	11
2.3. Rectificador monofásico basado en IGBTs. . . . .	13
2.4. Rectificador trifásico basado en IGBTs. . . . .	13
2.5. Circuito convertidor Buck. . . . .	15
2.6. Circuito convertidor Boost. . . . .	16
2.7. Circuito convertidor Buck-Boost. . . . .	16
2.8. Circuito convertidor Ćuk. . . . .	17
2.9. Topologías básicas de un inversor según su fuente de entrada. . . . .	18
2.10. Formas de onda generales de un SPWM . . . . .	20
2.11. Inversor monofásico de medio puente. . . . .	23
2.12. Inversor monofásico de puente completo. . . . .	24
2.13. SPWM para un VSI monofásico de puente completo. . . . .	24
2.14. Esquema general de un inversor trifásico. . . . .	25
2.15. SPWM para un VSI trifásico de puente completo. . . . .	26
3.1. Filtro LC de dos etapas propuesto. . . . .	30
3.2. Filtro LC de dos etapas en términos de impedancia compleja. . . . .	31
3.3. Gráfico $\gamma$ vs $\delta$ para cálculo de $L_2$ y $C_2$ . . . . .	36
3.4. Gráfico comparativo entre frecuencia de resonancia e inductancia $L_2$ . . . . .	37

3.5. Gráfico comparativo entre frecuencia de resonancia y capacitancia $C_2$ . . . . .	37
3.6. Respuesta en frecuencia del filtro LCLC a lazo abierto. . . . .	39
3.7. Filtro LC en términos de impedancia compleja. . . . .	40
3.8. Comparativa respuestas de frecuencia filtro LCLC vs LC . . . . .	41
3.9. Respuesta en frecuencia del filtro LC vs LCLC a lazo abierto $\omega_0 = \omega_1$ . . . . .	42
4.1. VSI trifásico con filtro LC de dos etapas. . . . .	46
4.2. Relación entre los vectores $abc$ y $\alpha\beta 0$ . . . . .	48
4.3. Diagrama de bloques control feedback/feedforward. . . . .	49
4.4. Modelo del VSI con filtro LC de dos etapas y control propuesto. . . . .	53
4.5. Modelo del sistema con control P+R. . . . .	55
4.6. VSI con controlador P+R. . . . .	59
4.7. Señal de control $u_{abc}$ con estados medidos y sin carga ( $i_0$ ) en el sistema. . . . .	61
4.8. Voltaje medido en $C_1$ y $C_2$ , sin carga en el sistema. . . . .	62
4.9. Corriente medida en $L_1$ y su error respecto a la referencia. . . . .	63
4.10. Voltaje medido en $C_1$ y su error respecto a la referencia. . . . .	63
4.11. Corriente medida en $L_2$ y su error respecto a la referencia. . . . .	64
4.12. Voltaje medido en $C_2$ y su error respecto a la referencia. . . . .	64
4.13. Señal de control $u_{abc}$ con estados medidos. . . . .	65
4.14. Voltaje medido en $C_1$ y su error respecto a la referencia sin compensación feedforward. . . . .	66
4.15. Voltaje medido en $C_2$ y su error respecto a la referencia sin compensación feedforward. . . . .	66
4.16. Voltaje medido en $C_2$ y su error respecto a la referencia sin control resonante. . . . .	67
4.17. Corriente medida en $L_2$ y su error respecto a la referencia con $L_2$ mínimo. . . . .	69
4.18. Señal de control $u_{abc}$ con estados medidos y $L_2$ mínimo. . . . .	69
4.19. (a) Señal de control para $C_2 = 184$ nF (b) Señal de control para $C_2 = 255$ nF. (c) Señal de control para $C_2 = 310$ nF. . . . .	71
4.20. (a) Tensión de salida en $C_2 = 184$ nF, correspondiente al mínimo calculado. (b) Tensión de salida en $C_2 = 255$ nF. (c) Tensión de salida en $C_2 = 310$ nF. . . . .	72

4.21. Región de estabilidad para $\gamma$ y $\delta$ (línea punteada). El punto marcado corresponde al valor a partir del cual se obtiene un buen rechazo a la perturbación con $C_2 = 866$ nF. . . . .	72
4.22. (a) Señal de control para $C_2 = 328$ nF. (b) Señal de control para $C_2 = 543$ nF. (c) Señal de control para $C_2 = 866$ nF. . . . .	73
4.23. (a) Tensión de salida en $C_2 = 328$ nF. (b) Tensión de salida en $C_2 = 543$ nF. (c) Tensión de salida en $C_2 = 866$ nF. . . . .	73
4.24. Señal de control $u_{abc}$ con estados medidos y $C_2 = 866$ nF. . . . .	74
4.25. Voltaje medido en $C_2$ y su error respecto a la referencia con $C_2 = 866$ nF. . . . .	74
5.1. Diagrama de Bloques del Observador junto con el lazo de control. . . . .	78
5.2. Diagrama de bloques del sistema implementado con observador de orden completo. . . . .	84
5.3. Señal de control $u_{abc}$ con estados estimados. . . . .	85
5.4. Corriente en $L_1$ estimada junto con su respectivo error respecto a la medición. . . . .	86
5.5. Tensión en $C_1$ estimada junto con su respectivo error respecto a la medición. . . . .	86
5.6. Corriente en $L_2$ estimada junto con su respectivo error respecto a la medición. . . . .	87
5.7. Tensión en $C_2$ estimada junto con su respectivo error respecto a la medición. . . . .	87
5.8. Corriente de carga $i_0$ y su error con observador de orden completo. . . . .	88
5.9. Derivada de la corriente de carga $\dot{i}_0$ y su error con observador de orden completo. . . . .	88
5.10. Señal de control $u_{abc}$ con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	90
5.11. Corriente estimada en $L_1$ con variación de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	91
5.12. Tensión estimada en $C_1$ con variación de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	91
5.13. Corriente estimada en $L_2$ con variación de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	92
5.14. Tensión estimada en $C_2$ con variación de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	92
5.15. Corriente de carga estimada $i_0$ con variación de 0.85 veces en componentes de planta. . . . .	93

5.16. Derivada de la corriente de carga estimada $\hat{i}_0$ con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	93
5.17. Señal de control $u_{abc}$ con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	95
5.18. Corriente estimada en $L_1$ con variación de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	95
5.19. Tensión estimada en $C_1$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	96
5.20. Corriente estimada en $L_2$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	96
5.21. Tensión estimada en $C_2$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	97
5.22. Corriente de carga estimada $i_0$ con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	97
5.23. Derivada de la corriente de carga estimada $\hat{i}_0$ con variación en componentes con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	98
5.24. Diagrama de bloques del Observador de Orden Reducido junto con lazo de control. . . . .	102
5.25. Diagrama de bloques del sistema implementado con observador de orden reducido. . . . .	104
5.26. Señal de control $u_{abc}$ con observador de orden reducido. . . . .	105
5.27. Corriente estimada en $L_1$ y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido. . . . .	106
5.28. Voltaje estimado en $C_1$ y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido. . . . .	106
5.29. Corriente medida en $L_2$ y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido. . . . .	107
5.30. Voltaje medido en $C_2$ y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido. . . . .	107
5.31. Corriente de carga $i_0$ y su error con observador de orden reducido.	108
5.32. Derivada de la corriente de carga $\dot{i}_0$ y su error con observador de orden reducido. . . . .	108
5.33. Señal de control $u_{abc}$ con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	110
5.34. Corriente estimada en $L_1$ con variación de 0.85 veces su valor nominal. . . . .	110
5.35. Tensión estimada en $C_1$ con variación de 0.85 veces su valor nominal.	111

5.36. Corriente medida en $L_2$ con variación de 0.85 veces su valor nominal.	111
5.37. Tensión medida en $C_2$ con variación de 0.85 veces su valor nominal.	112
5.38. Corriente de carga estimada $i_0$ con variación de 0.85 veces en componentes de planta. . . . .	112
5.39. Derivada de la corriente de carga estimada $\hat{i}_0$ con variación de 0.85 veces en componentes de planta. . . . .	113
5.40. Señal de control $u_{abc}$ con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	114
5.41. Corriente estimada en $L_1$ con variación de 1.15 veces su valor nominal. . . . .	115
5.42. Tensión estimada en $C_1$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	115
5.43. Corriente medida en $L_2$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	116
5.44. Tensión medida en $C_2$ con variación de 1.15 veces su valor nominal.	116
5.45. Corriente de carga estimada $i_0$ con variación de 1.15 veces en componentes de planta. . . . .	117
5.46. Derivada de la corriente de carga estimada $\hat{i}_0$ con variación de 1.15 veces en componentes de planta. . . . .	117
B.1. Diagrama de bloques del sistema implementado con el modelo de observador de orden completo propuesto. . . . .	132
B.2. Señal de control $u_{abc}$ con estados estimados. . . . .	132
B.3. Corriente en $L_1$ estimada junto con su respectivo error. . . . .	133
B.4. Tensión en $C_1$ estimada junto con su respectivo error. . . . .	133
B.5. Corriente en $L_2$ estimada junto con su respectivo error. . . . .	134
B.6. Tensión en $C_2$ estimada junto con su respectivo error. . . . .	134
B.7. Corriente de carga $i_0$ y su error. . . . .	135
B.8. Derivada de la corriente de carga $\dot{i}_0$ y su error. . . . .	135





## 1.1. Problemática actual

EN las últimas décadas, la demanda de energía eléctrica a nivel mundial ha tenido un incremento considerable. Este requerimiento energético ha sido suplido casi en su totalidad por generadores basados en combustibles fósiles, los cuales no sólo son limitados, sino que su uso desmedido ha agravado problemas ambientales como el calentamiento global. Para solucionar los problemas asociados a esto, el uso y desarrollo de energías de fuentes renovables está siendo uno de los principales intereses de la mayor parte de naciones [1].

Las tecnologías asociadas a las energías renovables están siendo vistas como una de las más importantes soluciones al mejoramiento del uso de estas energías, por lo que para las próximas décadas éstas van a ser ampliamente investigadas y desarrolladas [2]. En la actualidad, entre las energías renovables que cada vez penetran más en las matrices energéticas de los diferentes países, se encuentran las llamadas energías renovables no convencionales, debido a que otras fuentes renovables han sido utilizadas ampliamente en las últimas décadas, como la hidroeléctrica. En la actualidad, entre las energías renovables no convencionales que cada vez penetran más en las matrices energéticas de los diferentes países, se destacan la energía eólica y la energía solar fotovoltaica [3].

Los criterios para el diseño de los sistemas que generan, transmiten, distribuyen y utilizan energía eléctrica están cambiando, con el propósito de hacerlos más eficientes y confiables. Entre otros hechos, esto es motivado por el objetivo de viajar hacia una economía que sea menos dependiente de los combustibles fósiles y para que, en parte, la generación de energía vea un significativo incremento en las matrices energéticas de generación basadas en energías renovables no convencionales. En este escenario, la optimización en la transmisión y la generación hacen necesaria la conversión de la forma de onda de los generadores de voltaje, debiéndose cambiar la misma entre alterna y continua y viceversa, varias veces en distintos puntos de la red eléctrica. Se prevé que en un futuro cercano, la generación se ajustará más al requerimiento del usuario y el flujo de energía viajará en la red en dos sentidos, haciendo que algunas veces no pueda distinguirse, claramente, entre generador y consumidor, cosa que sí ocurre hoy en día. Este nuevo concepto de diseño de red eléctrica, suele denominarse “red eléctrica inteligente” [4].

Por estos motivos, los convertidores de tensión y corriente son y serán utilizados en un amplio número de aplicaciones de baja, media y alta potencia que incluyen aplicaciones industriales y residenciales, transporte de energía y sistemas de generación distribuida basados en energías renovables no convencionales [5].

En la figura 1.1, se muestra un esquemático general de un sistema de generación distribuida, donde se genera energía eléctrica a partir de fuentes de energía renovables, la cual puede ser aprovechada en diferentes puntos de la red eléctrica, sin importar si estos se encuentran aislados o no [6]. Un sistema como el de la figura 1.1, puede estar compuesto por una o más fuentes de energía renovable funcionando de manera conjunta. La energía generada por estos sistemas puede ser inyectada a la red en puntos cercanos al usuario final, evitándose el uso de grandes líneas de transmisión, reduciendo así las pérdidas asociadas a esto [7].

Según se observa en la figura 1.1, una topología general de conversión de energía proveniente de fuentes no convencionales, consta de una serie de convertidores, entre ellos rectificadores (AC-DC), inversores (DC-AC) y convertidores DC-DC, que entregarán la corriente o tensión deseada a la salida de éstos. Los rectificadores, son ampliamente utilizados en sistemas de generación eólica en donde la frecuencia de la tensión o corriente generalmente será variable (esto si no se in-

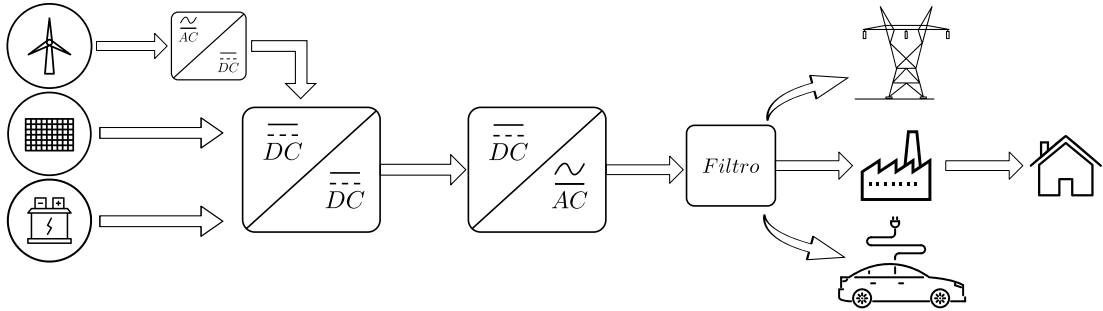


Figura 1.1: Esquemática general de un sistema de generación distribuida.

cluyen convertidores mecánicos [8]), en el cual la tensión es convertida a continua con un nivel de tensión controlado y después la misma es inyectada ya sea a un convertidor DC-DC para subir su nivel de tensión o directamente a un inversor, el cual se encargará de convertir la tensión en continua a una en alterna controlada a la frecuencia de la red (50 ó 60 Hz para sistemas típicos de potencia). La salida del inversor, podrá ser conectada entonces a una red de distribución para alimentar las cargas correspondientes a través de un filtro adecuado.

Los inversores también pueden ser vistos como sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS<sup>1</sup>) los cuales son utilizados ampliamente para proteger y garantizar el funcionamiento de equipos ante la pérdida de tensión en la red principal o variaciones abruptas de la misma. En general una UPS consiste de un inversor de tensión (DC-AC) y un filtro LC [9] a partir del cual se mantiene una tensión constante para así alimentar la carga. Según el uso que se le de a las UPS, así variará la potencia de estas, que pueden ir desde los 300 VA para equipos residenciales hasta sistemas de varios megawatts para grandes centros de computo y procesamiento de datos, consistentes muchas veces de varios inversores en paralelo [9].

Un inversor de tensión (VSI<sup>2</sup>) entrega a la salida una tensión con un gran contenido armónico de alta frecuencia relacionado a la modulación por ancho de pulso (PWM<sup>3</sup>) utilizada para conmutar los dispositivos semiconductores. Debido a esto es necesario incluir un filtro entre la salida del inversor y la carga, en el cual, como es el caso de las UPS, la topología más sencilla consistirá de un capacitor en paralelo. Sin embargo, para poder cumplir con los estándares de calidad de

<sup>1</sup> UPS: *Uninterruptible Power Supply*

<sup>2</sup> Voltage Source Inverter

<sup>3</sup> Pulse Width Modulation

energía [10, 11], es necesario incluir más etapas de filtrado para así eliminar los armónicos de alta frecuencia introducidos por la conmutación. Si se desea utilizar solo un capacitor, este debe ser lo suficientemente grande para eliminar éstos armónicos, o usar frecuencias de conmutación suficientemente altas, por lo que el incluir varias etapas de filtrado reduce considerablemente el tamaño de los componentes, y de manera directa el tamaño del inversor, algo que se debe de tener en cuenta, en especial, al diseñar convertidores de potencia.

Con el fin de mantener una tensión adecuada a la salida del convertidor, es necesario controlar de manera correcta el mismo. Las topologías más estudiadas se componen de un inversor con un filtro LC [12–17], en el que se controla la tensión en el capacitor. El incremento de etapas de filtrado, a pesar de sus ventajas, presenta una dificultad a la hora de controlar, debido a que entre más componentes se añadan al sistema se incrementa de igual manera la dinámica del mismo. Además, en el caso de añadir más de una etapa LC, se introducen el mismo número de frecuencias de resonancia asociadas a estas [18], en donde si se toma en cuenta la frecuencia de conmutación, es deseable que la o las frecuencias de resonancia del filtro estén lo suficientemente alejadas de ésta para evitar la amplificación de corrientes armónicas que puedan causar daños a los dispositivos.

El objetivo principal al diseñar una estrategia de control para un inversor con filtro C o LC está en poder tener una tensión a la salida del inversor que contenga bajo contenido armónico, una muy buena regulación de voltaje y que tenga una buena respuesta ante variaciones o desbalance en la carga [19]. Diferentes estrategias de control para inversores y convertidores en general han sido propuestas en las últimas décadas (ver [20–22] y sus referencias), pero en términos generales, éstas involucran la medición de la salida de voltaje y alguna de las corrientes del filtro, ya sea en el inductor o capacitor, también es común que se incluya la medición de la carga, para compensar los efectos que pueda introducir ésta al sistema [23].

Como se detalló anteriormente, la gran mayoría de topologías, utilizan filtros C o LC. En comparativa, el uso de dos etapas ha sido estudiado en algunos casos aislados, especialmente en el uso de convertidores DC-DC, en donde se combinan filtros LC en serie con una etapa LC en paralelo [24, 25] o para cargadores de baterías con dos etapas LC en paralelo [18, 26]. Sin embargo, en todos estos casos

se miden todas las variables del filtro para su correcto control, se hace especial énfasis a la respuesta en frecuencia del filtro, en dos de ellos se hace uso de componentes relativamente grandes y en el último se utilizan componentes más pequeños pero con una frecuencia de conmutación mayor.

## 1.2. Objetivos de esta tesis

Según lo planteado anteriormente, esta tesis desarrolla una estrategia de control para un filtro LCLC que alimenta una carga de corriente alterna desconocida, con el objetivo de que la tensión de salida siga de manera correcta a una referencia dada por el diseñador, en el que incluso ante variaciones en la carga el controlador responda de manera adecuada ante estas perturbaciones y las pueda rechazar rápidamente sin desestabilizar el sistema. Además se busca minimizar los tamaños de los componentes del filtro basado en las frecuencias de resonancia del mismo, con el fin de alejar lo máximo posible a éstas de la frecuencia de la carga y la de PWM. También se busca diseñar el controlador para disminuir la cantidad de sensores a utilizar, sin que se deteriore considerablemente el desempeño que se obtendría para el sistema con un alto número de sensores, además, según se detalla en [27] y [28], cuando la carga es modelada como una fuente de corriente, tanto esta como su derivada puede ser estimadas utilizando un observador de orden reducido, lo cual, si se extiende el modelo del observador a los demás estados del filtro es posible encontrar que se pueden estimar otras variables del sistema (tensiones y corrientes).

### 1.2.1. Contribuciones de la tesis

Trabajos originales en congresos científicos [29, 30]

- David Porras Fernández, Sebastian Gomez Jorge, Claudio Busada y Jorge Solsona, “Estrategia de control para un convertidor cc-ca reductor con filtro de salida LCLC que alimenta una carga tipo fuente de corriente desconocida”, XVII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control - Mar del Plata, Argentina, 2017. ISBN: 978-987-544-754-7.

▮ *En este trabajo se presentó una estrategia de control para un filtro LCLC monofásico, en el cual se estimaban la corriente de carga (la cual se supuso constante para este caso) y su derivada a partir de la medición de dos de los estados del filtro. Este trabajo contiene de manera parcial los resultados expuestos en el capítulo 4, específicamente las secciones 4.2 y 4.4* ▮

- David Porras Fernández, Sebastian Gomez Jorge, Claudio Busada y Jorge Solsona, “Control strategy for a three-phase DC-AC converter with an output LCLC filter that feeds an unknown load current source”, 26<sup>o</sup> Congreso Argentino de Control Automático - Buenos Aires, Argentina, 2018. ISBN: 978-987-46859-0-2.

▮ *En este trabajo se presentó la estrategia de control para un inversor trifásico. Esta se implementó mediante la definición de una serie de referencias dadas. Se hizo uso de un observador de orden reducido para estimar cuatro de los estados del sistema. Este trabajo contiene de manera parcial los resultados obtenidos en el capítulo 5, específicamente los de la sección 5.3* ▮

### 1.2.2. Organización de la tesis

El presente capítulo, hace una pequeña introducción al tema de estudio, brindando las referencias bibliográficas respectivas al contexto actual en el cual se desarrolla ésta tesis.

En el capítulo 2 se presenta el marco teórico de los diferentes tipos de convertidores y sus usos haciendo énfasis a los inversores, sus topologías básicas y se explica una de las técnicas de modulación más utilizadas en este tipo de convertidores.

En el capítulo 3 se presenta el diseño del filtro LC de dos etapas basado en las frecuencias de resonancia del mismo. Tomando como base el modelo a lazo abierto de la función de transferencia del filtro, se busca minimizar el tamaño de los componentes a partir de una frecuencia de resonancia establecida por el diseñador, con el fin de alejar esta de la de conmutación. Con el fin de garantizar valores de componentes comerciales para una fácil implementación, se utiliza un método en el cual es posible elegir dos de los cuatro componentes a partir de las frecuencias de conmutación deseadas y la elección de valores comerciales para los otros dos componentes.

En el capítulo 4 se detalla la estrategia de control para el VSI con el filtro diseñado en el capítulo 3. La propuesta se basa en el uso de un controlador *feedback/feedforward*<sup>4</sup> junto con un controlador resonante sintonizado a una frecuencia de 50 Hz, en el cual se hace uso de una serie de referencias de tensión y corriente definidas por el diseñador para el correcto seguimiento de la tensión de salida. Se utiliza un método de optimización para calcular los valores óptimos de ganancia tanto del controlador proporcional como resonante a partir de un modelo extendido de la planta que incluye al control resonante. Los resultados de simulación son presentados al final de este capítulo midiendo todas las variables del filtro.

En el capítulo 5 se presenta el diseño de un observador de estados, utilizando

---

<sup>4</sup>El término *feedforward* se puede traducir como *avanacción*, sin embargo no existe una traducción literal del mismo por lo que se decidió dejarlo en su forma original en el idioma inglés.

solamente una medición de corriente y otra de tensión, a partir del modelo extendido del sistema se estimarán, con un observador de orden reducido, las demás variables del filtro junto con la carga y su primera derivada. En éste se comparan los resultados obtenidos con la medición de todas las variables y las ventajas sobre este.

Finalmente, en el capítulo 6, se presentan las conclusiones y los posibles trabajos futuros a implementar basado en los resultados obtenidos.



## Convertidores Conmutados

UN convertidor conmutado es aquel dispositivo que se encarga de transformar una corriente o voltaje de entrada a una forma y tipo de onda específica según la necesitada en la salida. En la figura 2.1 se muestra un diagrama en bloques que representa de manera general un sistema completo con un convertidor, filtro, carga y control respectivos. La entrada al convertidor ( $v_i, i_i$ ) puede provenir de una fuente de corriente continua, como una batería, o una fuente de corriente alterna, como la red eléctrica general. La salida del convertidor ( $v_o, i_o$ ) puede ser de igual manera DC o AC, según las necesidades de la carga [31]. Por lo tanto, dependiendo de la transformación realizada, los convertidores se pueden dividir en cuatro categorías generales:

- Convertidores AC-DC (Rectificadores)
- Convertidores DC-DC
- Convertidores DC-AC (Inversores)
- Convertidores AC-AC

Los diseños actuales de convertidores utilizan dispositivos de estado sólido como tiristores, MOSFETs<sup>1</sup> o IGBTs<sup>2</sup>. Para sistemas de baja potencia (<100 V y varias decenas de amperes), los MOSFET otorgan el mayor rendimiento debido a

---

<sup>1</sup> Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

<sup>2</sup> Insulated Gate Bipolar Transistor

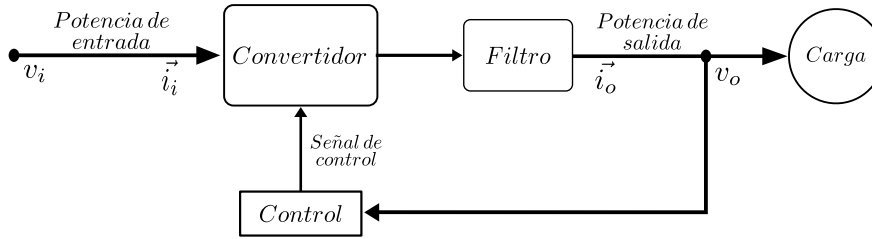


Figura 2.1: Diagrama de bloques general de un convertidor conmutado.

las altas frecuencias de conmutación soportadas. Para media potencia ( $<1$  kV V, y corrientes menores a 100 A), son mayormente utilizados los IGBTs con conmutación por PWM<sup>3</sup>, y para altas potencias ( $>1$  kV y corrientes mayores a 100 A) los tiristores tipo GTO<sup>4</sup> son preferidos debido a su capacidad de bloqueo de voltaje inverso y su relativamente alta conmutación de varios kilohertz de frecuencia [32]. Sin embargo se han realizado grandes avances en el desarrollo de IGBTs y están remplazando a los tiristores en aplicaciones de más de 5 kV, utilizando varios dispositivos empaquetados en un solo módulo y utilizando tecnologías basadas en carburo de silicio (SiC) [33–38]

Debido a los requerimientos estipulados por varios estándares de calidad de energía (ver [10, 39] y similares), se deben de añadir filtros a la salida de los convertidores para eliminar los armónicos de alta frecuencia introducidos por la conmutación, éstos pueden ser pasivos (inductancias, capacitores y resistencias), activos (dispositivos semiconductores) o combinaciones de éstos [40, 41]

En este capítulo se dará una introducción a los convertidores AC-DC, DC-DC y AC-AC, y detallarán los convertidores DC-AC, que son el principal estudio de esta tesis.

## 2.1. Convertidores AC-DC (Rectificadores)

Los convertidores AC-DC, también llamados rectificadores, son utilizados en un gran rango de aplicaciones que van desde variadores de velocidad, UPS, líneas

<sup>3</sup> Pulse Width Modulation

<sup>4</sup> Gate Turn-Off Thyristor

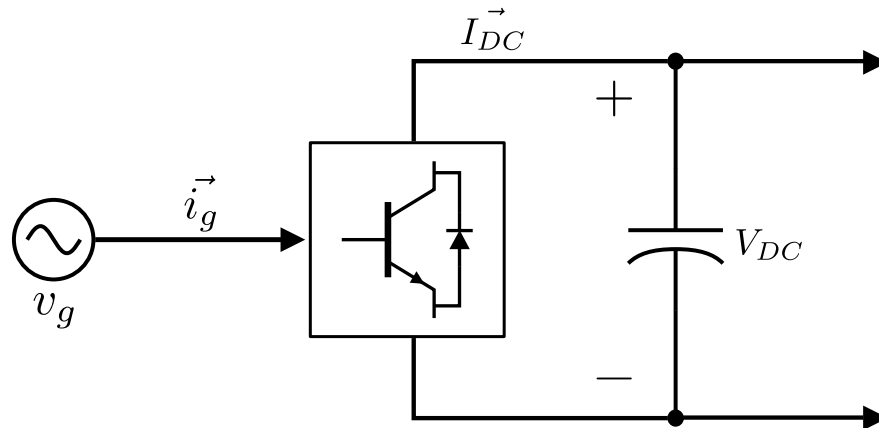


Figura 2.2: Esquemática general de un rectificador.

de transmisión de alto voltaje en corriente continua, cargadores de baterías para vehículos eléctricos y fuentes para sistemas de telecomunicaciones, entre otros [42]. El principal objetivo de un rectificador consiste en mantener una tensión o corriente de salida en continua constante para la carga, esto generalmente se hace mediante la adición de un inductor  $L$  o capacitor  $C$  a la salida, del cual su tensión es realimentada al controlador [43]. Según sea la fuente de entrada al rectificador estos se pueden dividir como rectificadores de fuente de tensión (VSR<sup>5</sup>) o rectificadores de fuente de corriente (CSR<sup>6</sup>).

En la figura 2.2 se muestra un esquema generalizado de un rectificador, donde  $v_g$  es la tensión de la red en alterna y  $V_{DC}$  es la tensión de salida en continua. Un filtro, en este caso un capacitor, es conectado en paralelo a la salida del rectificador para eliminar el contenido armónico de alta frecuencia en la tensión de salida causada por la conmutación.

Los rectificadores se pueden catalogar según el tipo de dispositivo semiconductor que utilicen, ya sea diodos, tiristores como SCRs<sup>7</sup> o GTOs, MOSFETs o IGBTs. Los basados en diodos, a diferencia de los basados en tiristores, no permite el flujo bidireccional de potencia. Actualmente, se presta atención al control de armónicos a la entrada de los rectificadores, por lo que se utilizan técnicas de corrección del factor de potencia (PFCs)<sup>8</sup> y rectificadores sincrónicos. Los PFCs utilizan transistores de potencia que trabajan con altas frecuencias de conmuta-

---

<sup>5</sup> Voltage Source Rectifier

<sup>6</sup> Current Source Rectifier

<sup>7</sup> Silicon Controlled Rectifier

<sup>8</sup> Power Factor Converters

ción para mejorar la calidad de la corriente de salida y el factor de potencia. Este tipo de rectificadores se pueden dividir en dos clases, regenerativos y no regenerativos. Los rectificadores sincrónicos utilizan MOSFETs con los que se obtienen mejoras en la eficiencia general del convertidor [43, 44].

Con el fin de deshacerse de los efectos causados por los rectificadores que utilizan diodos y/o tiristores, se hace uso de algoritmos de control más avanzados, los cuales utilizan rectificadores basados en transistores tipo IGBT. Existen diferentes tipos de conmutación, siendo una de las más estudiadas y analizadas la de tipo SPWM<sup>9</sup> [45–49], la cual utiliza una onda triangular para generar la señal PWM necesaria a partir de una señal sinusoidal de referencia.

Los rectificadores controlados por este tipo de técnica de modulación consumen corriente según la forma de onda de corriente de entrada, que generalmente es sinusoidal. Además, éstos permiten control sobre el factor de potencia, minimizando así los efectos sobre la tensión y corriente de entrada [50].

Según sea el filtro de salida del convertidor, este entregará corriente o voltaje (filtro  $L$  o  $C$ ). La tensión de entrada del rectificador debe ser siempre mayor que la de salida para permitir así un control adecuado de la corriente de entrada  $i_g$ . La principal ventaja de estos es que permiten regulación de voltaje con error cero, lo que los hace adecuados para su funcionamiento con motores de corriente continua e inversores de corriente.

En la figura 2.3, se muestra el diseño general para un rectificador monofásico controlado basado en IGBTs [50] el cual produce una tensión  $V_{DC}$  controlada a la salida. El voltaje en la bobina  $L_g$  está dado por [46]:

$$L \frac{di_g}{dt} = v_g(t) - dV_o \quad (2.1)$$

donde  $d$  puede tomar valores de  $-1$ ,  $0$  ó  $1$ . Para  $d = 1$ , la tensión en el inductor será negativa, por lo que la amplitud de la corriente de entrada  $i_g$  tenderá a bajar. Para  $d = -1$ , la tensión en la bobina será positiva, por lo que la corriente de entrada tenderá a incrementar. Y si  $d = 0$ , la corriente de entrada incrementará o decrecerá según el valor de la tensión de entrada  $v_g$ .

---

<sup>9</sup> Sinusoidal Pulse Width Modulation

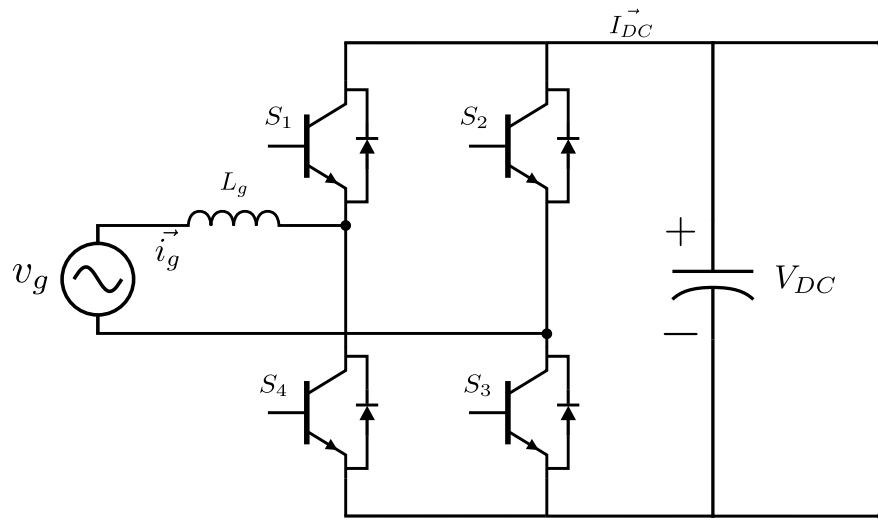


Figura 2.3: Rectificador monofásico basado en IGBTs.

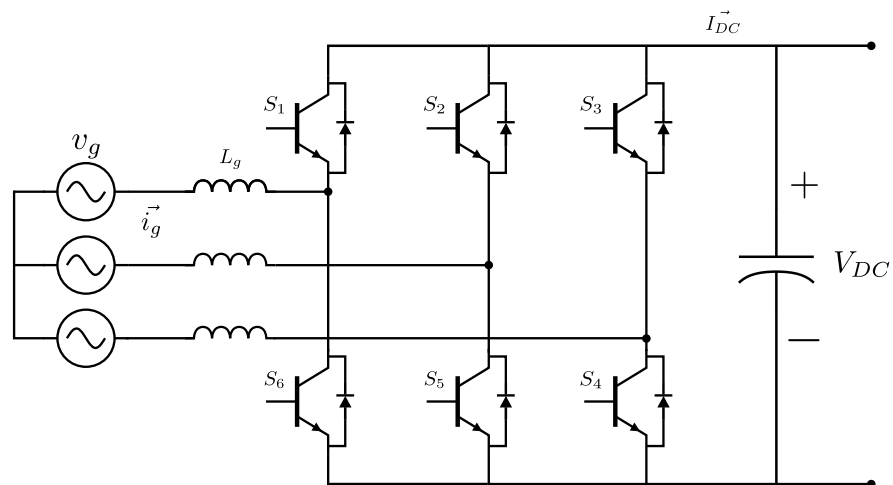


Figura 2.4: Rectificador trifásico basado en IGBTs.

La potencia entregada a la salida del rectificador, suponiendo llaves ideales, está dada por:

$$P_o = v_g i_g \cos \phi \quad (2.2)$$

donde  $\phi$  corresponde al ángulo de la corriente con respecto al voltaje.

En la figura 2.4, se muestra el diseño general para un rectificador trifásico controlado basado en IGBTs [32].

## 2.2. Convertidores DC-DC

Los convertidores DC-DC, son mayormente utilizados en sistemas fotovoltaicos, donde la tensión o corriente de entrada generalmente no controlada en una salida regulada a un nivel deseado igualmente en continua. Existen diferentes topologías de convertidores DC-DC, las cuales están generalmente ligadas a la aplicación final del convertidor, sin embargo los más utilizados son los conmutados por PWM [51] ya que poseen un amplio rango de funcionamiento en potencia y han sido estudiados a fondo en las últimas décadas [43, 52–54].

Entre las topologías más comunes se encuentran los reductores (Buck), los elevadores (Boost) y la combinación de estos como el convertidor Ćuk [55, 56].

### Topologías Convertidores DC-DC

#### Convertidor Buck (Reductor)

Un convertidor Buck, es aquel que genera una tensión de salida  $V_o$ , a un nivel más bajo que la tensión de entrada  $V_i$ . En la figura 2.5 se muestra el circuito básico de un convertidor Buck. Este consiste en una fuente DC ( $V_i$ ), una llave controlada  $S$ , un diodo  $D$  y una etapa de filtrado  $LC$ .

La relación entre la tensión de entrada-salida y el ciclo de trabajo  $d$  está dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = d \quad (2.3)$$

donde el ciclo de trabajo  $d$  se define como la relación existente entre el tiempo que se encuentra activa la señal y el periodo de la misma [57].

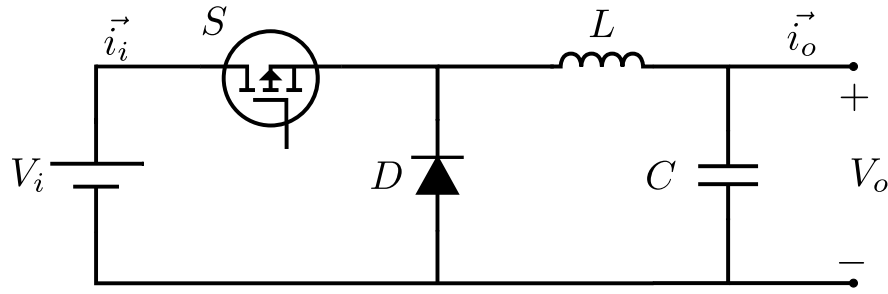


Figura 2.5: Circuito convertidor Buck.

Estos convertidores pueden operar en dos modos respecto a la corriente en el inductor  $L$ , modo de conducción continua <sup>10</sup>, cuando la corriente en la bobina nunca es cero para cualquier periodo de tiempo, y en modo de conducción discontinua <sup>11</sup>, en donde la corriente en el inductor es cero durante un periodo del tiempo de conmutación. La tensión de salida del convertidor Buck varía de manera lineal con respecto al ciclo de trabajo  $d$ , y debido a que este toma valores entre cero y uno, el voltaje a la salida siempre será menor o igual a la tensión de entrada.

Además de esta topología, existen otras basadas en transformadores de alta frecuencia que permiten aislamiento galvánico entre la entrada y salida (ver [51, 58] y referencias).

### Convertidor Boost (Elevador)

Como su nombre lo indica, un convertidor Boost (Elevador), genera una tensión de salida  $V_o$  mayor a la de entrada  $V_i$ , en la figura 2.6 se muestra el circuito típico de un convertidor Boost.

Cuando la llave  $S$  es encendida, la corriente en el inductor incrementa y el diodo  $D$  no conduce. Cuando la llave es apagada, la energía en el inductor es descargada a través del diodo y el capacitor, proporcionando tensión a la carga. La ecuación que representa la relación entre la entrada y salida de tensión está dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (2.4)$$

<sup>10</sup>CCM: Continuous Conduction Mode

<sup>11</sup>DCM: Discontinuous Conduction Mode

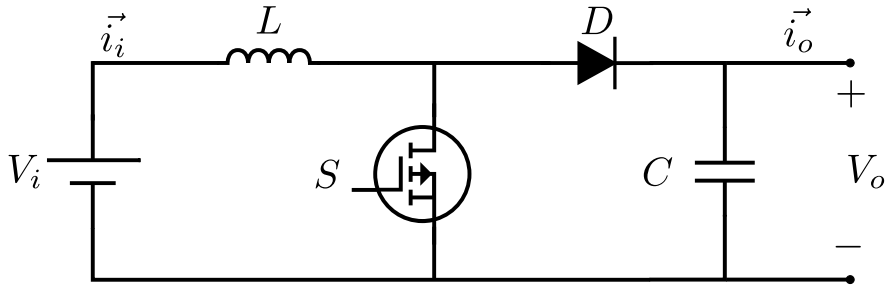


Figura 2.6: Circuito convertidor Boost.

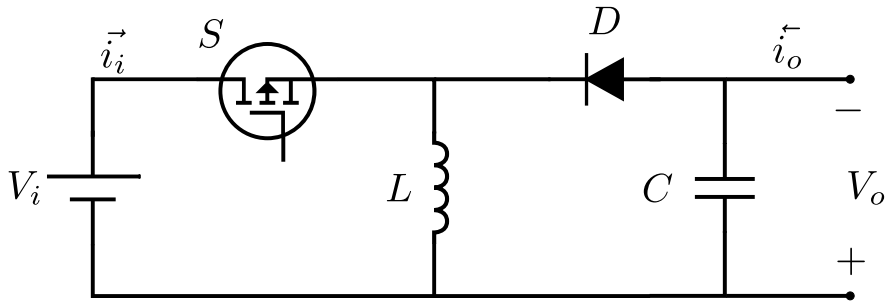


Figura 2.7: Circuito convertidor Buck-Boost.

Con lo que se puede inferir, que la tensión de salida será siempre mayor a la de entrada.

### Convertidor Buck-Boost

Este tipo de convertidor consiste en una conexión en cascada de las dos topologías presentadas anteriormente. En la figura 2.7, se muestra la configuración general de este convertidor. Esta topología permite obtener a la salida una tensión de salida mayor o menor a la de entrada, según el ciclo de trabajo.

Cuando la llave  $S$  está encendida, la corriente en la bobina  $L$  incrementa, debido a que el diodo  $D$  no conduce. Una vez apagada la llave, el diodo empieza a conducir, cerrando el circuito entre el inductor y el capacitor  $C$ . Debido a ésta la tensión de salida  $V_o$  tendrá polaridad inversa con respecto a la entrada  $V_i$ . La relación de tensión entre la entrada y salida de este convertidor está definida por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{d}{1-d} \quad (2.5)$$

Para  $d < 0.5$ , la tensión de salida será menor a la de entrada, para  $d > 0.5$ , será



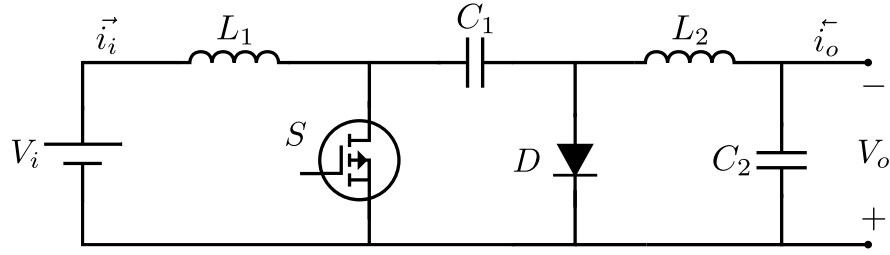


Figura 2.8: Circuito convertidor Ćuk.

mayor, y para  $d = 0.5$  la tensión a la salida será igual a la de entrada. Al igual que el convertidor Boost, existen topologías aisladas para el Buck-Boost (ver [51] y [54]).

### Convertidor Ćuk

Este convertidor opera como una combinación en serie de un Boost seguido de un Buck, teniendo como principal característica el capacitor  $C_1$  como fuente de tensión para el Boost. De igual manera que el Buck-Boost, este puede dar a la salida una tensión menor o mayor que la de entrada con polaridad inversa. En la figura 2.8 se muestra el circuito básico de un convertidor Ćuk.

Cuando la llave  $S$  está encendida, el capacitor  $C_1$  se descarga a través del inductor  $L_2$  debido a que el diodo  $D$  no conduce. Cuando la llave es apagada, el diodo comienza a conducir las corrientes en las bobinas y el capacitor  $C_1$  se carga a través del inductor  $L_1$ . Al igual que el convertidor Buck-Boost, la polaridad de la tensión de salida es inversa con respecto a la de entrada. Debido a esto, la ecuación que representa la relación entre la tensión de entrada y salida es la misma que la del convertidor Buck-Boost definida en (2.5).

Además de las ya mencionadas topologías, existen también aquellas basadas en convertidores aislados, entre algunas de estas se encuentran el convertidor Flyback, Push-Pull, Semipuente, de Puente Completo, Forward, entre otras. Para más detalle sobre su funcionamiento y características ver [43, 53, 56] y sus referencias.

### 2.3. Convertidores DC-AC (Inversores)

Los convertidores DC-AC, también llamados inversores, son aquellos que como su nombre lo indica convierten una tensión de entrada en continua, a una de salida en alterna. Estos son ampliamente utilizados a nivel industrial y múltiples topologías han sido desarrolladas desde la década de 1980. El desarrollo de dispositivos semiconductores de potencia como MOSFETs e IGBTs, que permiten conmutación en alta frecuencia, ha permitido una mejora en la calidad de la energía entregada por los inversores e incrementado los niveles de potencia de los mismos, comparados con los tiristores como los SCR y GTO de mayor potencia pero con menores frecuencias de conmutación [31, 55]. La topología mayormente utilizada es la del inversor de fuente de tensión (VSI<sup>12</sup>) [51, 59–61], pero se pueden encontrar modelos basados en fuentes de corriente (CSI<sup>13</sup>) [59, 62, 63] e inversores Z (ZSI<sup>14</sup>) [64–67]. En la figura 2.9 se muestran las diferentes topologías de los inversores según la fuente de entrada. Los VSI son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales con UPS de baja y media tensión, así como sistemas fotovoltaicos para sistemas comerciales, industriales y residenciales.

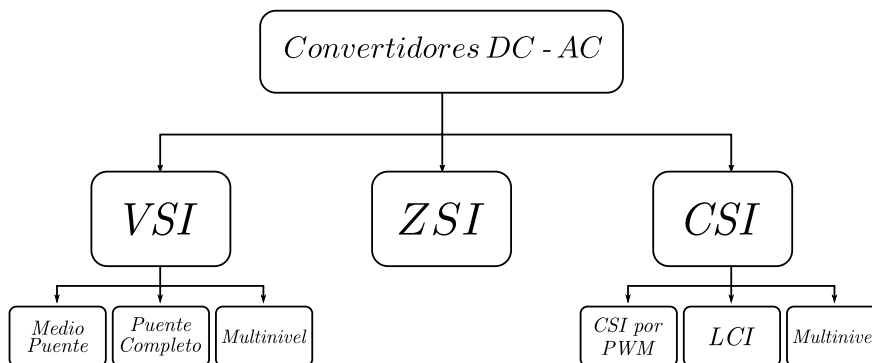


Figura 2.9: Topologías básicas de un inversor según su fuente de entrada.

Un inversor está conformado por dispositivos semiconductores como IGBTs o MOSFETs los cuales son conmutados a una frecuencia específica para generar una onda a la salida que se comportará como una señal sinusoidal pura. Para lograr

<sup>12</sup> Voltage Source Inverter

<sup>13</sup> Current Source Inverter

<sup>14</sup> Z-Source Inverter o Impedance Source Inverter [51]

esto se deben utilizar técnicas de modulación que controlen el tiempo y acción de encendido y apagado de los transistores utilizados. Además de esto, se deben de añadir etapas de filtrado, ya sean pasivas, activas o combinaciones de estas, a la salida del inversor para eliminar la distorsión causada por la conmutación.

Una de las técnicas de conmutación mayormente utilizada y estudiada en los inversores corresponde es la modulación por ancho de pulso con onda sinusoidal (SPWM). En la sección 2.3.1 se hará una introducción a la teoría de esta técnica de modulación, y en las secciones 2.3.5, 2.3.6 y 2.3.7, se detallarán las topologías monofásicas y trifásicas del VSI que son de interés para el alcance de esta tesis.

### 2.3.1. Modulación SPWM para el VSI

La conmutación por SPWM, es obtenida mediante la comparación de una señal portadora uniforme, generalmente triangular de amplitud  $V_c$  y frecuencia  $f_c$ , una señal de referencia sinusoidal de amplitud  $V_r$  y frecuencia  $f_r$ , con lo cual se obtiene a la salida de este, una señal conformada por pulsos de amplitud y fase constantes y en la que se puede variar su ancho.

En la figura 2.10 se muestran las formas de onda ideales de una señal sinusoidal de control junto su portadora y onda de la tensión de salida  $v_o$  junto con la señal PWM.

El rango de modulación está dado por:

$$m_a = \frac{V_r}{V_c} \quad (2.6)$$

Y en términos de las frecuencias:

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.7)$$

Si el valor máximo que puede tomar la señal de salida ( $V_o$ ) es menor o igual a la mitad de la tensión de entrada ( $V_{DC}$ ), y el rango de modulación  $m_a$  es igual

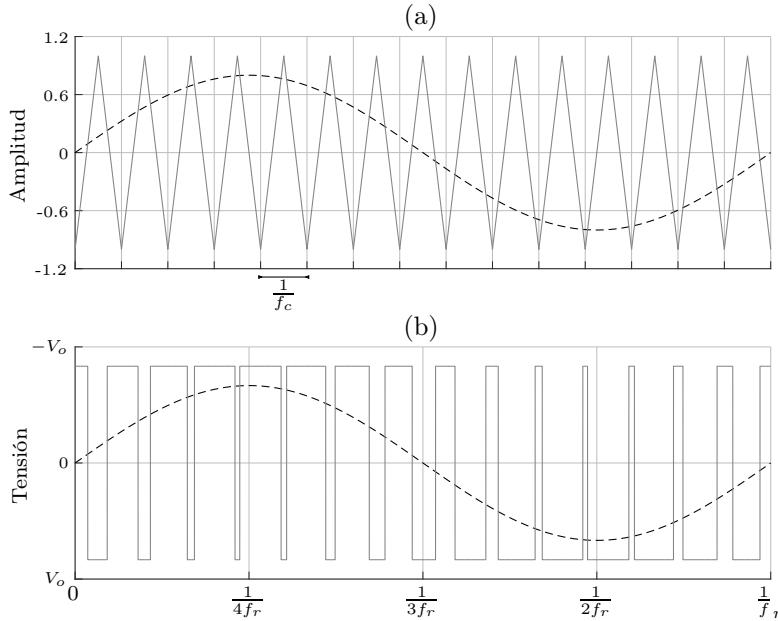


Figura 2.10: a) Onda portadora (línea continua) y referencia sinusoidal (discontinua) b) Señal PWM (continua) y tensión de salida (discontinua).  $m_a = 0.8$  y  $m_f = 15$ .

o menor que uno, la tensión de salida en alterna será proporcional al voltaje de entrada. El control del rango de modulación se puede dividir en tres partes, las cuales se listarán a continuación.

### 2.3.2. Rango Lineal ( $m_a \leq 1$ )

Para el caso en que el rango de modulación se mantenga igual o menor a la unidad, la tensión de salida estará dada por  $V_o = m_a \frac{V_{DC}}{2}$  para el inversor de medio puente y  $V_o = m_a V_{DC}$  para el puente completo [31]. La amplitud de la componente fundamental variará linealmente con el rango de modulación. En este caso el PWM llevará los armónicos alrededor de la frecuencia de conmutación ( $f_c$ ).

### 2.3.3. Sobremodulación ( $1 < m_a \leq 3.24$ )

Para esta condición, la tensión de salida estará dada por  $V_{DC}/2 < V_o \leq 4V_{DC}/2\pi$  [31], y esta se encontrará en una zona sobremodulada, en donde la amplitud de la componente fundamental no variará linealmente con  $m_a$ . Además, la sobremo-

dulación causa que la tensión de salida contenga más armónicos en la bandas, en comparación con el rango lineal.

#### 2.3.4. Onda Cuadrada ( $m_a > 3.24$ )

En el caso en que el rango de modulación sea mayor a 3.24, la tensión de salida estará dada por  $V_o = 4V_{DC}/2\pi$  [31], y será una onda completamente cuadrada, en donde cada brazo del inversor tendrá el doble de la frecuencia deseada por ciclo.

Generalmente, el rango de modulación  $m_f$ , en términos de frecuencia, será un valor relativamente grande ( $>100$ ), debido a que la frecuencia de conmutación siempre será varias veces mayor que la de salida. Pero para los casos en que  $m_f \leq 21$ , se deben tomar algunas consideraciones, entre ellas:

#### PWM Sincrónico ( $m_f < 21$ )

Para valores de  $m_f$  pequeños, la onda portadora debe de estar sincronizada con la de entrada, lo cual se logra haciendo que  $m_f$  sea un número entero [31]. El PWM sincrónico es utilizado debido a que el PWM asincrónico, en donde  $m_f$  no es un entero, causa subarmónicos. Esto significa que la frecuencia de conmutación variará según la frecuencia deseada a la salida; por ejemplo, si esta se fija en 50 Hz, y  $m_f = 15$ , entonces la frecuencia de conmutación deberá ser exactamente 750 Hz.

#### PWM Asincrónico ( $m_f > 21$ )

Para valores grandes de  $m_f$  los subarmónicos causados por un PWM asincrónico son menores, por lo que se puede mantener la frecuencia de conmutación constante sin importar si la frecuencia de entrada tiene variaciones. Este tipo de PWM es el más utilizado en inversores de potencia conectados a la red, debido a que la frecuencia de conmutación es en la mayoría de los casos mucho mayor que

la de la red, dando como resultado un  $m_f$  grande ( $>100$ ).

La modulación por SPWM permite obtener a la salida del inversor una señal en alterna que sigue la referencia sinusoidal a la entrada del mismo, y su amplitud variará linealmente con respecto al rango de modulación dado, esto siempre y cuando se mantenga dentro del rango lineal del mismo, para evitar los problemas antes mencionados. Además, esta técnica permite simplificar el diseño del filtro del inversor, pero limita la amplitud máxima que se puede obtener a la salida de éste.

### 2.3.5. VSI Monofásico de Medio Puente

Un inversor monofásico de medio puente, como el mostrado en la figura 2.11, consiste de dos dispositivos semiconductores (IGBTs o MOSFETs) y una entrada  $V_{DC}$  dividida por dos capacitores, para mantener el nivel de tensión deseado invariante, y su respectiva tensión de salida  $V_o$ . La tensión de salida ( $V_o$ ) estará dada al punto medio de los capacitores, por lo que esta siempre será menor o igual a la mitad de la tensión de entrada ( $V_{DC}$ ) siempre que esté operando en el rango lineal de conmutación.

Generalmente, se utiliza un rango de modulación menor a uno para este tipo de conmutadores, pero manteniéndolo siempre cerca de la unidad con el fin de obtener un THD bajo, por ejemplo ( $m_a = 0.8$ ). Las formas de onda de entrada y salida de este tipo de convertidor corresponden a las mostradas en la figura 2.10, presentada en la sección anterior.

La acción de control del inversor estará dada por:

$$u(t) = m_a \sin(\omega t + \phi) \quad (2.8)$$

donde  $\omega = 2\pi f$ , siendo  $f$ , la frecuencia de referencia de la red y  $\phi$  la fase inicial de la onda. Y la tensión máxima de salida está dada por:

$$V_o = \frac{V_{DC}}{2} m_a \quad (2.9)$$

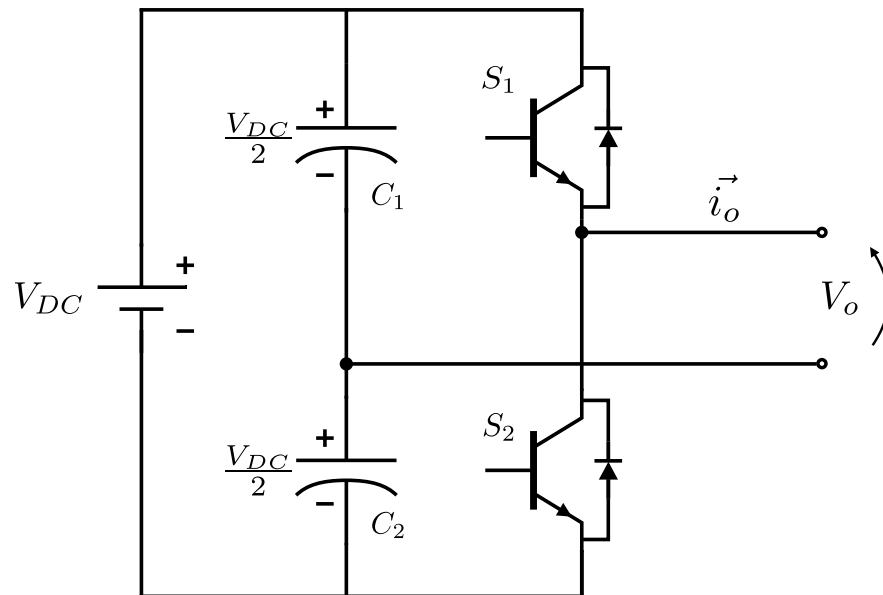


Figura 2.11: Inversor monofásico de medio puente.

### 2.3.6. VSI Monofásico de Puente Completo

Un inversor monofásico de puente completo, como se muestra en la figura 2.12, se construye con cuatro dispositivos semiconductores, los cuales en este caso son conmutados por PWM. Debido a que la tensión de salida  $V_o$  no está referida al punto medio de los capacitores, esta puede tomar valores mayores a la mitad de la tensión de entrada en DC. Si se opera el inversor en su rango lineal, el voltaje de salida será menor o igual que el de entrada.

La conmutación para esta topología de inversor varía en forma a la del medio puente, pero su teoría es la misma. Las formas de onda generales para un inversor de este tipo se muestran en la figura 2.13. Nótese que se deben utilizar dos señales sinusoidales de referencia (una para cada pierna del inversor).

Al igual que en el inversor de medio puente, las señales de control para el de puente completo están dadas por:

$$u(t) = \pm m_a \sin(\omega t) \quad (2.10)$$

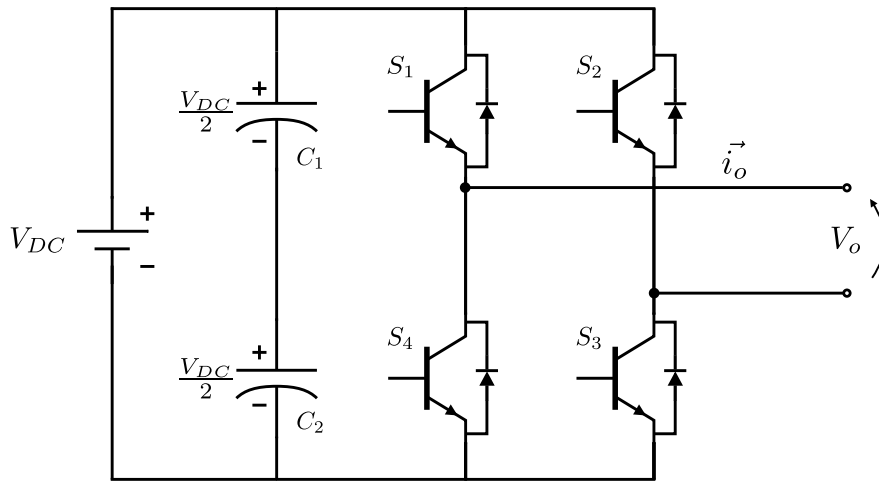


Figura 2.12: Inversor monofásico de puente completo.

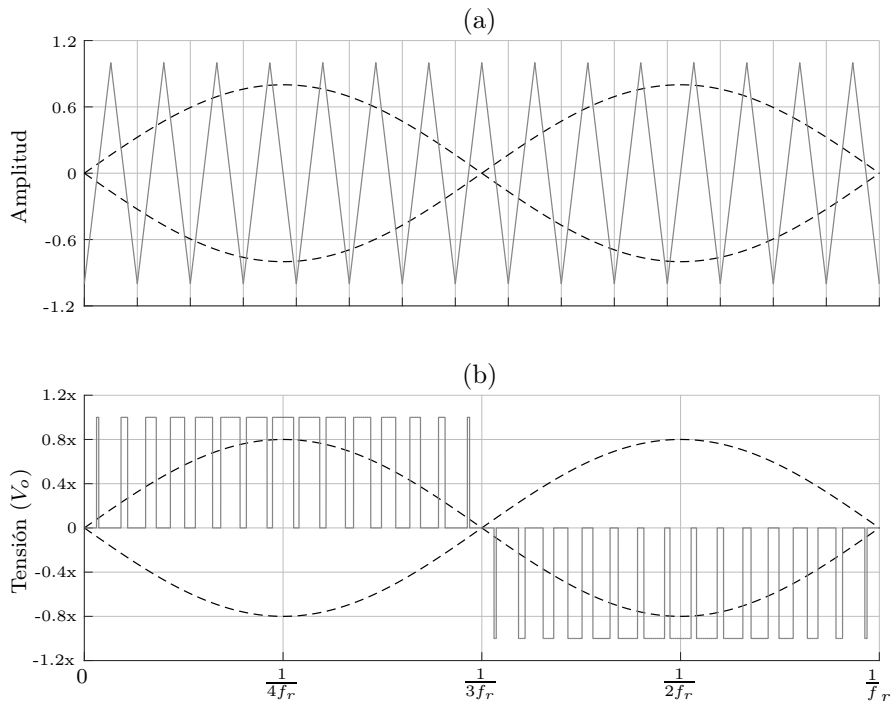


Figura 2.13: Formas de onda de entrada y salida para un VSI monofásico de puente completo. a) Onda portadora (línea continua) y referencia sinusoidal (discontinua) b) Señal PWM (continua) y tensión de salida (discontinua).  $m_a = 0.8$  y  $m_f = 15$ .



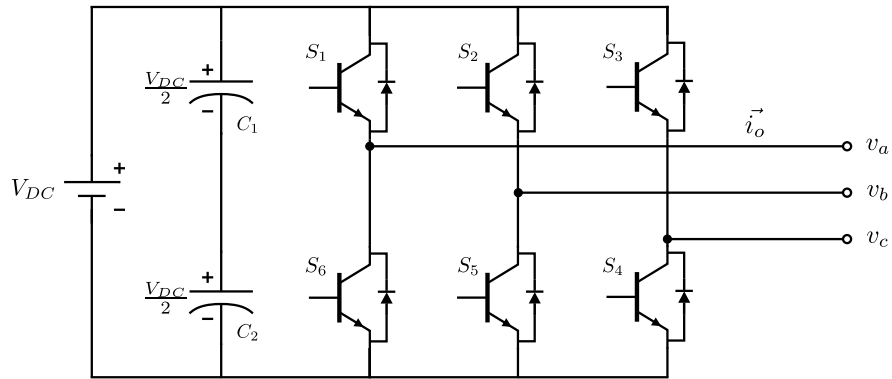


Figura 2.14: Esquema general de un inversor trifásico.

Y la tensión máxima de salida será:

$$V_o = V_{DC} m_a \quad (2.11)$$

en donde ésta última se cumple siempre que se opere el inversor en su rango lineal de modulación ( $m_a \leq 1$ ).

### 2.3.7. VSI Trifásico de Puente Completo

Los inversores trifásicos, cubren una gran cantidad de aplicaciones de media y alta potencia, que no están dentro del rango de los inversores monofásicos. El objetivo de esta topología es entregar una tensión trifásica a la salida, en donde la amplitud y frecuencia de ésta sea controlable. Al igual que las topologías anteriores, la onda de salida es sinusoidal, sin embargo este permite también entregar formas de onda arbitrarias según sea requerido por la carga, como por ejemplo filtros activos.

En la figura 2.14, se muestra el esquema general de un inversor trifásico, en donde al igual que la topología monofásica, los dos capacitores solamente son necesarios si se desea incluir un punto neutro en el inversor, ya que la salida del mismo no depende de ésta.

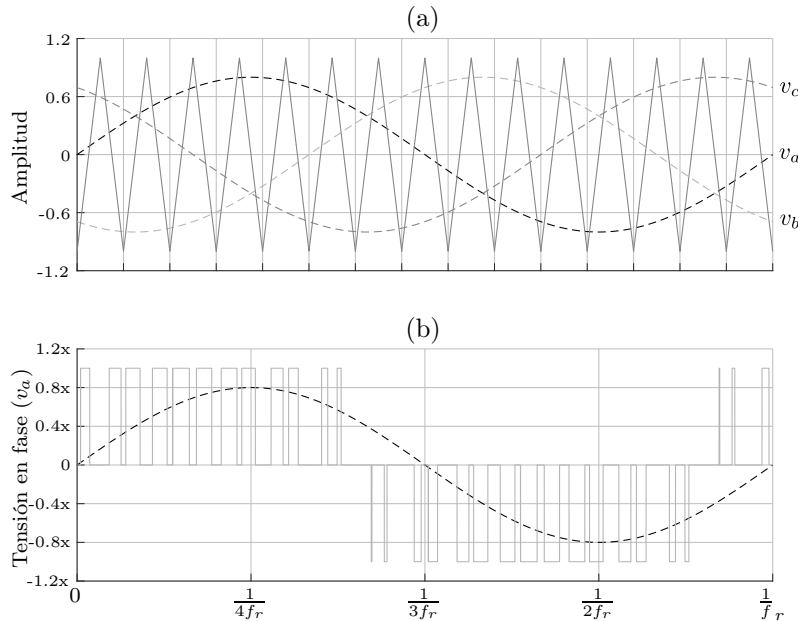


Figura 2.15: Formas de onda de entrada y salida para un VSI trifásico de puente completo. a) Onda portadora (línea continua) y referencias sinusoidales (discontinua) b) Señal PWM (continua) y tensión de salida (discontinua).  $m_a = 0.8$  y  $m_f = 15$ .

La modulación, realizada de igual manera por SPWM, corresponde a tres señales sinusoidales de referencia, desfasadas  $120^\circ$  cada una. En la figura 2.15 se muestran las formas de onda para la conmutación del inversor trifásico.

## 2.4. Convertidores AC-AC

Un convertidor AC-AC, es aquel que como su nombre indica, transforma una tensión o corriente de entrada en alterna a una salida también en alterna pero con diferente forma de onda, amplitud y/o frecuencia [51]. Con el avance en las tecnologías desarrolladas para dispositivos semiconductores de potencia, es posible utilizar técnicas de conmutación por PWM de alta frecuencia en los llamados transformadores de estado sólido [68–71]. En donde se utiliza una etapa intermedia de transformación en alta frecuencia, con el fin de reducir el tamaño del núcleo magnético del transformador, y una etapa de conversión final donde se pasa de nuevo a la frecuencia de la carga o la red.

De igual manera que los convertidores mencionados anteriormente, estos pueden ser monofásicos o trifásicos según la potencia del sistema y su aplicación. Estudios recientes muestran una tendencia al uso de sistemas polifásicos [72–75], los cuales presentan una mejora en la cantidad de armónicos generados, reducción de las corrientes por fase, mejor respuesta ante fallas, entre otras.

Los convertidores AC-AC utilizados solamente para variar el voltaje en la carga manteniendo una frecuencia constante, son conocidos como *Reguladores de Voltaje*. El control de voltaje puede ser obtenido ya sea usando control de fase por conmutación de tiristores como SCRs o TRIACs variando el ángulo de disparo para estos [76], o por técnicas de modulación por PWM utilizando MOSFETs o IGBTs. Otra topología ampliamente utilizada es la de convertidores AC-AC en donde se necesita frecuencia variable a la salida, en donde se utilizan configuraciones AC-DC-AC, este tipo de convertidores son conocidos como cicloconvertidores [51, 77, 78] y son generalmente utilizados para sistemas industriales como calefactores, control de ventiladores, control de velocidad de motores en aplicaciones ferroviarias y de minería, así como en sistemas de generación eólica donde no se tiene una frecuencia de entrada controlada, entre otras.

Las topologías de cicloconvertidores han sido extensamente estudiadas, para un análisis detallado de estas ver [43, 51, 74, 77, 79, 80] y sus respectivas referencias. Dentro de las más utilizadas se encuentran las configuraciones que utilizan 6 pulsos (con 36 tiristores) y de 12 pulsos (con 72 tiristores), en donde un mayor número de dispositivos conmutados permitirá una onda a la salida más cerca a la forma deseada.



## Diseño de Filtro LC de Dos Etapas para el VSI

EN la sección 2.3, se definieron las topologías básicas para un inversor en sus formas monofásicas y trifásicas, sin embargo, la salida de tensión ( $v_o$ ) y corriente ( $i_o$ ) contendrá una gran cantidad de contenido armónico asociado a la conmutación de los IGBTs, el cual se debe eliminar para garantizar una buena calidad de la energía entregada. Para realizar esto, es necesario incluir filtros en serie y/o paralelo con el inversor, estos pueden ser pasivos, compuestos por resistencias, capacitores o inductores, así como activos, basados en dispositivos electrónicos como transistores, amplificadores operacionales, entre otros [81].

La conversión de tensión continua en alterna aparece y aparecerá mucho más frecuentemente y por ese motivo, principalmente, el diseño de convertidores que sean compactos, eficientes y que presenten una excelente respuesta a la demanda de los cambios de carga será de suma utilidad. Existen diferentes topologías para diseñar un convertidor de este tipo, incluyendo topologías multinivel [82], pero la topología básica de un convertidor consiste de una fuente DC, un conjunto de llaves basadas en semiconductores y un filtro LC de una etapa [12–16].

Sin embargo, para poder hacer un convertidor más compacto es posible incluir un filtro LC con más de una etapa (ver [18] y [26]). Debe mencionarse que el incremento de las etapas está siendo muy utilizado en el diseño de convertidores que permiten la integración a red de generadores basados en energías renovables no convencionales. La propuesta de esta tesis es utilizar un filtro LC de dos etapas, éste se diseñará utilizando los valores óptimos de capacitancia e inductancia, los

cuales serán calculados en base a las frecuencias de resonancia de dicho filtro. De igual manera se hará la comparación con respecto a un LC de una etapa, para analizar las ventajas y desventajas de la topología propuesta.

### 3.1. Modelado del Filtro

El filtro propuesto para el VSI, según se muestra en la figura 3.1, consiste de dos etapas LC, esto es, dos inductancias  $L_1$  y  $L_2$  y dos capacitancias  $C_1$  y  $C_2$ . La tensión de entrada  $v_{in}$  corresponde a la salida del VSI y es considerada como el voltaje de entrada del filtro, una tensión de salida  $v_o$ , correspondiente a la de la capacitancia  $C_2$  y la corriente  $i_o$  de carga.

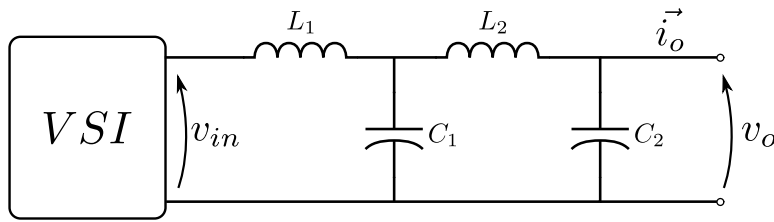


Figura 3.1: Filtro LC de dos etapas propuesto.

#### 3.1.1. Función de Transferencia del Filtro

Es posible encontrar la función de transferencia del filtro propuesto utilizando el método de impedancias complejas [83], en donde se escriben las ecuaciones directamente en el dominio de Laplace  $\mathcal{L}(s)$ . Llamando a cada uno de los elementos del filtro  $Z_n$  como se muestra en la figura 3.2, es posible encontrar la relación de entrada y salida. En este caso, la función de transferencia del sistema corresponde al cociente de la transformada de Laplace del voltaje en terminales  $v_o(s)$  y  $v_{in}(s)$ .

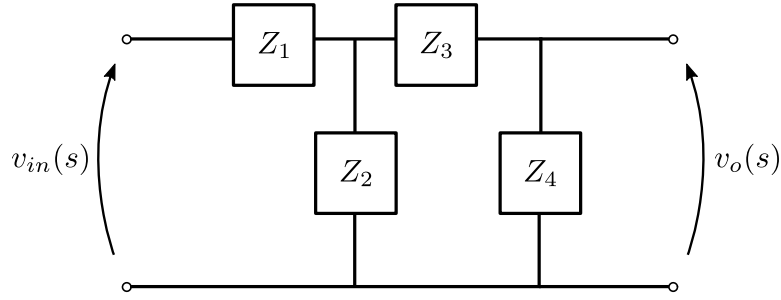


Figura 3.2: Filtro LC de dos etapas en términos de impedancia compleja.

Los valores de impedancia corresponden a los siguientes:

$$\begin{aligned} Z_1 &= L_1 s & Z_2 &= \frac{1}{C_1 s} \\ Z_3 &= L_2 s & Z_4 &= \frac{1}{C_2 s} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Haciendo un análisis del circuito, se puede encontrar la siguiente relación de entrada/salida:

$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 (Z_2 + Z_3 + Z_4) + Z_2 (Z_3 + Z_4)} \quad (3.2)$$

Sustituyendo los valores de (3.1) en la ecuación anterior se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} &= \frac{(C_1 s^{-1}) (C_2 s^{-1})}{\left[ L_1 s \left( \frac{1}{C_1 s} + L_2 s + \frac{1}{C_2 s} \right) + \frac{1}{C_1 s} \left( L_2 s + \frac{1}{C_2 s} \right) \right]} \\ \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} &= \frac{C_1 C_2 s^2}{(L_1 C_2 s^2 + L_1 C_1 s^2 + L_1 C_1 L_2 C_2 s^4) (C_1 C_2 s) + (C_1 C_2 s) (L_2 C_2 s^2 + 1)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Eliminando los términos iguales y simplificando, se obtiene:

$$F.T(s) = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1}{s^4 (L_1 C_1 L_2 C_2) + s^2 (L_1 C_2 + L_1 C_1 + L_2 C_2) + 1} \quad (3.4)$$

Es posible observar en ésta, que el sistema no posee ceros finitos y que contiene dos pares de polos, los cuales al ser asignados en  $(s \pm j\omega_n)$ , donde  $\omega_n$  corresponde a las frecuencias de resonancia del filtro, se puede obtener que:

$$(s + j\omega_1)(s - j\omega_1)(s + j\omega_2)(s - j\omega_2) = (s^2 + \omega_1^2) (s^2 + \omega_2^2) \quad (3.5)$$

y simplificando se obtiene:

$$(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) = s^4 + s^2(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2\omega_2^2 \quad (3.6)$$

Dividiendo tanto los términos del numerador y denominador en (3.4) por  $(L_1C_1L_2C_2)$ , se obtiene la función de transferencia del filtro:

$$F.T(s) = \frac{(L_1C_1L_2C_2)^{-1}}{s^4 + s^2\left(\frac{1}{C_2L_2} + \frac{1}{C_1L_2} + \frac{1}{C_1L_1}\right) + \frac{1}{L_1C_1L_2C_2}} \quad (3.7)$$

La cual su denominador es de la misma forma que la ecuación (3.6).

### Cálculo de las Frecuencias de Resonancia

A partir de (3.6) y (3.7) se pueden relacionar los valores de frecuencia  $\omega_1$  y  $\omega_2$  de manera directa con los valores de capacitancia e inductancia del filtro, ya que:

$$(\omega_1^2 + \omega_2^2) = \left(\frac{1}{C_2L_2} + \frac{1}{C_1L_2} + \frac{1}{C_1L_1}\right) = \frac{1}{L_2}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + \frac{1}{C_1L_1} \quad (3.8a)$$

$$\omega_1^2\omega_2^2 = \frac{1}{L_1C_1L_2C_2} \quad (3.8b)$$

Para simplificar el cálculo de los valores de los componentes, se define:

$$\begin{aligned} C_1 &= C & L_1 &= L \\ C_2 &= \gamma C & L_2 &= \delta L \end{aligned} \quad (3.9)$$

en donde  $\gamma$  y  $\delta$  son valores a calcular, y corresponden a un factor de variación para cada uno de los componentes. Sustituyendo estos nuevos términos en (3.8), se obtiene:

$$(\omega_1^2 + \omega_2^2) = \frac{1}{\delta L}\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{\gamma C}\right) + \frac{1}{CL} \quad (3.10a)$$

$$\omega_1^2\omega_2^2 = \frac{1}{\gamma\delta C^2L^2} \quad (3.10b)$$

Ha de observarse que se tiene un sistema de dos ecuaciones con seis incógnitas, por lo tanto, se deben definir de antemano al menos cuatro variables para así poder encontrar



las dos restantes en términos de las demás. A partir de (3.10b) se puede despejar  $\gamma$ :

$$\gamma = \frac{1}{\delta C^2 L^2 \omega_1^2 \omega_2^2} \quad (3.11)$$

Remplazando lo anterior en (3.10a), y simplificando se obtiene:

$$\begin{aligned} (\omega_1^2 + \omega_2^2) &= \frac{1}{\delta L} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{\frac{\delta C^2 L^2 \omega_1^2 \omega_2^2}{C}} \right) + \frac{1}{CL} \\ (\omega_1^2 + \omega_2^2) &= \frac{1}{\delta L} \left( \frac{1}{C} + \frac{\delta C^2 L^2 \omega_1^2 \omega_2^2}{C} \right) + \frac{1}{CL} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Expandiendo la ecuación y agrupando, se obtiene:

$$\begin{aligned} (\omega_1^2 + \omega_2^2) &= \frac{1}{\delta CL} + CL\omega_1^2\omega_2^2 + \frac{1}{CL} \\ (\omega_1^2 + \omega_2^2) &= \frac{1}{CL} \left( \frac{1}{\delta} + 1 \right) + CL\omega_1^2\omega_2^2 \\ (\omega_1^2 + \omega_2^2 - CL\omega_1^2\omega_2^2) &= \frac{1}{CL} \left( \frac{1}{\delta} + 1 \right) \\ CL(\omega_1^2 + \omega_2^2 - CL\omega_1^2\omega_2^2) &= \frac{1}{\delta} + 1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Y finalmente despejando para  $\delta$ :

$$\delta = \frac{1}{\underbrace{[CL(\omega_1^2 + \omega_2^2 - CL\omega_1^2\omega_2^2)]}_{\varepsilon} - 1} \quad (3.14)$$

en donde se puede observar que el término  $\varepsilon$  en (3.14), debe de ser siempre mayor a uno, esto con el fin de evitar que el valor de  $\delta$  sea negativo, ya que de lo contrario esto implicaría valores de  $L_2$  negativos. Por lo tanto, se tiene la primera restricción para calcular uno de los valores en  $\varepsilon$ :

$$CL(\omega_1^2 + \omega_2^2 - CL\omega_1^2\omega_2^2) > 1 \quad (3.15)$$

Como se mencionó anteriormente, se deben de definir cuatro de las seis variables, debido a que solamente se tienen dos ecuaciones disponibles. Un criterio de diseño comúnmente utilizado [84], define que la frecuencia de resonancia de un filtro debe ser menor que la mitad de la frecuencia de conmutación ( $< f_c/2$ ), esto con el fin de evitar

altas corrientes armónicas que pueden dañar el sistema.

En este caso, se define  $\omega_2$  como la frecuencia más alta y cercana a la de PWM. Tomando como referencia esto se pueden definir  $\omega_2$  en un valor fijo según el criterio anterior, y  $\omega_1$  establecida dentro de un rango con un mínimo y un máximo para tener así una variación en los valores de  $\gamma$  y  $\delta$ , y consecuentemente en los valores de capacitancia e inductancia para finalmente elegir los componentes según la frecuencia deseada.

El mínimo valor que puede tomar  $\omega_1$  es fijada por el diseñador en la inecuación (3.15), en donde se calcula el valor máximo que puede tomar  $C$  para que se cumpla la restricción. Estableciendo  $f_1$  en 1.5 kHz, con el fin de alejarla lo suficiente de la frecuencia de la red (50 Hz) y evitar resonancias cercanas a ésta, y eligiendo  $f_2$  en 5 kHz, para así utilizar cualquier frecuencia de conmutación mayor a 10 kHz y eligiendo una inductancia  $L_1$  de 1,5 mH, se encuentra que el valor máximo de  $C$  que hace que se cumpla la inecuación en (3.15) es:

$$C = 4,09 \mu\text{F} \quad (3.16)$$

Esto significa que para cualquier valor de  $C < 4,09 \times 10^{-6}$  F, se podrá obtener un valor positivo para  $\delta$ .

Para definir el valor máximo de frecuencia de resonancia  $\omega_1$  que permite utilizar estos valores de capacitancia e inductancia, se debe de encontrar una relación entre las dos frecuencias, debido a que, como se observa en (3.15), ambas se encuentran ligadas por medio de  $(\omega_1^2 + \omega_2^2)$  y  $(\omega_1^2 \omega_2^2)$ . Haciendo un análisis detallado de esta ecuación, se puede encontrar que:

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 - CL\omega_1^2\omega_2^2 > \frac{1}{LC} \quad (3.17)$$

Expandiendo la ecuación y simplificando:

$$\begin{aligned} \omega_1^2 (1 - CL\omega_2^2) + \omega_2^2 &> \frac{1}{CL} \\ \omega_1^2 (1 - CL\omega_2^2) &> \frac{1}{CL} - \omega_2^2 \\ \omega_1^2 &> \frac{\frac{1}{CL} - \omega_2^2}{(1 - CL\omega_2^2)} \\ \omega_1^2 &> \frac{\frac{1-CL\omega_2^2}{CL}}{1 - CL\omega_2^2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

### 3.1. Modelado del Filtro

---

Lo que da como resultado:

$$\omega_1 > \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.19)$$

Esto indica que el término  $1/\sqrt{LC}$  debe ser siempre menor que  $\omega_1$ , que además se corresponde con la frecuencia de resonancia de un filtro de una etapa (ver sección 3.1.2, ecuación (3.29)). A partir de éste se puede encontrar el valor máximo que tomará la frecuencia  $\omega_{1_{max}}$ , sustituyendo el valor calculado en (3.16) en (3.19), dando como resultado:

$$\omega_{1_{max}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{1,5 \times 10^{-3} 4,09 \times 10^{-6}}} \quad (3.20)$$

$$\omega_{1_{max}} = 12,767 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

y su valor en Hertz:

$$f_{1_{max}} = 2,03 \times 10^3 \text{ Hz} \quad (3.21)$$

Nótese que la inecuación se igualó al valor de frecuencia máxima, esto con el fin de encontrar el máximo valor a partir del cual la inecuación no cumple con la restricción dada. Por lo tanto, para el cálculo de  $\gamma$  y  $\delta$ , utilizando el valor máximo de capacitancia y la inductancia establecida, el rango de frecuencias que cumple con la restricción dada en (3.15), será:

$$1500 \text{ Hz} \leq f_1 < 2030 \text{ Hz} \quad (3.22)$$

$$f_2 = 5 \text{ kHz}$$

A partir de esto, se pueden sustituir los variables definidas en (3.14), y así encontrar los valores de  $\gamma$  y  $\delta$ .

Tabla 3.1: Parámetros para cálculo de  $\gamma$  y  $\delta$ .

Parámetro	Valor
$L$	1,5 mH
$C$	4 $\mu$ F
$f_1$	1,5 kHz < $f_1$ < 2 kHz
$f_2$	5 kHz
$\omega_1$	$2\pi f_1$
$\omega_2$	$2\pi f_2$

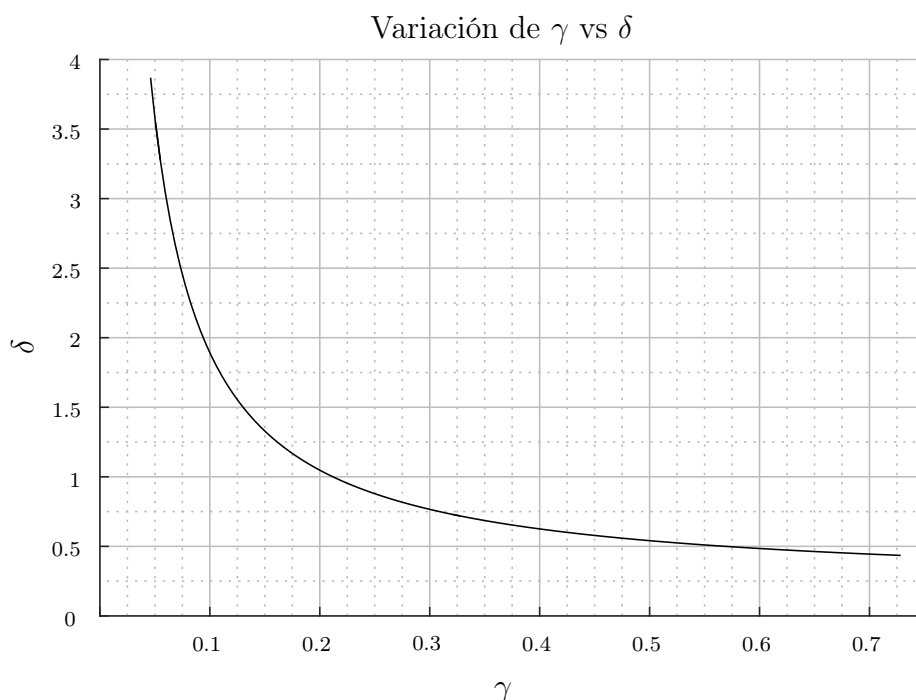


Figura 3.3: Gráfico comparativo entre los valores de  $\gamma$  y  $\delta$  para  $L = 1,5\text{mH}$  y  $C = 4\ \mu\text{F}$ .

Utilizando los parámetros establecidos en la tabla 3.1, se procedió a calcular los valores de  $\gamma$  y  $\delta$  para el rango de frecuencia dado.  $\gamma$  **podrá tomar valores entre 0.046 y 0.728**, mientras que  $\delta$  **podrá tomar valores entre 0.435 y 3.86**. Ha de aclararse que la relación entre  $\delta$  y  $\gamma$  es biunívoca, es decir, para un  $\delta(n)$  dado a éste le corresponderá un  $\gamma(n)$  y vice-versa. En la figura 3.3, se muestra la curva comparativa entre los valores que pueden tomar  $\gamma$  y  $\delta$ .

Obsérvese que ante un mayor  $\gamma$  se deberá de utilizar un menor  $\delta$  y vice-versa. Esto se ve de forma gráfica en las figuras 3.4 y 3.5, en donde ante una mayor frecuencia de resonancia  $f_1$ , menor deberá ser la capacitancia, mayor la inductancia y vice-versa. En estas mismas se observa que la capacitancia  $C_2$  se puede elegir entre 184 nF y 2,9  $\mu\text{F}$  y la inductancia  $L_2$  puede elegirse entre 652  $\mu\text{H}$  y 5,8 mH para  $f_1 = 1500\ \text{Hz}$  y 2000 Hz respectivamente en cada caso.

En la sección 4.4.3 del capítulo 4, se hará una comparación de la respuesta del filtro ante la variación de  $\delta$  y  $\gamma$  con el fin de determinar los valores mínimos de inductancia y capacitancia en los cuales el sistema se mantiene estable.

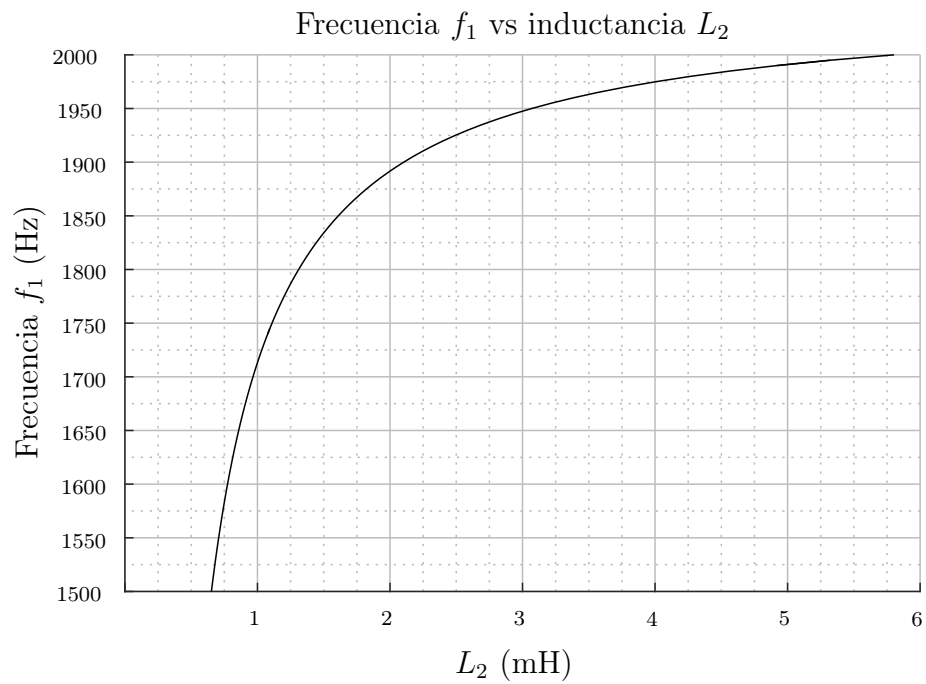


Figura 3.4: Valores que toma la inductancia  $L_2$  con respecto a la frecuencia de resonancia para  $L = 1,5$  mH.

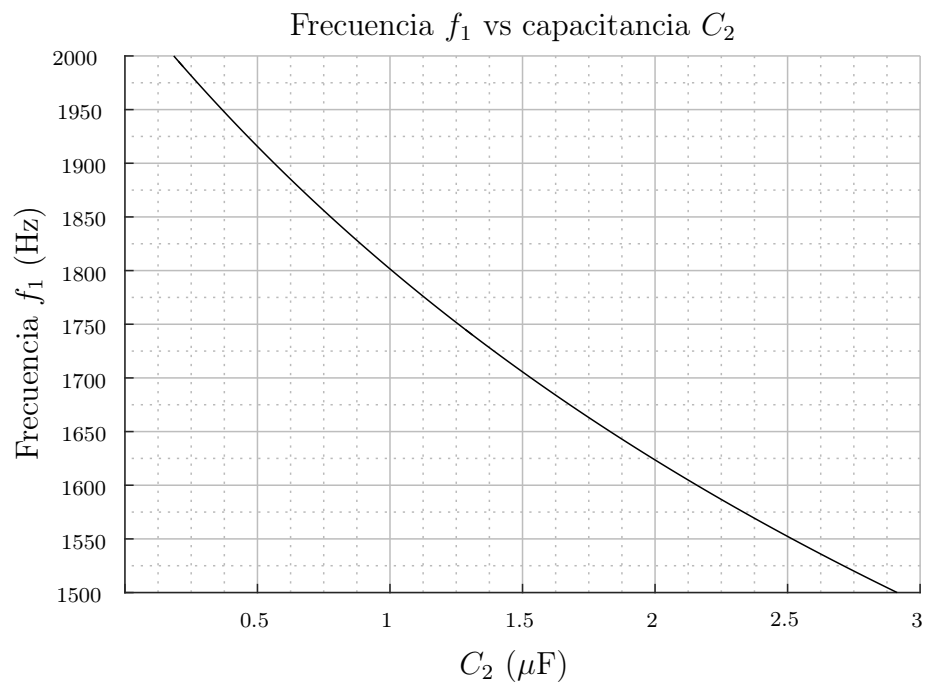


Figura 3.5: Valores que toma la capacitancia  $C_2$  con respecto a la frecuencia de resonancia para  $C = 4 \mu\text{F}$ .

Tabla 3.2: Parámetros finales del filtro.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$f_1$	1,7 kHz	$L_1$	1,5 mH
$f_2$	5 kHz	$C_1$	4 $\mu$ F
$\delta$	0,6441	$L_2$	966 $\mu$ H
$\gamma$	0,383	$C_2$	1,53 $\mu$ F
$\omega_1$	$2\pi f_1$	$\omega_2$	$2\pi f_2$

### Respuesta en Frecuencia del Filtro

Una vez calculados y elegidos los valores que se desean utilizar para los componentes del filtro, estos se pueden sustituir en la ecuación (3.4). Tomando como referencia los criterios mencionados anteriormente, se eligieron los parámetros listados en la tabla 3.2. La frecuencia  $f_1$  se eligió buscando que valores de  $\gamma$  y  $\delta$  no fueran ni muy grandes ni muy pequeños, para no sobredimensionar los componentes, esto con la idea de mantener la inductancia y capacitancia  $L_2$  y  $C_2$  menores que sus contrapartes  $L_1$  y  $C_1$ , debido a que si se elige la máxima frecuencia para  $f_1$  el valor de la inductancia  $L_2$  queda mucho mayor que su contraparte  $L_1$  ( $\sim 6$  mH vs 1.5 mH). Y sustituyendo estos valores en (3.7), se obtiene la función de transferencia a lazo abierto del filtro:

$$F.T(s) = \frac{1,126 \times 10^7}{s^4 + 1,101 \times 10^9 s^2 + 1,126 \times 10^7} \quad (3.23)$$

En la figura 3.6, se muestra la respuesta en frecuencia del filtro utilizando los parámetros listados en la tabla 3.2, obsérvese que se tienen las dos frecuencias de resonancia en 1.7 kHz y 5 kHz respectivamente y una pendiente de -80 dB por década a partir de aquí, además se tiene una ganancia de aproximadamente -40 db a los 10 kHz, por lo que para cualquier frecuencia de conmutación mayor a esta se obtendrá una excelente atenuación en alta frecuencia.

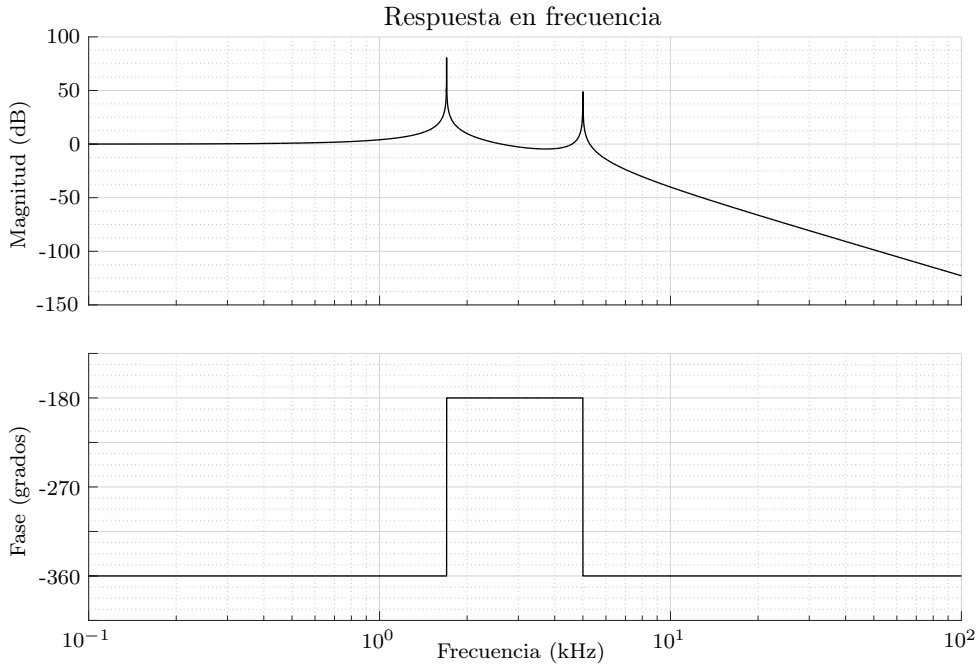


Figura 3.6: Respuesta en frecuencia del filtro LCLC a lazo abierto.

### 3.1.2. Comparativa filtro LC de una etapa

Con el fin de comparar las ventajas de utilizar el filtro de dos etapas propuesto, a continuación se hará un análisis de un filtro LC, con el fin de obtener su respuesta en frecuencia y poder compararlo con el propuesto en la sección anterior.

Utilizando el mismo método de cálculo por medio de impedancias complejas, se puede obtener la función de transferencia de un filtro LC, basado en el modelo mostrado en la figura 3.7.

$$Z_1 = Ls \quad Z_2 = \frac{1}{Cs} \quad (3.24)$$

En donde la relación de entrada y salida de las tensiones corresponde a:

$$\frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (3.25)$$

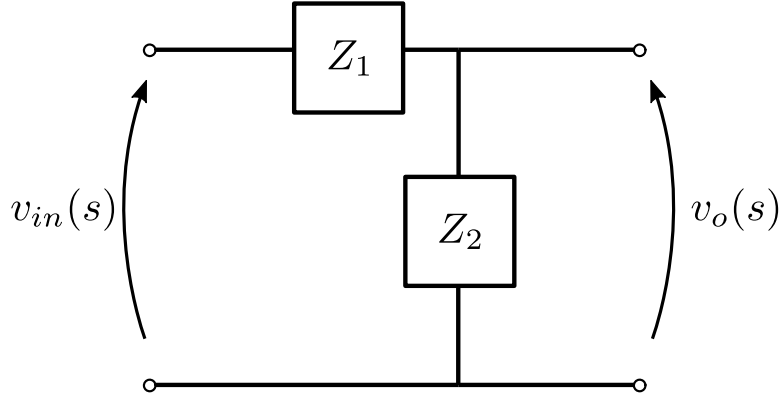


Figura 3.7: Filtro LC en términos de impedancia compleja.

Sustituyendo con los valores dados en (3.24) y simplificando, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} &= \frac{\frac{1}{Cs}}{Ls + \frac{1}{Cs}} \\ \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} &= \frac{1}{LCs^2 + 1} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dividiendo (3.26) por  $LC$ , se obtiene la función de transferencia del filtro LC:

$$F.T(s) = \frac{(LC)^{-1}}{s^2 + \frac{1}{LC}} \quad (3.27)$$

En donde, aplicando el mismo método utilizado en (3.5), e igualando con (3.27) se puede obtener la frecuencia de resonancia ( $\omega_0$ ) del filtro:

$$\begin{aligned} (s + j\omega_0)(s - j\omega_0) &= (s^2 + \omega_0^2) \\ s^2 + \omega_0^2 &= s^2 + \frac{1}{LC} \\ \omega_0^2 &= \frac{1}{LC} \end{aligned} \quad (3.28)$$

y por lo tanto:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.29)$$

De (3.29) se puede discernir que la frecuencia de resonancia del filtro LC variará de manera inversa al tamaño de los componentes elegidos, esto es, ante una mayor capacitancia e inductancia, la frecuencia será menor y vice-versa. Esto se puede observar en la figura 3.8, en donde se realizó la comparación con el filtro LC de dos etapas propuesto con diferentes combinaciones de parámetros. Nótese que si se utiliza un  $L$  y  $C$  iguales a  $L_1$  y  $C_1$  respectivamente, la frecuencia de resonancia es menor, comparada con la respuesta obtenida cuando se utilizan valores iguales a  $L_2$  y  $C_2$ , debido a que éstos son



### 3.1. Modelado del Filtro

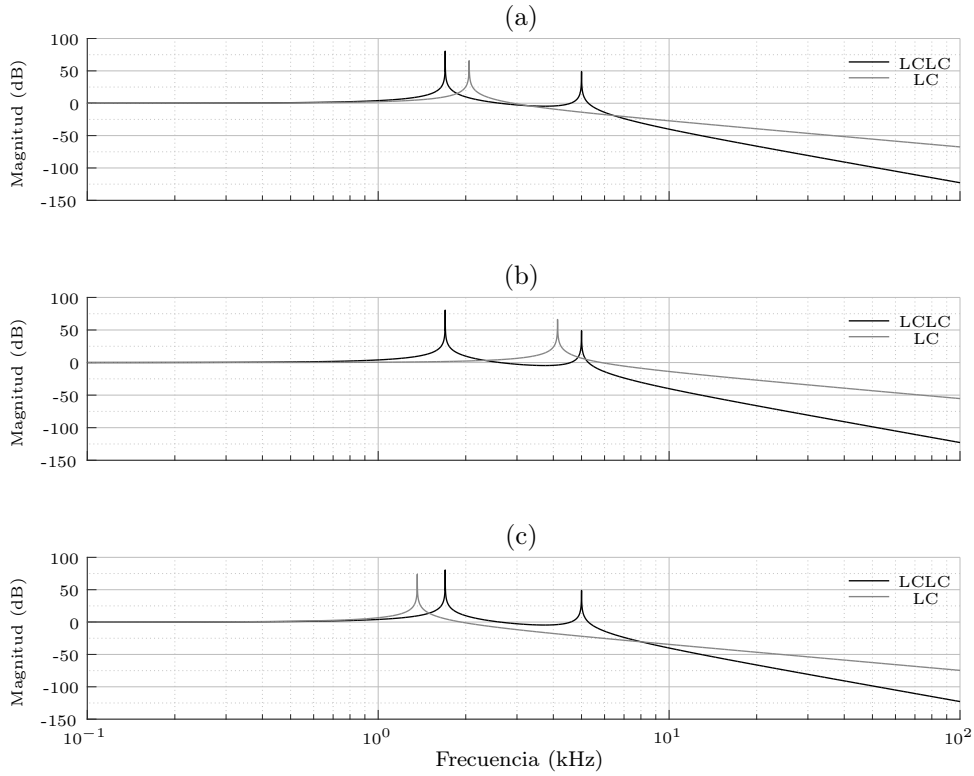


Figura 3.8: Filtro LC vs LCLC. a)  $L = L_1$  y  $C = C_1$ . b)  $L = L_2$  y  $C = C_2$ . c)  $L = L_1 + L_2$  y  $C = C_1 + C_2$ .

menores.

Tabla 3.3: Parámetros para filtro LC con  $\omega_0 = \omega_1$ .

$L = L_1$	$L = L_2$
$C = 5,84 \mu\text{F}$	$C = 9,07 \mu\text{F}$
$C = C_1$	$C = C_2$
$L = 2,2\text{mH}$	$L = 5,7\text{mH}$

En la figura 3.9, se muestra la respuesta en frecuencia del filtro LC comparado con el LC de dos etapas en donde se igualó la resonancia del primero con la del segundo, esto se realizó igualando uno de los componentes del filtro propuesto y se calculó el otro utilizando la ecuación (3.29), igualando  $\omega_0$  con  $\omega_1$ . En la tabla 3.3 se muestran los diferentes valores de inductancia y capacitancia calculados.

De la ecuación (3.29), se puede deducir además que para mantener una frecuencia

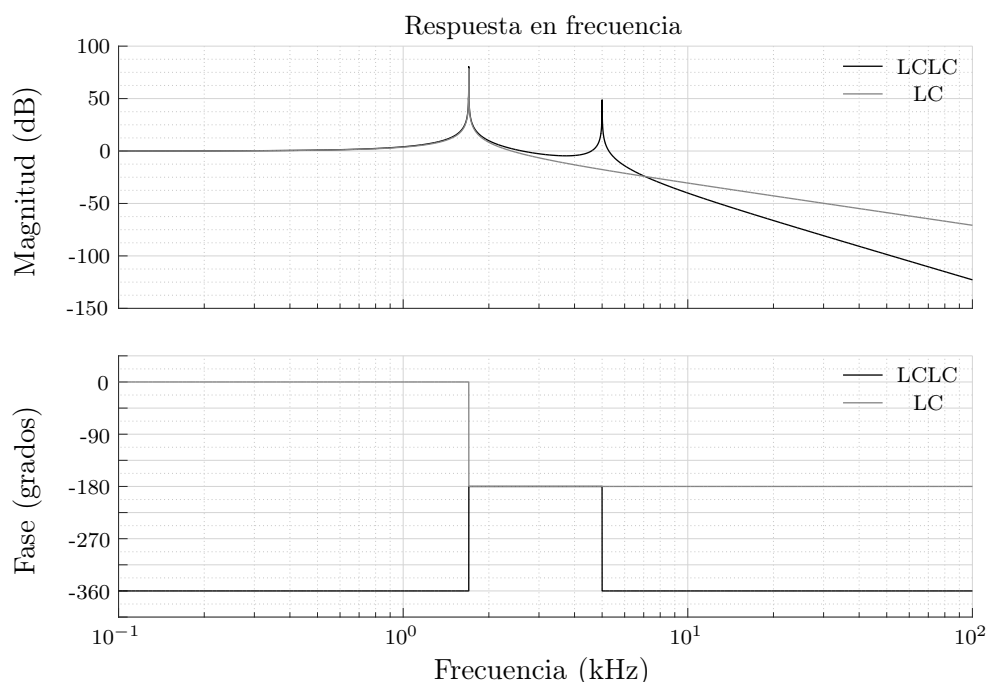


Figura 3.9: Respuesta en frecuencia del filtro LC vs LCLC a lazo abierto  $\omega_0 = \omega_1$ .

constante, ante una menor inductancia mayor deberá ser la capacitancia y vice-versa. Se puede observar que aún ante valores similares de componentes, se obtiene una mejor atenuación en alta frecuencia con el filtro de segundo orden (-80 db por década vs -40 db por década en el LC), reduciendo además significativamente los componentes de la segunda etapa.

## 3.2. Conclusiones

Se presentó el diseño de un filtro LCLC, en donde se minimizó el tamaño de los componentes a partir de la asignación de las frecuencias de resonancia del mismo. Utilizando una variación para los valores de capacitancia e inductancia, se encontraron valores óptimos para el mismo manteniendo el tamaño de los componentes de la segunda etapa de filtrado menor a la primera. Además, este método permite elegir de manera libre los valores de los componentes a utilizar en la primera etapa y calcular de manera óptima sus contrapartes manteniéndose siempre dentro de un límite de frecuencia, que puede ser también elegido por el diseñador.

### *3.2. Conclusiones*

---

Finalmente, se compararon los resultados obtenidos con un filtro de una etapa, en donde se destaca la atenuación de alta frecuencia (-80 db por década), lo que permite incluso utilizar frecuencias de conmutación menores a los utilizados en filtros de una sola etapa.



## Estrategia de Control para VSI Trifásico con Filtro LC de Dos Etapas

A lo largo de los años diferentes estrategias de control han sido propuesta para controlar convertidores DC-AC. Entre algunas pueden mencionarse el uso de control robusto [85–87], control repetitivo [88–91], técnicas de control adaptivo [92, 93], estrategias basadas en formulaciones energéticas [19, 94, 95] y controladores no lineales [17, 96]. Otras topologías y más estrategias de control, pueden encontrarse en [97–101].

A continuación se desarrollará una estrategia de control para el VSI con el filtro propuesto en capítulo 3, ésta se basará en el uso de una combinación de un controlador feedback/feedforward junto con un controlador resonante, sintonizado a la frecuencia de la carga, esto con el fin de garantizar un buen seguimiento de la referencia de tensión de salida y obtener una buena respuesta ante perturbaciones en la carga, que se supone desconocida.

En este capítulo se detallará el modelo del VSI y la ley de control propuesta. Primeramente se medirán todos los estados del filtro para ser realimentados al controlador y en el capítulo 5 se implementará la misma estrategia utilizando un observador de estados.

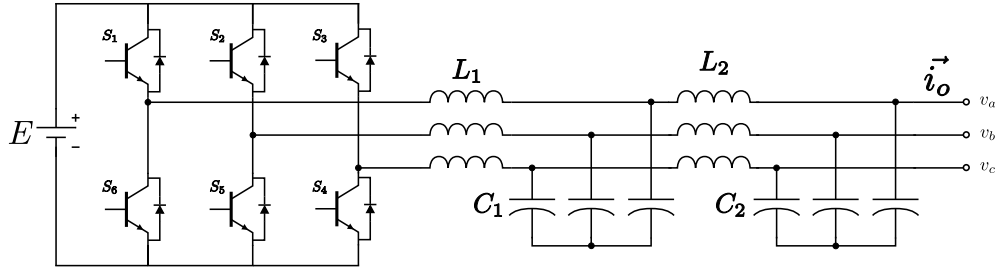


Figura 4.1: VSI trifásico con filtro LC de dos etapas.

## 4.1. Modelado del VSI Trifásico

Utilizando como base el diseño del filtro propuesto en el capítulo 3, se puede modelar el convertidor tomando como referencia el circuito esquemático de la figura 4.1, y utilizando la ley de corrientes de Kirchoff, se obtienen las ecuaciones que representan el sistema:

$$L_1 \dot{i}_{L_1\phi} = E d_\phi - v_{C_1\phi} \quad (4.1a)$$

$$C_1 \dot{v}_{C_1\phi} = i_{L_1\phi} - i_{L_2\phi} = i_{C_1\phi} \quad (4.1b)$$

$$L_2 \dot{i}_{L_2\phi} = v_{C_1\phi} - v_{C_2\phi} \quad (4.1c)$$

$$C_2 \dot{v}_{C_2\phi} = i_{L_2\phi} - i_{0\phi} = i_{C_2\phi} \quad (4.1d)$$

$$i_{0\phi} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(\omega t + \phi) \quad (4.1e)$$

donde  $i_{L_1}$ ,  $i_{L_2}$ ,  $i_{C_1}$  e  $i_{C_2}$  representan las corrientes en las bobinas  $L_1$  y  $L_2$  y en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  y  $v_{C_1}$  y  $v_{C_2}$  representan los voltajes en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ , siendo  $\phi$  la fase. Además,  $i_0$  representa la carga de corriente del sistema por fase, con un valor  $I_{rms}$  desconocido,  $E$  representa el voltaje de continua en la entrada y  $d$  es una señal cuya amplitud toma los valores de 0 ó 1, estando conformada por pulsos cuyo ancho es modulado (PWM).

El objetivo del sistema es controlar de manera adecuada la tensión de salida del convertidor, que corresponde a la del capacitor  $C_2$ , manteniendo la misma próxima a un valor de referencia aún cuando se produzcan variaciones abruptas en la corriente de carga ( $i_0$ ). En la sección 4.2, se planteará la estrategia de control.

### 4.1.1. Transformada de Clarke

Según se puede observar en la figura 4.1, el sistema a modelar corresponde a uno de tres hilos sin cable neutro, lo cual significa que sus componentes vectoriales trifásicos no poseen secuencia cero [102]. Si se considera  $\vec{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]$  como los vectores de corriente o voltaje del sistema, la suma de estos componentes será cero ( $x_a + x_b + x_c = 0$ ). Debido a esta restricción algebraica, el número de componentes del sistema trifásico puede ser reducido a dos mediante la transformada de Clarke, y además se pueden representar los vectores trifásicos en su forma espacial compleja como  $\vec{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$  en un marco de coordenadas estacionario  $\alpha\beta$ .

Esta transformada, toma su nombre de Edith Clarke, la cual se define en [103],

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.2a)$$

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4.2b)$$

donde  $x_0 = 0$  debido a que se supone un sistema balanceado donde la suma de sus componentes vectoriales es cero. Geométricamente, se puede interpretar como un plano con norma uno en el sistema cartesiano de coordenadas  $[x_a \ x_b \ x_c]^T$ , en donde los valores de los vectores estarán siempre contenidos en este plano, como se puede observar en la figura 4.2, en el cual al aplicar la ecuación (4.2b), los ejes de los componentes  $x_\alpha$  y  $x_\beta$  están dentro del plano y el vector  $x_0$  será perpendicular a este. De igual manera, se puede obtener la transformada inversa de la matriz, para así volver al sistema cartesiano en  $\vec{x}_{abc}$  mediante:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.3a)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.3b)$$

Debido a que el sistema es de tres hilos, sus vectores trifásicos no poseen componente

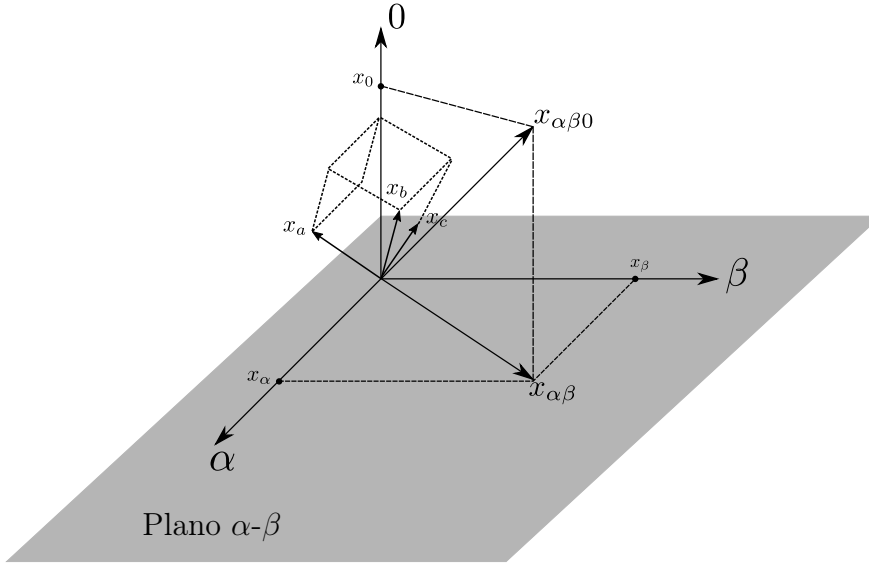


Figura 4.2: Relación entre los vectores  $abc$  y  $\alpha\beta 0$ .

de secuencia cero [102]; esto significa que  $x_a + x_b + x_c = 0$ , esta propiedad permite reducir el número de componentes de los vectores a dos, por lo que las ecuaciones (4.2a) y (4.2b), se puede reducir a:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

y de la misma manera la transformada inversa definida en (4.3a) y (4.3b) se puede reducir a:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Por lo tanto, con el fin de simplificar el diseño del controlador, el sistema modelado en (4.1), puede representarse en el marco de referencia  $\alpha\beta$  como:

$$L_1 \dot{i}_{L_{1\alpha\beta}} = E d_{\alpha\beta} - v_{C_{1\alpha\beta}} \quad (4.6a)$$

$$C_1 \dot{v}_{C_{1\alpha\beta}} = i_{L_{1\alpha\beta}} - i_{L_{2\alpha\beta}} = i_{C_{1\alpha\beta}} \quad (4.6b)$$

$$L_2 \dot{i}_{L_{2\alpha\beta}} = v_{C_{1\alpha\beta}} - v_{C_{2\alpha\beta}} \quad (4.6c)$$

$$C_2 \dot{v}_{C_{2\alpha\beta}} = i_{L_{2\alpha\beta}} - i_{0\alpha\beta} = i_{C_{2\alpha\beta}} \quad (4.6d)$$

$$i_{0\alpha\beta} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(\omega t + \phi) \quad (4.6e)$$

Con el objetivo de evitar el abuso de notación, todas las ecuaciones dadas en la



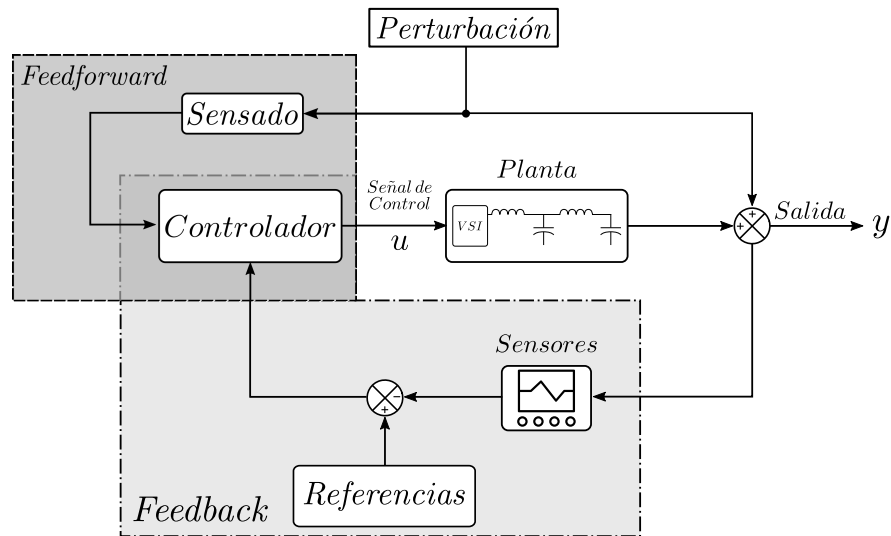


Figura 4.3: Esquemática general de un controlador con compensación feed-back/feedforward.

sección 4.2 se supondrán referidas en sus coordenadas  $\alpha\beta$ , a no ser que se indique lo contrario.

## 4.2. Controlador Propuesto

### 4.2.1. Controlador con compensación feedback/feedforward

Se desarrollará un controlador por realimentación de estados (*feedback*) junto con una compensación *feedforward* para diseñar la señal de control, que se utilizará para modular el ancho de los pulsos de la señal  $d$  cuya amplitud toma el valor 0 ó 1. Como se muestra en la figura 4.3, ésta estrategia de control se basa en el calculo del error del estado o estados a medir con respecto a un valor de referencia dado por el diseñador, la cual es *realimentada* al controlador, esto con el fin de que la señal de control ( $u$ ) que hace de entrada al sistema de control, se ajuste para seguir la referencia dada [104]; mientras que la alimentación *feedforward* se encarga de ajustar la acción de control del sistema mediante el sensado de las perturbaciones a la salida, para así mantener la señal o señales de salida ( $y$ ) cercanas al valor de referencia dado.

Según lo anterior, se debe diseñar una acción de control basada en la medición de los estados del filtro y compararlos con una referencia dada. Por lo tanto, la señal de control propuesta para el VSI es la siguiente:

$$u = k_1(i_{L_{1ref}} - i_{L_1}) + k_2(v_{C_{1ref}} - v_{C_1}) + k_3(i_{L_{2ref}} - i_{L_2}) + k_4(v_{C_{2ref}} - v_{C_2}) \quad (4.7)$$

y agrupando las variables, se puede obtener una forma simplificada de las misma, definida como:

$$u = -K_n [x_n(t) - x_{n_{ref}}(t)] \quad (4.8)$$

donde  $K_n$  es la matriz de ganancia del controlador y debe ser elegida de manera acorde para obtener la respuesta dinámica del sistema que se desee. Estos valores serán calculados en la sección 4.3, y  $x_{n_{ref}}$  corresponde a los valores de referencia de cada componente ( $L$  y  $C$ ) por fase,  $x_n$  corresponde a los estados medidos. Obsérvese que para obtener la señal de control se deben de medir los cuatro estados del filtro, es decir las dos corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , las tensiones en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ .

Un controlador por realimentación de estados puede ser diseñado utilizando toda la información del sistema, esto es, midiendo todos los estados que afectan el controlador; o con un observador de estados, el cual aproxima los estados del sistema basado en valores de mediciones y las entradas del controlador [105]. Y una vez obtenidas las estimaciones de éstos, las mismas pueden ser realimentadas al controlador. Para calcular estas ganancias se formularán las ecuaciones que representan las referencias y se modelará el sistema a controlar en su forma de espacio de estados.

### 4.2.2. Cálculo de los valores de las referencias

Para implementar el controlador propuesto en (4.7), se debe calcular el valor de referencia del voltaje de salida:

$$v_{C_{2ref}} = \sqrt{2} V_{C_{2rms}} \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (4.9)$$

donde  $V_{C_{2rms}}$  es la amplitud de la tensión de salida deseada en RMS,  $\omega$  es la frecuencia angular de la tensión y  $\phi$  es el ángulo en cada fase.

Visto las ecuaciones que representan el sistema y las relaciones circuitales que se pueden plantear a través de las leyes de Kirchoff en el circuito de la figura 4.1, se

proponen los siguientes valores para las referencias de corrientes:

$$i_{C_{1ref}} = C_1 \dot{v}_{C_{1ref}} \quad (4.10a)$$

$$i_{C_{2ref}} = C_2 \dot{v}_{C_{2ref}} \quad (4.10b)$$

$$i_{L_{2ref}} = i_{C_{2ref}} + i_0 \quad (4.10c)$$

$$i_{L_{1ref}} = i_{C_{1ref}} + i_{L_{2ref}} \quad (4.10d)$$

Es importante notar que para obtener un buen seguimiento de la referencia de voltaje, es necesario conocer la corriente de carga  $i_0$ , que se emplea para calcular la referencia de corriente en la inductancia  $L_2$  [ver (4.10c)]. Esta forma de calcular la referencia equivale a realizar una compensación *feedforward*. Sin embargo, para realizar esta compensación es necesario medir la corriente de salida, ya que la misma toma valores que no son conocidos a priori. Una forma de evitar el empleo de ese medidor, es estimar el valor de la corriente de salida usando un sensor virtual, el cual será diseñado en el capítulo 5.

Nótese que las ecuaciones (4.10a) y (4.10b) dependen de los valores de la derivada primera de la referencia de voltaje en  $C_1$  y  $C_2$ . Por lo tanto se debe calcular primero el valor de la referencia de voltaje en  $C_1$ , para obtener luego su derivada. A partir de las ecuaciones del sistema se obtienen los valores de las referencias. Despejando de (4.1c), resulta:

$$v_{C_{1ref}} = L_2 \dot{i}_{L_{2ref}} + v_{C_{2ref}} \quad (4.11)$$

donde  $\dot{i}_{L_{2ref}}$  corresponde a la primera derivada de la referencia de corriente en  $L_2$ . A partir de (4.10c), se obtiene:

$$\dot{i}_{L_{2ref}} = \dot{i}_{C_{2ref}} + \dot{i}_0 \quad (4.12)$$

La derivada de la referencia de corriente en  $C_2$  se obtiene a partir de (4.10b):

$$\dot{i}_{C_{2ref}} = C_2 \ddot{v}_{C_{2ref}} \quad (4.13)$$

donde  $\ddot{v}_{C_{2ref}}$  corresponde a la segunda derivada del voltaje de referencia en  $C_2$ . Sustituyendo (4.13) en (4.12) se obtiene:

$$\dot{i}_{L_{2ref}} = C_2 \ddot{v}_{C_{2ref}} + \dot{i}_0 \quad (4.14)$$

Sustituyendo (4.14) en (4.11) se obtiene el valor final de  $v_{C_{1ref}}$

$$v_{C_{1ref}} = L_2 (C_2 \ddot{v}_{C_{2ref}} + \dot{i}_0) + v_{C_{2ref}} \quad (4.15)$$

De igual manera, según se necesita en (4.10a), se puede obtener  $\dot{v}_{C1ref}$  a partir de (4.11) de la siguiente manera:

$$\dot{v}_{C1ref} = L_2 \ddot{i}_{L2ref} + \dot{v}_{C2ref} \quad (4.16)$$

donde  $\dot{v}_{C2ref}$  corresponde a la primera derivada del voltaje de referencia en  $C_2$  y  $\ddot{i}_{L2ref}$  corresponde a la segunda deriva de la referencia de corriente en  $L_2$ , que se obtiene a partir de (4.14):

$$\ddot{i}_{L2ref} = C_2 v_{C2ref}''' + \ddot{i}_0 \quad (4.17)$$

Sustituyendo (4.17) en (4.16) se obtiene:

$$\dot{v}_{C1ref} = L_2 (C_2 \ddot{v}_{C2ref} + \ddot{i}_0) + \dot{v}_{C2ref} \quad (4.18)$$

donde  $\ddot{v}_{C2ref}$  corresponde a la tercera derivada del voltaje de referencia en  $C_2$ . Finalmente sustituyendo (4.18) en (4.10a) se obtiene:

$$i_{C1ref} = C_1 [L_2 (C_2 v_{C2ref}''' + \ddot{i}_0) + v_{C2ref}'] \quad (4.19)$$

el cual representa el valor final de la referencia de corriente en el capacitor  $C_1$ .

Finalmente, los valores de la primera, segunda y tercera derivada del voltaje de referencia en  $C_2$  necesarios en (4.10b), (4.15) y (4.19) corresponden a:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{C2ref} &= V_{C2max} \omega \cos(\omega t) \\ \ddot{v}_{C2ref} &= -V_{C2max} \omega^2 \sin(\omega t) \\ \ddot{v}_{C2ref} &= -V_{C2max} \omega^3 \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (4.20)$$

En la figura 4.4, se muestra el sistema completo con el lazo de control a utilizar. Como se mencionó anteriormente, obsérvese que se deben de medir tanto la tensión y corriente de los capacitores y bobinas del filtro respectivamente, además de la corriente de carga junto con su primera y segunda derivada, que se deben realimentar al cálculo de las referencias según se planteó en (4.10c), (4.15), (4.14) y (4.19).

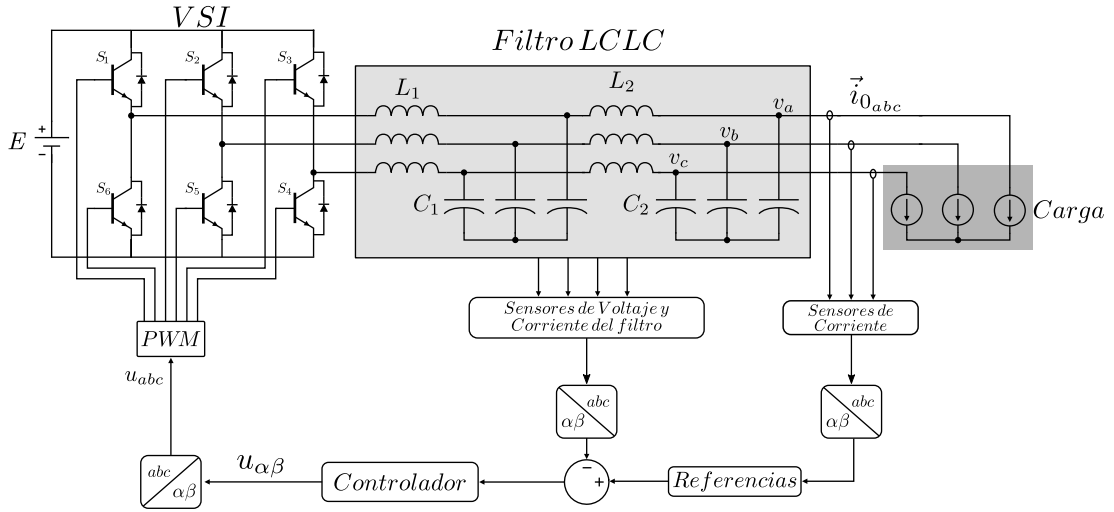


Figura 4.4: VSI trifásico con filtro LC de dos etapas y control.

### 4.3. Ganancias del Controlador

Las ganancias  $k_1$ - $k_4$  y en la señal de control definidas en (4.7), deben elegirse de manera que se pueda obtener un seguimiento dinámico de los estados del sistema, con una convergencia lo suficientemente rápida para garantizar estabilidad ante perturbaciones en los mismos. Estos valores son necesarios para obtener un bajo error de estado estacionario con respecto a los valores de referencia, y deben ser calculados en función del estado o estados que se desean controlar.

Uno de los métodos más utilizados es emplear la asignación de polos, en donde se supone que todas las variables del sistema son medibles y que éstas se pueden realimentar al controlador. Con esta técnica es posible colocar los polos del sistema a lazo cerrado de manera arbitraria siempre y cuando se elija una adecuada matriz de ganancias  $K_n$ . Sin embargo, existe un método de minimización que permite elegir la matriz de ganancia  $K_n$ , llamado *LQR (Regulador Cuadrático Lineal* <sup>1</sup>), el cual será detallado en la sección 4.3.2.

<sup>1</sup> LQR: Linear Quadratic Regulator, por sus siglas en inglés

### 4.3.1. Controlador Resonante

Como se definió anteriormente, el controlador propuesto en (4.8) es completamente proporcional, para obtener error de seguimiento cero en un marco de referencia de coordenadas rotantes, basta con añadir una parte integral. Sin embargo, la estrategia de control propuesta se basa en un marco de coordenadas estacionario, en donde un controlador PI no permite satisfacer el objetivo del controlador, por lo cual para poder hacer un seguimiento del voltaje de referencia sin error de estado estacionario a una frecuencia deseada, es común utilizar un regulador Proporcional Resonante (PR) [106–108], el cual es sintonizado a la frecuencia deseada ( $\omega_0$ ). La función de transferencia que describe el PR está definida por [107, 108]:

$$PR(s) = k_p + \frac{k_{r1}s + k_{r2}}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.21)$$

donde  $k_p$  es la ganancia proporcional, y  $k_{r1}$  y  $k_{r2}$  son las ganancias de la parte resonante del PR, las cuales se redefinen como  $k_5$  y  $k_6$  respectivamente para mantener la notación seguida hasta el momento. En este caso, se desea hacer solamente el seguimiento de voltaje en el capacitor  $C_2$ , que se corresponde con la variable de salida, debido que en (4.7) ya se está aplicando la parte proporcional al error de  $v_{C2}$ , la ecuación (4.22), considera solamente el término resonante y por lo tanto:

$$R(s) = \frac{k_5 s + k_6}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.22)$$

Los valores de las ganancias  $k_5$  y  $k_6$ , se pueden elegir de manera arbitraria, mediante prueba y error hasta encontrar un valor que permita una buena respuesta del sistema. Sin embargo, se puede utilizar un método de optimización [108] para calcular las mismas junto con el modelo del filtro y así garantizar la estabilidad del sistema con ganancias óptimas. Para esto se debe obtener el modelo en espacio de estados de la función de transferencia (4.22) para así implementar un modelo extendido de la planta junto con el control resonante y calcular también las ganancias  $k_1$ - $k_4$  definidas en (4.7). Debido a que se deben de relacionar los estados del filtro con los del término resonante, el mismo se puede modelar como se muestra en la figura 4.5.

Como se muestra a continuación, es sencillo demostrar que el modelo del control resonante de la figura 4.5 es equivalente al definido en la ecuación (4.22), en donde para poder diseñar el mismo, se define el error como  $e = v_{C2} - v_{C2ref}$ , con  $v_{C2ref} = 0$ , y por

### 4.3. Ganancias del Controlador

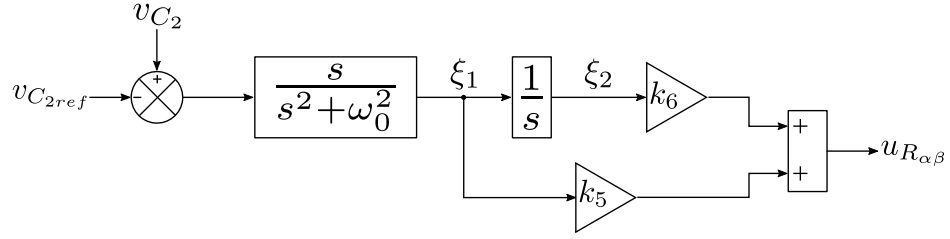


Figura 4.5: Modelo del sistema con controlador P+R extendido.

lo tanto:

$$\frac{\xi_1}{v_{C_2}} = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.23)$$

Multiplicando el numerador y denominador en (4.23) por  $s^{-2}$  y desarrollando, se obtiene:

$$\frac{\xi_1}{v_{C_2}} = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{s^{-2}}{s^{-2}}$$

$$\frac{\xi_1}{v_{C_2}} = \frac{s^{-1}}{1 + \omega_0^2 s^{-2}}$$

$$\xi_1 + \omega_0^2 \xi_1 s^{-2} = v_{C_2} s^{-1} \quad (4.24)$$

$$\xi_1 = s^{-1} (v_{C_2} - \omega_0^2 s^{-1})$$

$$\underbrace{s \xi_1}_{\xi_1} = v_{C_2} - \omega_0^2 \underbrace{\xi_1 s^{-1}}_{\xi_2}$$

y de lo anterior se puede comprobar que:

$$\dot{\xi}_1 = v_{C_2} - \omega_0^2 \xi_2 \quad (4.25a)$$

$$\dot{\xi}_2 = \xi_1 \quad (4.25b)$$

en donde (4.25) representa el modelo en espacio de estados de (4.23). Éste se puede modelar junto con el modelo del filtro definido en (4.6a)-(4.6d). Suponiendo las referencias cero, se obtiene:

$$\dot{\chi} = \Lambda \chi + \Theta u \quad (4.26)$$

donde,

$$\begin{aligned} \chi &= [i_{L_1} \ v_{C_1} \ i_{L_2} \ v_{C_2} \ \xi_1 \ \xi_2]^T \\ \Lambda &= \begin{bmatrix} 0 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_2 & 0 & -1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -\omega_0^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \Theta &= [E/L_1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (4.27)$$

y por lo tanto, (4.27), representa el modelo del controlador extendido junto con el término resonante. A partir de éste, se pueden calcular las ganancias  $k_1 - k_6$ , lo cual será definido en la siguiente sección.

### 4.3.2. Regulador Cuadrático Lineal: LQR

Un regulador óptimo cuadrático lineal, proporciona un procedimiento sistemático para calcular la matriz de ganancia del controlador  $K_n$ . Un controlador LQR, se diseña resolviendo la ecuación de Riccati, la cual determina la matriz  $K_n$  [109], que minimiza el índice de rendimiento cuadrático a partir de la siguiente función de coste [110]:

$$J = \int_0^\infty (\chi^T Q \chi + u^T R u) dt \quad (4.28a)$$

$$u = - \underbrace{R^{-1} \Theta^T P}_{K_n} \chi \quad (4.28b)$$

$$0_{6 \times 6} = \Lambda^T P + P \Lambda - P \Theta R^{-1} \Theta^T P + Q \quad (4.28c)$$

donde (4.28c), es conocida como la *ecuación algebraica reducida de Riccati* [83], y si la matriz  $\Lambda - \Theta K_n$  es estable y sus autovalores son reales y negativos, existe entonces una matriz  $P$  simétrica real<sup>2</sup> que satisface la ecuación (4.28c). Con esto el problema se convierte en uno de optimización, en donde a partir de la elección de  $Q$  y  $R$  se obtiene la matriz  $P$  que hace mínimo el índice en (4.28a)

---

<sup>2</sup>Una matriz es simétrica si ésta tiene la propiedad de ser igual a su transpuesta, esto es  $P = P^T$ , ver apéndice A



### Determinación de los Pesos $Q$ y $R$

La matriz  $Q \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$  debe ser hermítica definida o semidefinida positiva, y  $R$  es un escalar<sup>3</sup> mayor que cero. Éstos determinan los pesos en el vector de estados  $\chi$  y la acción de control  $u$  respectivamente. El elemento  $i^{n,n}$  de la diagonal de  $Q$ , determina el peso directo del estado  $\chi^{n,n}$  [109]. La influencia de los pesos en los estados del sistema, dependen directamente de la influencia de éstos sobre las salidas.

Si se elige un  $R$  lo suficientemente grande, se disminuye el esfuerzo de la acción de control, incrementando así el tiempo de respuesta. De igual manera si se elige un  $Q$  grande, se disminuye el tiempo de respuesta, pero se incrementa el esfuerzo en la acción de control [109], por lo que la elección de los valores de  $Q$  y  $R$  es un compromiso entre cada una de las acciones mencionadas en donde se debe de encontrar un valor de  $Q$  y  $R$  que permitan una convergencia lo suficientemente rápida.

Un método común y de fácil implementación es utilizar pesos diagonales, relacionados a los estados  $\chi_n$ , en donde se define  $Q$  como:

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_6 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

donde  $q_n$  es el peso sobre la ganancia que se desea aplicar al estado  $\chi_n$ , en este caso siendo  $q_1 - q_4$  los pesos sobre los estados del filtro y  $q_5 - q_6$  los pesos sobre las ganancias del controlador resonante. Debido a que se desea controlar la tensión de salida en  $C_2$ , se dio peso a los valores relacionados a las tensiones del filtro ( $q_2$  y  $q_3$ ), y a la acción de control del término resonante ( $q_5$  y  $q_6$ ) sobre el capacitor de salida, los demás términos son puestos en cero debido a que representan la relación entre los diferentes estados.

Tomando en cuenta esto, se utilizará la siguiente matriz  $Q$  para el cálculo de las

---

<sup>3</sup>El sistema se supone simétrico, por lo que las ganancias se determinan para una fase y esto se replicará para las otras dos, de ahí que  $R$  se defina como escalar

ganancias:

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Nótese que se le dio mayor peso a los términos relacionadas al controlador resonante ( $10^4$ ), en comparación con los pesos dados a las tensiones ( $10^{-1}$ ) y corrientes ( $10^{-3}$ ), esto con el fin de obtener una buen seguimiento de la tensión de salida, pero minimizando el esfuerzo sobre la acción de control para evitar una sobremodulación en el PWM.

El valor de  $R$  debe elegirse, según se definió anteriormente, en un valor lo suficientemente grande para garantizar un esfuerzo relativamente pequeño en la acción de control y una respuesta rápida, sin embargo, entre mayor sea el valor de  $R$ , mayor será el tiempo de respuesta de la acción del control. Variando  $R$  en factores de  $10^n$  con  $n \in \mathbb{N}$ , se encontró que para  $R = 10^3$ , se obtiene una respuesta rápida sin hacer inestable el sistema.

A partir de esto, y del cálculo de la matriz  $P$  (ver apéndice A), se obtuvieron los siguientes valores de ganancias:

$$\begin{aligned} k_1 &= 155,25 \times 10^{-3} & k_2 &= 16,07 \times 10^{-3} & k_3 &= 50,23 \times 10^{-3} \\ k_4 &= -3,58 \times 10^{-3} & k_5 &= 3.17 & k_6 &= -20.30 \end{aligned} \quad (4.31)$$

y los polos de lazo cerrado del controlador ( $\Lambda - \Theta K$ ) en:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -8174,7 \pm j33069 \\ p_{3,4} &= -17588 \pm j19588 \\ p_{5,6} &= -110,71 \pm j294 \end{aligned} \quad (4.32)$$

Nótese que se tiene un par de polos dominantes ( $p_{5,6}$ ) correspondiente a los pesos dados a  $q_5$  y  $q_6$  respectivamente.

### 4.3. Ganancias del Controlador

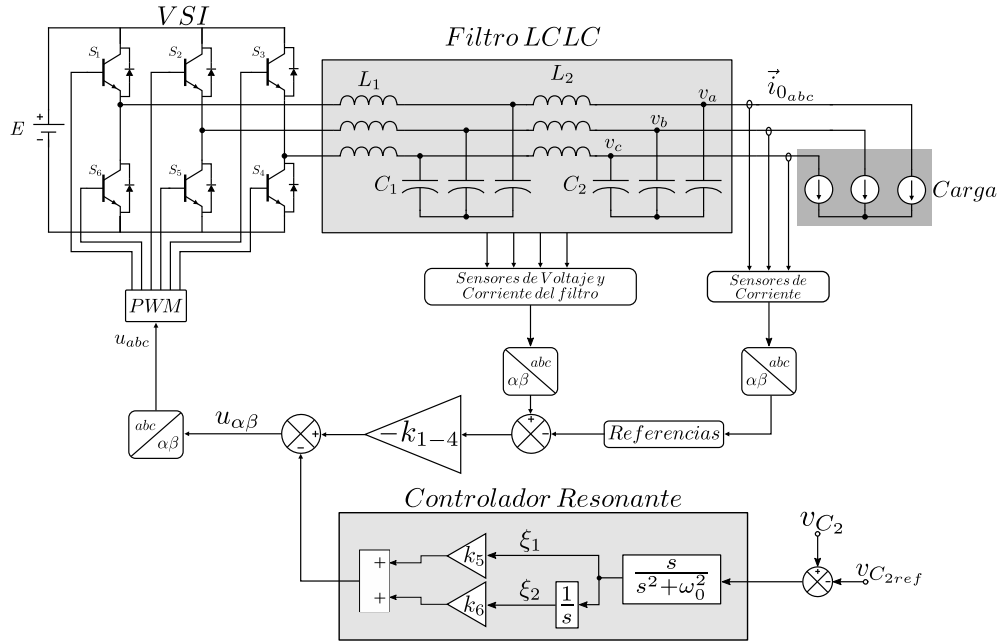


Figura 4.6: VSI con controlador P+R.

Según se muestra en la figura 4.6, y lo definido en la ecuación (4.8), la acción de control será entonces:

$$u = k_1(i_{L_{1ref}} - i_{L_1}) + k_2(v_{C_{1ref}} - v_{C_1}) + k_3(i_{L_{2ref}} - i_{L_2}) + k_4(v_{C_{2ref}} - v_{C_2}) - (k_5\xi_1 + k_6\xi_2) \quad (4.33)$$

Y simplificando, se obtiene la ecuación final que representa la acción de control:

$$u = -K_{1-4} [x_{1-4}(t) - x_{1-4ref}(t)] - (k_5\xi_1 + k_6\xi_2) \quad (4.34)$$

donde  $\xi_1$  y  $\xi_2$  corresponden a las salidas del control resonante (ver figura 4.5).

## 4.4. Resultados de Simulación

Basado en lo propuesto anteriormente, se procedió a implementar la simulación del VSI con el filtro LC de dos etapas diseñado en el capítulo 3 utilizando las mediciones de todos los estados, incluyendo la carga. Las referencias se modelaron según lo propuesto en la sección 4.2.2 y el controlador se implementó utilizando la ecuación (4.34). En la tabla 4.1 se muestran los parámetros generales de simulación.

Tabla 4.1: Parámetros generales de simulación.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$E$	500 V	$V_{CE}$	2,78 V
$L_1$	1,5 mH	$V_D$	2,5 V
$C_1$	4 $\mu$ F	$I_{rms}$	5 A
$L_2$	966 $\mu$ H	$v_{C_{2ref}}$	220 $V_{rms}$
$C_2$	1,53 $\mu$ F	$T_f$	1 $\mu$ s
$f_0$	50 Hz	$T_r$	2 $\mu$ s
$\omega_0$	$2\pi f$	$R_{on}$	1 m $\Omega$
$f_c$	20 kHz	$T_s$	1 $\mu$ s

donde  $V_{CE}$  es el Voltaje Colector-Emisor del IGBT,  $V_D$  es la caída de tensión de encendido del diodo,  $T_f$  y  $T_r$  son el tiempo de apagado y encendido del IGBT respectivamente y  $R_{on}$  la resistencia interna del IGBT. Estos se fijaron utilizando valores típicos de un IGBT de potencia [111]. En la figura 4.6, se muestra el diagrama del sistema implementado.

Primeramente se implementó el controlador utilizando la medición de la corriente de carga. La derivada de ésta será estimada en el capítulo 5. A partir de esto, la señal de control obtenida a partir de la ecuación (4.34), se muestra en la figura 4.7. Inicialmente, se simuló el sistema sin carga, para observar la respuesta del mismo sin consumo de corriente ( $I_{rms} = 0$ ). En la tabla 4.2 se muestran los errores de estado estacionario en

#### 4.4. Resultados de Simulación

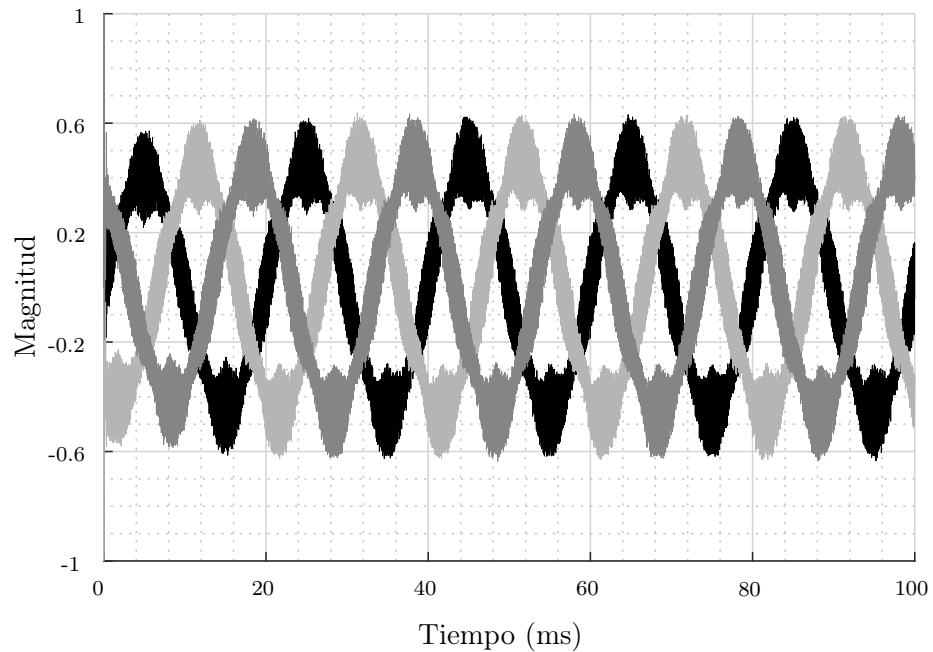


Figura 4.7: Señal de control  $u_{abc}$  (ver figura 4.6) con estados medidos y sin carga ( $i_0$ ) en el sistema.

las tres fases de los cuatro estados del filtro con respecto a sus referencias.

Errores en RMS				
Fase	$i_{L1}$ (mA)	$v_{C1}$ (V)	$i_{L2}$ (mA)	$v_{C2}$ (V)
A	454,47	1,72	29,44	1,09
B	453,95	1,72	28,43	1,08
C	454,02	1,74	29,94	1,15
Promedio	454,15	1,72	29,27	1,11

Tabla 4.2: Error RMS de estado estacionario de los estados medidos con respecto a sus referencias.

El contenido armónico presente en la figura 4.7 corresponde al introducido por la conmutación en los estados medidos. En la figura 4.8, se muestran los voltajes medidos en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ .

Una vez observada la respuesta del sistema sin carga, se introdujo una carga de 5

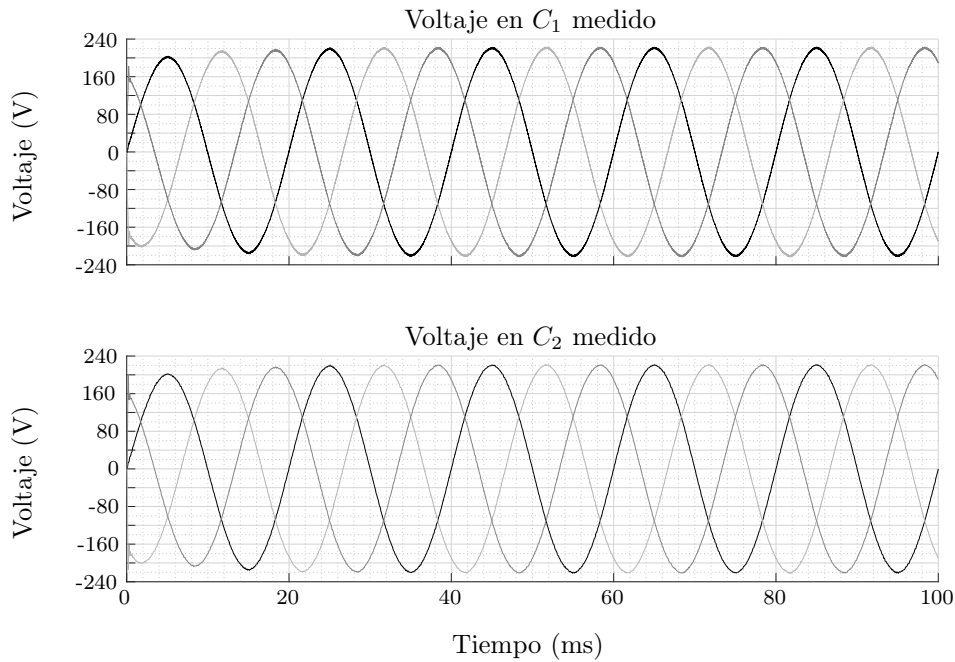


Figura 4.8: Voltaje medido en  $C_1$  y  $C_2$ , sin carga en el sistema.

A ( $I_{rms}$  definido en la tabla 4.2) a los 40 ms (2 ciclos). En la figura 4.9 se muestra la medición de la corriente en la bobina  $L_1$  y su respectivo error con respecto a la referencia dada. Nótese el error que muestra ésta, el cual se debe al contenido armónico de alta frecuencia introducido por la conmutación de las llaves del inversor, lo cual es esperado, debido a que ésta corriente es la de salida del VSI. Si se compara la misma con la corriente en el inductor  $L_2$ , como se muestra en la figura 4.11, esta ya ha sido filtrada, lo que se traduce en un menor error con respecto a su referencia.

En la figura 4.12, se muestra el voltaje medido en el capacitor de salida  $C_2$  y su respectivo error con respecto a la referencia dada. Obsérvese que se obtiene un tiempo de convergencia de aproximadamente 2 ciclos, el mismo ofrece un rechazo adecuado, incluso ante variaciones abruptas en la carga. También se muestra en la figura 4.13, la respuesta de la acción de control ante la perturbación de carga.

Ha de observarse que la acción de control en la figura 4.13, muestra un corto periodo de saturación ( $u > 1$ ), a los 40 ms, en cuanto entra la carga. Esto es un comportamiento que debe evitarse, debido a que implica una sobremodulación en el PWM, y el mismo puede causar inestabilidad en el sistema. Esta saturación es causada por los armónicos de alta frecuencia presentes en la corriente medida en la bobina  $L_1$ , la cual es realimentada al controlador. Para evitar la medición de esta corriente, se propone utilizar un estimador de estados, el cual será desarrollado en el capítulo 5.

#### 4.4. Resultados de Simulación

---

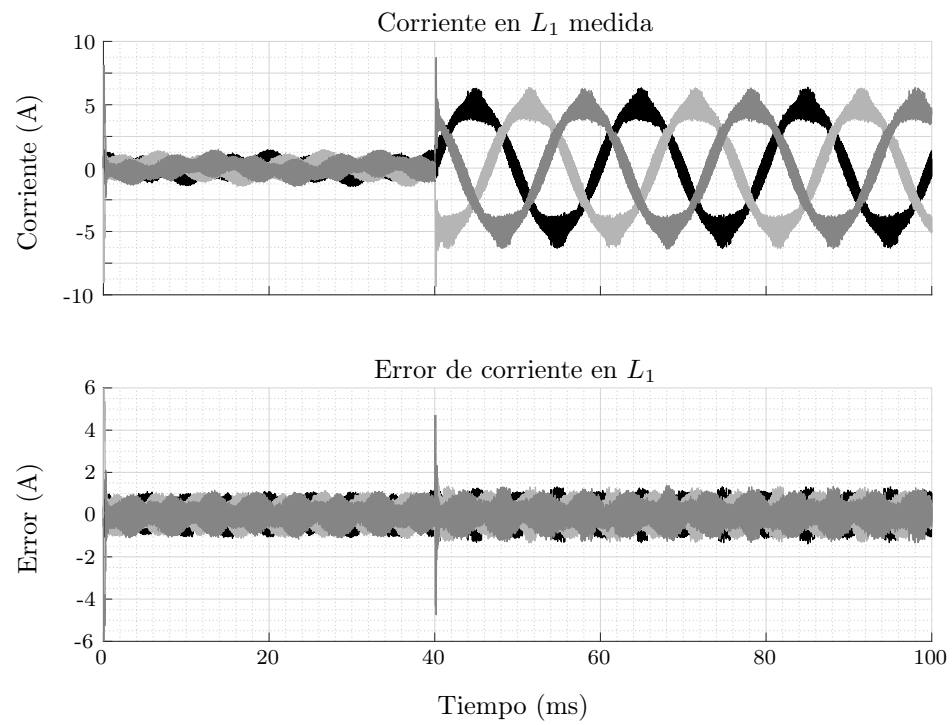


Figura 4.9: Corriente medida en  $L_1$  y su error respecto a la referencia.

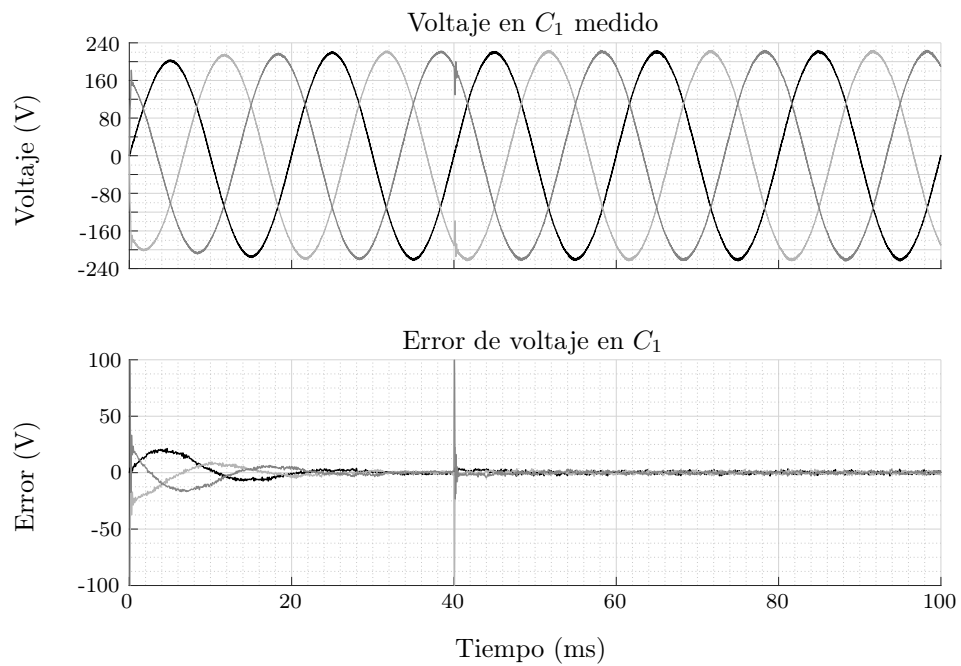


Figura 4.10: Voltaje medido en  $C_1$  y su error respecto a la referencia.

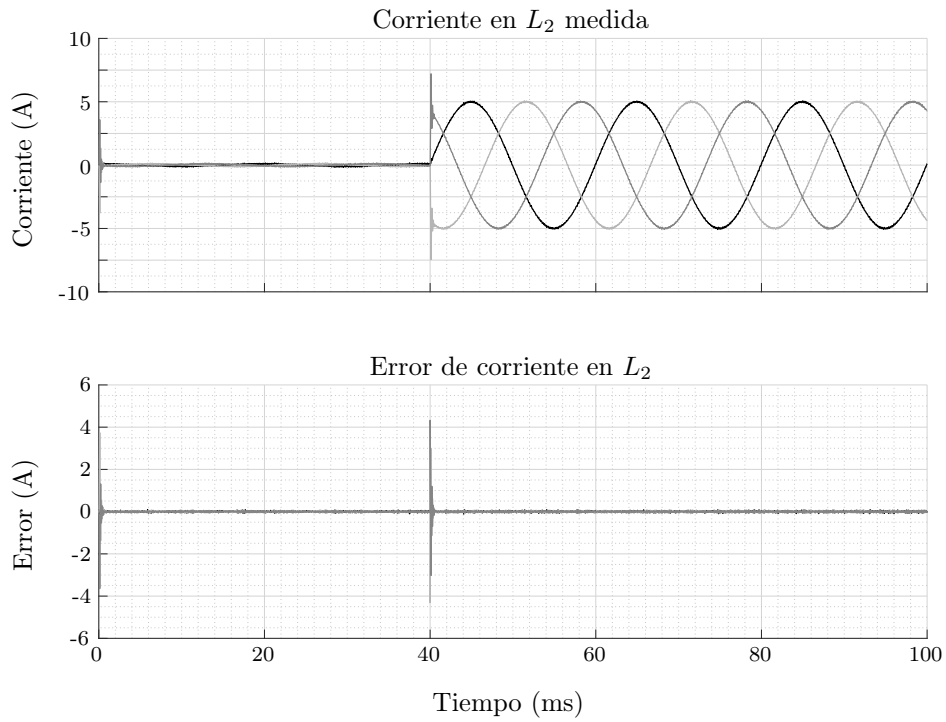


Figura 4.11: Corriente medida en  $L_2$  y su error respecto a la referencia.

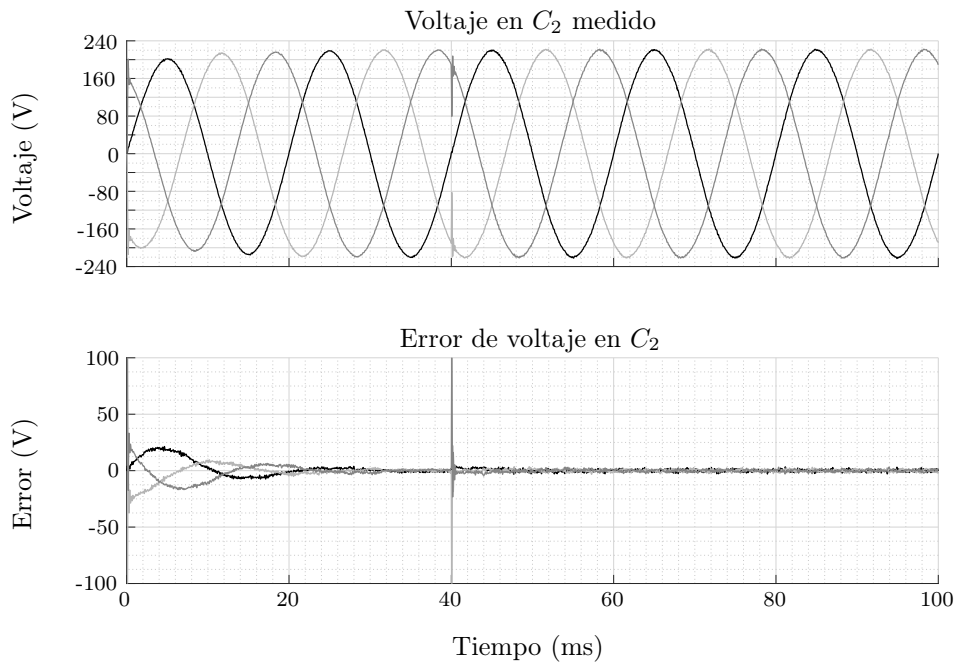


Figura 4.12: Voltaje medido en  $C_2$  y su error respecto a la referencia.



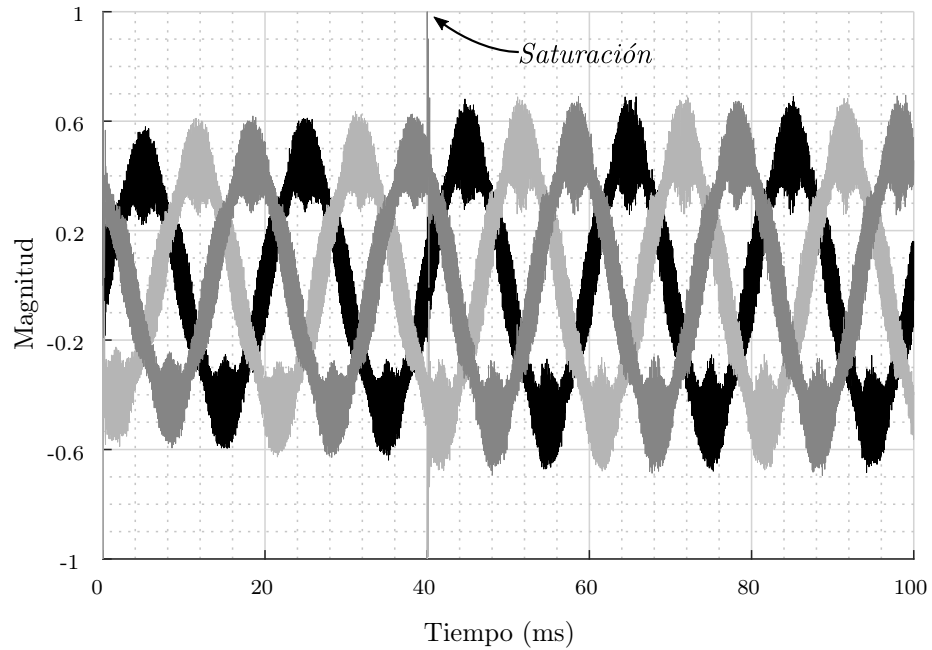


Figura 4.13: Señal de control  $u_{abc}$  con estados medidos.

#### 4.4.1. Resultados sin compensación feedforward

En la sección anterior se mostraron los resultados del controlador propuesto, el cual, como se definió en 4.2.1, corresponde a uno por compensación *feedforward*, en donde la medición de la carga es utilizada en el controlador. A continuación, se procedió a eliminar esta alimentación del controlador, esto es hacer cero la corriente  $i_0$  en (4.10c) y su derivada  $\dot{i}_0$  en (4.19). En las figuras 4.14 y 4.15 se muestran los voltajes medidos en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ . Obsérvese que al ingresar la carga, el voltaje de salida ( $v_{C2}$ ) converge dos ciclos después (40 ms), si se compara ésta respuesta con la obtenida en la figura 4.12, se puede observar que cuando se utiliza la compensación *feedforward*, el controlador rechaza la perturbación de manera correcta, convergiendo así la tensión de salida en un tiempo mucho menor.

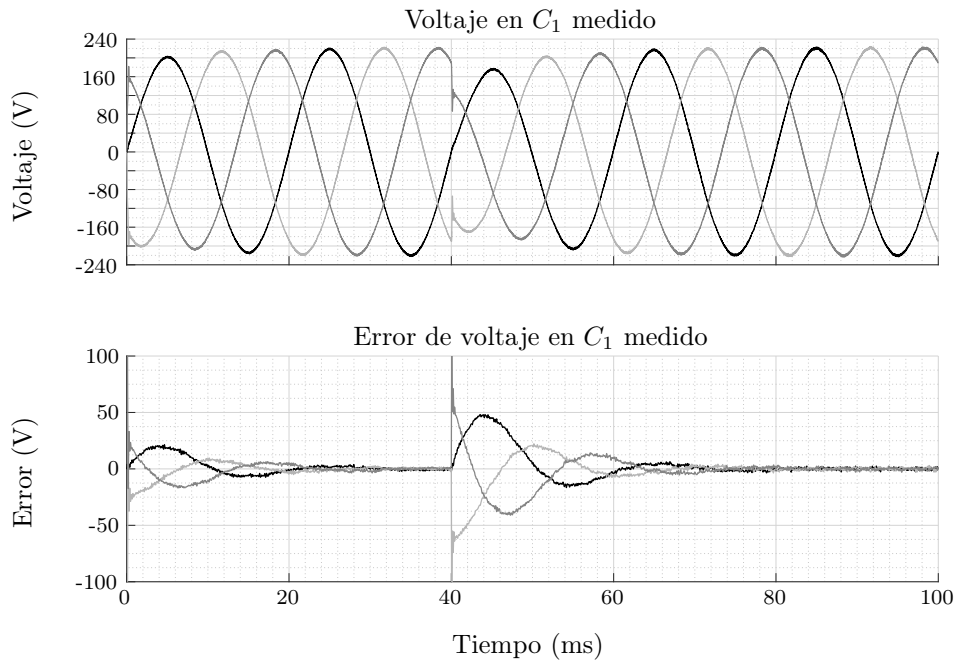


Figura 4.14: Voltaje medido en  $C_1$  y su error respecto a la referencia sin compensación feedforward.

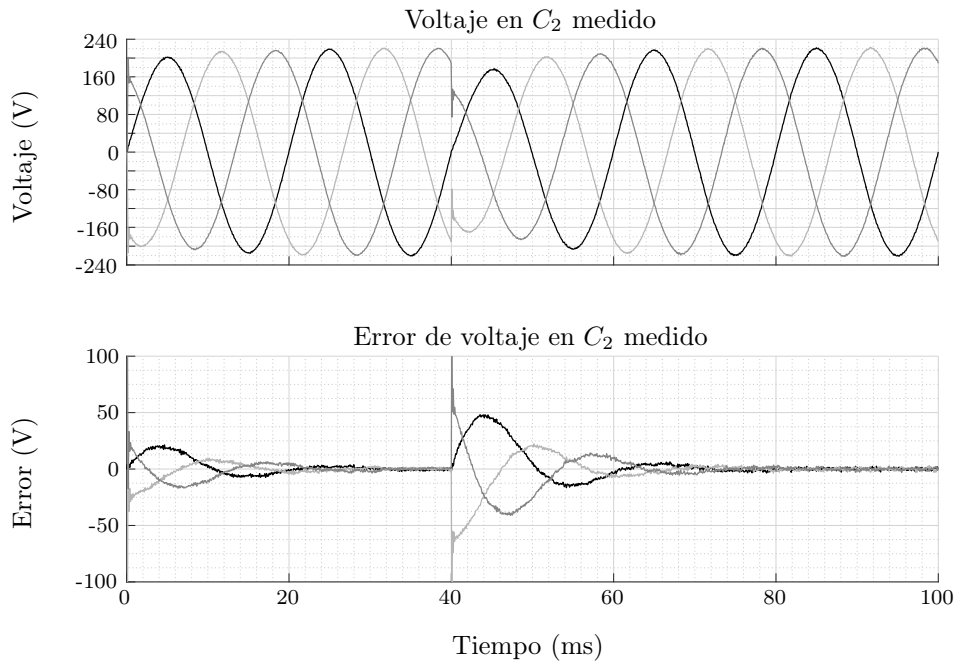


Figura 4.15: Voltaje medido en  $C_2$  y su error respecto a la referencia sin compensación feedforward.

### 4.4.2. Resultados sin controlador resonante

En la sección 4.3.1, se definió un controlador de tipo resonante, el cual se dijo era necesario para poder hacer un buen seguimiento del voltaje de salida. Como se observa en la figura 4.16, la tensión de salida no logra converger a la tensión de referencia (220 V), y si se compara el error con respecto a la figura 4.12, sin el control resonante se obtiene aproximadamente 40 V de error de estado estacionario. Incluso, una vez ingresada la carga, el error de estado estacionario crece levemente, lo que significa que disminuye la tensión de salida, por lo que se puede esperar que ante mayores perturbaciones en la carga, se obtenga un mayor error. Con esto se comprueba que es necesario incluir la parte resonante al lazo de control, para así asegurar un correcto seguimiento de la tensión de salida con respecto a su referencia.

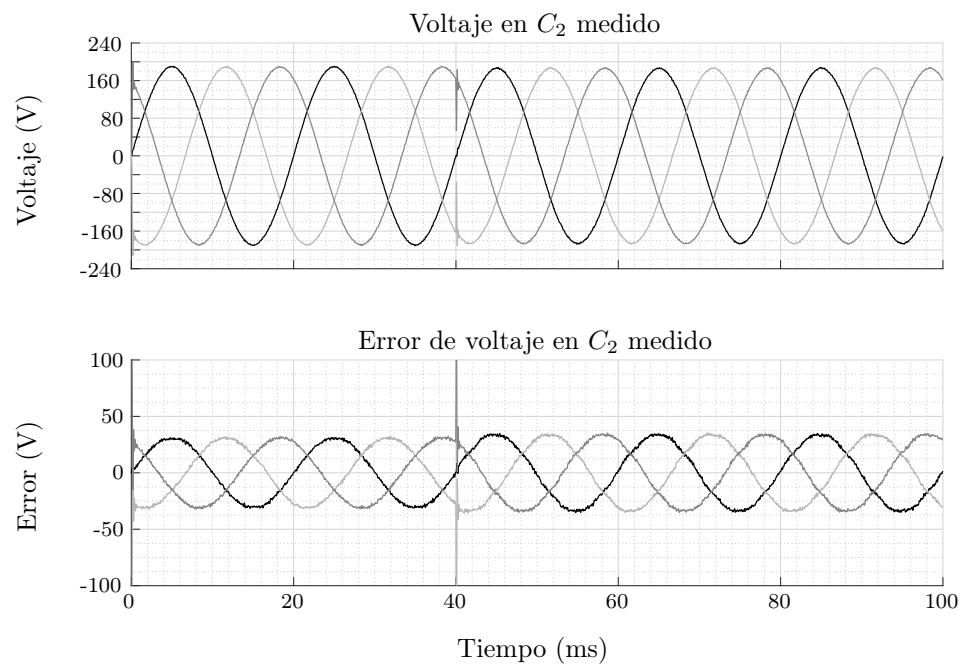


Figura 4.16: Voltaje medido en  $C_2$  y su error respecto a la referencia sin control resonante.

### 4.4.3. Resultados ante variaciones de $\delta$ y $\gamma$

A continuación se muestran los resultados de simulación ante variaciones en los valores de  $\delta$  y  $\gamma$  calculados en la sección 3.1.1 con el fin de analizar la respuesta del sistema utilizando los valores máximos y mínimos de capacitancia e inductancia calculados. Según se muestra en las figuras 3.3, 3.4 y 3.5, el valor de  $\gamma$  es mínimo (0,046) para el máximo valor de  $f_1$  (2 kHz) y  $\delta$  es mínimo (0,435) para el mínimo valor de  $f_1$  (1,5 kHz). Esto significa que si se desea utilizar el máximo valor de capacitancia (2,9  $\mu$ F), se deberá utilizar el mínimo valor inductancia (652  $\mu$ H) y viceversa, esto es siempre válido mientras se mantengan los valores de  $L_1$  y  $C_1$  en los fijados durante el diseño del filtro.

En la figura 4.17 se muestra la corriente en la inductancia  $L_2$  cuando esta toma el mínimo valor posible y en la figura 4.18 se muestra la acción de control asociada a ésta, nótese que se sigue obteniendo la misma saturación presentada anteriormente en la figura 4.13. La tensión en  $C_2$  es invariable ante este cambio debido a que se está utilizando una capacitancia lo suficientemente grande (2,9  $\mu$ F). En la tabla 4.3 se muestran los errores de medición en RMS. Obsérvese que los errores son muy similares a los mostrados en la tabla 4.2, con excepción del error de la corriente  $i_{L2}$  que aumentó en casi el doble, lo cual era de esperar debido a la disminución de la inductancia.

Errores en RMS				
Fase	$i_{L1}$ (mA)	$v_{C1}$ (V)	$i_{L2}$ (mA)	$v_{C2}$ (V)
A	449,28	1,51	44,52	1,02
B	448,97	1,49	43,30	0,98
C	447,8	1,49	45,23	1,01
Promedio	448,68	1,50	44,35	1,01

Tabla 4.3: Error RMS de estado estacionario de los estados medidos con respecto a sus referencias para  $L_2$  mínimo y  $C_2$  máximo.

#### 4.4. Resultados de Simulación

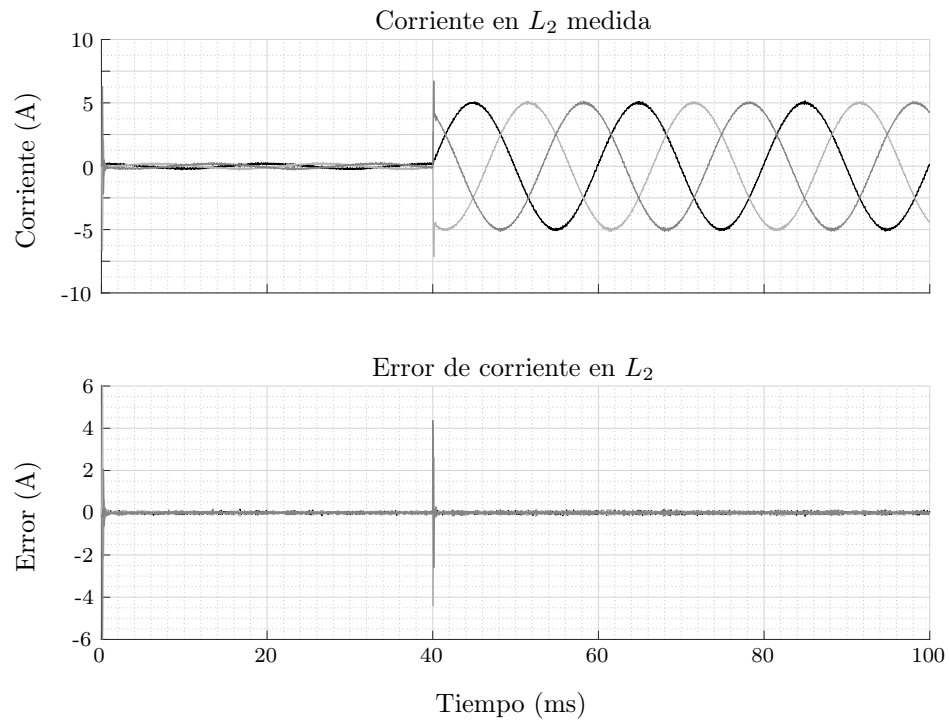


Figura 4.17: Corriente medida en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con  $L_2$  mínimo.

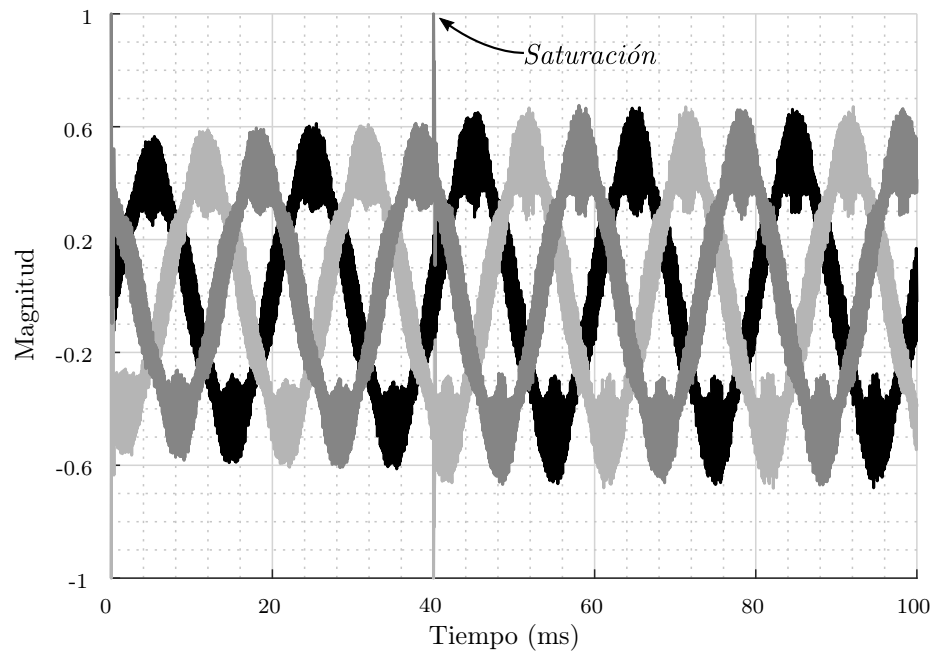


Figura 4.18: Señal de control  $u_{abc}$  con estados medidos y  $L_2$  mínimo.

Aunque el valor mínimo de capacitancia permitido según lo calculado en el capítulo 3, es de 184 nF, éste valor es muy pequeño como para mantener estable la tensión a la salida ( $v_{C_2}$ ).

Con el fin de determinar el valor mínimo de  $C_2$  que hace al sistema estable, se realizaron las simulaciones respectivas del sistema para cada uno de los valores de  $C_2$  calculados en la sección 3.1.1. A partir de esto se pudo encontrar que para valores de  $C_2$  menores a 310 nF, el sistema es inestable. En las figuras 4.19 y 4.20, se puede observar que para  $C_2 = 310$  nF, el sistema se vuelve inestable una vez que entra la carga (40 ms). Se considera que el sistema se vuelve inestable cuando la acción de control permanece saturada ( $u > 1$ ) por más de 5 ms (ver figura 4.19). Nótese que las tensiones del transitorio disminuyen en magnitud conforme se aumenta la capacitancia, pero aún así el sistema se mantiene inestable.

Para valores mayores a 310 nF, el sistema se vuelve estable, sin embargo, como es de esperar, conforme aumenta el tamaño del capacitor  $C_2$  el transitorio causado por la perturbación disminuye, esto se puede ver en las figuras 4.22 y 4.23, en donde a partir de  $C_2 = 328$  nF, la acción de control permanece en un valor menor a uno ( $u < 1$ ), 5 ms después de haber ingresado la carga. Conforme se aumenta el tamaño de la capacitancia, el transitorio disminuye. Debido a que, aunque el sistema es estable para capacitancias mayores o iguales a 328 nF, el pico máximo del transitorio en la tensión de salida es todavía considerable. Al analizar la respuesta ante mayores valores de capacitancia, se observó que a partir de valores mayores a 800 nF (ver figura 4.21), el pico en el transitorio es menor, por lo que se tomó como referencia este valor como punto de inicio para considerarlo como una buena respuesta.

Tomando este punto como referencia, la tensión de salida se mantiene estable utilizando un capacitor  $C_2$  de 866 nF y una bobina  $L_2$  de 1,47 mH, sin embargo ha de notarse, que la acción de control mostrada en la figura 4.24 tiene un mayor contenido armónico, y el transitorio asociado a la entrada de la carga es mayor, aumentando así la saturación en la misma. De igual manera, en la figura 4.25 se muestra la tensión de salida en  $C_2$  con capacitancia mínima.

En la tabla 4.4 se muestran los errores RMS de estado estacionario correspondientes, nótese que se disminuyó el error en la corriente  $i_{L_2}$  debido al aumento en la bobina, sin embargo se aumentó significativamente el error en las tensiones de los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ , lo cual era esperado debido a que se rebajó el tamaño del capacitor de salida.

#### 4.4. Resultados de Simulación

Errores en RMS				
Fase	$i_{L1}$ (mA)	$v_{C1}$ (V)	$i_{L2}$ (mA)	$v_{C2}$ (V)
A	458,42	2,13	18,68	1,17
B	458,51	2,13	19,03	1,17
C	457,39	2,06	19,12	1,18
Promedio	458,11	2,11	18,95	1,18

Tabla 4.4: Error RMS de estado estacionario de los estados medidos con respecto a sus referencias con  $C_2 = 866$  nF.

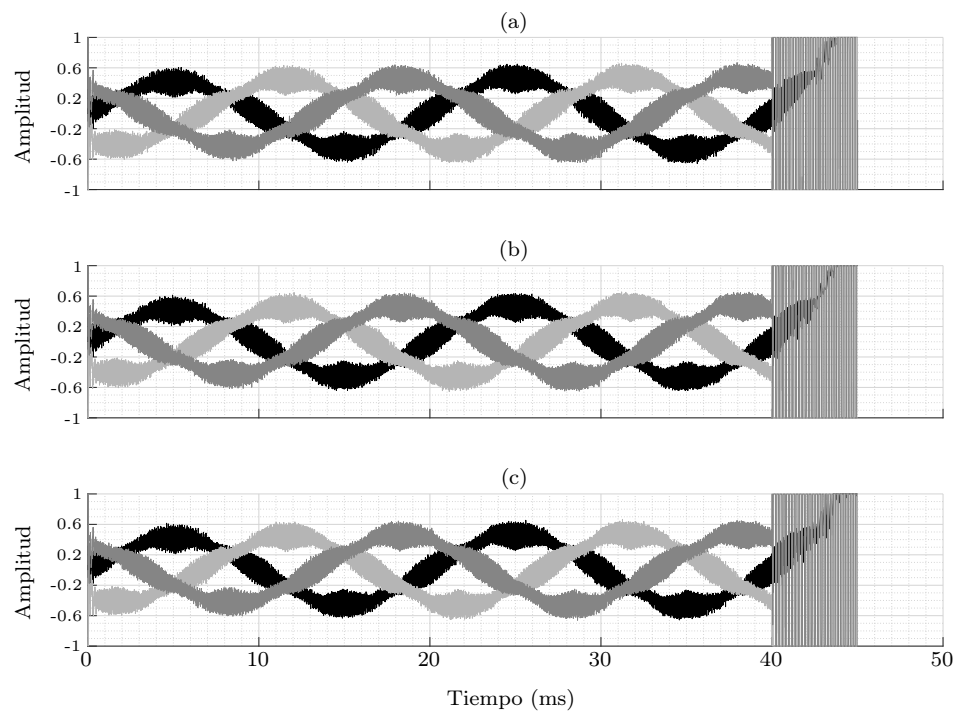


Figura 4.19: (a) Señal de control para  $C_2 = 184$  nF (b) Señal de control para  $C_2 = 255$  nF. (c) Señal de control para  $C_2 = 310$  nF.

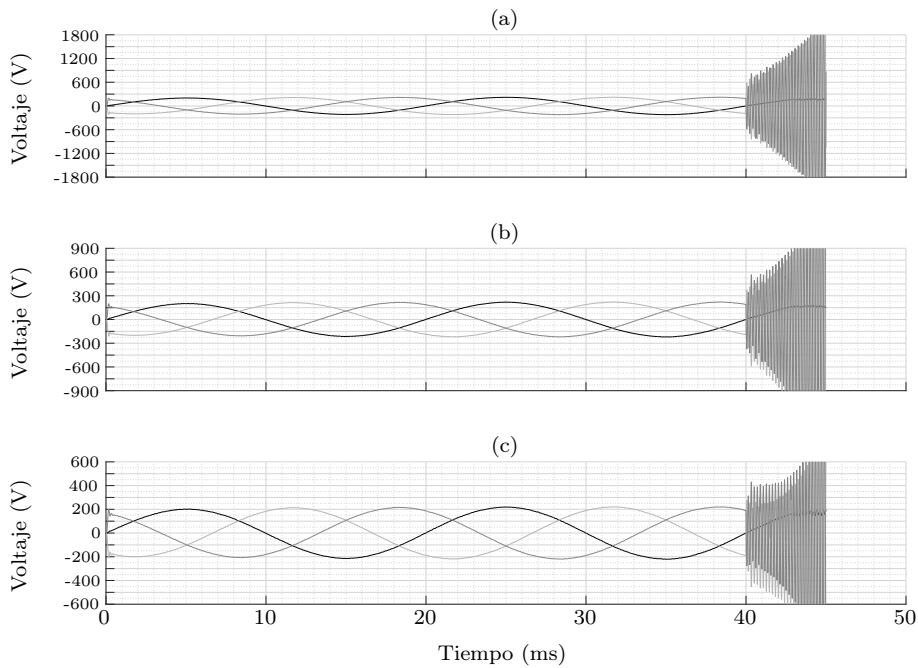


Figura 4.20: (a) Tensión de salida en  $C_2 = 184$  nF, correspondiente al mínimo calculado. (b) Tensión de salida en  $C_2 = 255$  nF. (c) Tensión de salida en  $C_2 = 310$  nF.

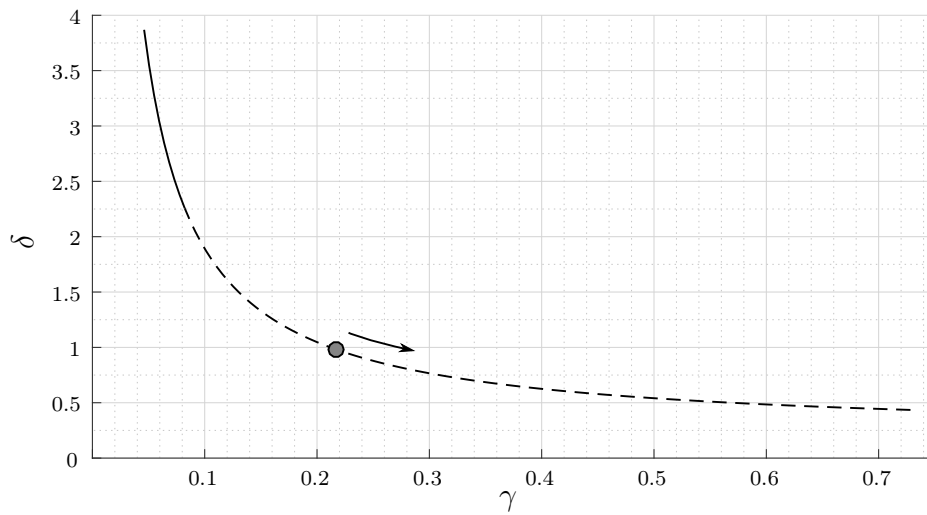


Figura 4.21: Región de estabilidad para  $\gamma$  y  $\delta$  (línea punteada). El punto marcado corresponde al valor a partir del cual se obtiene una buen rechazo a la perturbación con  $C_2 = 866$  nF.



#### 4.4. Resultados de Simulación

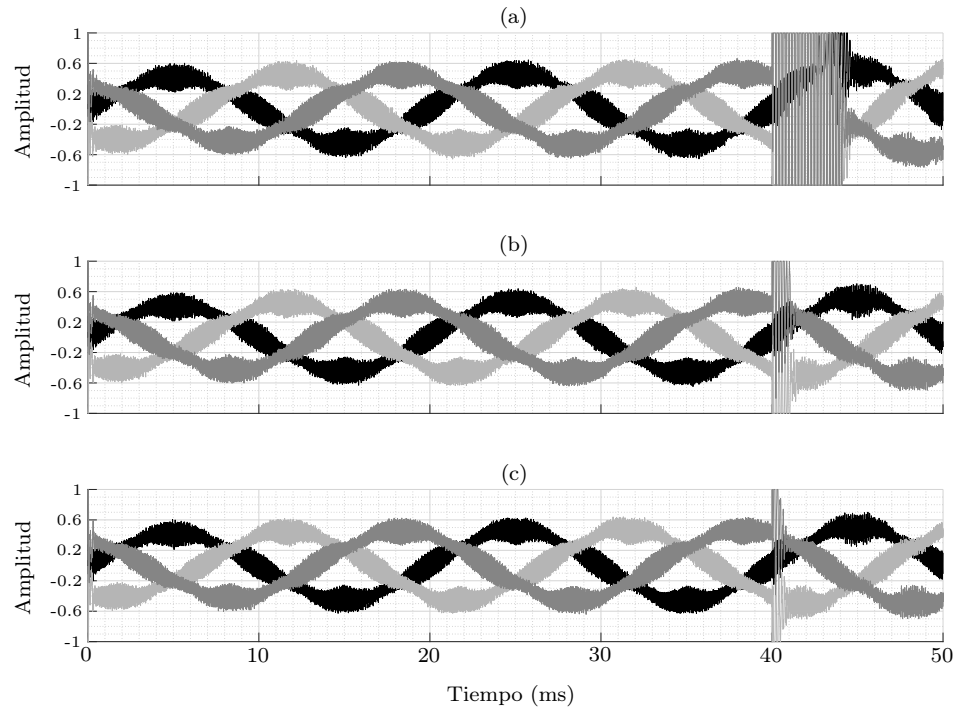


Figura 4.22: (a) Señal de control para  $C_2 = 328$  nF. (b) Señal de control para  $C_2 = 543$  nF. (c) Señal de control para  $C_2 = 866$  nF.

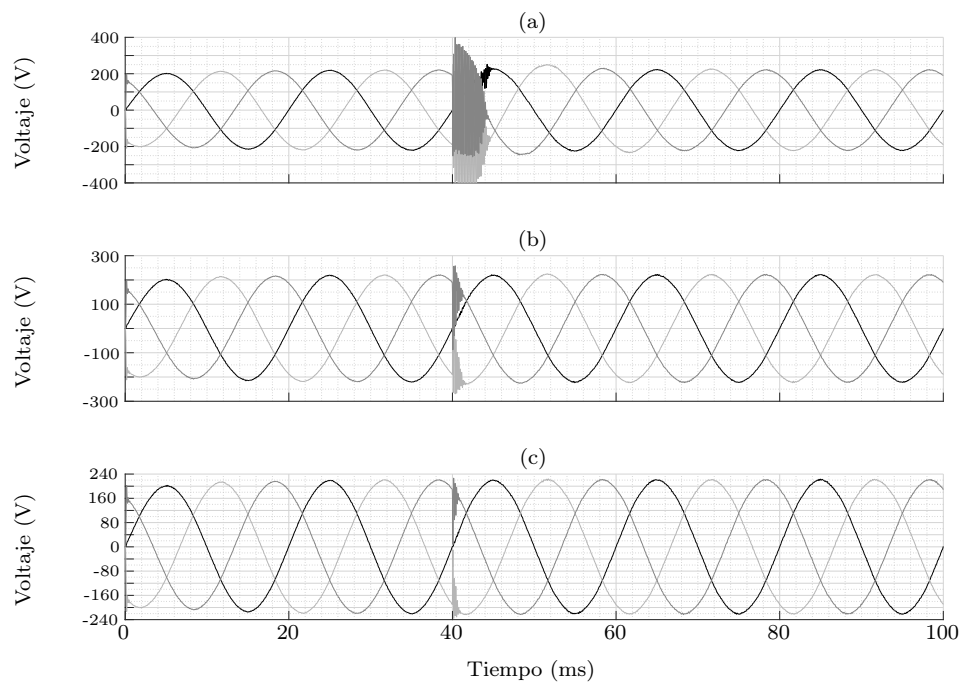


Figura 4.23: (a) Tensión de salida en  $C_2 = 328$  nF. (b) Tensión de salida en  $C_2 = 543$  nF. (c) Tensión de salida en  $C_2 = 866$  nF.

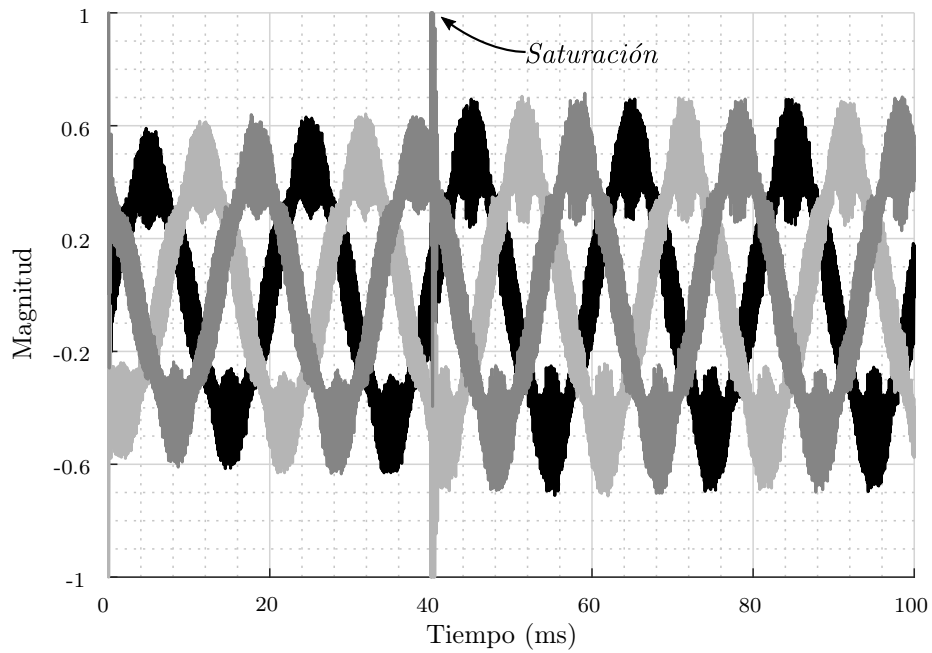


Figura 4.24: Señal de control  $u_{abc}$  con estados medidos y  $C_2 = 866$  nF.

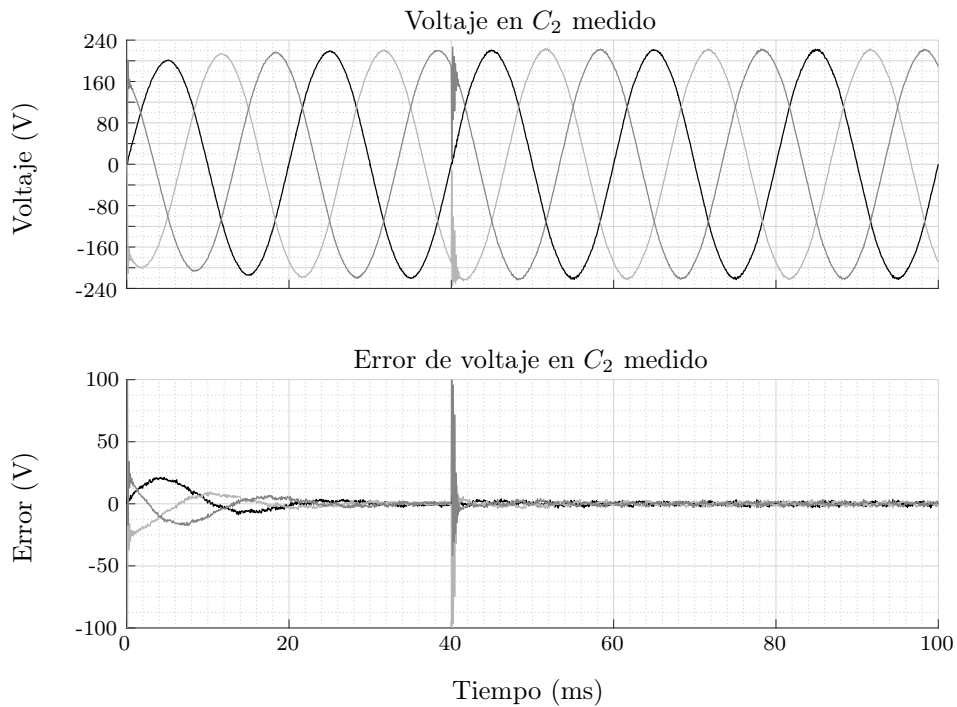


Figura 4.25: Voltaje medido en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con  $C_2 = 866$  nF.

## 4.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia de control para el filtro LC de dos etapas propuesto en el capítulo 3. A partir de un modelo extendido del sistema y la utilización de un controlador resonante, se encontraron las ganancias óptimas para el sistema mediante un Controlador Cuadrático Lineal. Una vez definidas las ganancias necesarias para poder implementar el controlador, se simuló el sistema propuesto utilizando las mediciones de tensión y corriente del filtro, las cuales se observó siguen de manera correcta las referencias dadas.

Sin embargo, se pudo observar que debido al ruido de alta frecuencia introducido por la conmutación de los IGBTs, la acción de control utilizada para crear la señal  $d$ , presenta el mismo ruido y al momento de que hay una perturbación en el sistema, esta se satura por un corto periodo de tiempo, el cual es posible que cause que el sistema se vuelva inestable.

Debido a esto, se propone diseñar un estimador de estados, el cual permitirá reducir la cantidad de sensores en el sistema y además eliminará el ruido de alta frecuencia introducido por la conmutación. Esto será formulado en el siguiente capítulo.



## Diseño de Observador para VSI Trifásico con Filtro LC de Dos Etapas

A veces, para el diseño de sistemas de control se supone que se tienen disponibles para medición todos los estados del sistema. Sin embargo, es posible que durante procesos reales no todos los estados se puedan medir o que la medición del estado como tal sea poco confiable (por ejemplo que contenga mucho ruido), y como se observó anteriormente, que sean estados que no son medibles (como una derivada) o que no sea económicamente viable medirlos. En este caso es posible estimar los estados mediante un observador de Luenberger [112], el cual toma su nombre de *David Luenberger* quien lo formuló en la década de 1960 [113].

Como se mostró en el capítulo anterior, al utilizar la medición de todas las variables del filtro, el contenido armónico causado por la conmutación presente en estas se introduce en la acción de control, lo que causa una saturación en la misma ante perturbaciones en la carga por lo que es necesario eliminarla. Para esto, se propone el uso de un observador de estados, el cual será analizado en este capítulo.

Un observador es técnicamente un estimador que permite reconstruir uno o más estados del sistema, sea medido o no, utilizando como referencia las entradas y salidas de dicho sistema. En términos generales, un observador es un subsistema del sistema original, en este caso la planta, en donde la representación matemática de ambos es igual, difiriendo únicamente el modelo del observador por un término de corrección del error de estimación, el cual se representa de la siguiente manera:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu + G(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (5.1a)$$

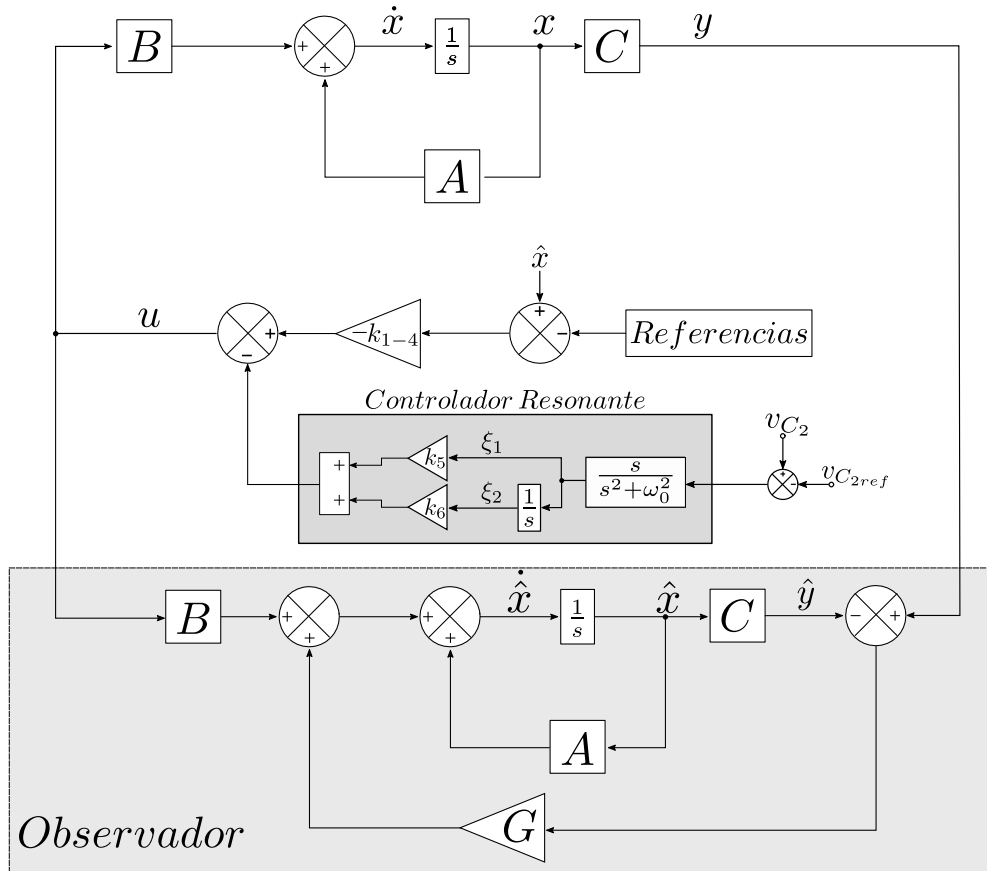


Figura 5.1: Diagrama de Bloques del Observador junto con el lazo de control.

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \quad (5.1b)$$

donde el símbolo ( $\hat{\cdot}$ ) representa la variable estimada,  $A$ ,  $B$ , y  $C$  son las matrices que representan al sistema en espacio de estados y  $G$  es la matriz de ganancia del observador, la cual se debe de calcular acorde al tiempo de respuesta que se desea del observador sin que se produzcan transitorios grandes, debido a que la misma es dependiente de las salidas del sistema y ante transitorios muy abruptos puede desestabilizar el sistema.

Como se muestra en la figura 5.1, el bloque del observador corresponde a una copia del sistema, el cual utiliza como entrada la medición del o los estados internos del sistema original. Si a este nuevo sistema se le aplica la misma acción de control  $u$  que al original, se puede esperar que el mismo se comporte de igual manera, pudiendo así utilizar los estados internos del observador como aproximaciones del sistema original.

Además, se debe tener en cuenta la condición de *observabilidad* del sistema, que determina cuantos estados se pueden estimar a partir de las mediciones realizadas. En la sección 5.2 se detallará ésta condición.

## 5.1. Modelo Extendido del Sistema en Espacio de Estados

Debido a que se necesita la realimentación de la carga junto con su derivada primera y segunda, según se planteó en la sección 4.2.2, el modelo del VSI propuesto en (4.6) debe de modificarse para obtener una versión extendida del mismo que incluya las derivadas de la carga, para así poder realizar el modelo extendido del sistema y diseñar el observador de estados. A partir de (4.6e) se puede obtener:

$$i_{0\alpha\beta} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(\omega t + \alpha\beta) \quad (5.2a)$$

$$\dot{i}_{0\alpha\beta} = \sqrt{2} I_{rms} \omega \cos(\omega t + \alpha\beta) \quad (5.2b)$$

$$\ddot{i}_{0\alpha\beta} = -\sqrt{2} I_{rms} \omega^2 \sin(\omega t + \alpha\beta) \quad (5.2c)$$

Sustituyendo (5.2a) en (5.2c), se obtiene:

$$\ddot{i}_{0\alpha\beta} = -\omega^2 i_{0\alpha\beta} \quad (5.3)$$

y reemplazando (5.2b) y (5.3) en (4.6), resulta en:

$$L_1 \dot{i}_{L1\alpha\beta} = E d_{\alpha\beta} - v_{C1\alpha\beta} \quad (5.4a)$$

$$C_1 \dot{v}_{C1\alpha\beta} = i_{L1\alpha\beta} - i_{L2\alpha\beta} = i_{C1\alpha\beta} \quad (5.4b)$$

$$L_2 \dot{i}_{L2\alpha\beta} = v_{C1\alpha\beta} - v_{C2\alpha\beta} \quad (5.4c)$$

$$C_2 \dot{v}_{C2\alpha\beta} = i_{L2\alpha\beta} - i_{0\alpha\beta} = i_{C2\alpha\beta} \quad (5.4d)$$

$$i_{0\alpha\beta} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(\omega t + \phi) \quad (5.4e)$$

$$\dot{i}_{0\alpha\beta} = \sqrt{2} I_{rms} \omega \cos(\omega t + \phi) \quad (5.4f)$$

$$\ddot{i}_{0\alpha\beta} = -\omega^2 i_{0\alpha\beta} \quad (5.4g)$$

Definiendo  $\dot{x}_{\alpha\beta} = [\dot{i}_{L1} \dot{v}_{C1} \dot{i}_{L2} \dot{v}_{C2} \dot{i}_0 \ddot{i}_0]^T$ , se puede representar el VSI en su forma de espacio de estados como:

$$\dot{x}_{\alpha\beta} = A x_{\alpha\beta} + B u_{\alpha\beta} \quad (5.5a)$$

$$y = C x_{\alpha\beta} \quad (5.5b)$$

donde  $x_{\alpha\beta} = [i_{L1} \ v_{C1} \ i_{L2} \ v_{C2} \ i_0 \ \dot{i}_0]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T$  y:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_2 & 0 & -1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & -1/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6a)$$

$$B = [E/L_1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (5.6b)$$

La matriz,  $C$  debe elegirse según los estados a medir, la cual definirá el tipo de observador que se desea implementar.

## 5.2. Observador de Orden Completo

Un observador de orden completo es aquel que a partir de la medición de algunos o todos los estados del sistema, estima los  $n$  estados del mismo, de ahí el nombre de orden completo.

Sustituyendo (5.1b) en (5.1a), se obtiene:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + G[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \quad (5.7)$$

Realizando la simplificación correspondiente se puede obtener el modelo final del observador de orden completo:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + GC[x(t) - \hat{x}(t)] \quad (5.8)$$

El error ( $e$ ), está definido como la diferencia entre los estados del sistema y los del observador ( $x(t) - \hat{x}(t)$ ), y su dinámica se puede obtener restando (5.7) de (5.5a),



resultando:

$$e = x(t) - \hat{x}(t) \quad (5.9a)$$

$$\dot{e} = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \quad (5.9b)$$

$$\dot{e} = Ax(t) + Bu(t) - A\hat{x}(t) - Bu(t) - G[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \quad (5.9c)$$

y simplificando (5.9c) se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) - A\hat{x}(t) - G[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \\ \dot{e} &= Ax(t) - A\hat{x}(t) - GCx(t) + GC\hat{x}(t) \\ \dot{e} &= (A - GC)x(t) - (A - GC)\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Agrupando los términos correspondientes:

$$\dot{e} = (A - GC)(x(t) - \hat{x}(t)) \quad (5.11)$$

Y finalmente, sustituyendo (5.9a) en (5.11), se obtiene la ecuación que representa la dinámica del error de estimación:

$$\dot{e} = (A - GC)e \quad (5.12)$$

Para el caso del observador de orden completo,  $G \in \mathbb{R}^{n \times m}$ , siendo  $n$  el número de estados del sistema y  $m$  los estados medidos (seis y cinco respectivamente para este caso). Y la matriz de salida del modelo para el VSI propuesto en (5.6) corresponde a:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

### 5.2.1. Observabilidad

Se debe de comprobar la observabilidad del sistema propuesto, en donde se define que un sistema es completamente observable si todas las transiciones del estado afectan eventualmente a todos los elementos del vector de salida [83]. El concepto de observa-

bilidad es de suma importancia debido a que en procesos reales es probable encontrarse con estados que no pueden ser medidos directamente, por lo que esto ayuda a definir el número máximo de estados que pueden estimarse a partir de una cantidad definida de estados medidos.

Un sistema es completamente observable si y solo si la matriz:

$$O = \begin{bmatrix} C^T & : & A^T C^T & : & \dots & : & (A^T)^{n-1} C^T \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

es de rango  $n$ , siendo  $n$  el número de estados del sistema, y (5.14) se conoce como la *matriz de observabilidad*.

Por lo tanto, se puede comprobar que el rango de la matriz de observabilidad del sistema en (5.6) junto con (5.13), definida como:

$$\text{rank}(O) = \text{rank} \begin{bmatrix} C^T & A^T C^T & (A^T)^2 C^T & (A^T)^3 C^T & (A^T)^4 C^T & (A^T)^5 C^T \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

es igual a seis, que corresponde al número de estados del sistema. Esto quiere decir que midiendo cinco estados (corrientes en inductores, voltajes en capacitores y corriente de carga), se pueden estimar seis estados, es decir los mismos 5 estados medidos más la derivada de la corriente necesaria para realimentar al controlador.

### 5.2.2. Elección de la Matriz de ganancia $G$

Para el diseño de un observador de orden completo, se debe definir la matriz de ganancias de manera que el error definido en (5.12) converja a cero con una velocidad de respuesta lo suficientemente rápida manteniendo siempre estable el sistema; esto es determinado por los autovalores de la matriz  $(A - GC)$ , en donde se deberá elegir  $G$  de tal manera que esta matriz tenga los valores propios deseados.

Los polos del observador se deben de elegir de manera que éste converja más rápido que el controlador (al menos dos veces más [83]), esto con el fin de que el error de estimación decaiga a cero más rápido que los estados del sistema y debido también a que los estados estimados deben de haber convergido antes de ser realimentados al controlador, siempre tomando en cuenta que al realimentar éstos, la acción de control no debe de saturarse ( $u > 1$ ). Esta respuesta rápida del observador hace que los polos del controlador dominen sobre la respuesta del sistema.

## 5.2. Observador de Orden Completo

---

Si la matriz de observabilidad  $(A, C)$  es de rango  $n$ , como se definió en (5.15), los autovalores de  $(A - GC)$  pueden ser elegidos de manera arbitraria para cualquier  $G$ , de tal manera que el polinomio característico de la matriz  $(A - GC)$  sea:

$$\varphi(s) = (s - \phi_1)(s - \phi_2) \dots (s - \phi_n) \quad (5.16)$$

donde  $\phi_n$  en (5.16) corresponde a los valores propios deseados. A partir de esto, eligiendo el polinomio característico de la matriz  $(A - GC)$  como:

$$\varphi(s) = \left(s - \frac{p_3}{\sqrt{2}}\right)^3 \left(s - \frac{p_4}{\sqrt{2}}\right)^3 \quad (5.17)$$

siendo  $p_3$  y  $p_4$  los polos del controlador calculados en la sección 4.3.2, ecuación (4.32). A partir de estos se calculó la matriz de ganancia utilizando la fórmula de Ackerman [83], dando como resultado la siguiente matriz:

$$G^T = \begin{bmatrix} 12904 & 2,67 \times 10^5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -12007 & 11970 & 1035 & 0 & 0 & 0 \\ -7,40 & 2,50 \times 10^5 & 14094 & 5,95 \times 10^5 & 0 & 0 \\ -1,76 & -1,99 & 2311,9 & 10780 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -6,53 \times 10^5 & 24874 & 3,47 \times 10^8 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

### 5.2.3. Resultados de Simulación del Sistema con Observador de Orden Completo

Una vez comprobado que el sistema es completamente observable, se procedió a realizar la implementación del estimador. Debido a que se tienen los estados estimados del sistema, éstos se pueden sustituir en la realimentación del controlador definido en la ecuación (4.34), por lo que se puede re-escribir la ecuación de la acción de control  $u$  como:

$$u = -k_1 \left(\hat{i}_{L_1} - i_{L_{1ref}}\right) - k_2 \left(\hat{v}_{C_1} - v_{C_{1ref}}\right) - k_3 \left(\hat{i}_{L_2} - i_{L_{2ref}}\right) - k_4 \left(\hat{v}_{C_2} - v_{C_{2ref}}\right) - (k_5 \xi_1 + k_6 \xi_2) \quad (5.19)$$

y de igual manera, la realimentación de la carga y sus derivadas requeridas en (4.10c), (4.15) y (4.19) respectivamente, pueden ser sustituidas por sus estimaciones, dando como resultado:

$$\hat{i}_{L_{2ref}} = i_{C_{2ref}} + \hat{i}_0 \quad (5.20a)$$

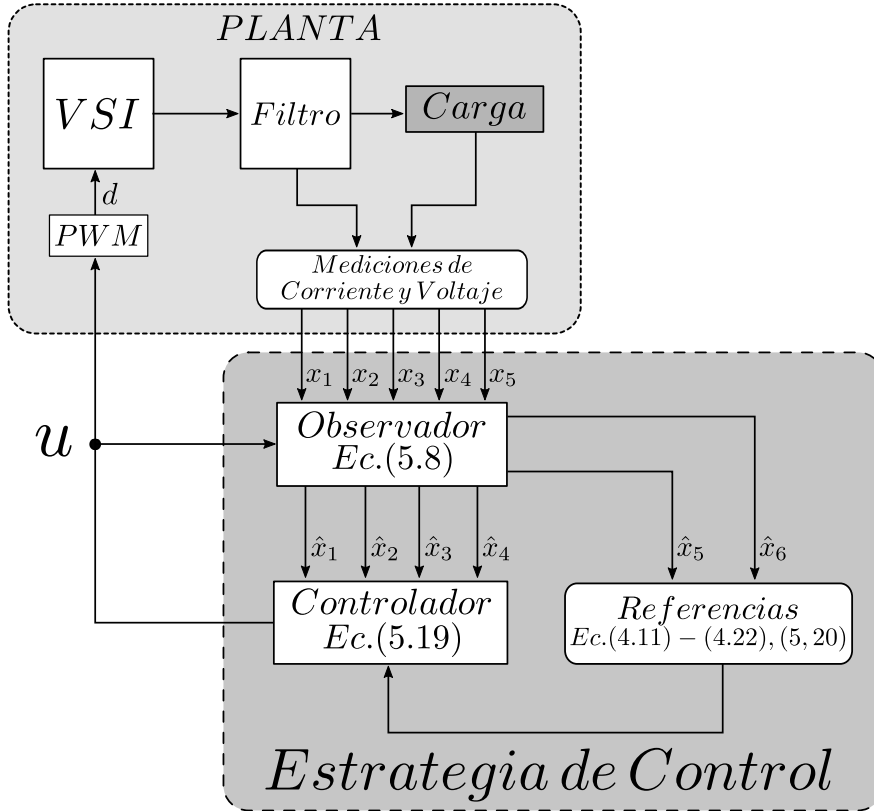


Figura 5.2: Diagrama de bloques del sistema implementado con observador de orden completo.

$$v_{C_{1ref}} = L_2 \left( C_2 \ddot{v}_{C_{2ref}} + \dot{i}_0 \right) + v_{C_{2ref}} \quad (5.20b)$$

$$i_{C_{1ref}} = C_1 \left[ L_2 \left( C_2 v_{C_{2ref}}^{(3)} + \ddot{i}_0 \right) + v_{C_{2ref}} \right] \quad (5.20c)$$

En la figura 5.2, se muestra el diagrama de bloques que representa el sistema implementado correspondiente al VSI, filtro, observador y controlador respectivos.

Según se definió en la ecuación (5.19), la acción de control  $u$  ahora dependerá de los estados observados. En las figuras 5.3 y 5.4, se muestran la acción de control y la estimación de la corriente en el inductor  $L_1$ , en donde si se compara con la medida, según se muestra en la figura 4.9, es notable la eliminación del ruido de conmutación, lo que implica que se reduce el ruido en la señal de control final. Además gracias a esto se eliminó la saturación presente en la figura 4.13, que como se mencionó, era necesario eliminar para evitar una sobremodulación del PWM que hiciera inestable al sistema.

En las figuras 5.5, 5.6 y 5.7 se muestran las tensiones estimadas en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  y la corriente en el inductor  $L_2$  junto con sus respectivos errores respecto a

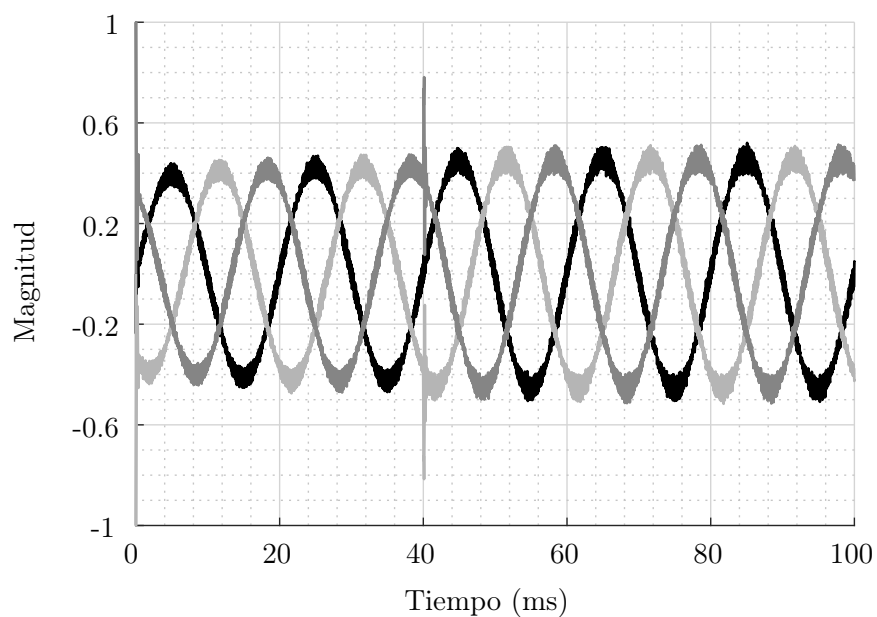


Figura 5.3: Señal de control  $u_{abc}$  con estados estimados.

las variables medidas. En las figuras 5.8 y 5.9 se muestran la corriente estimada y su derivada respectivamente. En la tabla 5.1, se muestran los errores de estado estacionario de los estados estimados con respecto a la variable medida.

Errores de estimación en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1}$ (mA)	$\hat{v}_{C1}$ (mV)	$\hat{i}_{L2}$ (mA)	$\hat{v}_{C2}$ (mV)
A	442,63	271,22	0.3277	43,90
B	440,90	263,93	0.3277	43,76
C	441,16	260,76	0.3282	43,40
Promedio	441,56	265,30	0.3279	43,89

Tabla 5.1: Error RMS de estado estacionario.

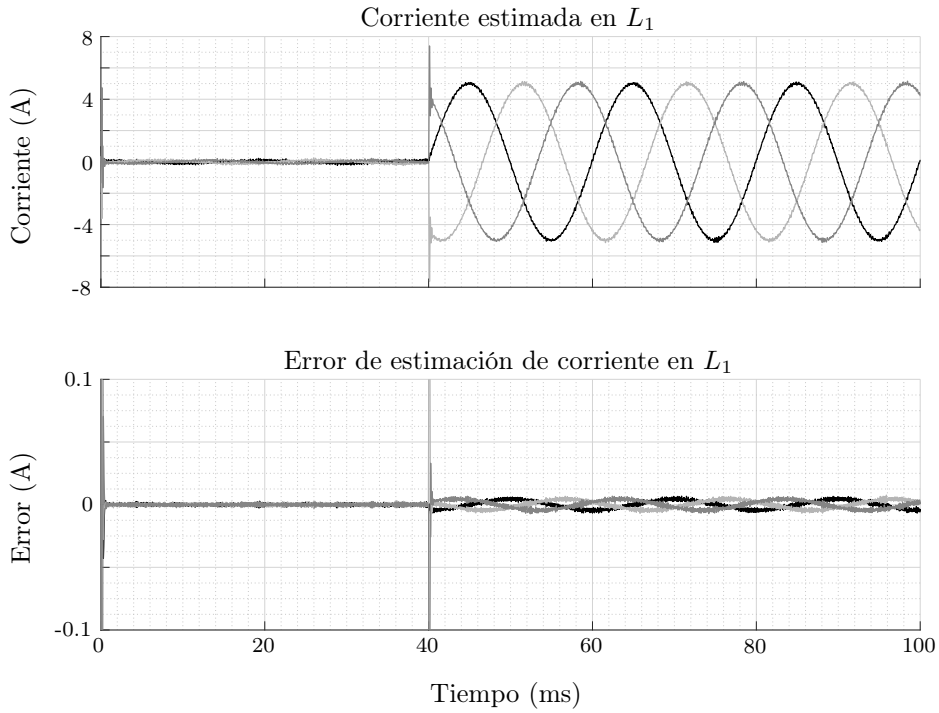


Figura 5.4: Corriente en  $L_1$  estimada junto con su respectivo error respecto a la medición.

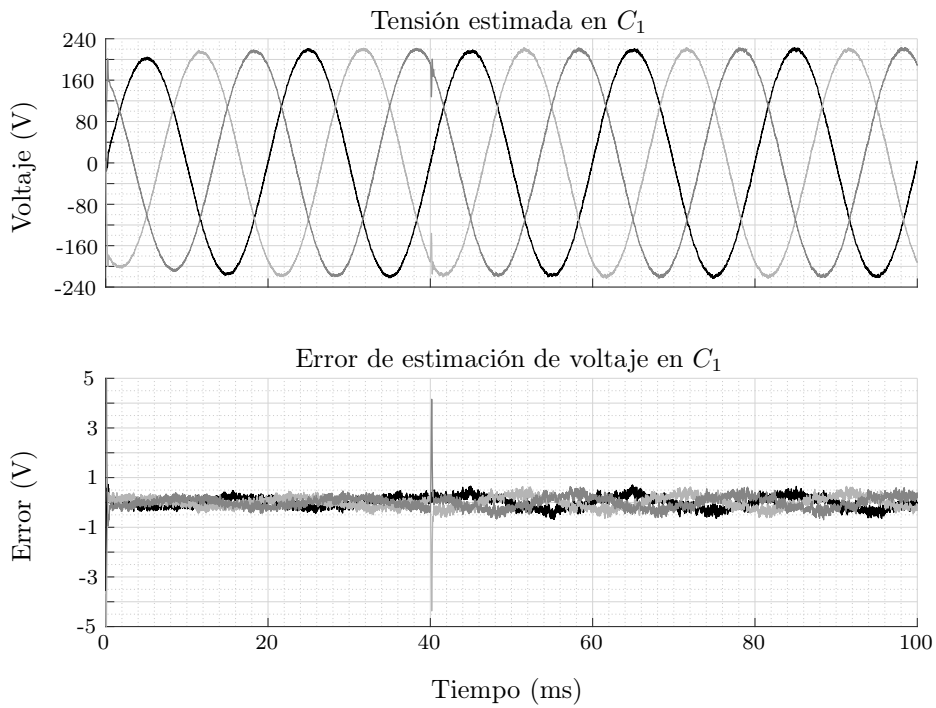


Figura 5.5: Tensión en  $C_1$  estimada junto con su respectivo error respecto a la medición.

## 5.2. Observador de Orden Completo

---

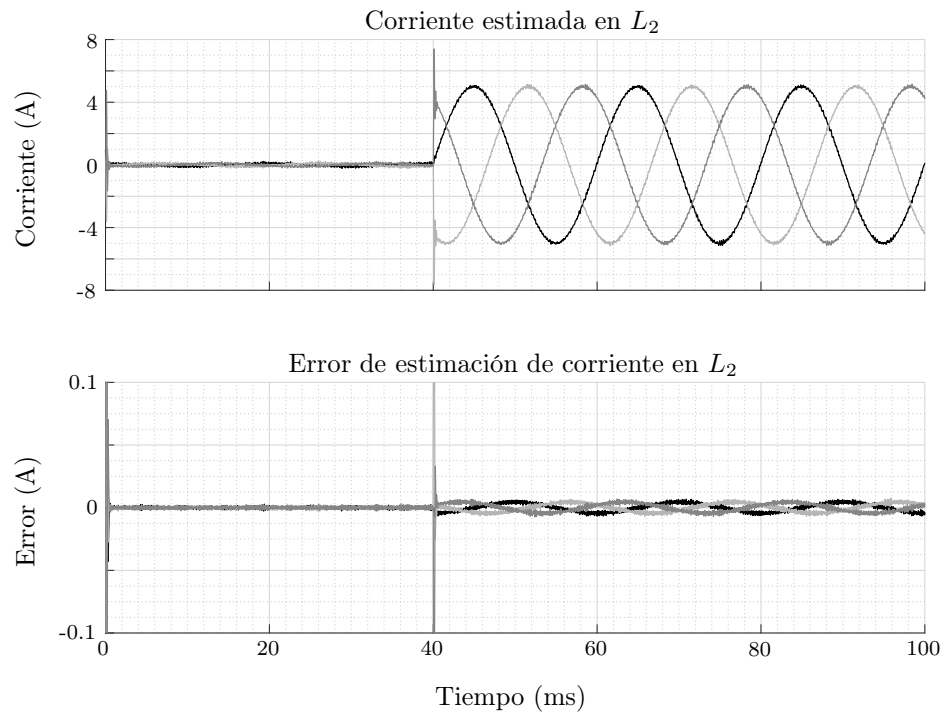


Figura 5.6: Corriente en  $L_2$  estimada junto con su respectivo error respecto a la medición.

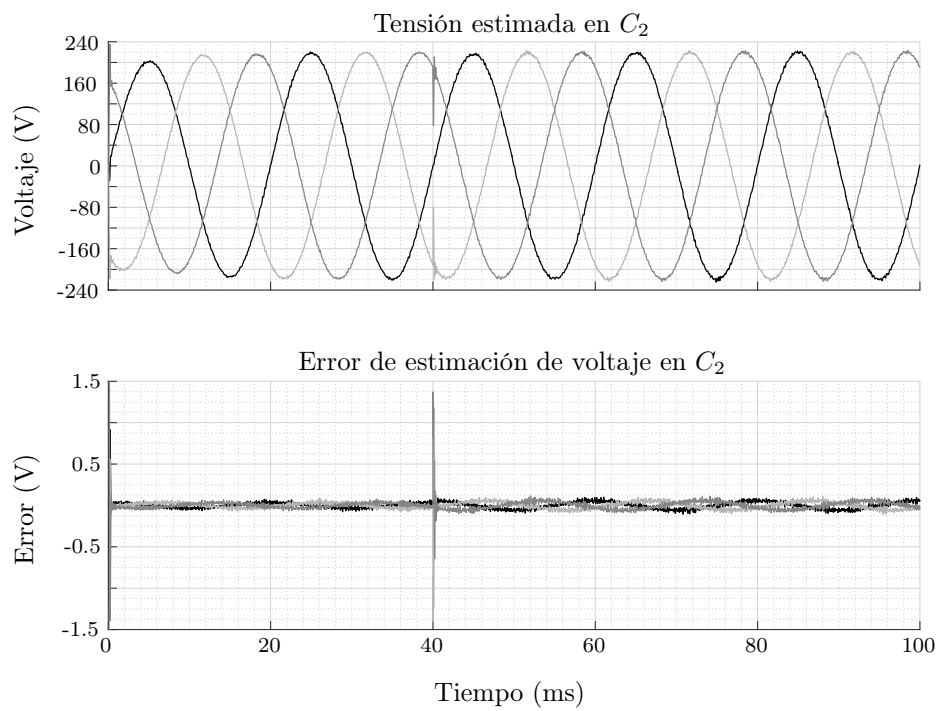


Figura 5.7: Tensión en  $C_2$  estimada junto con su respectivo error respecto a la medición.

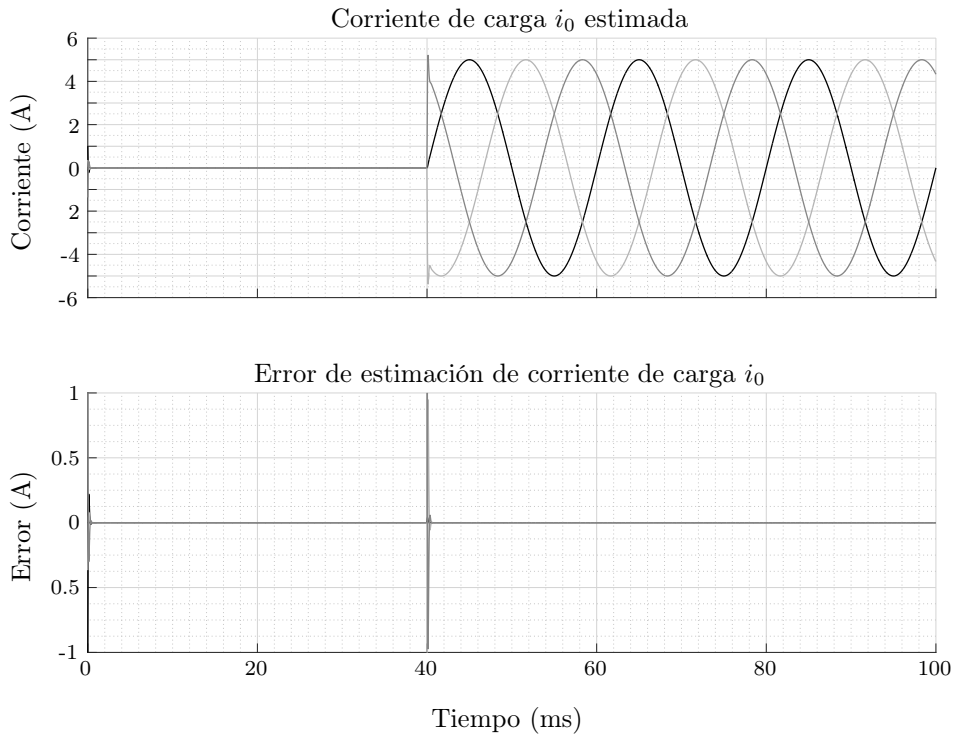


Figura 5.8: Corriente de carga  $i_0$  y su error con observador de orden completo.

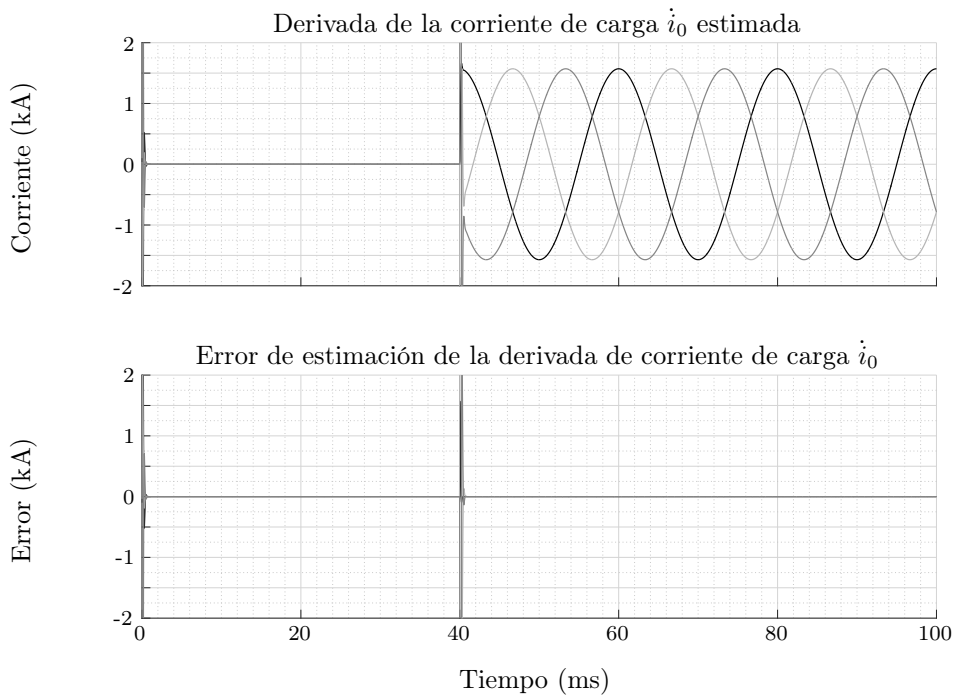


Figura 5.9: Derivada de la corriente de carga  $\dot{i}_0$  y su error con observador de orden completo.



## Pruebas de robustez y perturbaciones en la carga

Con el fin de analizar la respuesta del controlador junto con el observador, se procedió a realizar pruebas de robustez y perturbaciones en la carga. Para una futura implementación, es probable que no se puedan obtener los componentes con los valores exactos listados en la tabla 3.2, por lo tanto se variaron los valores del filtro en  $\pm 15\%$  para así observar la respuesta del controlador y el observador.

Se simularon dos escenarios posibles, primero se variaron los componentes de la planta 0.85 veces su valor nominal, se introdujo la carga al sistema a los 30 ms y a los 80 ms se introduce un desbalance de 1.5 veces  $I_{max}$  en una de las fases durante cuatro ciclos (80 ms). El segundo escenario se simuló variando los componentes de la planta en 1.15 veces sus valores nominales, con el mismo desbalance detallado anteriormente pero en dos de las fases.

### Variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal

En la figura 5.10 se muestra la acción de control, en las figuras 5.11 y 5.13 se muestran las corrientes estimadas en  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente junto con sus errores, en las figuras 5.12 y 5.14 se muestran las tensiones estimadas en  $C_1$  y  $C_2$  junto con sus respectivos errores. Igualmente en las figuras 5.15 y 5.16 se muestran la estimación de la corriente de carga y su derivada.

En la tabla 5.2 se muestran los errores de estado estacionario, obsérvese que estos incrementaron con respecto a los errores dados en 5.1, este error es de esperar debido a que se introdujo una perturbación al sistema la cual no fue considerada en el modelo del observador, estas pueden ser consideradas a la hora de diseñar el control para evitar errores de estimación como los presentes en las figuras 5.15 y 5.16. Para un estudio detallado de modelado de perturbaciones en inversores ver [114] y [115] y sus respectivas referencias.

Errores de estimación en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1} (mA)$	$\hat{v}_{C1} (mV)$	$\hat{i}_{L2} (mA)$	$\hat{v}_{C2} (mV)$
A	548,52	433,08	82,34	489,47
B	557,58	429,82	84,66	515,54
C	554,39	415,98	81,98	484,09
Promedio	553,49	426,30	82,99	496,37

Tabla 5.2: Error RMS de estado estacionario con desbalance en una fase y variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal.

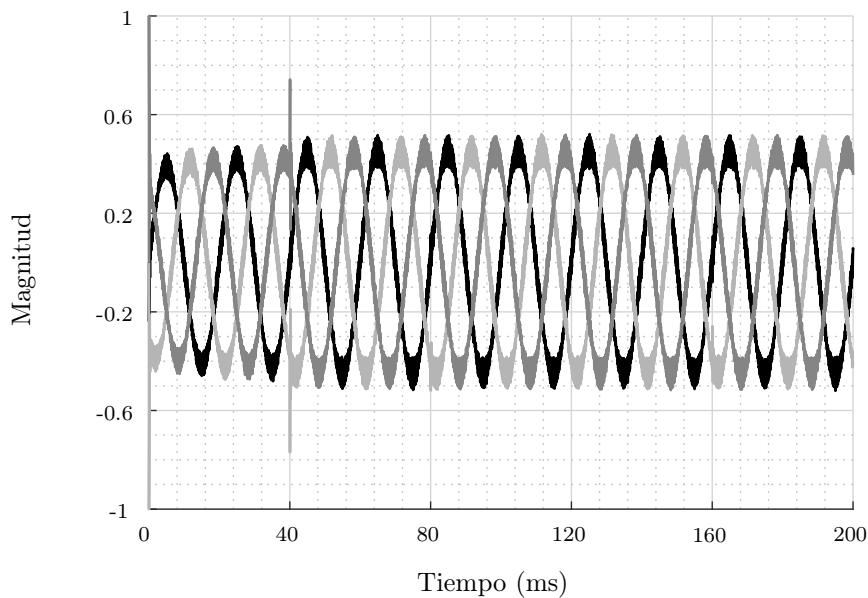


Figura 5.10: Señal de control  $u_{abc}$  con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal.

## 5.2. Observador de Orden Completo

---

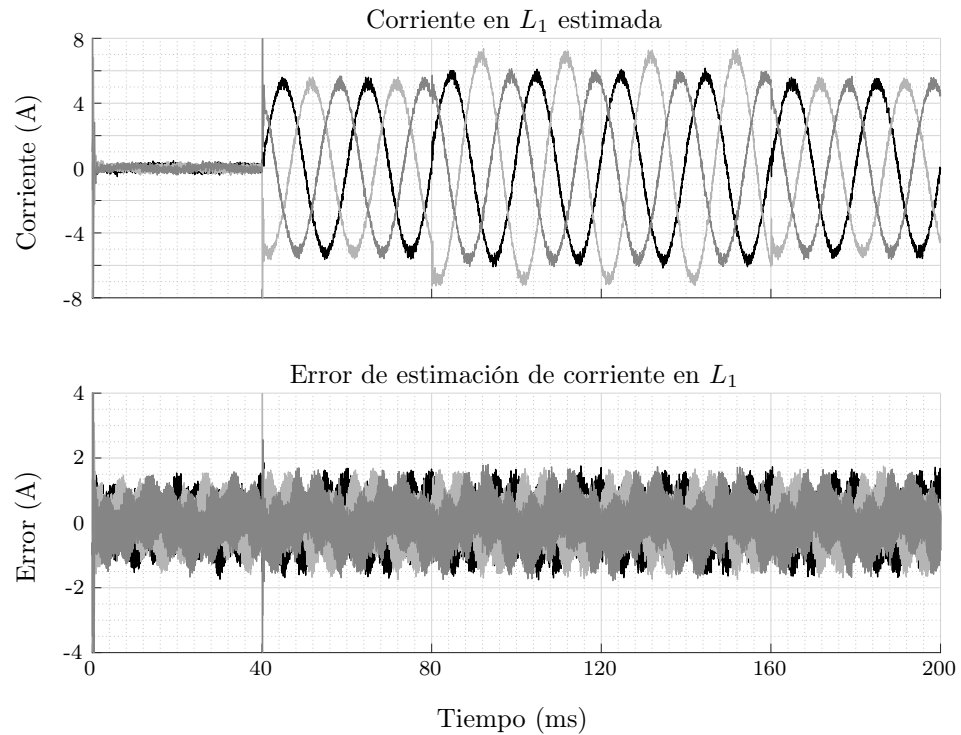


Figura 5.11: Corriente estimada en  $L_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo y variación de 0.85 veces su valor nominal.

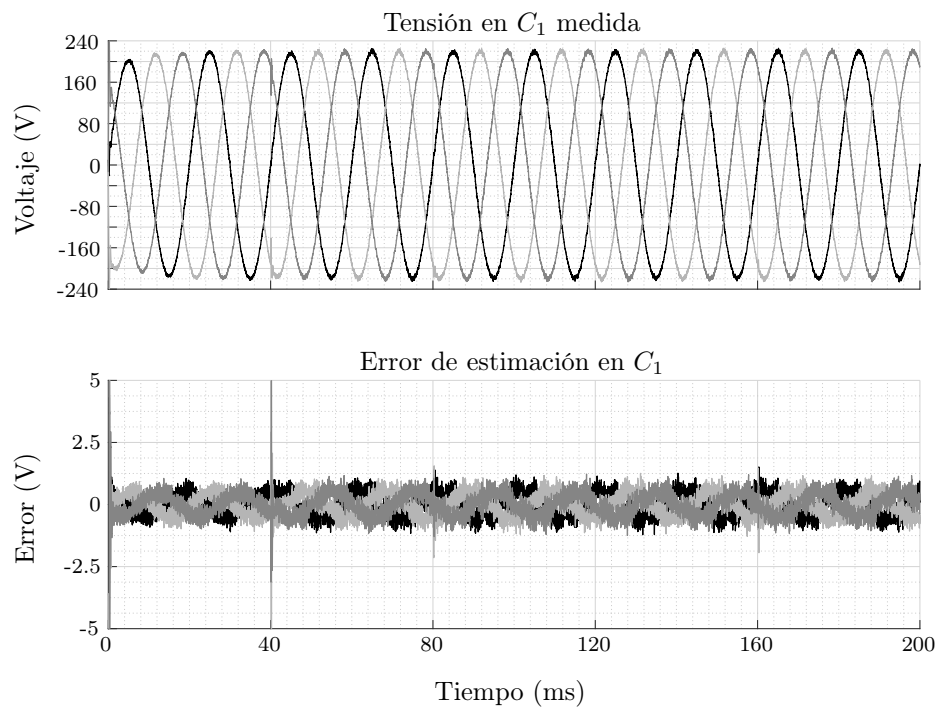


Figura 5.12: Tensión estimada en  $C_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo y variación de 0.85 veces su valor nominal.

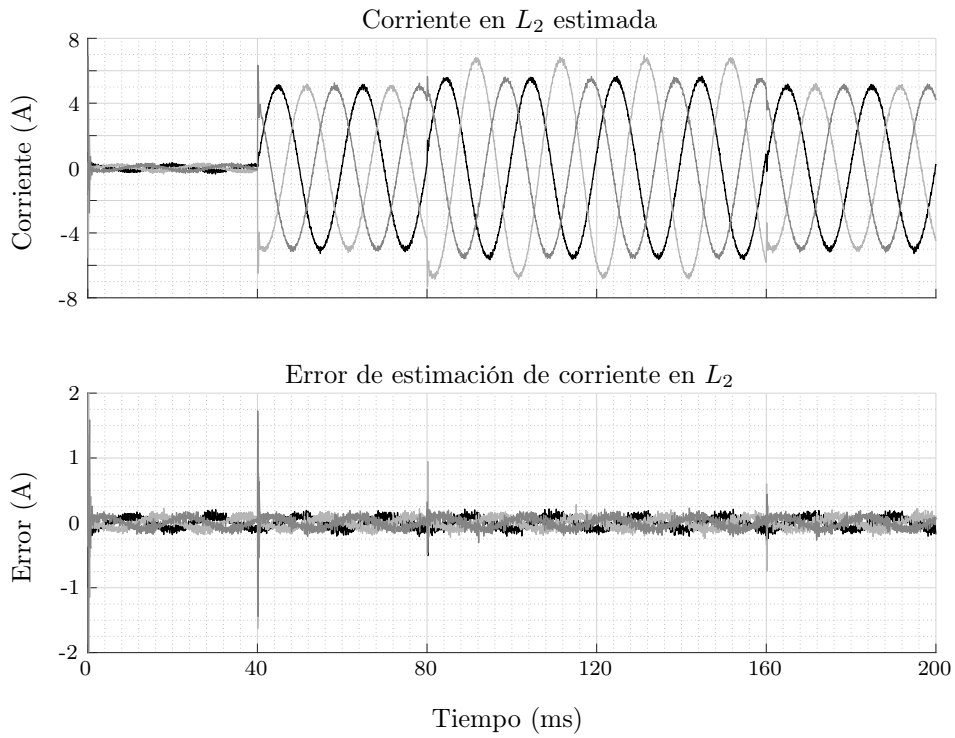


Figura 5.13: Corriente estimada en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo y variación de 0.85 veces su valor nominal.

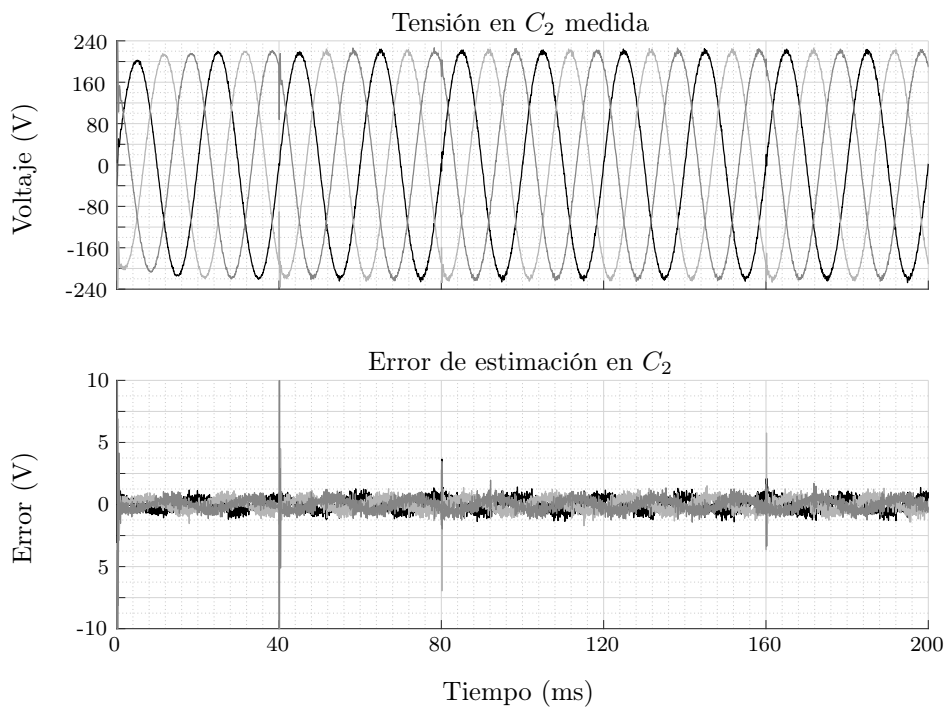


Figura 5.14: Tensión estimada en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo y variación de 0.85 veces su valor nominal.

## 5.2. Observador de Orden Completo

---

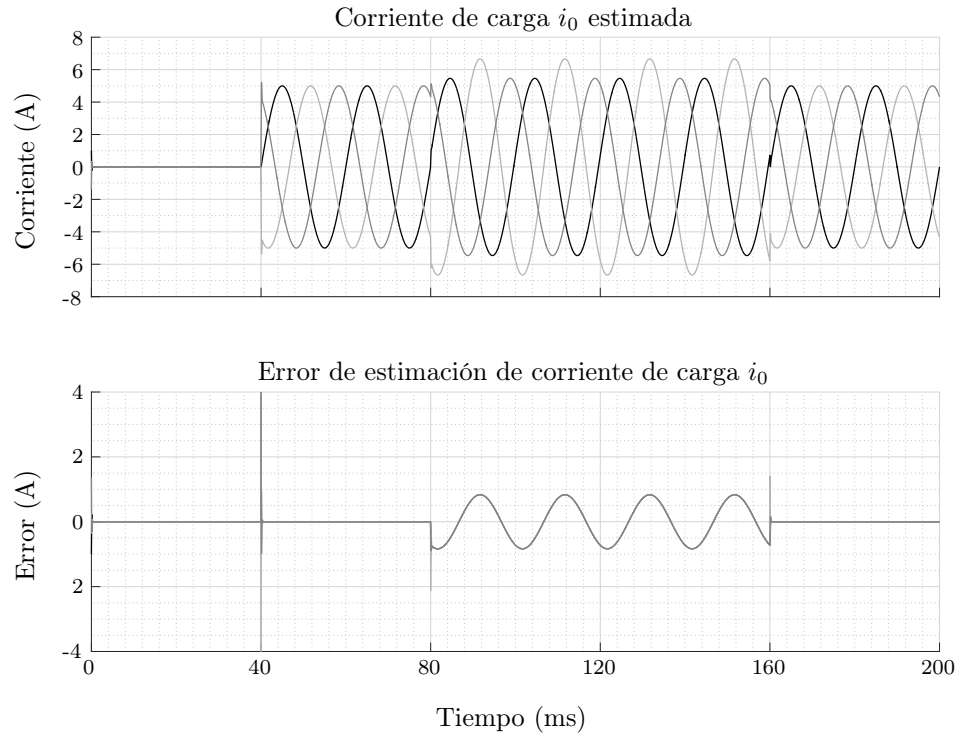


Figura 5.15: Corriente de carga estimada  $i_0$  con variación de 0.85 veces en componentes de planta.

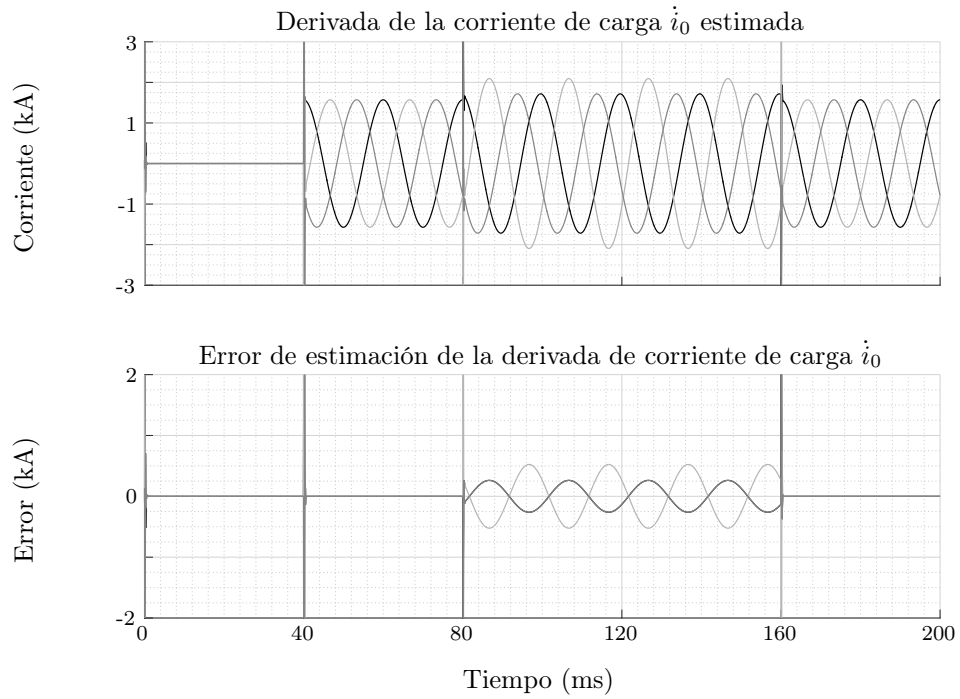


Figura 5.16: Derivada de la corriente de carga estimada  $\hat{i}_0$  con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal.

### Variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal

De igual manera, se realizaron las pruebas de simulación ante una variación en los componentes de la planta de 1.15 veces su valor nominal. En la figura 5.17 se muestra la acción de control respectiva, en las figuras 5.18 y 5.20 se muestran las corrientes estimadas en  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente junto con sus errores, en las figuras 5.19 y 5.21 se muestran las tensiones estimadas en  $C_1$  y  $C_2$  junto con sus respectivos errores. En la tabla 5.3 se muestran los errores de estado estacionario, el error de estimación de la tensión en  $C_2$  se redujo debido a que se incrementó el tamaño del capacitor.

Errores de estimación en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1} (mA)$	$\hat{v}_{C1} (mV)$	$\hat{i}_{L2} (mA)$	$\hat{v}_{C2} (mV)$
A	476,99	384,92	66,63	326,63
B	488,54	398,91	78,73	418,88
C	481,66	413,98	79,90	423,24
Promedio	482,40	399,27	74,79	389,59

Tabla 5.3: Error RMS de estado estacionario con desbalance en dos fases y con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal.

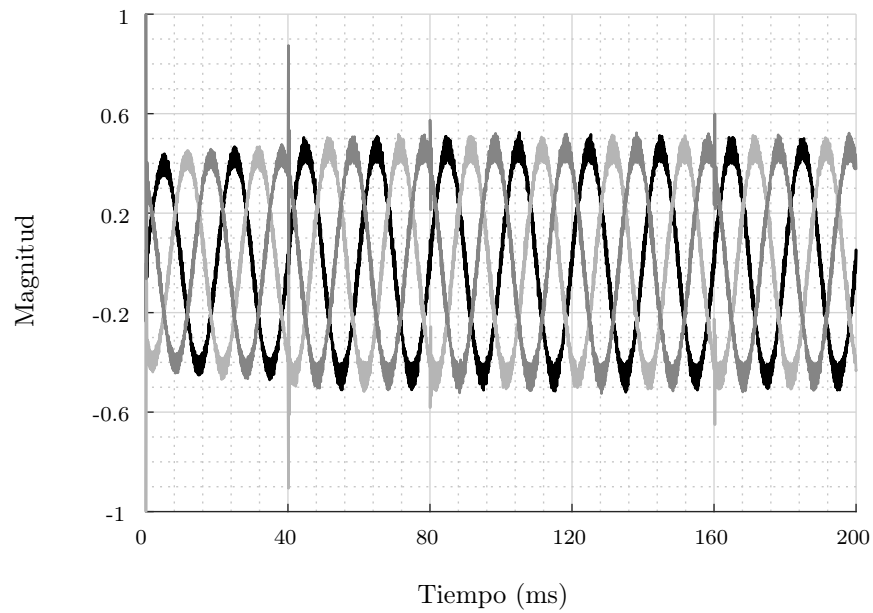


Figura 5.17: Señal de control  $u_{abc}$  con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal.

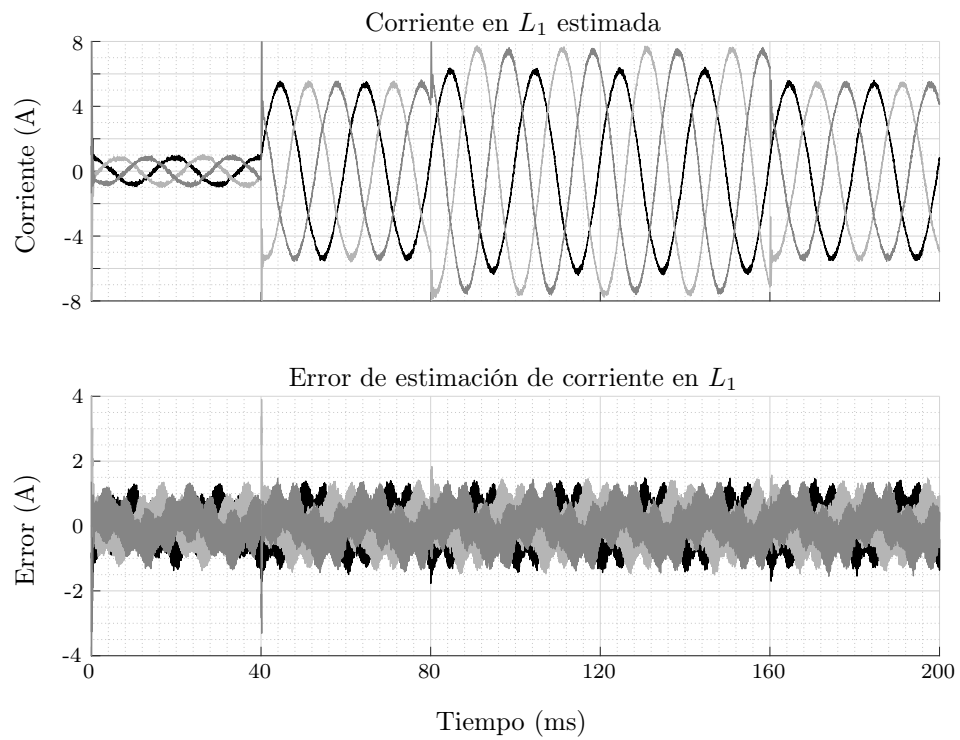


Figura 5.18: Corriente estimada en  $L_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo con variación de 1.15 veces su valor nominal.

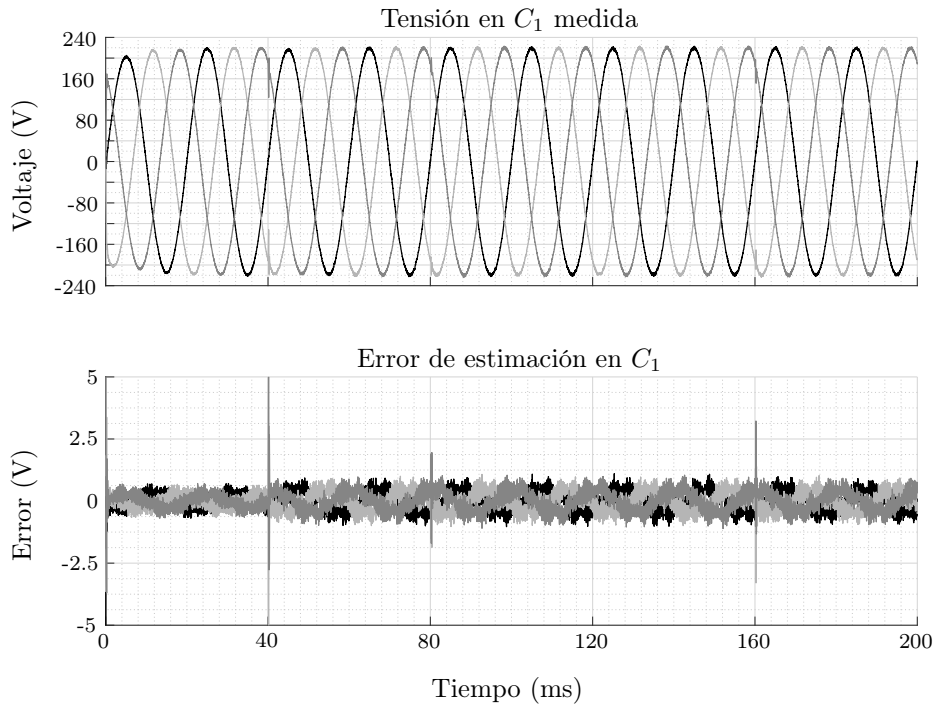


Figura 5.19: Tensión estimada en  $C_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo con variación de 1.15 veces su valor nominal.

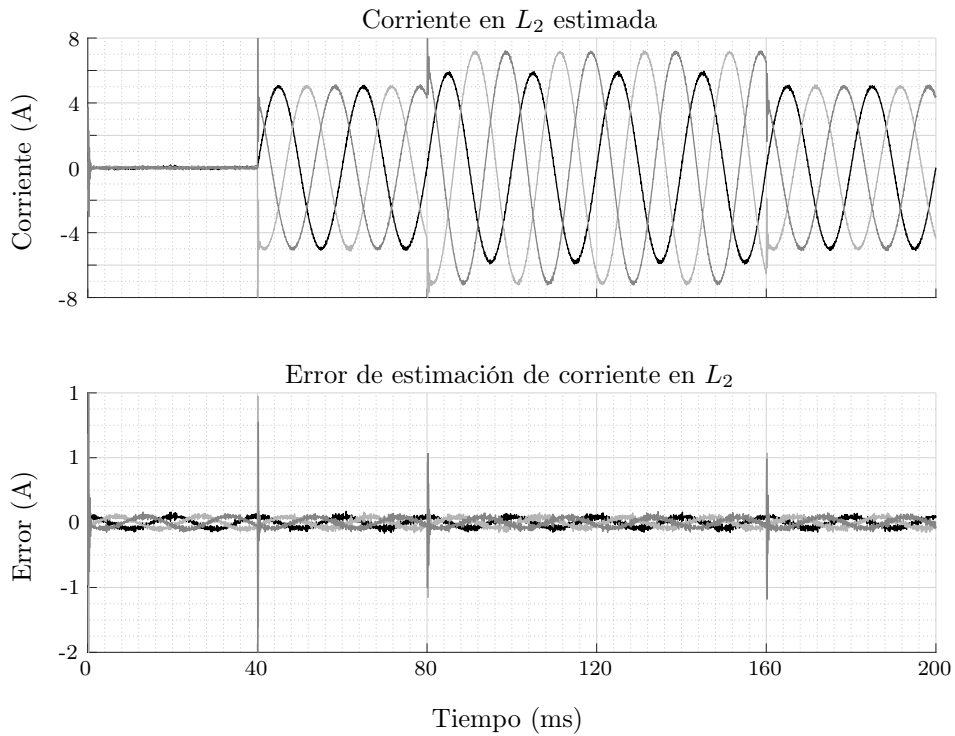


Figura 5.20: Corriente estimada en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo con variación de 1.15 veces su valor nominal.



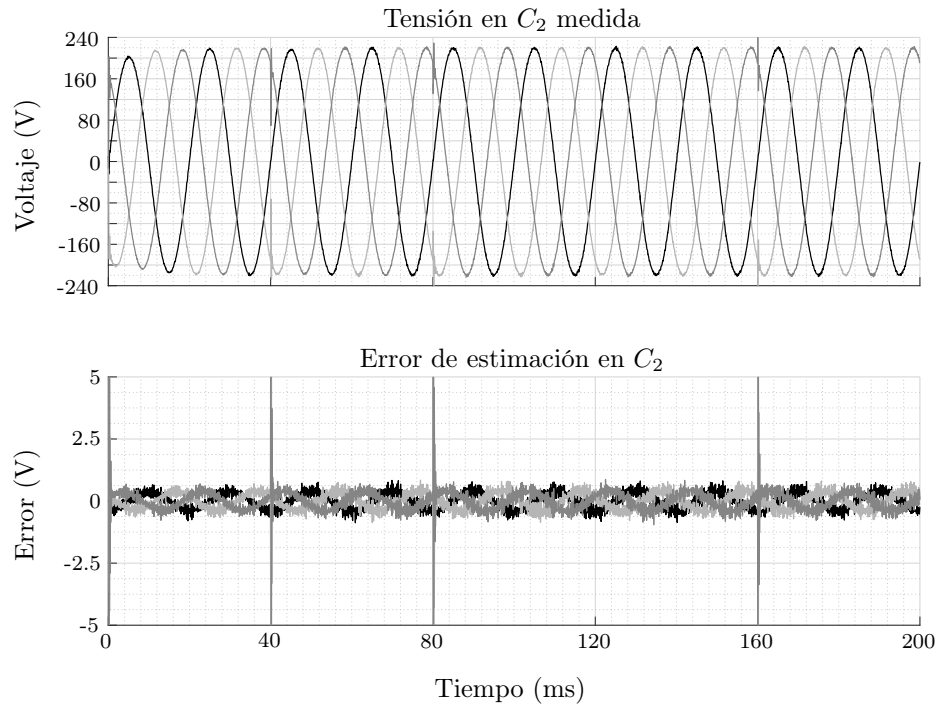


Figura 5.21: Tensión estimada en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden completo con variación de 1.15 veces su valor nominal.

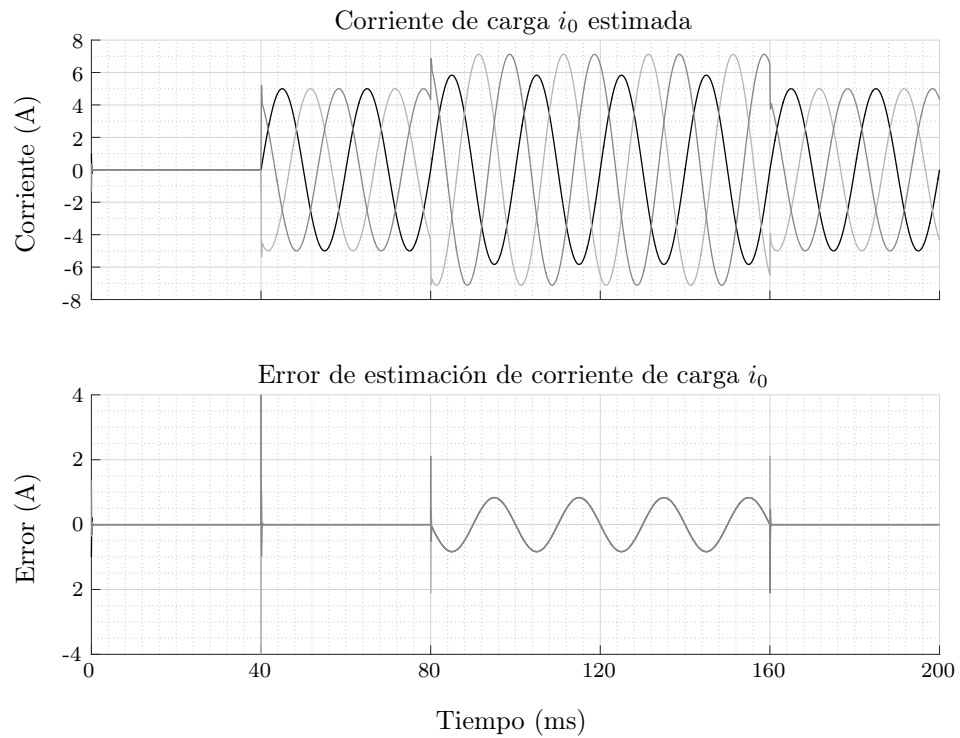


Figura 5.22: Corriente de carga estimada  $i_0$  con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal.

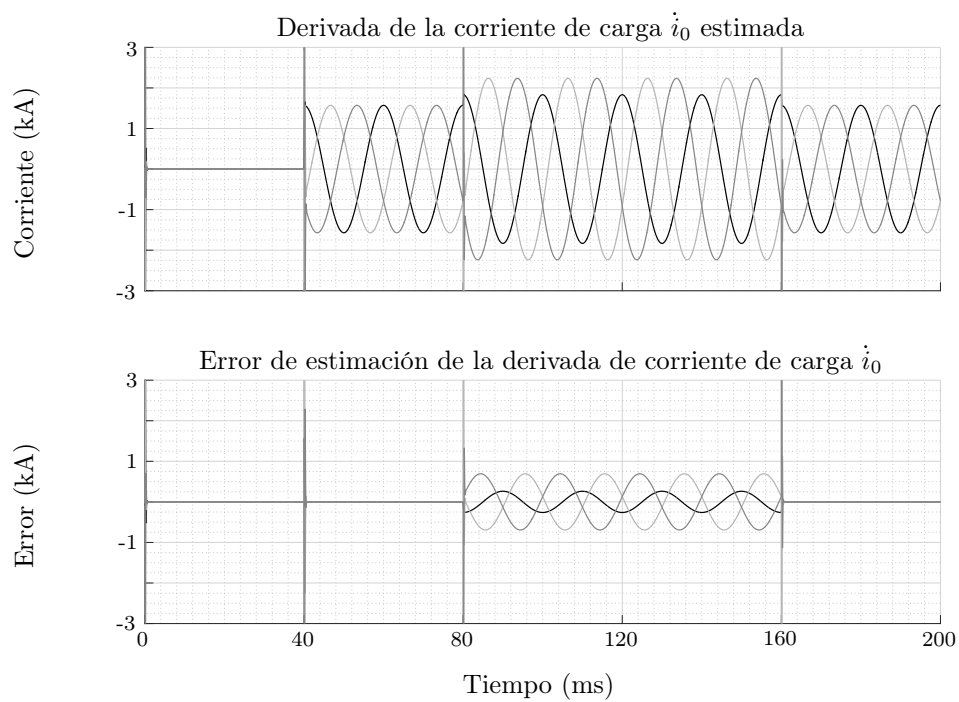


Figura 5.23: Derivada de la corriente de carga estimada  $\hat{i}_0$  con variación en componentes con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal.

## 5.3. Observador de Orden Reducido

En la sección anterior, donde se realizó el observador de orden completo, se estimaron todas las variables del sistema. Sin embargo, para realizar la implementación del observador propuesto se utilizaron las mediciones de todas las variables del sistema, y aunque se reducen considerablemente los errores con respecto a las referencias en las variables, aún así es necesario hacer uso del mismo número de sensores que cuando no se estaban estimando los estados. Por lo tanto, si se tienen las mediciones de algunos de los estados y éstas se consideran fiables, es posible diseñar un observador de orden reducido, en el cual si se define  $i$  como el número de estados medidos y  $j$  los **no** medidos, se pueden estimar los  $j$  estados del filtro, siempre y cuando el rango de la matriz de observabilidad del observador sea igual a  $j$ .

El determinar los estados a medir dependerá del sistema a observar y que tan fiables sean las mediciones del mismo, en el caso estudiado, como se demostró en los resultados presentados en la sección 5.2.3, es necesario estimar la corriente en el inductor  $L_1$  con el fin de eliminar el ruido de alta frecuencia y así realimentarla al controlador. Basado en esto, al realizar la prueba de observabilidad [ver ecuación (5.14)], se puede encontrar que el par  $(A, C)$ , tiene rango cinco, es decir, se pueden estimar cinco de los seis estados del sistema, con:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Estos dos estados medidos corresponden a la corriente en el inductor  $L_2$  y el voltaje en el capacitor  $C_2$ .

Con esto, el sistema definido en (5.6) y (5.21), se puede dividir en dos subsistemas tal que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_b \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{A}_{aa} & \mathcal{A}_{ab} \\ \mathcal{A}_{ba} & \mathcal{A}_{bb} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{B}_a \\ \mathcal{B}_b \end{bmatrix}}_B u_{\alpha,\beta} \quad (5.22a)$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} I_{ixi} & 0_{ixj} \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (5.22b)$$

donde  $i = 2, j = 4$  y:

$$\begin{aligned} x_a &= [i_{L2} \ v_{C2}] = [x_3 \ x_4]^T \\ x_b &= [i_{L1} \ v_{C1} \ i_0 \ \dot{i}_0] = [x_1 \ x_2 \ x_5 \ x_6]^T \end{aligned} \quad (5.23)$$

Se definen las nuevas matrices del sistema como:

$$\mathcal{A} = \left[ \begin{array}{cc|cccc} \overbrace{\begin{matrix} 0 & -1/L_2 \\ 1/C_2 & 0 \end{matrix}}^{\mathcal{A}_{aa}} & & \overbrace{\begin{matrix} 0 & 1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_2 & 0 \end{matrix}}^{\mathcal{A}_{ab}} & & & \\ \hline \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 \\ -1/C_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix}}_{\mathcal{A}_{ba}} & & \underbrace{\begin{matrix} 0 & -1/L_1 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega^2 & 0 \end{matrix}}_{\mathcal{A}_{bb}} & & & \end{array} \right] \quad (5.24a)$$

$$\mathcal{B} = \left[ \begin{array}{cc|cccc} \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 \end{matrix}}_{\mathcal{B}_a} & & \underbrace{\begin{matrix} E/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}}_{\mathcal{B}_b} & & & \end{array} \right]^T \quad (5.24b)$$

$$\mathcal{C} = \left[ \begin{array}{cc} I_{ixi} & | & 0_{ixj} \end{array} \right] \quad (5.24c)$$

A partir de (5.22) se obtiene:

$$\dot{x}_a(t) = \mathcal{A}_{aa}x_a(t) + \mathcal{A}_{ab}x_b(t) + \mathcal{B}_a u_{\alpha,\beta}(t) \quad (5.25a)$$

$$\mathcal{A}_{ab}x_b(t) = \dot{x}_a(t) - \mathcal{A}_{aa}x_a(t) - \mathcal{B}_a u_{\alpha,\beta}(t) \quad (5.25b)$$

$$\dot{x}_b(t) = \mathcal{A}_{ba}x_a(t) + \mathcal{A}_{bb}x_b(t) + \mathcal{B}_b u_{\alpha,\beta}(t) \quad (5.25c)$$

donde  $\mathcal{A}_{ba}x_a(t)$  y  $\mathcal{B}_b u_{\alpha,\beta}(t)$  se obtienen de la medición y de la acción de control, por lo tanto son conocidos,  $\mathcal{A}_{aa}$  corresponde a los estados medidos,  $\mathcal{A}_{bb}$  a los estados a estimar y  $\mathcal{A}_{ab}x_b(t)$  a la salida del observador ( $y(t)$ ).

Por lo tanto, definidas las variables, se puede diseñar un observador de orden completo del nuevo subsistema, el cual representa un observador de orden reducido del sistema original. Utilizando como base la ecuación del observador de orden completo en (5.8), y sustituyendo por lo definido en (5.25), se puede obtener:

$$\dot{\hat{x}}_b(t) = \mathcal{A} \hat{x}_b(t) + \mathcal{B} u_{\alpha,\beta}(t) + \mathcal{G}\mathcal{C} (x_b(t) - \hat{x}_b(t)) \quad (5.26a)$$

$$\dot{\hat{x}}_b(t) = (\mathcal{A} - \mathcal{G}\mathcal{C}) \hat{x}_b(t) + \mathcal{B} u_{\alpha,\beta}(t) + \mathcal{G}y(t) \quad (5.26b)$$

### 5.3. Observador de Orden Reducido

---

donde  $\mathcal{G} \in \mathbb{R}^{j \times i}$  corresponde a la matriz de ganancia del observador. Esta se elige teniendo en cuenta tanto el rechazo a la perturbación así como la convergencia del error, el cual está definido como  $e = x_b(t) - \hat{x}_b(t)$ . Sustituyendo (5.25b) en (5.26b), se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_b(t) &= (\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab}) \hat{x}_b(t) + \mathcal{B}_b u_{\alpha,\beta}(t) \\ &+ \mathcal{G}(\dot{x}_a(t) - \mathcal{A}_{aa}x_a(t) - \mathcal{B}_a u_{\alpha,\beta}(t)) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Nótese que en la ecuación (5.27), para realizar la estimación de  $x_b$ , se necesita la derivada de los estados medidos ( $\dot{x}_a$ ). Para evitar la amplificación del ruido que genera la derivación, se puede eliminar  $\dot{x}_a$  mediante un cambio de variable. A partir de (5.27), se obtiene:

$$\begin{aligned} (\dot{\hat{x}}_b(t) - \mathcal{G}\dot{x}_a(t)) &= (\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab}) \hat{x}_b(t) \\ &+ (\mathcal{B}_b - \mathcal{G}\mathcal{B}_a) u_{\alpha,\beta}(t) - \mathcal{G}\mathcal{A}_{aa}x_a(t) \end{aligned} \quad (5.28)$$

Definiendo  $\dot{\eta}(t) = \dot{\hat{x}}_b(t) - \mathcal{G}\dot{x}_a(t)$  e integrando, se obtiene:

$$\eta(t) = \hat{x}_b(t) - \mathcal{G}x_a(t) \quad (5.29a)$$

$$\hat{x}_b(t) = \eta(t) + \mathcal{G}x_a(t) \quad (5.29b)$$

Sustituyendo (5.29b) en (5.28) y simplificando, se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= (\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab}) \eta(t) + [(\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab}) \mathcal{G} + \mathcal{A}_{ba} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{aa}] x_a(t) \\ &+ (\mathcal{B}_b - \mathcal{G}\mathcal{B}_a) u_{\alpha,\beta}(t) \end{aligned} \quad (5.30)$$

donde  $\eta(t)$  en (5.29) corresponde a la integral de (5.30). Y definiendo:

$$\mathcal{S} = \mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab} \quad (5.31a)$$

$$\mathcal{R} = \mathcal{S}\mathcal{G} + \mathcal{A}_{ba} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{aa} \quad (5.31b)$$

$$\mathcal{F} = \mathcal{B}_b - \mathcal{G}\mathcal{B}_a \quad (5.31c)$$

Y sustituyendo lo anterior en (5.30), se obtiene:

$$\dot{\eta}(t) = \mathcal{S}\eta(t) + \mathcal{R}x_a(t) + \mathcal{F}u_{\alpha,\beta}(t) \quad (5.32)$$

El cual, junto con (5.29b), corresponde al modelo del observador de orden reducido. En la figura 5.24 se muestra el esquema que representa el sistema junto con el lazo de control y el observador definido en (5.31).

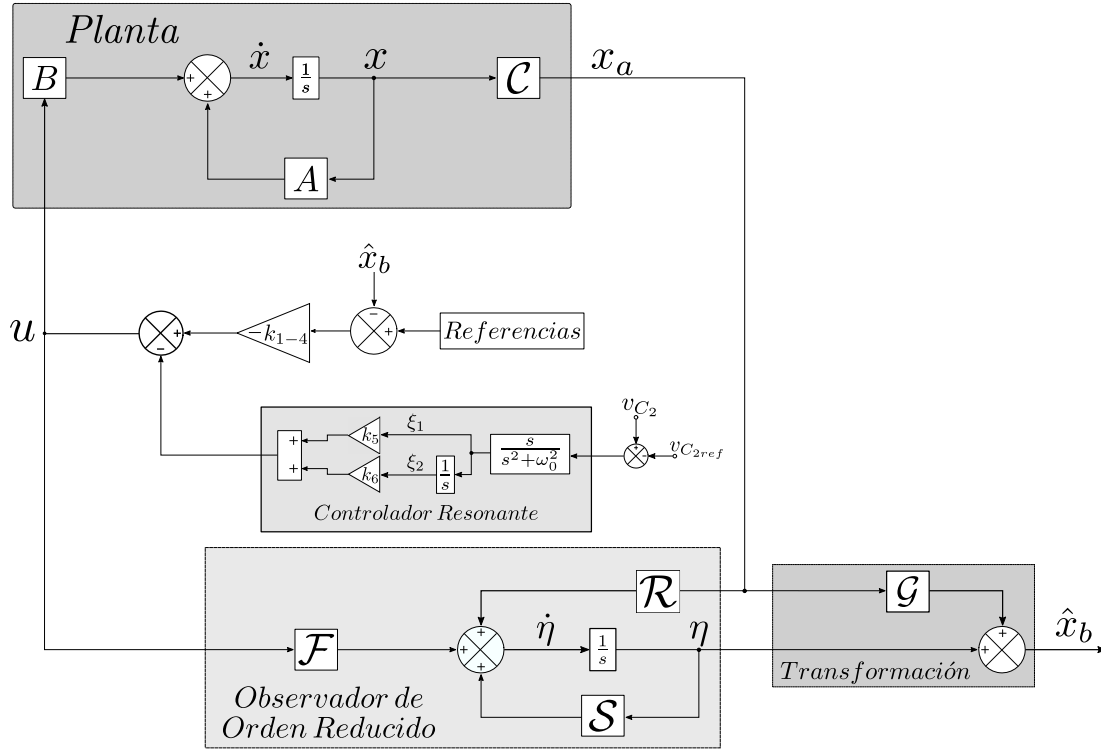


Figura 5.24: Diagrama de bloques del Observador de Orden Reducido junto con lazo de control.

### 5.3.1. Elección de la Matriz de ganancia $\mathcal{G}$

Al igual que se detalló en la sección 5.2.2, la matriz de ganancia del observador de orden reducido puede ser calculada mediante la elección arbitraria de los autovalores de la matriz  $(\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab})$  si y solo si la matriz de observabilidad  $\mathcal{O} = (\mathcal{A}_{bb}, \mathcal{A}_{ab})$  es de rango  $j$ , siendo  $\mathcal{A}_{bb}$  la matriz de los estados a estimar,  $\mathcal{A}_{ab}$  la matriz de correlación de estados y  $j$  el número de estados medidos. A partir de esto se puede comprobar que el rango de la matriz:

$$\text{rank}(\mathcal{O}) = \text{rank} \begin{bmatrix} \mathcal{A}_{ab}^T & \mathcal{A}_{bb}^T \mathcal{A}_{ab}^T & (\mathcal{A}_{bb}^T)^2 \mathcal{A}_{ab}^T & (\mathcal{A}_{bb}^T)^3 \mathcal{A}_{ab}^T \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

es cuatro ( $j = 4$ ), por lo que el sistema (correspondiente a un subsistema del modelo original), es completamente observable. Es decir, midiendo dos estados se pueden estimar hasta cuatro estados más, correspondientes en este caso a la corriente en el inductor  $L_1$ , la tensión en el capacitor  $C_1$ , la corriente de carga  $i_0$  y su respectiva derivada.

Al igual que en el observador de orden completo, eligiendo el polinomio característico de la matriz  $(\mathcal{A}_{bb} - \mathcal{G}\mathcal{A}_{ab})$  como:

$$\varphi(s) = \left(s - \frac{p_3}{\sqrt{2}}\right)^2 \left(s - \frac{p_4}{\sqrt{2}}\right)^2 \quad (5.34)$$

da como resultado una matriz de ganancias definida como:

$$\mathcal{G} = \begin{bmatrix} 0,69 & 0 \\ 24,03 & 0 \\ 0 & -0,03 \\ 0 & -530,70 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

### 5.3.2. Resultados de Simulación del Sistema con Observador de Orden Reducido

Una vez diseñado el observador de orden reducido, se procedió a realizar la implementación del mismo. Al igual que en la sección 5.2.3 los estados estimados se pueden sustituir en la realimentación del controlador definido en (4.34), por lo que nuevamente se puede re-escribir la ecuación de la acción de control  $u$  como:

$$u = -k_1 \left(\hat{i}_{L_1} - i_{L_{1ref}}\right) - k_2 \left(\hat{v}_{C_1} - v_{C_{1ref}}\right) - k_3 \left(i_{L_2} - i_{L_{2ref}}\right) - k_4 \left(v_{C_2} - v_{C_{2ref}}\right) - (k_5\xi_1 + k_6\xi_2) \quad (5.36)$$

En la figura 5.25, se muestra el diagrama en bloques que representa el sistema implementado.

La señal de la acción de control se muestra en la figura 5.26. En la figura 5.27 se muestra la corriente estimada en  $L_1$  junto con su error respecto a la referencia, el error mostrado se debe al ruido introducido por la conmutación, como se explicó en la sección 4.4, obsérvese que al utilizar la estimación de la corriente en el inductor  $L_1$  se elimina el ruido presente en la figura 4.9. El error presente en este se debe a que el observador trata de estimar con respecto a la máxima amplitud presente la corriente (de aproximadamente 6 A debido al ruido de conmutación) de ahí que este no sea cero.

La tensión estimada en el capacitor  $C_1$  junto con su error se muestra en la figura 5.28. La corriente y tensión medida en  $L_2$  y  $C_2$  respectivamente, se muestran en las

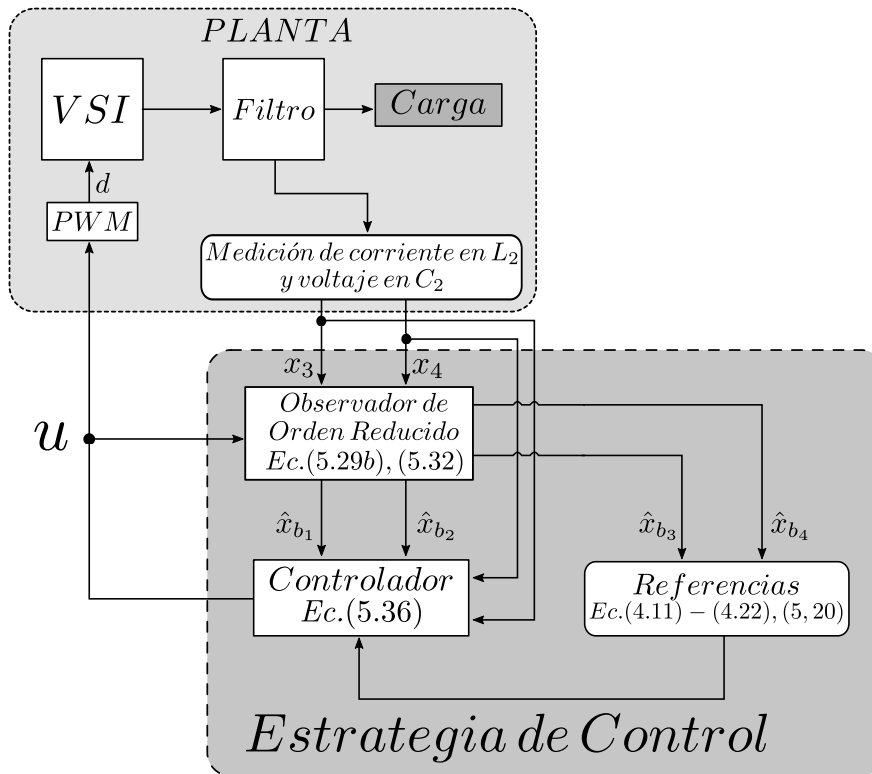


Figura 5.25: Diagrama de bloques del sistema implementado con observador de orden reducido.

figuras 5.29 y 5.30 junto con sus respectivos errores.

La corriente de carga  $i_0$  estimada y su derivada se muestran en las figuras 5.31 y 5.32 junto con sus respectivos errores. En la tabla 5.4, se muestran los errores de estado estacionario en RMS.



Errores de estimación y medición en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1}$ (mA)	$\hat{v}_{C1}$ (V)	$i_{L2}$ (mA)	$v_{C2}$ (V)
A	526,08	5,32	80,86	4,01
B	529,50	5,41	88,74	4,14
C	517,05	5,28	84,40	4,26
Promedio	524,21	5,34	84,67	4,14

Tabla 5.4: Error RMS de estado estacionario con observador de orden reducido.

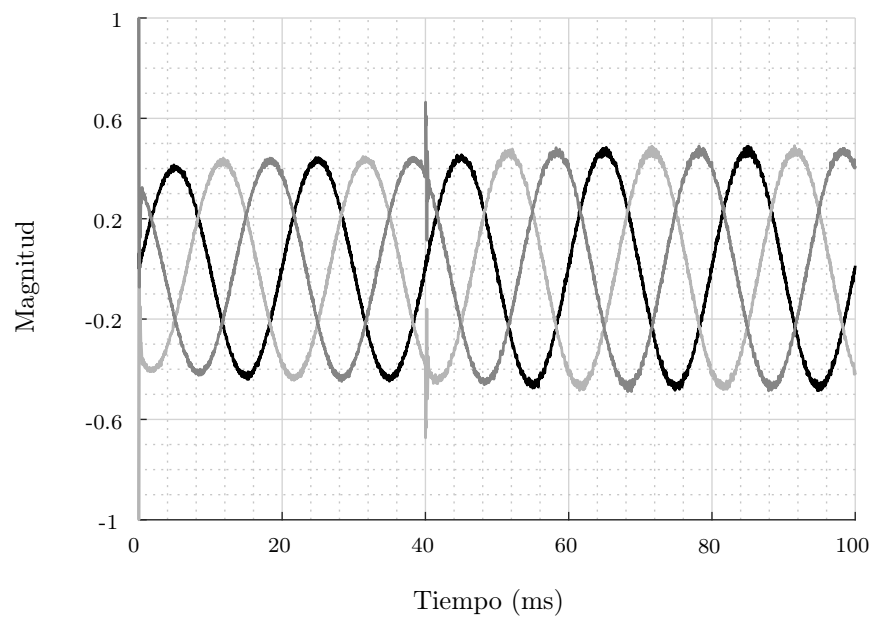


Figura 5.26: Señal de control  $u_{abc}$  con observador de orden reducido.

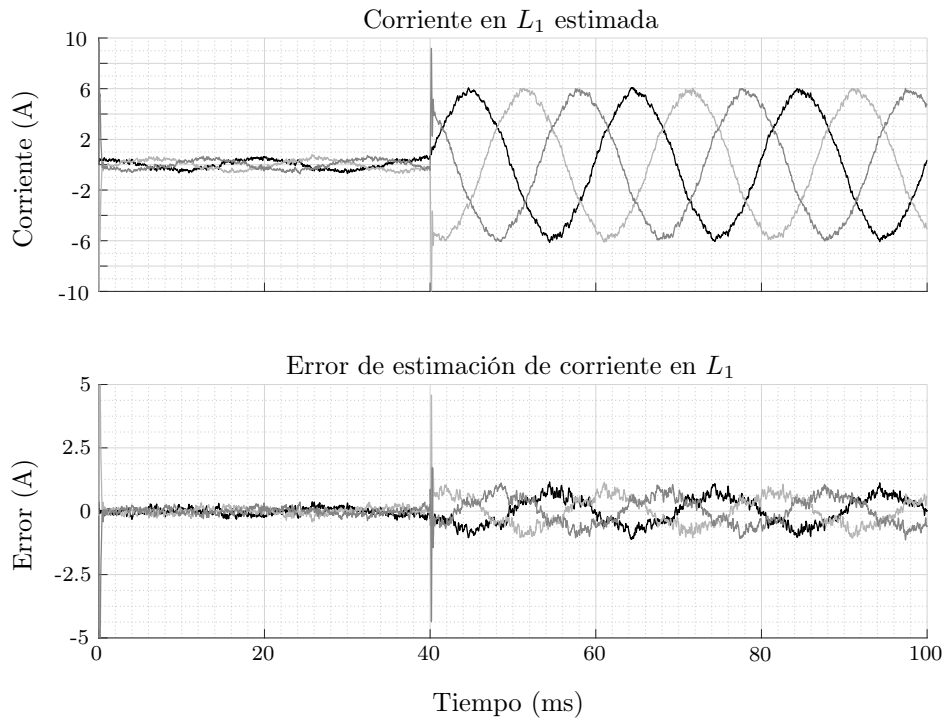


Figura 5.27: Corriente estimada en  $L_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido.

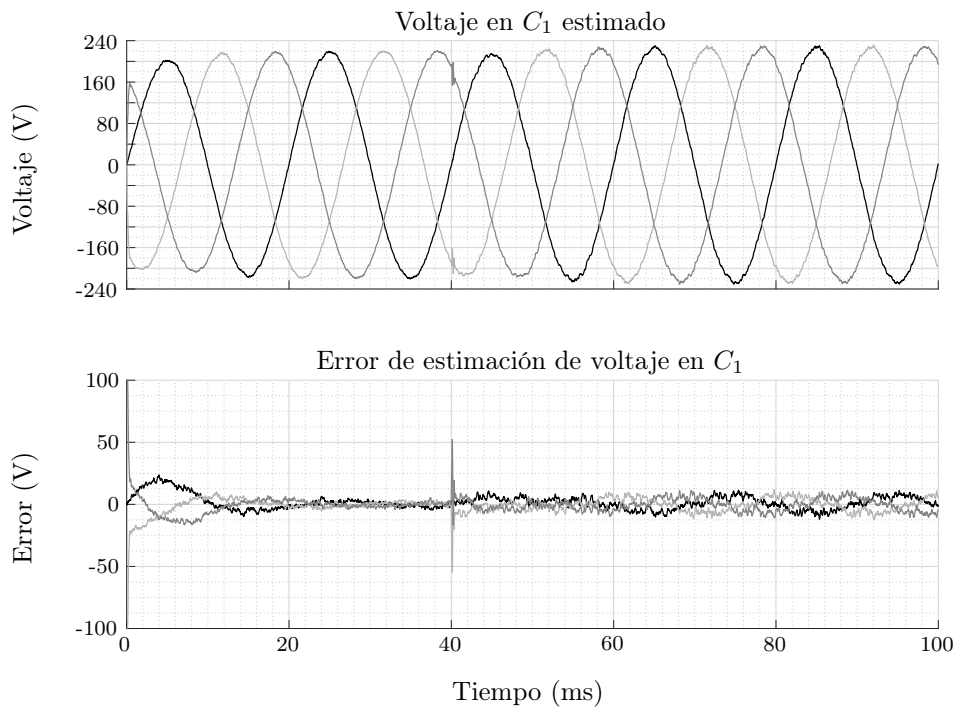


Figura 5.28: Voltaje estimado en  $C_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido.

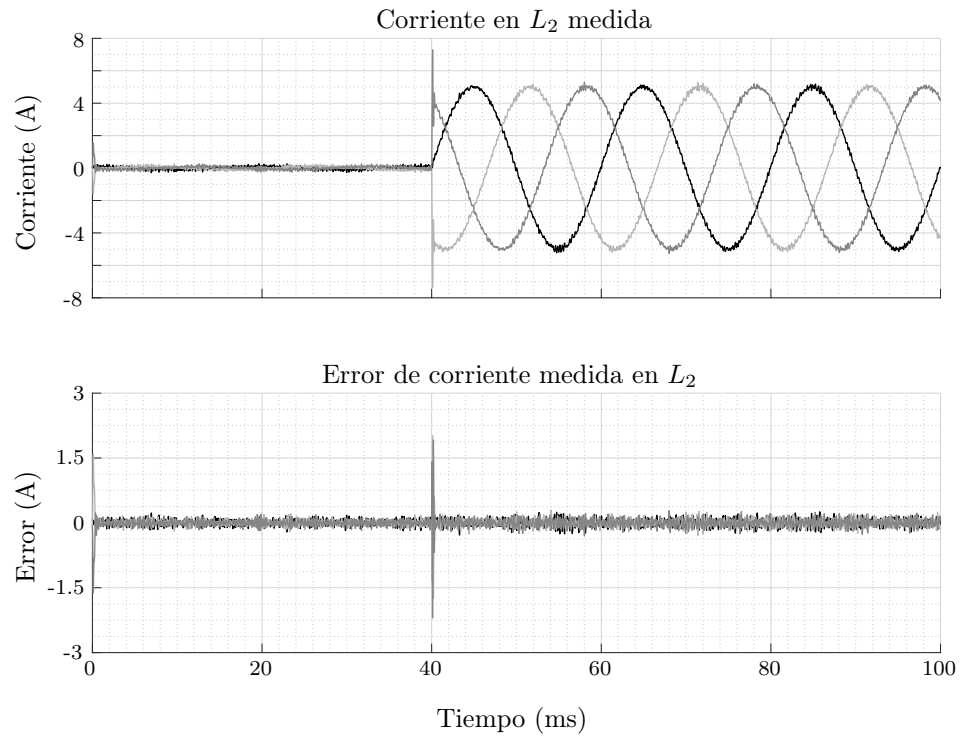


Figura 5.29: Corriente medida en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido.

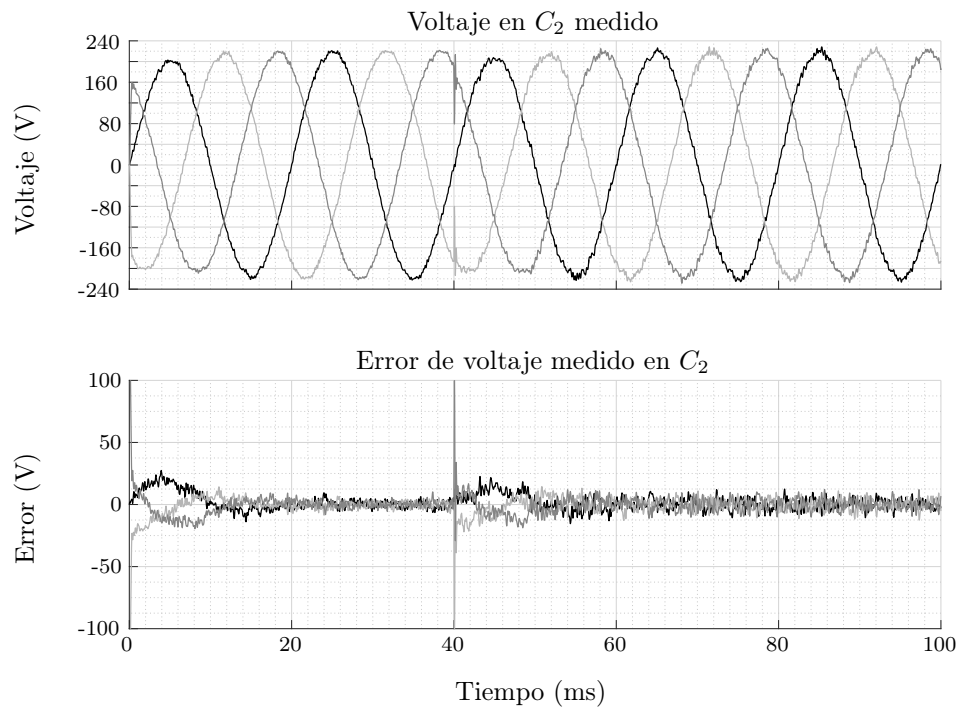


Figura 5.30: Voltaje medido en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido.

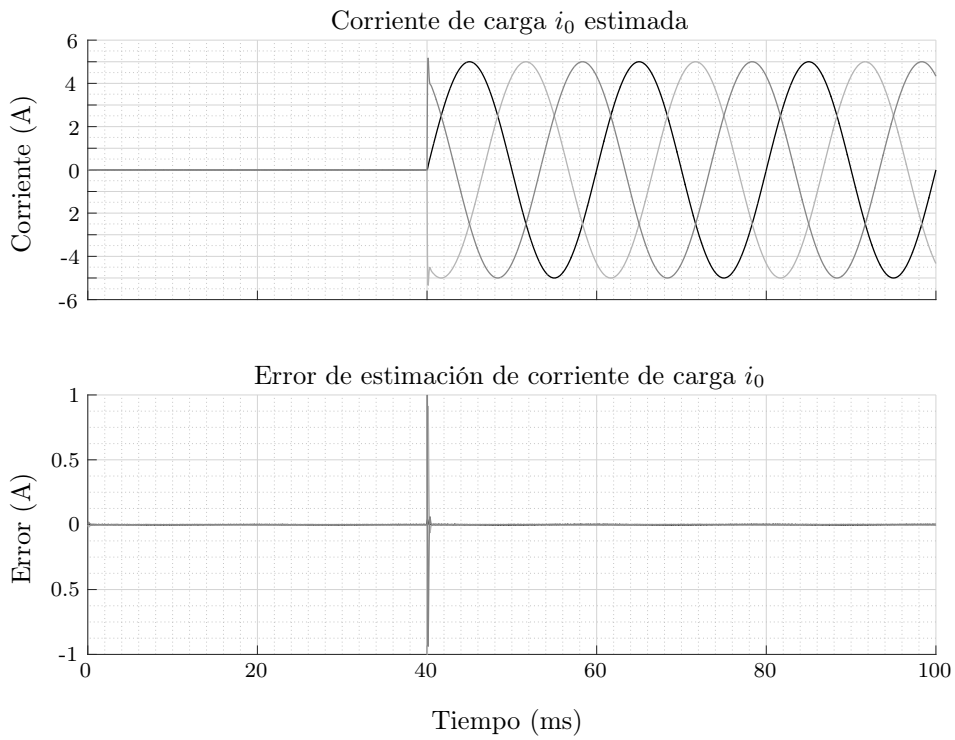


Figura 5.31: Corriente de carga  $i_0$  y su error con observador de orden reducido.

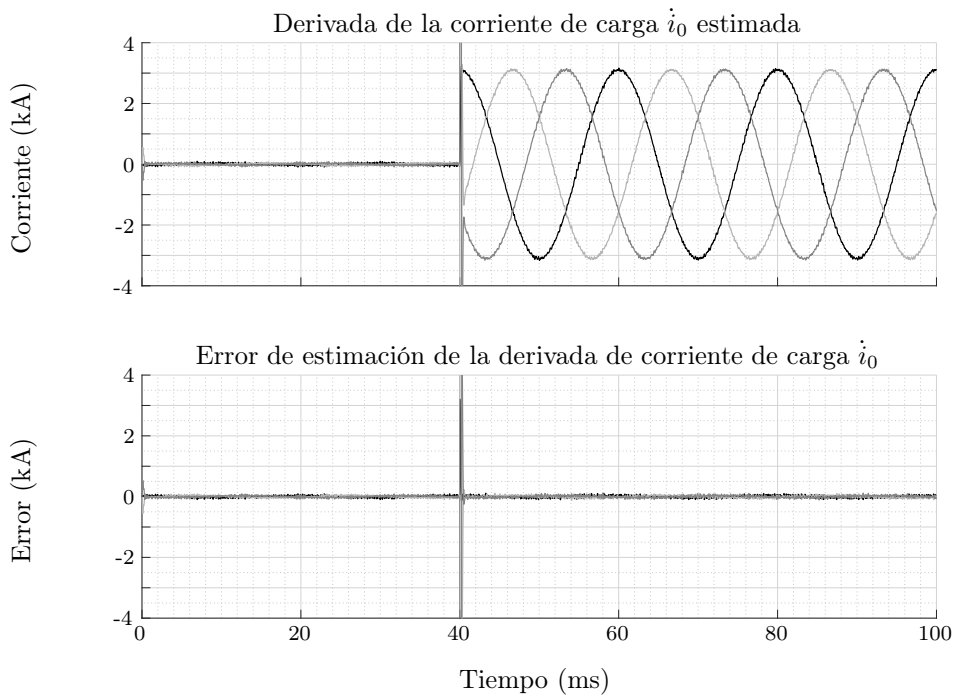


Figura 5.32: Derivada de la corriente de carga  $\dot{i}_0$  y su error con observador de orden reducido.

### Pruebas de robustez y perturbación en la carga

Al igual que con el observador de orden completo, se realizaron las pruebas de robustez con el sistema implementando el observador de orden reducido. Se simularon los mismos escenarios descritos en 5.2.3 para el sistema de orden completo.

### Variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal

En la figura 5.33 se muestra la acción de control con una variación 0.85 veces los valores nominales, en las figuras 5.34 y 5.36 se muestran las corrientes estimadas en  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente junto con sus errores, en las figuras 5.35 y 5.37 se muestran las tensiones estimadas en  $C_1$  y  $C_2$  junto con sus respectivos errores. Igualmente en las figuras 5.38 y 5.39 se muestran la estimación de la corriente de carga y su derivada. En la tabla 5.5 se muestran los errores de estado estacionario. Se nota el incremento en el error de la corriente y tensión en el inductor  $L_1$  y el capacitor  $C_2$  respectivamente, el cual es esperado debido a que, además de ser señales medidas, la perturbación en la planta amplifica el mismo.

Errores de estimación en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1} (mA)$	$\hat{v}_{C1} (V)$	$\hat{i}_{L2} (mA)$	$\hat{v}_{C2} (V)$
A	503,33	5,19	85,51	3,68
B	525,83	5,59	89,66	3,71
C	500,44	5,18	86,47	3,73
Promedio	509,87	5,32	87,21	3,71

Tabla 5.5: Error RMS de estado estacionario con desbalance en una fase y variación de 0.85 veces en los componentes del filtro.

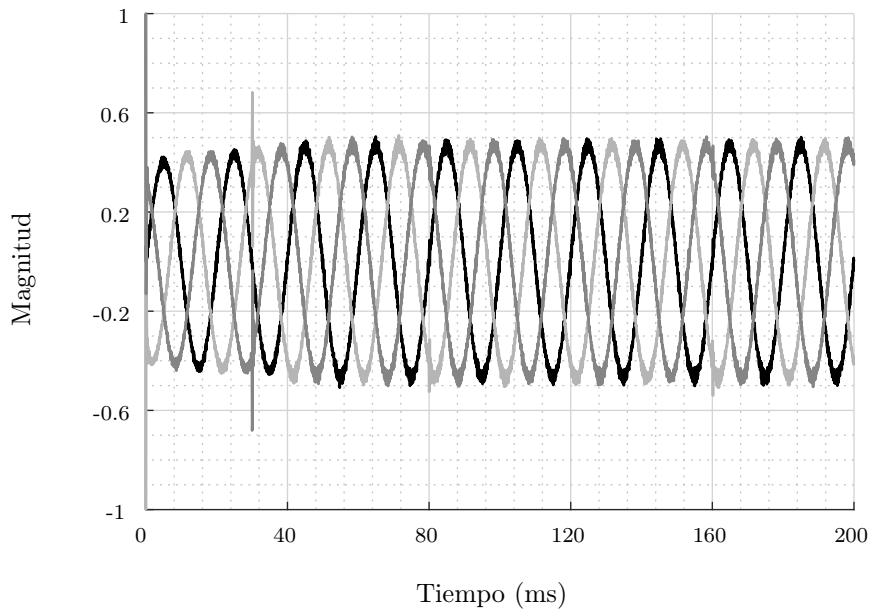


Figura 5.33: Señal de control  $u_{abc}$  con variación en componentes de 0.85 veces su valor nominal.

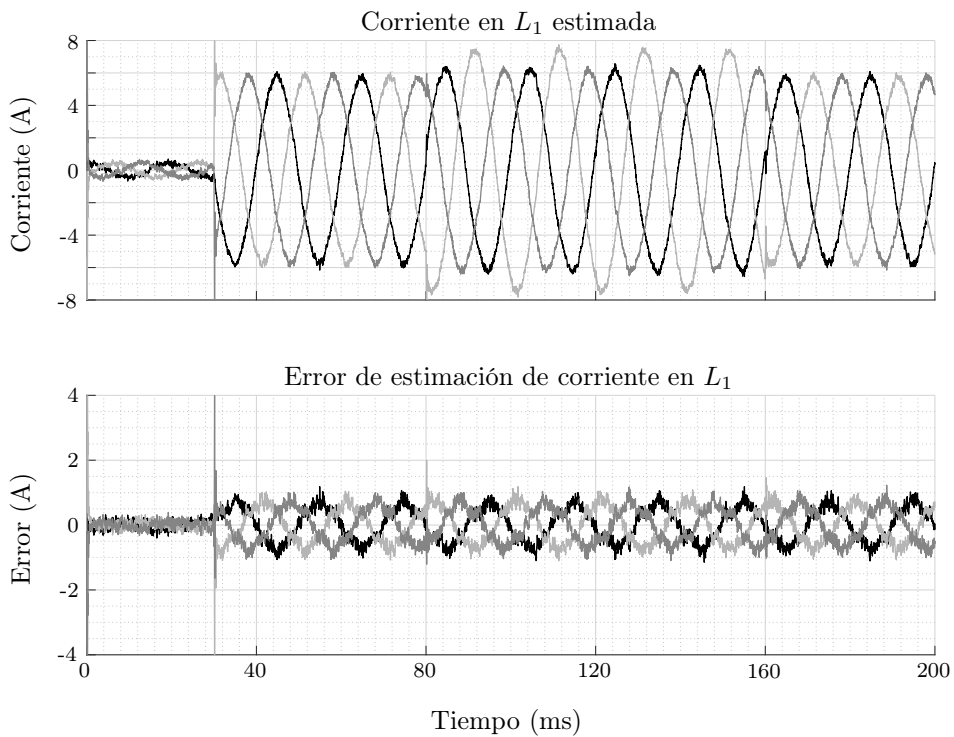


Figura 5.34: Corriente estimada en  $L_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 0.85 veces su valor nominal.

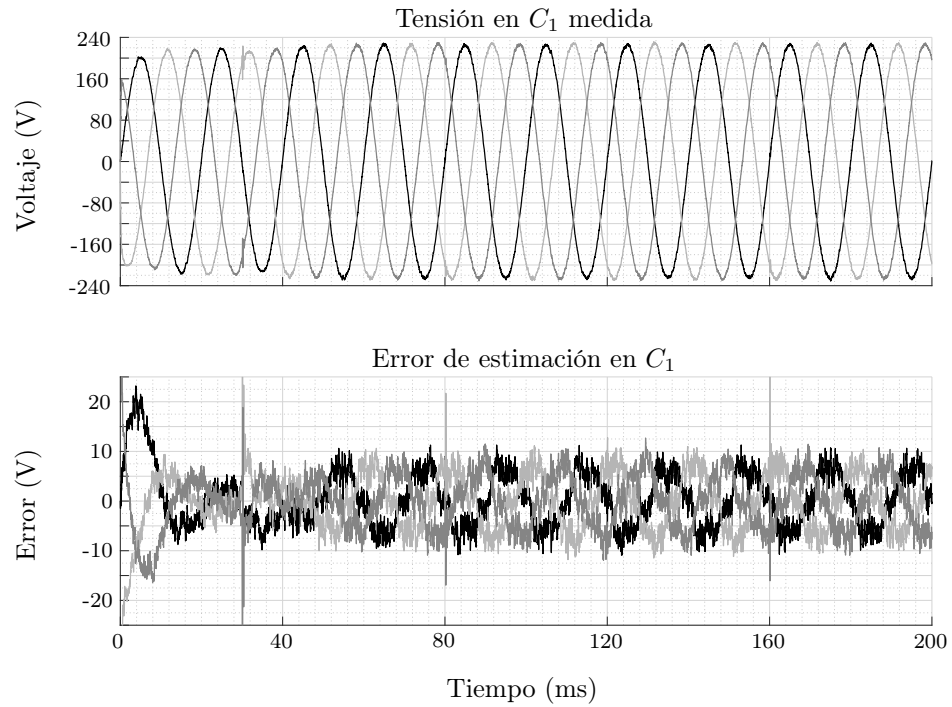


Figura 5.35: Tensión estimada en  $C_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 0.85 veces su valor nominal.

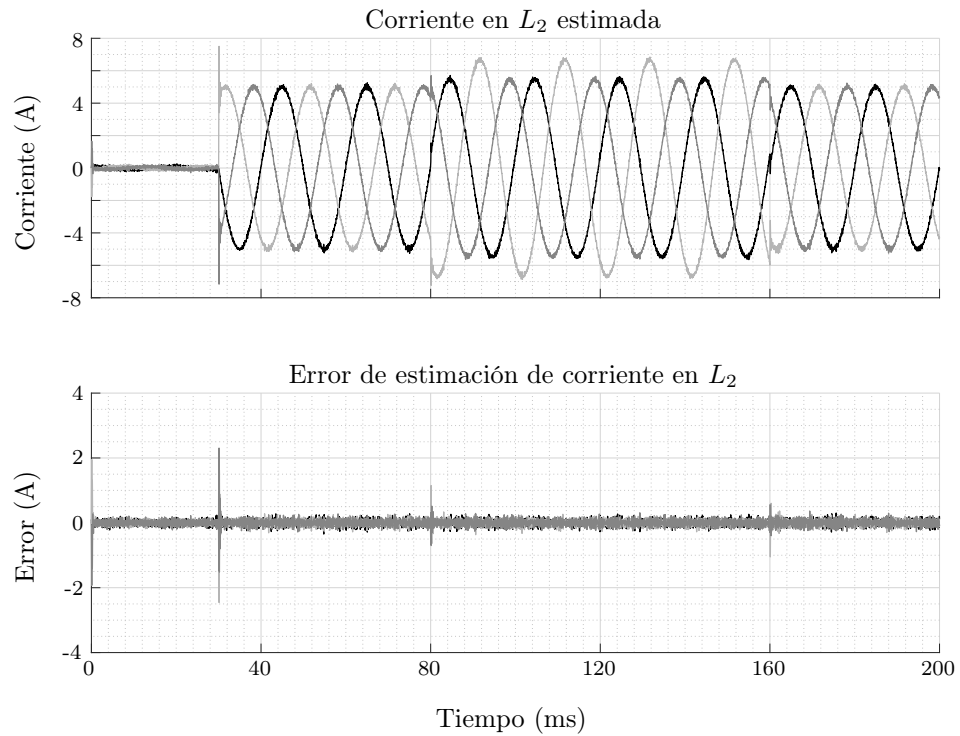


Figura 5.36: Corriente medida en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 0.85 veces su valor nominal.

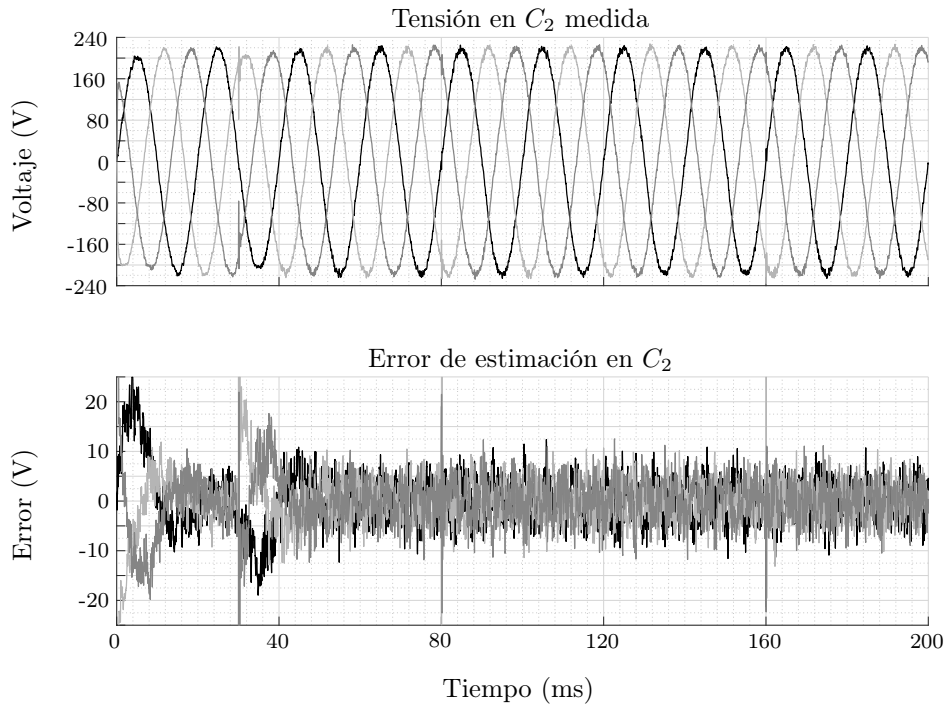


Figura 5.37: Tensión medida en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 0.85 veces su valor nominal.

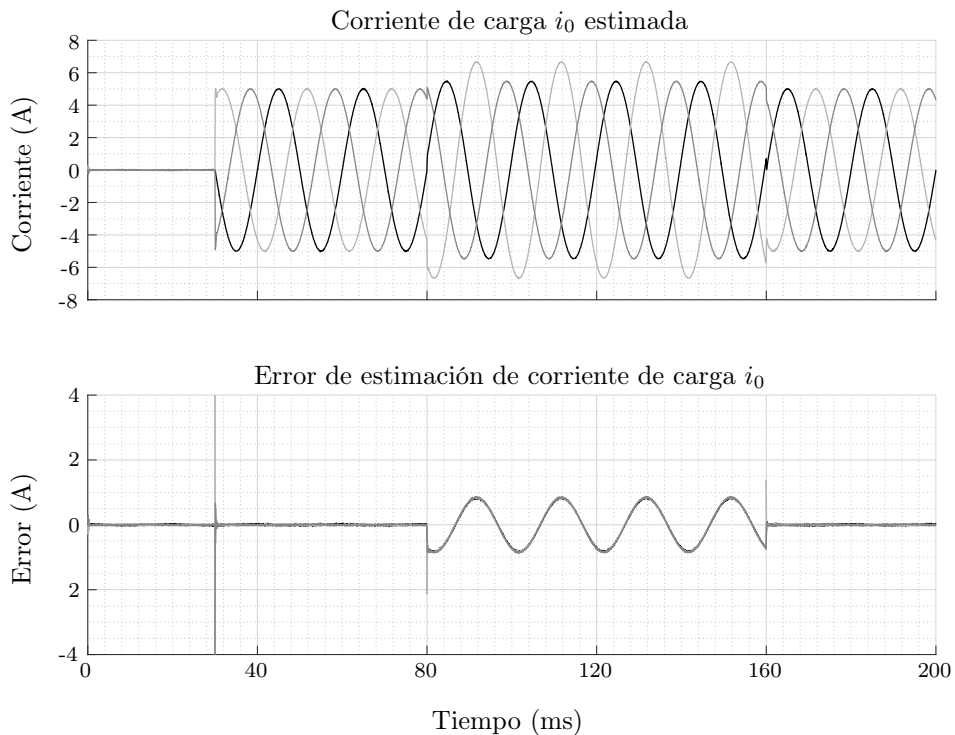


Figura 5.38: Corriente de carga estimada  $i_0$  con variación de 0.85 veces en componentes de planta.



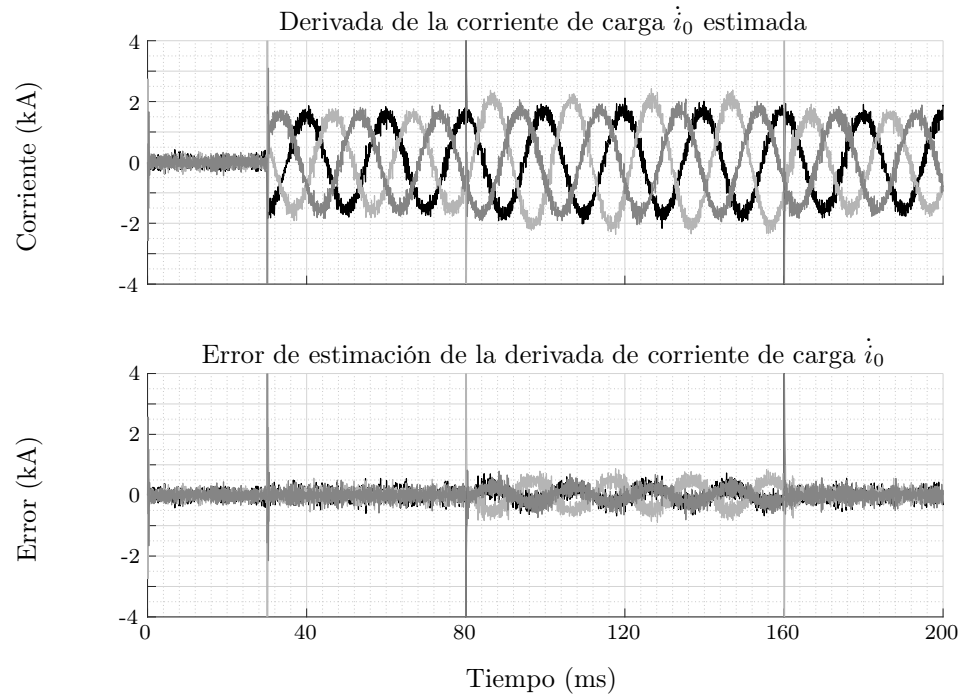


Figura 5.39: Derivada de la corriente de carga estimada  $\hat{i}_0$  con variación de 0.85 veces en componentes de planta.

Errores de estimación en RMS				
Fase	$i_{L1} (\text{mA})$	$v_{C1} (\text{V})$	$i_{L2} (\mu\text{A})$	$v_{C2} (\text{V})$
A	514,74	5,44	96,03	4,69
B	540,38	5,83	108,30	5,07
C	537,99	5,81	104,34	4,97
Promedio	531,04	5,70	102,89	4,91

Tabla 5.6: Error RMS de estado estacionario con desbalance en dos fase y variación de 1.15 veces en los componentes de la planta.

### Variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal

De igual manera, se realizaron las pruebas de simulación ante una variación de 1.15 veces el valor de los componentes de la planta. En la figura 5.40 se muestra la acción de control, en las figuras 5.41 y 5.43 se muestran las corrientes estimadas en  $L_1$  y  $L_2$  respectivamente junto con sus errores, en las figuras 5.42 y 5.44 se muestran las tensiones estimadas en  $C_1$  y  $C_2$  junto con sus respectivos errores. En la tabla 5.6 se muestran los errores de estado estacionario.

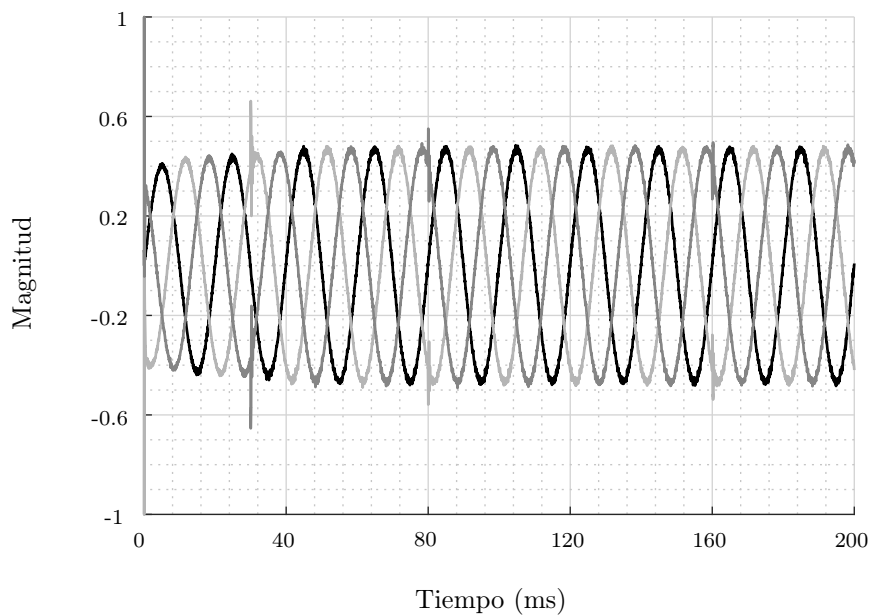


Figura 5.40: Señal de control  $u_{abc}$  con variación en componentes de 1.15 veces su valor nominal.

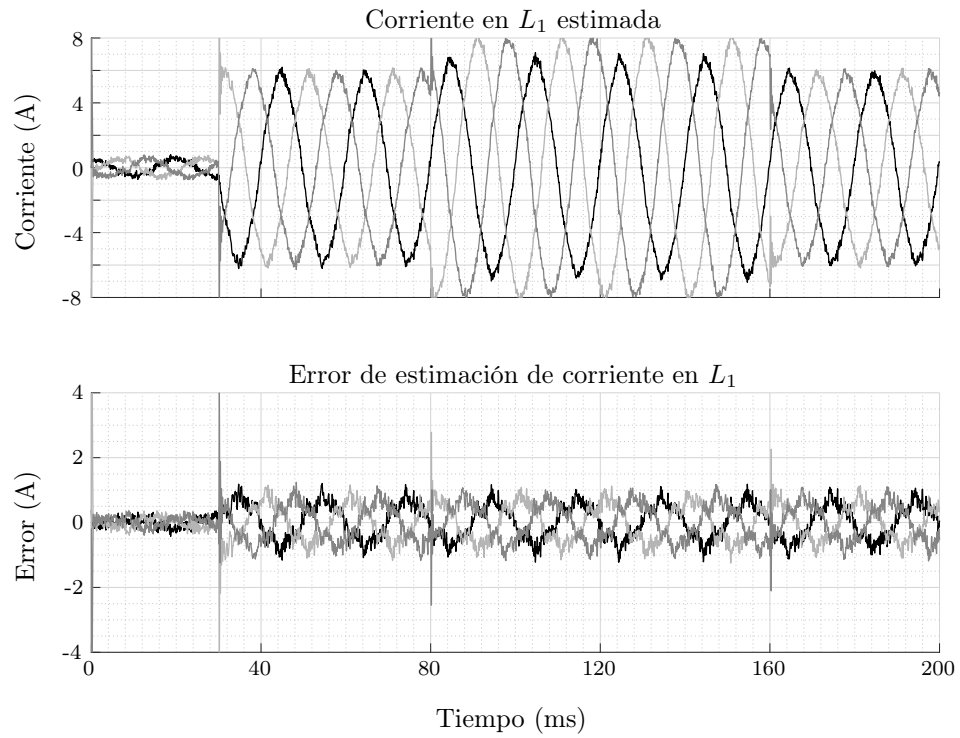


Figura 5.41: Corriente estimada en  $L_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 1.15 veces su valor nominal.

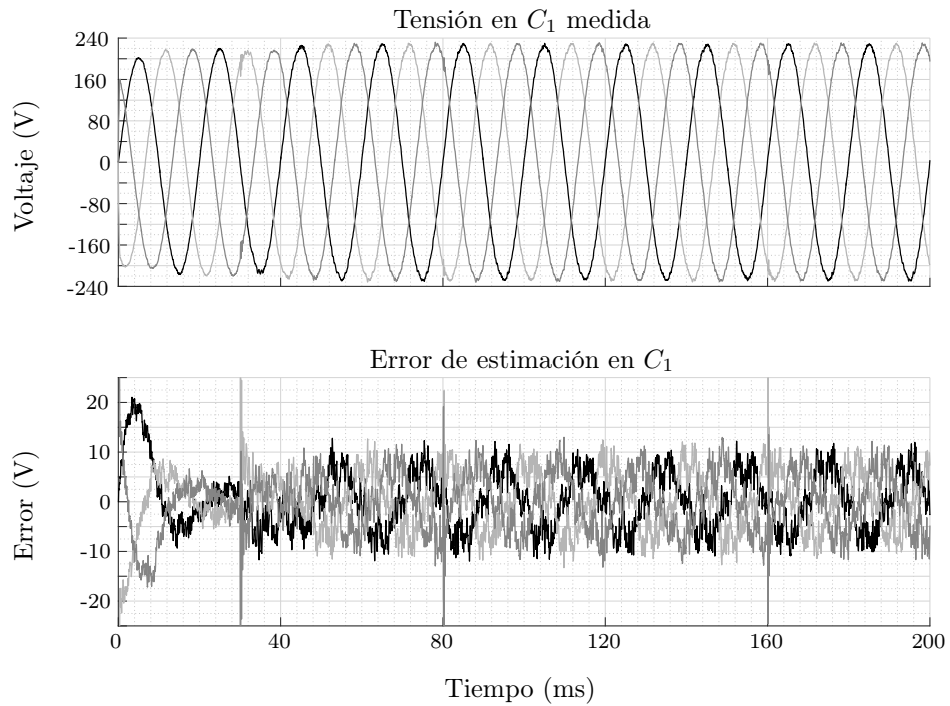


Figura 5.42: Tensión estimada en  $C_1$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 1.15 veces su valor nominal.

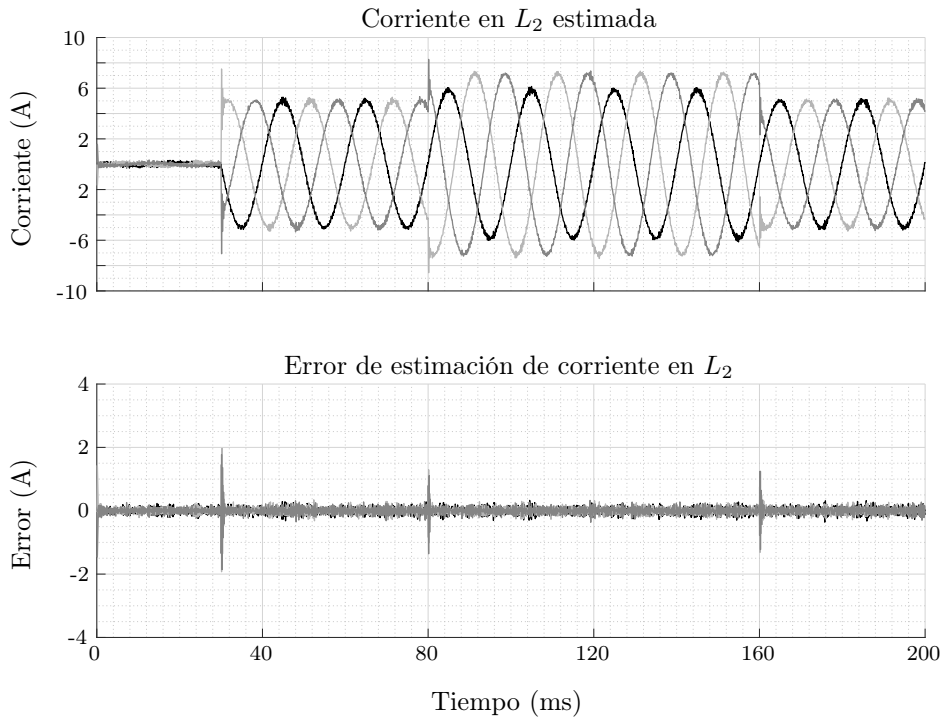


Figura 5.43: Corriente medida en  $L_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 1.15 veces su valor nominal.

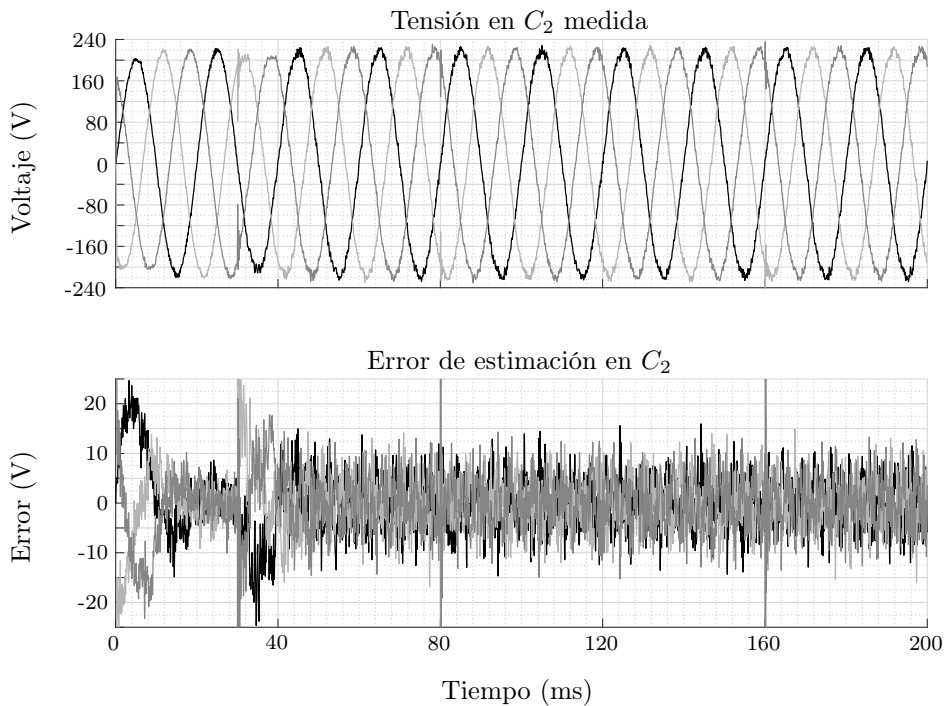


Figura 5.44: Tensión medida en  $C_2$  y su error respecto a la referencia con observador de orden reducido con variación de 1.15 veces su valor nominal.

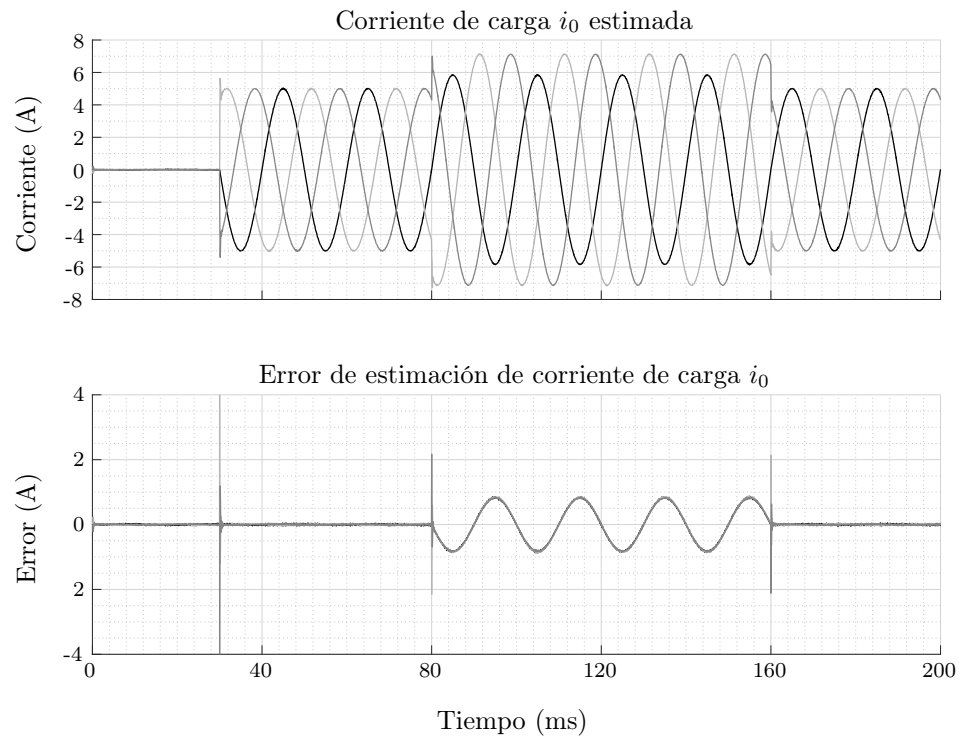


Figura 5.45: Corriente de carga estimada  $i_0$  con variación de 1.15 veces en componentes de planta.

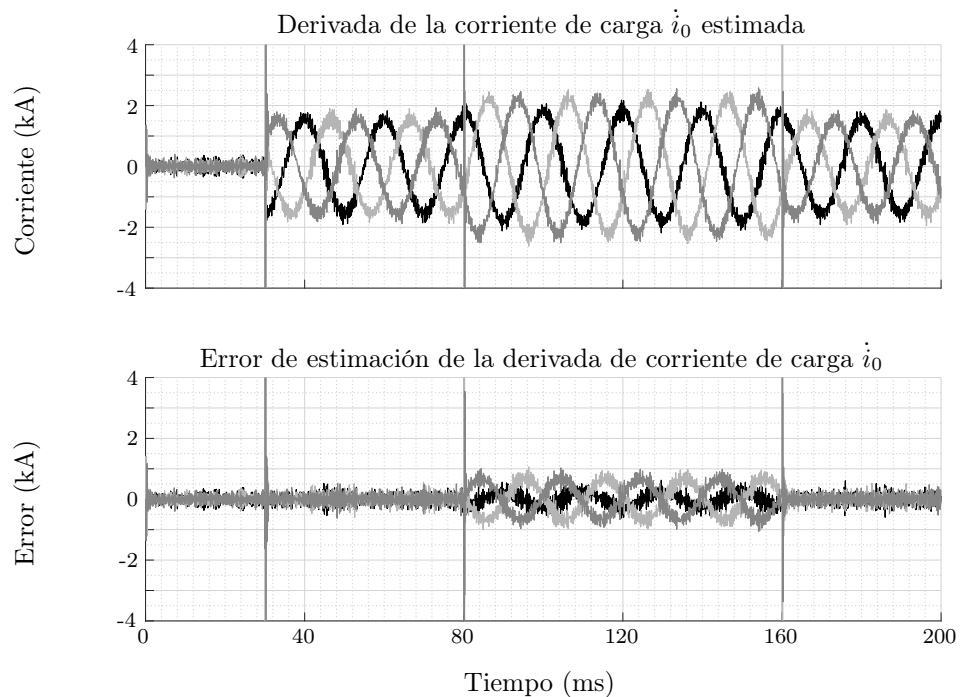


Figura 5.46: Derivada de la corriente de carga estimada  $\hat{i}_0$  con variación de 1.15 veces en componentes de planta.

## 5.4. Conclusiones

En este capítulo se formuló el diseño de un observador de Luenberger. Como se mostró en el capítulo 4, la estrategia de control propuesta hace uso de todos los estados del filtro (corrientes y tensiones), además, la acción de control posee ruido de alta frecuencia asociado a la conmutación, el cual causa una saturación que debe ser evitada.

En base a esto, se estimaron los estados del filtro, primeramente mediante el uso de un observador de orden completo, en el cual se estimaron todos los estados del filtro. Una vez formulado el modelo matemático del observador, se pudieron obtener los estados estimados del filtro, incluyendo la corriente de carga del sistema y su primera derivada, las cuales eran necesarias para poder implementar el controlador propuesto en la sección 4.2.2. Se obtuvieron los resultados de simulación y cada uno de los estados estimados fue comparado con su respectiva referencia, obteniendo bajos errores incluso ante variaciones en los valores de los componentes del filtro, mostrando que el controlador junto con el observador son lo suficientemente robustos.

Finalmente, debido a que gran parte del ruido de alta frecuencia introducido a la acción de control era dado por la corriente en la bobina  $L_1$ , no era necesario estimar todos los estados. A partir de esto, se implementó un observador de orden reducido, en donde se utilizaron solamente dos mediciones ( $v_{C_2}$  e  $i_{L_2}$ ), y se estimaron los cuatro estados restantes. Se obtuvieron los resultados respectivos, en donde nuevamente se compararon las variables estimadas con sus respectivas referencias, obteniendo también un bajo error incluso ante variaciones en el sistema.

## Conclusiones Finales y Trabajos Futuros

### 6.1. Conclusiones de la tesis y resultados obtenidos

EL trabajo desarrollado en esta tesis se centró en el estudio de una estrategia de control para un VSI con filtro LC de dos etapas utilizado para alimentar una carga de corriente desconocida. En el capítulo 3, se diseñó un filtro LCLC basado en las frecuencias del mismo. Como se detalló en el capítulo 1, una de las desventajas de incluir más etapas de filtrado es la aparición de frecuencias de resonancia que deben estar lo suficientemente alejadas de la frecuencia de conmutación para evitar la amplificación de estas y evitar así la aparición de armónicos de alta frecuencia que puedan dañar al inversor. Teniendo esto en cuenta, se formuló una estrategia de diseño para el filtro LC de dos etapas, en el que a partir de la función de transferencia a lazo abierto del filtro se calcularon las frecuencias de resonancia de éste, buscando al mismo tiempo poder minimizar los tamaños de los componentes. Con el método de diseño propuesto se logró encontrar una forma de elegir los componentes del filtro fijando una de las frecuencias de resonancia del filtro, garantizando así que se va a encontrar alejada de la frecuencia de conmutación, y a partir de esta se encontraron los valores de capacitancia e inductancia necesarios para tener la frecuencia deseada, manteniendo al mínimo los tamaños de los componentes y asegurando el uso de una frecuencia de conmutación mayor o igual a 10 kHz.

Si se compara esto con trabajos similares, en [26] hacen uso de un filtro LCLC para un convertidor DC-DC, se utiliza una frecuencia de conmutación baja (7.8 kHz), pero compensan esto con el uso de una bobina y un capacitor grandes (6.6 mH y 2.17 mF respectivamente) lo que implica un gran tamaño de componentes, se mide la corriente de salida del filtro y no se hace referencia a las mediciones o estimaciones de los demás componentes del mismo; además se hace poco énfasis en la respuesta en frecuencia del filtro y se hace un análisis simple de la respuesta a lazo cerrado del mismo sin tomar en cuenta las frecuencias de resonancia. En [18], de igual manera se implementa un filtro LCLC para un convertidor buck, en este se utilizan inductancias de menor tamaño al propuesto en esta tesis (743  $\mu$ H para  $L_1$  y 510  $\mu$ H para  $L_2$ ), pero hacen uso de un capacitor  $C_1$  mayor (20 $\mu$ F, cinco veces mayor al propuesto) y un capacitor  $C_2$  de valor similar (2 $\mu$ F). Sin embargo, en esta topología utilizan una frecuencia de conmutación mayor (50 kHz) y a la mitad de la potencia (500 W vs 1.1 kW) pero con un mayor análisis de las frecuencias de resonancia del filtro; además hacen uso de las mediciones de corriente tanto en los componentes del filtro como la carga. A partir de esto se puede concluir que el diseño del filtro propuesto representa una ventaja ante las actuales topologías propuestas ya que se logra reducir considerablemente el tamaño de los componentes y dejando además un margen para la elección de estos según los valores comerciales disponibles.

En el capítulo 4, se presentó la estrategia de control para el VSI con el filtro diseñado en el capítulo 3. Se mostraron los resultados de simulación del controlador *feedback/feedforward* diseñado, en donde a partir de la realimentación de la corriente de carga del sistema se logra una excelente respuesta del controlador ante perturbaciones y/o variaciones en la carga. Al utilizar las referencias calculadas en la sección 4.2.2, se logra el adecuado seguimiento de la tensión de referencia en el capacitor de salida  $C_2$  que alimenta a la carga. Con el fin de lograr un buen seguimiento de la tensión de salida, se diseñó un controlador resonante sintonizado a una frecuencia dada (50 Hz). Para esto se realizó un análisis de la función de transferencia del modelo del controlador resonante propuesto y basado en esto se extendió el mismo a un modelo de la planta para así utilizar un método de optimización LQR, en el cual a partir de la asignación de pesos a las variables a controlar es posible encontrar las ganancias óptimas para el controlador, garantizando así la estabilidad del mismo.

La estrategia de control propuesta implica la medición de todos los estados del filtro, incluida la carga y su primera derivada (ver (4.15)) por lo que con el fin de disminuir el uso de sensores se propone el uso de un observador de estados, el cual fue planteado en el capítulo 5.



En el capítulo 5 se detalló la teoría para el diseño de un observador de Luenberger. Primeramente se planteó el uso de un observador de orden completo, en el cual se estimaron todos los estados del filtro, junto con la corriente de carga y su derivada; se mostraron los resultados de simulación y la respuesta del controlador ante el uso de las variables estimadas. Se pudo observar que se obtienen errores muy bajos de estimación y además se logra eliminar de manera considerable el ruido presente en la acción de control que hacía que saturara la misma (ver figura 4.13), lo cual podía causar inestabilidad en el sistema. Además, con el fin de reducir el número de sensores, se propuso el uso de un observador de orden reducido, en el cual a partir de la medición de dos estados, correspondientes a la corriente en  $L_2$  y la tensión en  $C_2$  se logran estimar los otros cuatro estados faltantes (corriente en  $L_1$ , de carga  $i_0$  y su derivada junto con la tensión en  $C_1$ ).

Con esto se logra reducir a dos el número de sensores necesarios para la implementación del inversor con el filtro propuesto. Ha de notarse que el hacer uso de las mediciones en  $L_2$  y  $C_2$ , en el orden reducido, implica la introducción de ruido de conmutación a la acción de control y un mayor error con respecto a las referencias dadas. Sin embargo, estos errores se logran mantener por debajo del 2% tanto en la corriente y voltaje medidos y estimados.

Además en ambos casos se hicieron las pruebas de robustez del controlador en donde se varió en un  $\pm 15\%$  los valores de los componentes del filtro con respecto a los del controlador para observar la respuesta de este ante la variación en la planta. Se pudo observar que tanto el controlador como el observador responden de manera correcta ante estas variaciones y rechazan las perturbaciones de la carga de igual manera. El incremento de los errores de estimación listados en las tablas 5.2, 5.3, 5.5 y 5.6, eran de esperar debido a la incertidumbre con respecto a los valores reales de la planta.

Se ha de notar que debido a que se tiene un margen de elección para los componentes (ver figuras 3.4 y 3.5), tanto  $L_1$  como  $C_1$  se eligieron dentro de un rango de valores comerciales estándar, por lo que la elección de  $L_2$  y  $C_2$  se puede hacer en base a los valores más cercanos disponibles garantizando así el diseño del controlador con los valores reales, haciendo así menor el porcentaje de incertidumbre de variación en los componentes y asegurando así que no hayan variaciones entre los valores de los componentes del filtro y los utilizados para implementar el controlador.

En base a lo desarrollado en los capítulos 4 y 5, se publicaron dos trabajos en conferencias Argentinas (ver [29] y [30]).

Finalmente, el trabajo realizado a lo largo de esta tesis concluyó con el diseño de una estrategia de control para un VSI con filtro LC de dos etapas que alimenta una carga desconocida, en la que se logró controlar de manera correcta la tensión que alimenta a la carga. Se tomó en cuenta el diseño del filtro para asegurar una minimización del tamaño de los componentes basado en las frecuencias de resonancia del mismo, garantizado que estas se encuentren lejos de la frecuencia de fundamental de la carga y la de conmutación elegida para así evitar la amplificación de armónicos de alta frecuencia. La estrategia de control propuesta hace uso de solamente dos sensores para el control de las demás variables del sistema obteniendo además un bajo error de estado estacionario en las mismas.

### **6.1.1. Trabajos Futuros**

La estrategia de control propuesta para el VSI se implementó de manera simulada utilizando MATLAB<sup>TM</sup>/SIMULINK<sup>TM</sup>, por lo que queda como trabajo pendiente digitalizar e implementar la estrategia propuesta de manera experimental. Todos los componentes, valores de tensión y corriente utilizados para simular el sistema se basaron en los equipos disponibles en el Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica “Alfredo Desages” (UNS-CONICET), por lo que es de esperar que ésta implementación pueda hacerse de manera sencilla una vez hecha la digitalización del modelo propuesto.

También se debe de estudiar el sistema propuesto ante cargas de tipo no lineales, ya que es común utilizar este tipo de inversores como medio de conexión para rectificadores [ver [17, 28] y referencias], en donde la carga, en este caso un rectificador, se comporta como una carga no lineal y la estrategia de control debe de abordarse utilizando métodos de linealización.

Finalmente, durante todo el desarrollo de la tesis se supuso la frecuencia de la carga como constante (50 Hz), sin embargo, es posible que se utilicen cargas con otras frecuencias, por ejemplo 60 Hz, por lo que queda pendiente el estudio de un método de estimación de frecuencia de carga a partir de la medición o estimación de la corriente de la misma.

---

# Apéndice





## Determinación de la Matriz P para la ecuación reducida de Riccati

EN este apéndice se presenta la solución de la ecuación reducida de Riccati dada en la sección 4.3.2 para calcular la matriz  $P$ . Según se expuso en (4.28c), la ecuación está dada por:

$$\underbrace{\Lambda^T P}_x + \underbrace{P \Lambda}_y - \underbrace{P \Theta R^{-1} \Theta^T P}_z + Q = 0_{6 \times 6} \quad (\text{A.1})$$

donde,

$$\Theta = \begin{bmatrix} E/L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.2a})$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_2 & 0 & -1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -\omega_0^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2b})$$

*Apéndice A. Determinación de la Matriz P para la ecuación reducida de Riccati*

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^4 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2c})$$

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} & p_{15} & p_{16} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & p_{24} & p_{25} & p_{26} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} & p_{34} & p_{35} & p_{36} \\ p_{41} & p_{42} & p_{43} & p_{44} & p_{45} & p_{46} \\ p_{51} & p_{52} & p_{53} & p_{54} & p_{55} & p_{56} \\ p_{61} & p_{62} & p_{63} & p_{64} & p_{65} & p_{66} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2d})$$

$$R = 10^3 \quad (\text{A.2e})$$

Sustituyendo (A.2a)-(A.2e) en (A.1), se obtiene:

$$\mathcal{X} = \begin{bmatrix} \frac{p_{21}}{C_1} & \frac{p_{22}}{C_1} & \frac{p_{23}}{C_1} & \frac{p_{24}}{C_1} & \frac{p_{25}}{C_1} & \frac{p_{26}}{C_1} \\ \frac{p_{31}}{L_2} \frac{p_{11}}{L_1} & \frac{p_{32}}{L_2} - \frac{p_{12}}{L_1} & \frac{p_{33}}{L_2} - \frac{p_{13}}{L_1} & \frac{p_{34}}{L_2} - \frac{p_{14}}{L_1} & \frac{p_{35}}{L_2} - \frac{p_{15}}{L_1} & \frac{p_{36}}{L_2} - \frac{p_{16}}{L_1} \\ \frac{p_{41}}{C_2} - \frac{p_{21}}{C_1} & \frac{p_{42}}{C_2} - \frac{p_{22}}{C_1} & \frac{p_{43}}{C_2} - \frac{p_{23}}{C_1} & \frac{p_{44}}{C_2} - \frac{p_{24}}{C_1} & \frac{p_{45}}{C_2} - \frac{p_{25}}{C_1} & \frac{p_{46}}{C_2} - \frac{p_{26}}{C_1} \\ p_{51} - \frac{p_{31}}{L_2} & p_{52} - \frac{p_{32}}{L_2} & p_{53} - \frac{p_{33}}{L_2} & p_{54} - \frac{p_{34}}{L_2} & p_{55} - \frac{p_{35}}{L_2} & p_{56} - \frac{p_{36}}{L_2} \\ p_{61} & p_{62} & p_{63} & p_{64} & p_{65} & p_{66} \\ -p_{51}\omega_0^2 & -p_{52}\omega_0^2 & -p_{53}\omega_0^2 & -p_{54}\omega_0^2 & -p_{55}\omega_0^2 & -p_{56}\omega_0^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3a})$$

$$\mathcal{Y} = \begin{bmatrix} \frac{p_{12}}{C_1} & \frac{p_{13}}{L_2} - \frac{p_{11}}{L_1} & \frac{p_{14}}{C_2} - \frac{p_{12}}{C_1} & p_{15} - \frac{p_{13}}{L_2} & p_{16} & -p_{15}\omega_0^2 \\ \frac{p_{22}}{C_1} & \frac{p_{23}}{L_2} - \frac{p_{21}}{L_1} & \frac{p_{24}}{C_2} - \frac{p_{22}}{C_1} & p_{25} - \frac{p_{23}}{L_2} & p_{26} & -p_{25}\omega_0^2 \\ \frac{p_{32}}{C_1} & \frac{p_{33}}{L_2} - \frac{p_{31}}{L_1} & \frac{p_{34}}{C_2} - \frac{p_{32}}{C_1} & p_{35} - \frac{p_{33}}{L_2} & p_{36} & -p_{35}\omega_0^2 \\ \frac{p_{42}}{C_1} & \frac{p_{43}}{L_2} - \frac{p_{41}}{L_1} & \frac{p_{44}}{C_2} - \frac{p_{42}}{C_1} & p_{45} - \frac{p_{43}}{L_2} & p_{46} & -p_{45}\omega_0^2 \\ \frac{p_{52}}{C_1} & \frac{p_{53}}{L_2} - \frac{p_{51}}{L_1} & \frac{p_{54}}{C_2} - \frac{p_{52}}{C_1} & p_{55} - \frac{p_{53}}{L_2} & p_{56} & -p_{55}\omega_0^2 \\ \frac{p_{62}}{C_1} & \frac{p_{63}}{L_2} - \frac{p_{61}}{L_1} & \frac{p_{64}}{C_2} - \frac{p_{62}}{C_1} & p_{65} - \frac{p_{63}}{L_2} & p_{66} & -p_{65}\omega_0^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3b})$$

$$\mathcal{Z} = \begin{bmatrix} \frac{E^2 p_{11}^2}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{11} p_{12}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{11} p_{13}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{11} p_{14}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{11} p_{15}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{11} p_{16}}{L_1^2 R} \\ \frac{E^2 p_{11} p_{21}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{12} p_{21}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{13} p_{21}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{14} p_{21}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{15} p_{21}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{16} p_{21}}{L_1^2 R} \\ \frac{E^2 p_{11} p_{31}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{12} p_{31}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{13} p_{31}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{14} p_{31}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{15} p_{31}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{16} p_{31}}{L_1^2 R} \\ \frac{E^2 p_{11} p_{41}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{12} p_{41}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{13} p_{41}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{14} p_{41}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{15} p_{41}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{16} p_{41}}{L_1^2 R} \\ \frac{E^2 p_{11} p_{51}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{12} p_{51}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{13} p_{51}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{14} p_{51}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{15} p_{51}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{16} p_{51}}{L_1^2 R} \\ \frac{E^2 p_{11} p_{61}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{12} p_{61}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{13} p_{61}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{14} p_{61}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{15} p_{61}}{L_1^2 R} & \frac{E^2 p_{16} p_{61}}{L_1^2 R} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3c})$$

se obtiene,

$$\mathcal{X}_{6 \times 6} + \mathcal{Y}_{6 \times 6} - \mathcal{Z}_{6 \times 6} + Q_{6 \times 6} = 0_{6 \times 6} \quad (\text{A.4})$$

y resolviendo el sistema de ecuaciones se obtienen los valores de  $p_{i \times j}$ ,

$$P = \begin{bmatrix} 455.86 & 46.17 & 208.84 & -8.67 & 9,48 \times 10^3 & -64,61 \times 10^3 \\ 46.17 & 9.80 & 108.43 & -1.03 & 1,92 \times 10^3 & -9,34 \times 10^3 \\ 208.84 & 108.438 & 4,64 \times 10^3 & 51.38 & 60,08 \times 10^3 & -202,03 \times 10^3 \\ -8.67 & -1.03 & 51.38 & 6.50 & 1,21 \times 10^3 & 3,64 \times 10^3 \\ 9,48 \times 10^3 & 1,92 \times 10^3 & 60,08 \times 10^3 & 1,21 \times 10^3 & 45,85 \times 10^6 & -2,29 \times 10^6 \\ -64,61 \times 10^3 & -9,34 \times 10^3 & -202,03 \times 10^3 & 3,64 \times 10^3 & -2,29 \times 10^6 & 4,45 \times 10^{12} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

la cual cumple con la definición de matriz simétrica, esto es  $P = P^T$  y todos sus valores son reales.

Finalmente, según se definió en (4.28b), la matriz de ganancia  $K_n$  está dada por:

$$K_n = R^{-1} \Theta^T P \quad (\text{A.6})$$

Apéndice A. Determinación de la Matriz P para la ecuación reducida de Riccati

Por lo tanto, sustituyendo (A.2a), (A.2e) y (A.5) en (A.6), se obtiene el valor de las ganancias del controlador propuesto.

$$\begin{aligned} k_1 &= 155,25 \times 10^{-3} & k_2 &= 16,07 \times 10^{-3} & k_3 &= 50,23 \times 10^{-3} \\ k_4 &= -3,58 \times 10^{-3} & k_5 &= 3.17 & k_6 &= -20.30 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Donde  $k_{1-4}$  son las ganancias para el control proporcional definido en (4.7) y  $k_5$  y  $k_6$  las ganancias para el control resonante definido en la ecuación (4.22).



# B

## Observador de Orden Completo a partir de dos mediciones

EN la sección 5.2, se implementó un observador de orden completo utilizando la medición de todas las variables del sistema. Al realizar la prueba de observabilidad, se puede encontrar que se necesitan medir como mínimo tres variables para poder estimar todos los estados, es decir, que la matriz  $O$  sea de rango completo (ver ecuación (5.15)). Sin embargo, es posible estimar todas las variables del sistema utilizando solamente dos mediciones. Para esto, el modelo del observador divide al sistema en dos subsistemas, en el que se utiliza como entrada  $i_{L2}$ ,  $v_{C2}$  y la acción de control  $u$ . Tomando como referencia el modelo definido en (5.6), éste se puede dividir como:

$$\Delta = \begin{bmatrix} \overbrace{\begin{matrix} 0 & -1/L_1 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 1/L_2 & 0 \end{matrix}}^{\Delta_1} & \overbrace{\begin{matrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_2 \end{matrix}}^{\sigma_1} & \begin{matrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \\ \hline \begin{matrix} 0 & 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 & -1/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega^2 & 0 \end{matrix} & \overbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega^2 & 0 \end{matrix}}^{\Delta_2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1a})$$

$$\Gamma = \left[ \underbrace{\begin{matrix} E/L_1 & 0 & 0 \end{matrix}}_{\Gamma_1} \middle| \begin{matrix} 0 & 0 & 0 \end{matrix} \right]^T \quad (\text{B.1b})$$

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1c})$$

$$\Phi_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1d})$$

Tomando como base la ecuación general que define a un observador de orden completo dada en (5.8), el modelo representado en la ecuación (B.1) se puede dividir en dos subsistemas, los cuales se pueden escribir como:

$$\dot{\hat{\tau}}(t) = \Delta_1 \hat{\tau}(t) + \Gamma_1 u(t) + \sigma_1 v_{C_2} + \varrho_1 [i_{L_2} - \Phi_1 \hat{\tau}(t)] \quad (\text{B.2a})$$

$$\dot{\hat{\nu}}(t) = \Delta_2 \hat{\nu}(t) + \sigma_2 i_{L_2} + \varrho_2 [v_{C_2} - \Phi_2 \hat{\nu}(t)] \quad (\text{B.2b})$$

donde  $\hat{\tau} = [\hat{i}_{L_1} \ \hat{v}_{C_1} \ \hat{i}_{L_2}]^T = [\hat{\tau}_1 \ \hat{\tau}_2 \ \hat{\tau}_3]^T$  y  $\hat{\nu} = [\hat{v}_{C_2} \ \hat{i}_0 \ \hat{i}_0]^T = [\hat{\nu}_1 \ \hat{\nu}_2 \ \hat{\nu}_3]^T$  corresponden a los estados estimados,  $\varrho_1$  y  $\varrho_2$  son las ganancias de los observadores.  $\Phi_1$  y  $\Phi_2$  corresponden a las matrices de las variables de salida ( $i_{L_2}$  y  $v_{C_2}$  respectivamente). Simplificando (B.2) se puede obtener:

$$\dot{\hat{\tau}}(t) = (\Delta_1 - \varrho_1 \Phi_1) \hat{\tau}(t) + \Gamma_1 u(t) + \sigma_1 v_{C_2} + \varrho_1 i_{L_2} \quad (\text{B.3a})$$

$$\dot{\hat{\nu}}(t) = (\Delta_2 - \varrho_2 \Phi_2) \hat{\nu}(t) + \sigma_2 i_{L_2} + \varrho_2 v_{C_2} \quad (\text{B.3b})$$

donde  $\varrho_1 i_{L_2}$  y  $\varrho_2 v_{C_2}$  corresponden a los términos de corrección.  $\sigma_1 v_{C_2}$  y  $\sigma_2 i_{L_2}$  son las entradas de cada uno de los observadores.

## Elección de la Matriz de ganancia $\varrho$

Al igual que las secciones 5.2.2 y 5.3.1, las matrices de ganancias  $\varrho_1$  y  $\varrho_2$  se eligieron por medio de posicionamiento de polos. El polinomio característico de las matrices  $(\Delta_1 - \varrho_1 \Phi_1)$  y  $(\Delta_2 - \varrho_2 \Phi_2)$  se eligió como:

$$\varphi(s) = \left( s - \frac{p_3}{\sqrt{2}} \right) \left( s - \frac{p_4}{\sqrt{2}} \right) \left( s - \frac{10 \operatorname{Re}(p_3)}{\sqrt{2}} \right) \quad (\text{B.4})$$

dando como resultado las siguientes matrices de ganancia:

$$\varrho_1 = \begin{bmatrix} 70424 & 2,92 \times 10^6 & 1,5 \times 10^4 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5a})$$

$$\varrho_2 = \begin{bmatrix} 1,5 \times 10^5 & -5720.3 & 6,6 \times 10^7 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5b})$$

Errores de estimación y medición en RMS				
Fase	$\hat{i}_{L1}$ (mA)	$\hat{v}_{C1}$ (V)	$\hat{i}_{L2}$ (mA)	$\hat{v}_{C2}$ ( $\mu$ V)
A	731,47	6,82	47,09	264,18
B	728,39	6,77	46,78	262,04
C	733,77	6,84	47,25	231,28
Promedio	731,21	6,81	47,04	252,50

Tabla B.1: Error RMS de estado estacionario con observador de orden completo a partir de dos mediciones.

## B.1. Resultados de simulación

A partir de lo planteado anteriormente, se simuló el sistema propuesto. En la tabla B.1 se muestran los errores de estado estacionario de los estados estimados. En la figura B.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema completo implementado con el observador propuesto y su respectivo controlador. En la figura B.2 se muestra la acción de control  $u$ , la cual es obtenida a partir de la ecuación (5.19), utilizando los estados estimados obtenidos a partir de la ecuación (B.3). Las figuras B.3 y B.5 muestran las corrientes estimadas  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  con sus respectivos errores de estimación. De igual manera, en las figuras B.4 y B.6 se muestran las tensiones estimadas  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$  con sus errores. Finalmente en las figuras B.7 y B.8 se muestran la corriente de carga estimada  $\hat{i}_0$  y su derivada  $\dot{\hat{i}}_0$  respectivamente.

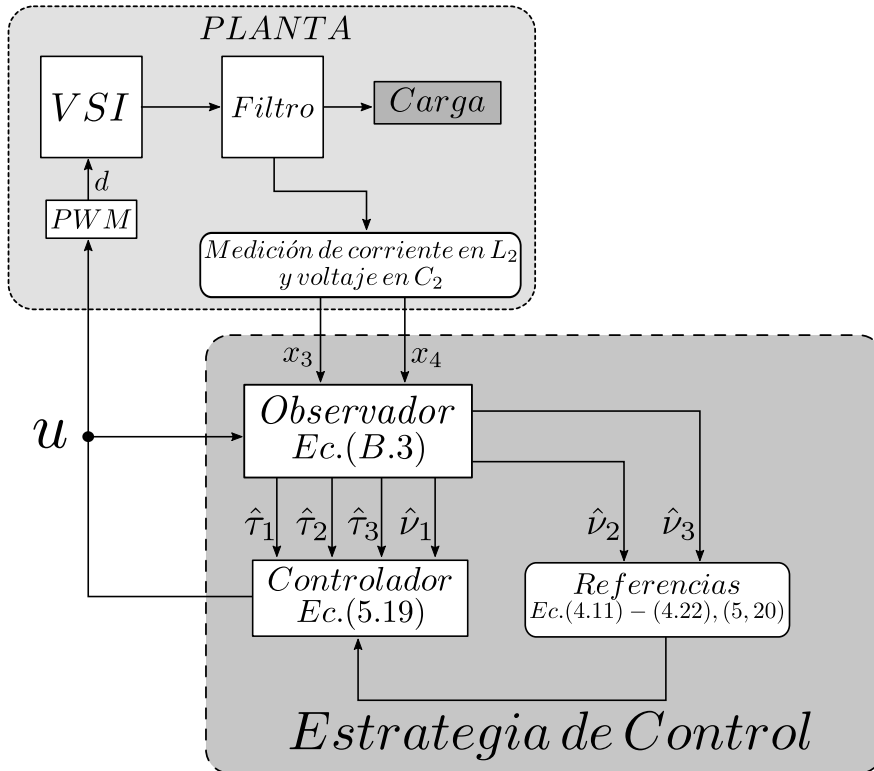


Figura B.1: Diagrama de bloques del sistema implementado con el modelo de observador de orden completo propuesto.

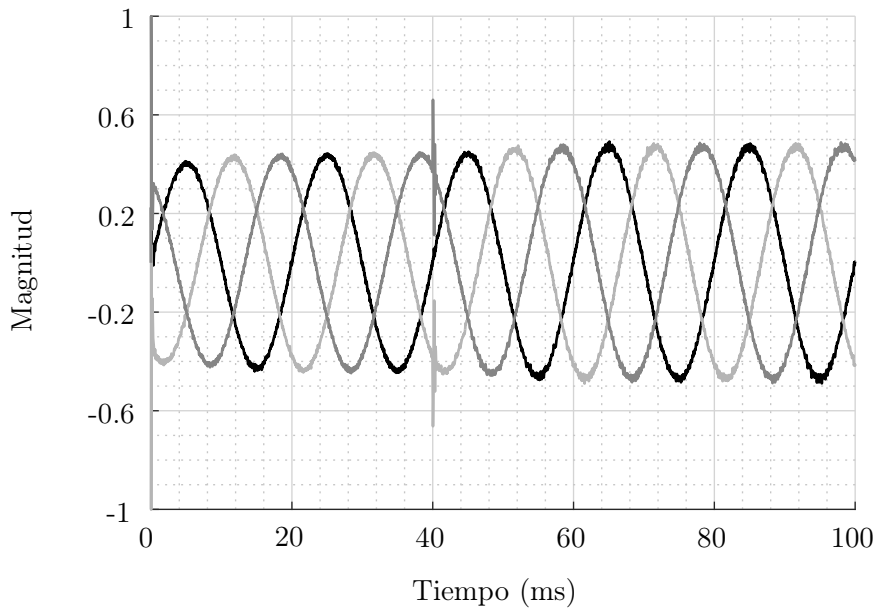


Figura B.2: Señal de control  $u_{abc}$  con estados estimados.

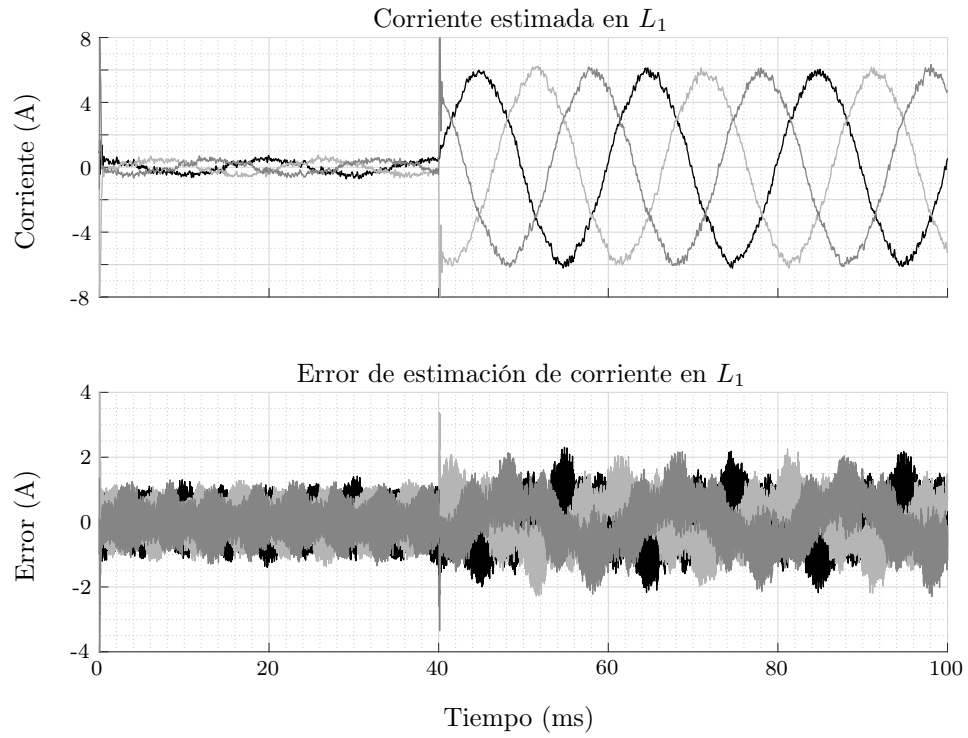


Figura B.3: Corriente en  $L_1$  estimada junto con su respectivo error.

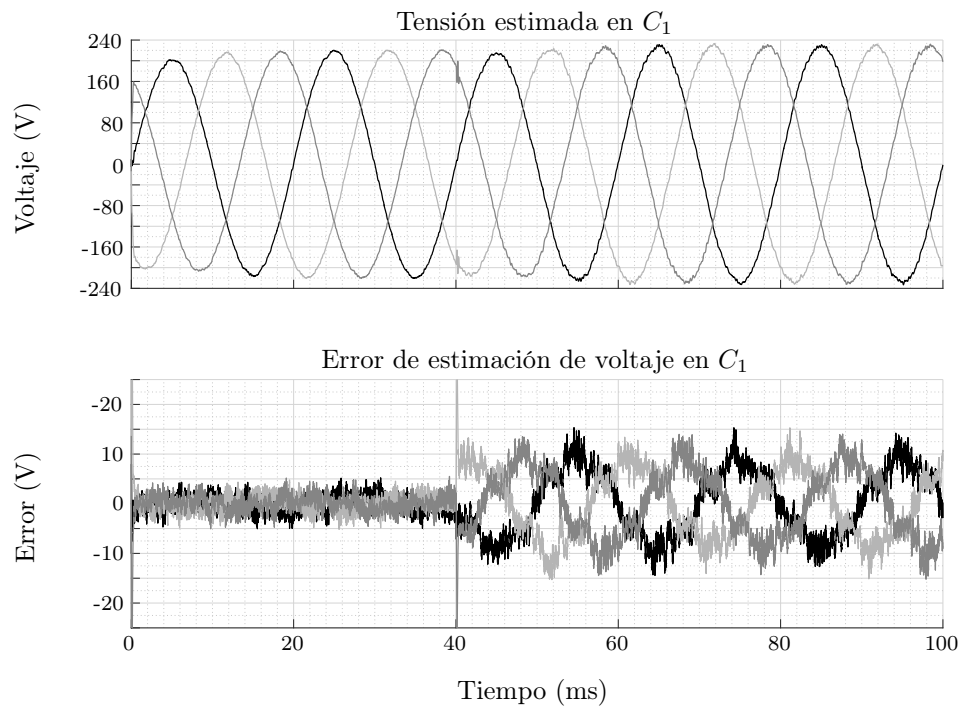


Figura B.4: Tensión en  $C_1$  estimada junto con su respectivo error.

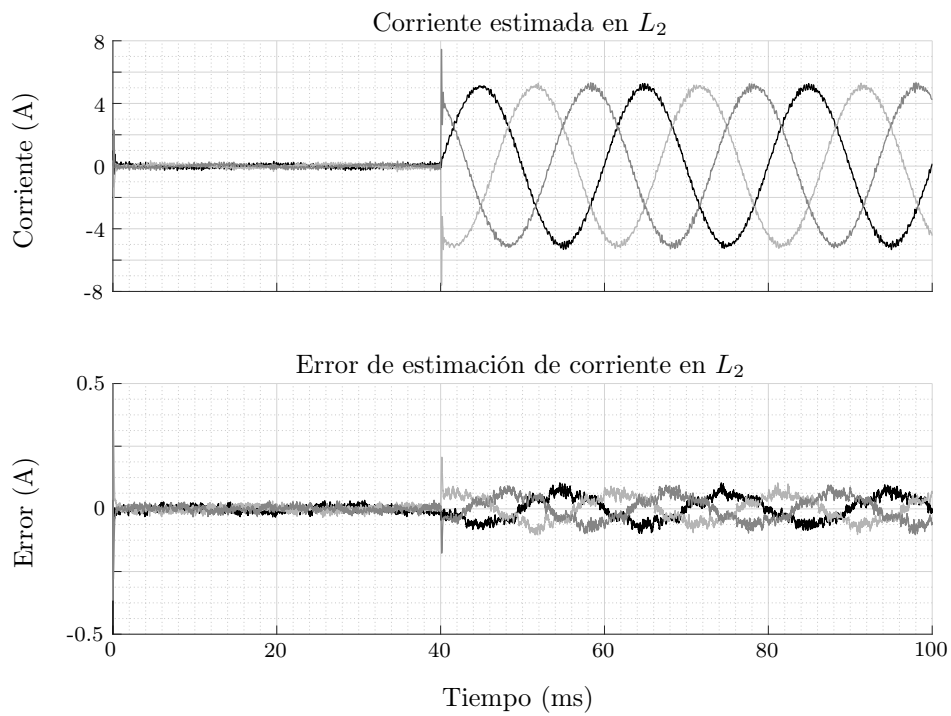


Figura B.5: Corriente en  $L_2$  estimada junto con su respectivo error.

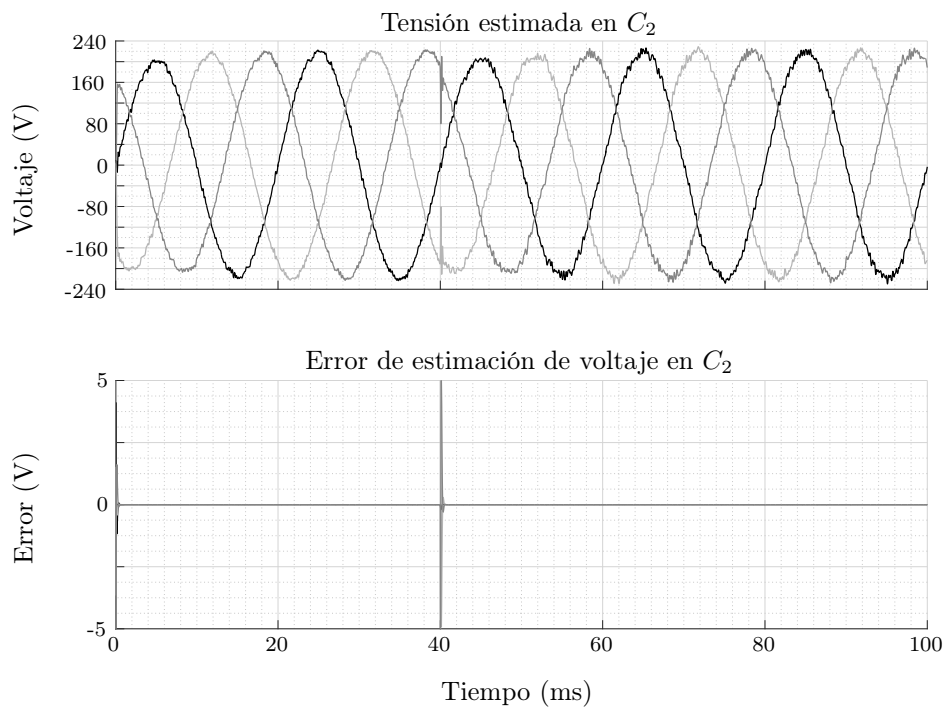


Figura B.6: Tensión en  $C_2$  estimada junto con su respectivo error.

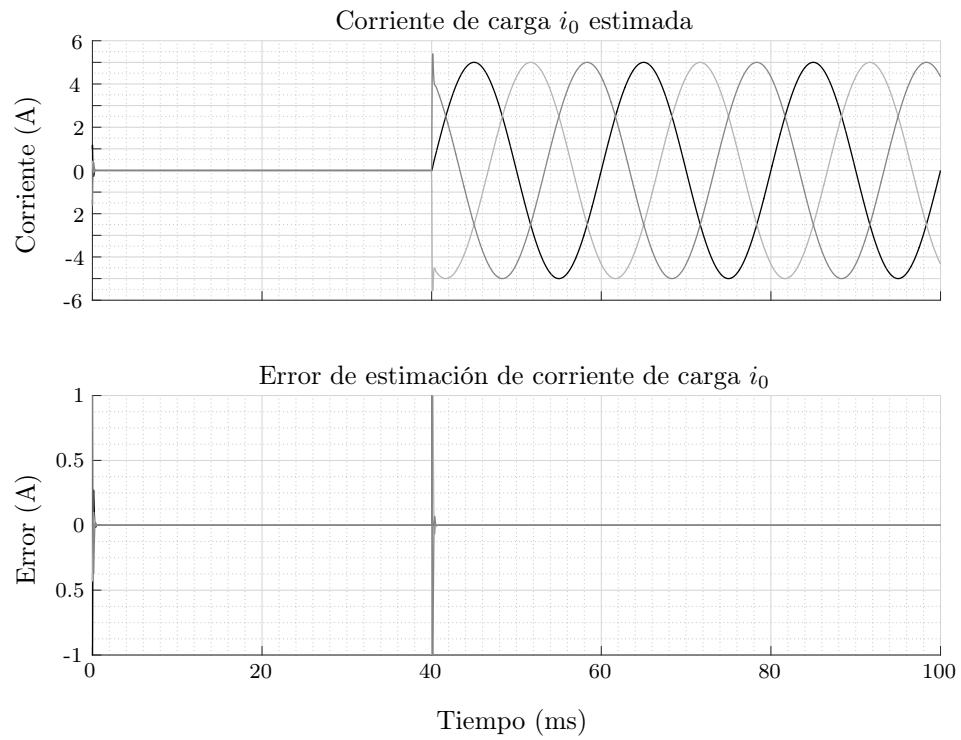


Figura B.7: Corriente de carga  $i_0$  y su error.

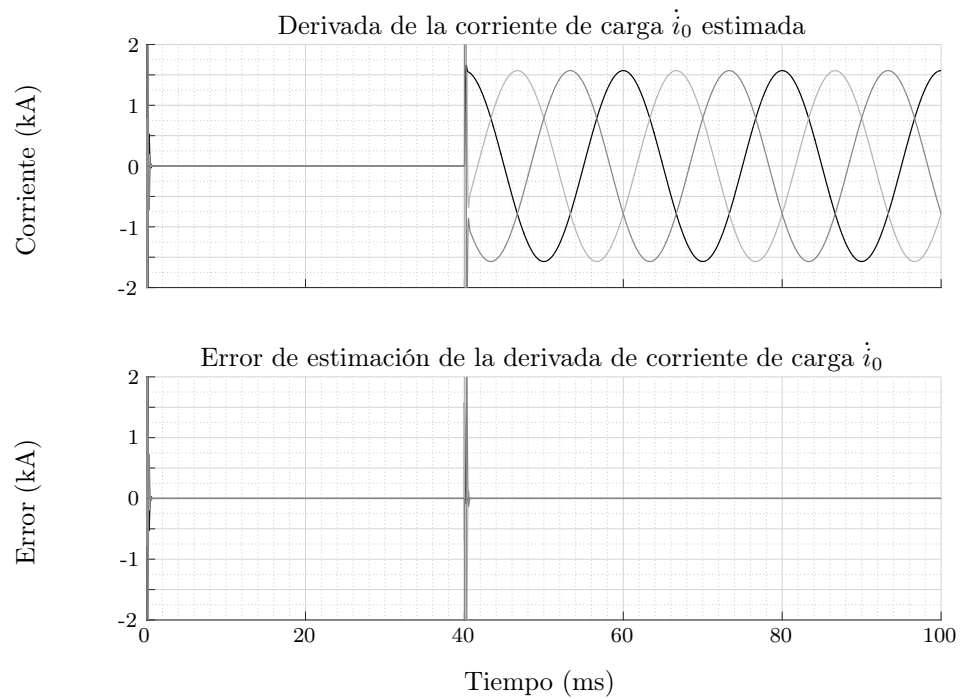


Figura B.8: Derivada de la corriente de carga  $\dot{i}_0$  y su error.





---

## Bibliografía

- [1] Frede Blaabjerg, Yongheng Yang, Dongsheng Yang, and Xiongfei Wang. Distributed power-generation systems and protection. *Proc. IEEE*, 105(7):1311–1331, 2017. (citado en página 1)
- [2] F. Blaabjerg and D.M. Ionel. *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB and ANSYS*. Taylor & Francis, 2017. (citado en página 1)
- [3] Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Adrian V Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 53(5):1398–1409, 2006. (citado en página 1)
- [4] Ali Ipakchi and Farrokh Albuyeh. Grid of the future. *IEEE power and energy magazine*, 7(2):52–62, 2009. (citado en página 2)
- [5] Concettina Buccella, Carlo Cecati, and Hamed Latafat. Digital control of power converters. A survey. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(3):437–447, 2012. (citado en página 2)
- [6] Ali Bidram, Frank L Lewis, and Ali Davoudi. Distributed control systems for small-scale power networks: Using multiagent cooperative control theory. *IEEE Control Systems*, 34(6):56–77, 2014. (citado en página 2)
- [7] Nouredine Hadjsaid, J-F Canard, and Frederic Dumas. Dispersed generation impact on distribution networks. *IEEE Computer Applications in power*, 12(2):22–28, 1999. (citado en página 2)

- 
- [8] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, and Samir Kouro. *Power conversion and control of wind energy systems*, volume 76. John Wiley & Sons, 2011. (citado en página 3)
- [9] JM Gurrero, L Garcia De Vicuna, and Javier Uceda. Uninterruptible power supply systems provide protection. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 1(1):28–38, 2007. (citado en página 3)
- [10] IEEE Standards Association et al. Ieee recommended practice and requirement for harmonic control in electric power systems. *IEEE Standard*, 519, 2014. (citado en página 4, 10)
- [11] International Electrotechnical Commission et al. Electromagnetic compatibility (emc)-part 4-30: Testing and measurement techniques-power quality measurement methods. *IEC 61000-4-30*, 2003. (citado en página 4)
- [12] Federico De Bosio, Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Francisco D Freijedo, Michele Pastorelli, and Josep M Guerrero. Effect of state feedback coupling and system delays on the transient performance of stand-alone vsr with lc output filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(8):4909–4918, 2016. (citado en página 4, 29)
- [13] Sergio Vazquez, Abraham Marquez, Jose I Leon, Leopoldo G Franquelo, and Tobias Geyer. Fcs-mpc and observer design for a vsr with output lc filter and sinusoidal output currents. In *Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2017 11th IEEE International Conference on*, pages 677–682. IEEE, 2017.
- [14] C Dirscherl and CM Hackl. Model predictive current control with analytical solution and integral error feedback of doubly-fed induction generators with lc filter. In *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2017 IEEE International Symposium on*, pages 25–30. IEEE, 2017.
- [15] Maziar Babaei, Thaer Qunais, and Sherif Abdelwahed. A linear quadratic tracking based voltage controller for vsr; mvdc shipboard power system application. In *Power & Energy Society General Meeting, 2017 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2017.
- [16] Jung-Min Park, Kang-Hyun Lee, Yun-Ji Park, Jung-Hyo Lee, and Chung-Yuen Won. Predictive control for single-phase multi-module ups inverters with output lc filter modeling. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017 20th International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2017. (citado en página 29)

- [17] Dong-Eok Kim and Dong-Choon Lee. Feedback linearization control of three-phase ups inverter systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(3):963–968, 2010. (citado en página 4, 45, 122)
- [18] Jose M Sosa, Edgar D Silva-Vera, Gerardo Vazquez, Gerardo Escobar, and Panfilo R Martinez-Rodriguez. Experimental validation for an open-loop lcl output filter buck converter. pages 1–6, 2017. (citado en página 4, 29, 120)
- [19] Gerardo Escobar Valderrama, Aleksandar M Stankovic, and Paolo Mattavelli. Dissipativity-based adaptive and robust control of ups in unbalanced operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(4):1056–1062, 2003. (citado en página 4, 45)
- [20] Egon Ortjohann, Alaa Mohd, Nedzad Hamsic, Danny Morton, and Osama Omari. Advanced control strategies for three-phase grid inverters with unbalanced loads for pv/hybrid power systems. In *the 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference, Dresden, Germany*, 2006. (citado en página 4)
- [21] Zheng Zeng, Huan Yang, Rongxiang Zhao, and Chong Cheng. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 24:223–270, 2013.
- [22] P Monica and M Kowsalya. Control strategies of parallel operated inverters in renewable energy application: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 65:885–901, 2016. (citado en página 4)
- [23] Gerardo Escobar, Paolo Mattavelli, Alex M Stankovic, Andrs A Valdez, and Jesus Leyva-Ramos. An adaptive control for ups to compensate unbalance and harmonic distortion using a combined capacitor/load current sensing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2):839–847, 2007. (citado en página 4)
- [24] Mausamjeet Khatua, Ashish Kumar, Dragan Maksimović, and Khurram K Afridi. A high-frequency lcl network based resonant dc-dc converter for automotive led driver applications. In *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–7. IEEE, 2018. (citado en página 4)
- [25] Michal Frivaldsky, Michal Pridala, and Branislav Dobrucky. Comparative analysis and circuit simulation of lcl inverter with both voltage and current dc-output using correction design procedure. In *Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), 2017 19th International Conference on*, pages 33–36. IEEE, 2017. (citado en página 4)

- 
- [26] Sang-Ho Moon, Sung-Tak Jou, and Kyo-Beum Lee. State-space average modeling of bidirectional dc-dc converter for battery charger using lcl filter. pages 224–229, 2014. (citado en página 4, 29, 120)
- [27] AE Leon, JA Solsona, C Busada, H Chiacchiarini, and MI Valla. A novel feedback/feedforward control strategy for three-phase voltage-source converters. In *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pages 3391–3396. IEEE, 2007. (citado en página 5)
- [28] AE Leon, JA Solsona, and MI Valla. Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters. *IET power electronics*, 3(5):668–680, 2010. (citado en página 5, 122)
- [29] David Porras Fernández, Sebastian Gomez Jorge, Claudio Busada y Jorge Solsona. Estrategia de control para un convertidor cc-ca reductor con filtro de salida lcl que alimenta una carga tipo fuente de corriente desconocida. In *XVII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control - RPIC*, 2017. (citado en página 6, 121)
- [30] David Porras Fernández, Sebastian Gomez Jorge, Claudio Busada y Jorge Solsona. Control strategy for a three-phase dc-ac converter with an output lcl filter that feeds an unknown load current source. In *26<sup>o</sup> Congreso Argentino de Control Automático - AADECA*, 2018. (citado en página 6, 121)
- [31] Fang Lin Luo and Hong Ye. *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*. Crc Press, 2016. (citado en página 9, 18, 20, 21)
- [32] Bhim Singh, Brij N Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad, Ashish Pandey, and Dwarka P Kothari. A review of three-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 51(3):641–660, 2004. (citado en página 10, 13)
- [33] Sachin Madhusoodhanan, Awneesh Tripathi, Dhaval Patel, Krishna Mainali, Arun Kadavelugu, Samir Hazra, Subhashish Bhattacharya, and Kamalesh Hatua. Solid-state transformer and mv grid tie applications enabled by 15 kv sic igbts and 10 kv sic mosfets based multilevel converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4):3343–3360, 2015. (citado en página 10)
- [34] Arun Kadavelugu, Subhashish Bhattacharya, Sei-Hyung Ryu, Edward Van Brunt, David Grider, Anant Agarwal, and Scott Leslie. Characterization of 15 kv sic n-igbt and its application considerations for high power converters. In *Energy Con-*

- version *Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pages 2528–2535. IEEE, 2013.
- [35] P Thirumoorthi and N Yadaiah. Design of current source hybrid power filter for harmonic current compensation. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 52:78–91, 2015.
- [36] Leonardo B Garcia Campanhol, Sérgio A Oliveira da Silva, and Alessandro Goedtel. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. *IET Power Electronics*, 7(11):2825–2836, 2014.
- [37] Hesam Mirzaee, Ankan De, Awneesh Tripathi, and Subhashish Bhattacharya. Design comparison of high-power medium-voltage converters based on a 6.5-kv si-igbt/si-pin diode, a 6.5-kv si-igbt/sic-jbs diode, and a 10-kv sic-mosfet/sic-jbs diode. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4):2728–2740, 2014.
- [38] Arun Kadavelugu and Subhashish Bhattacharya. Design considerations and development of gate driver for 15 kv sic igbt. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pages 1494–1501. IEEE, 2014. (citado en página 10)
- [39] IEEE Standards Coordinating Committee et al. Ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std1547-2003*, 2009. (citado en página 10)
- [40] Anil Baitha and Nitin Gupta. A comparative analysis of passive filters for power quality improvement. In *Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015 International Conference on*, pages 327–332. IEEE, 2015. (citado en página 10)
- [41] H Akagi. “modern active filters and traditional passive filters” bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, vol. 54, no. 3. 2006. (citado en página 10)
- [42] Guy Séguier and Francis Labrique. *Power electronic converters: DC-AC conversion*. Springer Science & Business Media, 2012. (citado en página 11)
- [43] Muhammad H Rashid. *Power electronics circuits, devices, and applications*, 2004. Technical report, ISBN 81-297-0229-0, 2004. (citado en página 11, 12, 14, 17, 27)
- [44] Robert Selders. Synchronous rectification in high-performance power converter design. *Power Designer: Expert tips, tricks, and techniques for powerful designs*, (112):1–7, 2008. (citado en página 12)

- 
- [45] Michael Boost and Phoivos D Ziogas. State of the art pwm techniques: A critical evaluation. In *Power Electronics Specialists Conference, 1986 17th Annual IEEE*, pages 425–433. IEEE, 1986. (citado en página 12)
- [46] José R Rodríguez, Juan W Dixon, José R Espinoza, Jorge Pontt, and Pablo Lezana. Pwm regenerative rectifiers: State of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(1):5–22, 2005. (citado en página 12)
- [47] Arkendu Mitra and Sumana Chowdhuri. Analysis of single phase pwm rectifier for different applications. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 98(2):161–169, 2017.
- [48] Marcelo Lobo Heldwein, Samir Ahmad Mussa, and Ivo Barbi. Three-phase multi-level pwm rectifiers based on conventional bidirectional converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(3):545–549, 2010.
- [49] Congwei Liu, Bin Wu, Yaohua Li, and Sanmin Wei. A novel three-phase pwm rectifier/inverter without capacitor in dc-link. In *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, pages 50–53. IEEE, 2007. (citado en página 12)
- [50] J Bauer. Single-phase pulse width modulated rectifier. *Acta Polytechnica*, 48(3), 2008. (citado en página 12)
- [51] Muhammad H Rashid. *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann, 2017. (citado en página 14, 15, 17, 18, 26, 27)
- [52] Rudolf P Severns and Gordon Bloom. *Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits*. Van Nostrand Reinhold Company, 1985. (citado en página 14)
- [53] Marian K Kazimierczuk. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015. (citado en página 17)
- [54] Abraham Pressman. *Switching power supply design*. McGraw-Hill, Inc., 1997. (citado en página 14, 17)
- [55] Ned Mohan and Tore M Undeland. *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007. (citado en página 14, 18)
- [56] Roberto Armín Fantino. Análisis, diseño y construcción de un convertidor cc-cc apto para aplicaciones fotovoltaicas. Tesis de maestría, Universidad Nacional del Sur, 2015. (citado en página 14, 17)

- [57] James F Cox. *Fundamentals of linear electronics: integrated and discrete*. Cengage Learning, 2002. (citado en página 14)
- [58] Keith H Billings and Taylor Morey. *Switchmode power supply handbook*. McGraw-Hill, 2011. (citado en página 15)
- [59] Bin Wu and Mehdi Narimani. *High-power converters and AC drives*, volume 59. John Wiley & Sons, 2017. (citado en página 18)
- [60] Amirnaser Yazdani and Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- [61] M Godoy Simões and Felix A Farret. *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*. John Wiley & Sons, 2016. (citado en página 18)
- [62] Benjamin Sahan, Samuel V Araujo, Christian Noding, and Peter Zacharias. Comparative evaluation of three-phase current source inverters for grid interfacing of distributed and renewable energy systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(8):2304–2318, 2011. (citado en página 18)
- [63] Jingya Dai, Dewei Xu, and Bin Wu. A novel control scheme for current-source-converter-based pmsg wind energy conversion systems. *IEEE Trans. Power Electron*, 24(4):963–972, 2009. (citado en página 18)
- [64] Mohammad Mohammadi, Javad S Moghani, and Jafar Milimonfared. A novel dual switching frequency modulation for z-source and quasi-z-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6):5167–5176, 2018. (citado en página 18)
- [65] Hossein Fathi and Hossein Madadi. Enhanced-boost z-source inverters with switched z-impedance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2):691–703, 2016.
- [66] Kun Yu, Jiyun Zhao, KJ Tseng, Fang Lin Luo, and Miao Zhu. Space vector pulse-width modulation for single-phase full-bridge z-source inverter. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 43(3):374–389, 2015.
- [67] Ebrahim Babaei, Elias Shokati Asl, Mohsen Hasan Babayi, and Sara Laali. Developed embedded switched-z-source inverter. *IET Power Electronics*, 9(9):1828–1841, 2016. (citado en página 18)

- 
- [68] Alex Q Huang, Mariesa L Crow, Gerald Thomas Heydt, Jim P Zheng, and Steiner J Dale. The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: The energy internet. *Proceedings of the IEEE*, 99(1):133–148, 2011. (citado en página 26)
- [69] Hengsi Qin and Jonathan W Kimball. Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer. In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pages 3039–3044. IEEE, 2009.
- [70] Hengsi Qin and Jonathan W Kimball. Solid-state transformer architecture using ac-ac dual-active-bridge converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9):3720–3730, 2013.
- [71] Edward R Ronan, Scott D Sudhoff, Steven F Glover, and Dudley L Galloway. A power electronic-based distribution transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 17(2):537–543, 2002. (citado en página 26)
- [72] Olorunfemi Ojo, Meharegzi Abreham, Sosthenes Karugaba, and Olusola A Komolafe. Carrier-based modulation of non-square multi-phase ac-ac matrix converters. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pages 2141–2146. IEEE, 2010. (citado en página 27)
- [73] Atif Iqbal, Sk Moin Ahmed, and Haitham Abu-Rub. Space vector pwm technique for a three-to-five-phase matrix converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(2):697–707, 2012.
- [74] Sk Moin Ahmed, Atif Iqbal, Haitham Abu-Rub, Jose Rodriguez, Christian A Rojas, and Mohammad Saleh. Simple carrier-based pwm technique for a three-to-nine-phase direct ac-ac converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11):5014–5023, 2011. (citado en página 27)
- [75] Dimitar Arnaudov, Nikolay Hinov, Stoyan Vuchev, and Ivan Nedyalkov. Modeling of multiphase converter for charging of energy storage elements. In *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, pages 1–7. VDE, 2017. (citado en página 27)
- [76] Ashraf Ali Khan, Honnyong Cha, and Hafiz Furqan Ahmed. High-efficiency single-phase ac-ac converters without commutation problem. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(8):5655–5665, 2016. (citado en página 27)



- [77] Milad Basirifar and Abbas Shoulaie. A comparative study of circulating current free and circulating current cycloconverters. In *Power Quality Conference (PQC), 2010 First*, pages 1–4. IEEE, 2010. (citado en página 27)
- [78] Yazhou Liu, Gerald Thomas Heydt, and Ron F Chu. The power quality impact of cycloconverter control strategies. *IEEE Transactions on power delivery*, 20(2):1711–1718, 2005. (citado en página 27)
- [79] GA Gebrehiwet et al. A three-phase ac/ac matrix converter system. (citado en página 27)
- [80] Pawel Szczesniak. Three-phase ac–ac power converters based on matrix converter topology. *Springer*, 2013. (citado en página 27)
- [81] Allan Waters. *Active filter design*. Springer, 1991. (citado en página 29)
- [82] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 49(4):724–738, 2002. (citado en página 29)
- [83] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2010. (citado en página 30, 56, 81, 82, 83)
- [84] Oier Onederra, Inigo Kortabarria, Iñigo Martínez de Alegria, Jon Andreu, and José Ignacio Gárate. Three-phase vsi optimal switching loss reduction using variable switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(8):6570–6576, 2017. (citado en página 33)
- [85] Jae Sik Lim, Changreung Park, Jungho Han, and Young Il Lee. Robust tracking control of a three-phase dc–ac inverter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8):4142–4151, 2014. (citado en página 45)
- [86] Jonatan R Fischer, Juan F Martinez, Marcos G Judewicz, Noelia I Echeverría, and Sergio A González. Robust predictive current control with harmonic compensators for grid-connected vsi. In *Information Processing and Control (RPIC), 2017 XVII Workshop on*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [87] Asim H Syed, MA Abido, and Ralph Kennel. Improved performance of intelligent robust controller for grid-connected vsi. In *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on*, pages 1–9. IEEE, 2016. (citado en página 45)

- 
- [88] Tomas Hornik and Qing-Chang Zhong. A current-control strategy for voltage-source inverters in microgrids based on  $h_{infty}$  and repetitive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3):943–952, 2011. (citado en página 45)
- [89] Lijun Zheng, Fayang Jiang, Jiancheng Song, Yunguang Gao, and Muqin Tian. A discrete time repetitive sliding mode control for voltage source inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017.
- [90] Shunfeng Yang, Peng Wang, Yi Tang, and Lei Zhang. Explicit phase lead filter design in repetitive control for voltage harmonic mitigation of vsi-based islanded microgrids. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 64(1):817–826, 2017.
- [91] Alessandro Lidozzi, Chao Ji, Luca Solero, Fabio Crescimbin, and Pericle Zanchetta. Load-adaptive zero-phase-shift direct repetitive control for stand-alone four-leg vsi. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(6):4899–4908, 2016. (citado en página 45)
- [92] Ton Duc Do, Viet Quoc Leu, Young-Sik Choi, Han Ho Choi, and Jin-Woo Jung. An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12):5660–5672, 2013. (citado en página 45)
- [93] Andreas Liske and Michael Braun. Direct adaptive current control in space vector overmodulation mode. In *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2017 IEEE 12th International Conference on*, pages 715–720. IEEE, 2017. (citado en página 45)
- [94] Ligang Wu, Wei Xing Zheng, and Huijun Gao. Dissipativity-based sliding mode control of switched stochastic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 58(3):785–791, 2013. (citado en página 45)
- [95] Majid Zamani and Murat Arcak. Compositional abstraction for networks of control systems: A dissipativity approach. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 2017. (citado en página 45)
- [96] E-C Chang, T-J Liang, J-F Chen, and F-J Chang. Real-time implementation of grey fuzzy terminal sliding mode control for pwm dc-ac converters. *IET Power Electronics*, 1(2):235–244, 2008. (citado en página 45)
- [97] E Anandha Banu and D Shalini Punithavathani. Selective harmonic elimination in ups—a survey. *International Journal of Scientific and Engineering Research*, 5(4):1–6, 2014. (citado en página 45)

- [98] Patricio Cortés, Gabriel Ortiz, Juan I Yuz, José Rodríguez, Sergio Vazquez, and Leopoldo G Franquelo. Model predictive control of an inverter with output  $lc$  filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):1875–1883, 2009.
- [99] Patricio Cortes, Jose Rodriguez, Cesar Silva, and Alexis Flores. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2):1323–1325, 2012.
- [100] Jose Rodriguez, Marian P Kazmierkowski, Jose R Espinoza, Pericle Zanchetta, Haitham Abu-Rub, Hector A Young, and Christian A Rojas. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2):1003–1016, 2013.
- [101] Sergio Vazquez, Jose I Leon, Leopoldo G Franquelo, Jose Rodriguez, Hector A Young, Abraham Marquez, and Pericle Zanchetta. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(1):16–31, 2014. (citado en página 45)
- [102] Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Pedro Rodriguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, volume 29. John Wiley & Sons, 2011. (citado en página 47, 48)
- [103] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2):1248–1255, July 1951. (citado en página 47)
- [104] Finn Aakre Haugen. *Basic Dynamics and Control*. 08 2010. (citado en página 49)
- [105] Gustavo Sánchez, Minaya Villasana, and Miguel Strefezza. Multi-objective pole placement with evolutionary algorithms. In *International Conference on Evolutionary Multi-Criterion Optimization*, pages 417–427. Springer, 2007. (citado en página 50)
- [106] Roberto A Fantino, Claudio A Busada, and Jorge A Solsona. Optimum pr control applied to lcl filters with low resonance frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):793–801, 2018. (citado en página 54)

- 
- [107] Alon Kuperman. Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10):5341–5345, 2015. (citado en página 54)
- [108] Amin Hasanzadeh, Chris S Edrington, B Maghsoudlou, and H Mokhtari. Optimal lqr-based multi-loop linear control strategy for ups inverter applications using resonant controller. In *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, pages 3080–3085. IEEE, 2011. (citado en página 54)
- [109] Jorge Perez, Santiago Cobrecas, Francisco J Rodriguez, Emilio J Bueno, Ines Sanz, Francisco Huerta, and Robert Grino. Static reference frame lqr optimal state-feedback control for static-series compensators. pages 3776–3781, 2013. (citado en página 56, 57)
- [110] Marian Gaiceanu. Linear quadratic regulator for the three-phase grid connected power converter. 677:472–475, 2013. (citado en página 56)
- [111] International Rectifier. *Insulated Gate Bipolar Transistor with ultrafast soft recovery mode, IRG4PH50UD*, 7 2000. (citado en página 60)
- [112] Jon H Davis. *Foundations of deterministic and stochastic control*. Springer Science & Business Media, 2002. (citado en página 77)
- [113] David G Luenberger. Observing the state of a linear system. *IEEE transactions on military electronics*, 8(2):74–80, 1964. (citado en página 77)
- [114] Sebastian Gomez Jorge, Jorge A Solsona, and Claudio A Busada. Sequences detection of an unbalanced sinusoidal voltage of unknown frequency using a reduced-order observer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 28(3):1499–1507, 2013. (citado en página 89)
- [115] S Gomez Jorge, Jorge A Solsona, and Claudio A Busada. Control scheme for a single-phase grid-tied voltage source converter with reduced number of sensors. *IEEE Trans. Power Electron*, 29(7):3758–3765, 2014. (citado en página 89)