



UNIVERSIDAD  
**NACIONAL**  
DE COLOMBIA

- *Tesis de Maestría* -

Diseño de un sistema de control para un

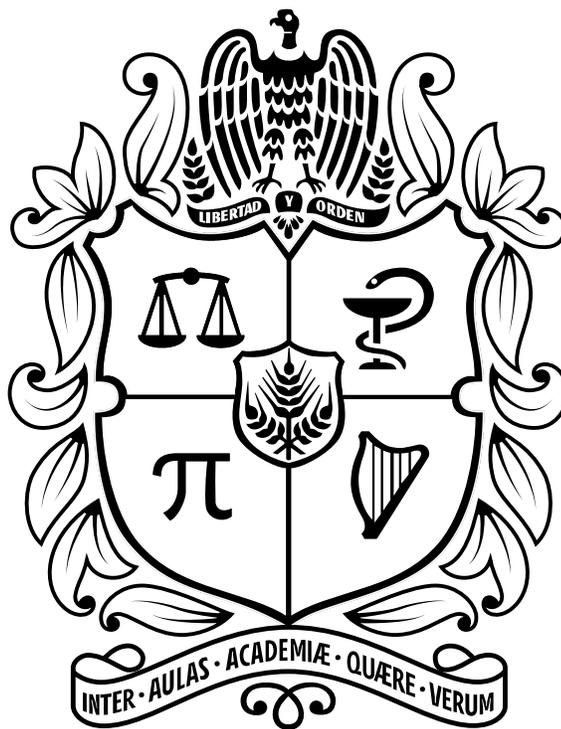
# Compensador de calidad de potencia

Holman Bueno





# Diseño de un Sistema de Control para un Compensador de Calidad de Potencia



**Holman Heiner Bueno Contreras**

Universidad Nacional de Colombia  
Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá, Colombia  
2020

---



# **Diseño de un Sistema de Control para un Compensador de Calidad de Potencia**

**Holman Heiner Bueno Contreras**

Tesis o trabajo de grado presentada(o) como requisito parcial para optar al título de:  
**Magíster en Ingeniería - Automatización Industrial**

**Director:**

Ph.D. Germán Andrés Ramos Fuentes

**Línea de Investigación:**

Control de Convertidores Electrónicos de Potencia

Universidad Nacional de Colombia  
Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Bogotá, Colombia  
2020

---



*A mi compañera de vida y mi apoyo incondicional.*

*A mi padre ,mi madre y a mi hermana*



# Agradecimientos<sup>1</sup>

A la Universidad Nacional de Colombia, Vicerrectoría de Investigación y Extensión de la Facultad de Ingeniería por su apoyo financiero para lograr la implementación experimental del proyecto y la publicación de los resultados en eventos académicos a través del proyecto QUIPU 201010028222 en el marco de la CONVOCATORIA NACIONAL PARA EL APOYO AL DESARROLLO DE TESIS DE POSGRADO O DE TRABAJOS FINALES DE ESPECIALIDADES EN EL ÁREA DE LA SALUD, DE LA UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA 2017-2018.

A mi director de tesis Germán Andrés Ramos por todo su apoyo técnico y administrativo en todas las etapas del proyecto. Cada una de sus recomendaciones y asesorías fueron invaluable y fundamentales para realizar el proyecto y para formarme como un mejor profesional.

A Tatiana Poveda Galvis, por todo el apoyo emocional, técnico y económico a lo largo del desarrollo de este proyecto. Por motivarme, acompañarme día a día y siempre mostrarme las soluciones y perspectivas necesarias ante las dificultades presentadas.

A mi madre por ser un apoyo emocional invaluable.

---

<sup>1</sup>Documento diseñado en Lyx® versión 2.3.3.



# Resumen

Muchas cargas altamente inductivas y cargas no lineales ocasionan altos flujos de potencia reactiva en la red, ya que el factor de potencia en el suministro de energía no es unitario. En consecuencia, el sistema de distribución eléctrica comienza a perder robustez y calidad de potencia en otros nodos. Esto se ve representado en fenómenos, definidos en la norma técnica colombiana NTC 5000-2013, como distorsión de la forma de onda y variaciones de tensión de corta duración como *sags* e *swells*. Con el objetivo de solucionar los inconvenientes mencionados, este documento describe el diseño de un sistema de control basado en un modelo multivariable de un Acondicionador Unificado de Calidad de potencia (UPQC por sus siglas en inglés), haciendo uso de una estructura basada en observador. El controlador diseñado y evaluado muestra tres resultados fundamentales: (1) Compensación de *sags*, e *swells* de tensión, (2) Compensación del factor de potencia percibido por la red eléctrica a un valor unitario, y (3) Reducción del índice de Distorsión Armónica Total de la tensión en las cargas conectadas y en la señal de corriente suministrada por la fuente a valores menores al 5%. Estos resultados fueron corroborados en un entorno experimental de un sistema monofásico.

**Palabras clave:** Calidad de Potencia, Control Resonante, Electrónica de Potencia, PFC, Observador de Estados Extendidos, UPQC.



# Abstract

Many high inductive loads and nonlinear ones cause high reactive power flux in the grid, because the grid Power Factor is not unitary. Accordingly, the power system losses robustness and power quality in other distribution nodes. Then, some PQ problems as waveform distortion and short-duration root-mean-square variations as sags and swells (defined in the colombian standard NTC 5000-2013) take place as the most common issues. Therefore, this document describes an observer based control system design for a multivariable model of an Unified Power Quality Conditioner (UPQC). The implemented controller shows three main results: (1) Voltage sags and swells compensation, (2) grid Power Factor compensation achieving an unitary value and (3) Total Harmonic Distortion index less than 5% for the load voltage and the grid current. Those results was evaluated in an experimental setup for a single phase distribution system.

**Keywords:** Extended state observer, power quality, Resonant control, power electronics, power factor correction, UPQC.



# Contenidos

## CAPÍTULO 1—DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR DE CALIDAD DE POTENCIA

1.1	PROBLEMAS DE CALIDAD DE POTENCIA . . . . .	1
1.2	ACONDICIONADOR UNIFICADO DE CALIDAD DE POTENCIA. . . . .	4
1.2.1	Descripción de un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (UPQC) . . . . .	7
1.2.2	Modos de Operación del UPQC . . . . .	12
1.2.3	Modelo Dinámico del UPQC . . . . .	14
1.2.4	Objetivos de Control y Criterios de Desempeño . . . . .	22

## CAPÍTULO 2—DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

2.1	ARQUITECTURA DEL SISTEMA DE CONTROL. . . . .	25
2.2	RESONADORES E IMP . . . . .	28
2.3	DISEÑO DEL OBSERVADOR DE ESTADOS EXTENDIDOS ESO . . . . .	31
2.4	DISEÑO DEL CONTROL POR REALIMENTACIÓN DE ESTADOS . . . . .	34
2.5	LEY DE CONTROL . . . . .	36
2.6	CONTROL PI DEL ENLACE DC . . . . .	37

## CAPÍTULO 3—DESARROLLO DE LA IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL

3.1	DESCRIPCIÓN GENERAL DEL MONTAJE EXPERIMENTAL . . . . .	43
3.2	MANEJO DE LOS CONVERTIDORES DC/AC . . . . .	46
3.2.1	Conmutación de los convertidores . . . . .	46
3.2.2	Configuración del periférico ePWM . . . . .	48
3.3	ETAPA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES . . . . .	50
3.4	CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE PROTECCIONES . . . . .	52
3.4.1	Protecciones de hardware y de software . . . . .	52
3.4.2	Protecciones contra la corriente <i>inrush</i> . . . . .	54

---

3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL EMULADOR DE FALLAS . . . . .	55
3.5.1 Identificación del modelo dinámico . . . . .	56
3.5.2 Diseño del sistema de control . . . . .	60
3.5.3 Control manual de las perturbaciones . . . . .	62
3.6 IMPLEMENTACIÓN DEL UPQC EN EL DSP . . . . .	62
<b>CAPÍTULO 4—RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	
4.1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS DE EJECUCIÓN DE EXPERIMENTOS . . . . .	69
4.2 COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS . . . . .	71
4.3 COMPENSACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA . . . . .	76
4.4 COMPENSACIÓN DE VARIACIONES DE TENSIÓN . . . . .	80
4.5 ANÁLISIS DE LAS SEÑALES DE CONTROL . . . . .	81
<b>CAPÍTULO 5—CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	
5.1 CONCLUSIONES . . . . .	85
5.2 RECOMENDACIONES. . . . .	88
<b>A. Consideración de los retardos en un modelo en espacio de estados discreto</b>	<b>89</b>
A.1 ESPACIO DE ESTADOS DE SISTEMAS DISCRETOS EN CASCADA . . . . .	89
A.2 SISTEMA DINÁMICO DISCRETO CON RETARDOS . . . . .	90
<b>B. Sistema de Lazo Cerrado de la Arquitectura de Control</b>	<b>93</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	

# Índice de Figuras

1.1. Características de los problemas de calidad de potencia sobre señales sinusoidales. <b>(a)</b> Transitorio, <b>(b)</b> Distorsión Armónica, <b>(c)</b> Variaciones de tensión de corta duración , <b>(d)</b> Variación del factor de potencia. . . . .	3
1.2. Pérdidas económicas asociadas a los problemas de calidad de potencia. <b>(a)</b> Pérdidas asociadas a cada sector, <b>(b)</b> Pérdidas asociadas a los tipos de perturbaciones según su duración. . . . .	5
1.3. Filtro activo para la compensación de corriente. . . . .	6
1.4. Topologías de Restauradores Dinámicos de Tensión. <b>(a)</b> Topología fundamental, <b>(b)</b> DVR basado en convertidores AC/AC. . . . .	6
1.5. Topologías de restauradores dinámicos de tensión con rectificador <b>(a)</b> Del lado de la red, <b>(b)</b> Del lado de la carga. . . . .	7
1.6. Descripción de las etapas de un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia UPQC. . . . .	8
1.7. Convertidor AC/DC de puente completo usado en el sistema UPQC. . . . .	9
1.8. Uso de filtros pasivos para eliminar las componentes de modulación de alta frecuencia de los convertidores. <b>(a)</b> Respuesta el dominio del tiempo, <b>(b)</b> Espectro de una señal PWM y respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia. . . . .	10
1.9. Comportamiento de los nodos entre el UPQC y el sistema red-carga. . . . .	11
1.10. Modo de Operación del UPQC en condiciones de compensación estacionaria. <b>(a)</b> Flujos de potencia sin UPQC, <b>(b)</b> Flujos de potencia, tensión y corriente con un UPQC funcionando para compensación de perturbaciones estacionarias. . . . .	13
1.11. Modo de operación del UPQC cuando hay variaciones de tensión. <b>(a)</b> Caso para un <i>sag</i> , <b>(b)</b> Caso para un <i>swell</i> . . . . .	15
1.12. Circuito equivalente de un UPQC monofásico. . . . .	17
1.13. Corrientes sobre el enlace DC para extraer el modelo dinámico asociado. . . . .	18

---

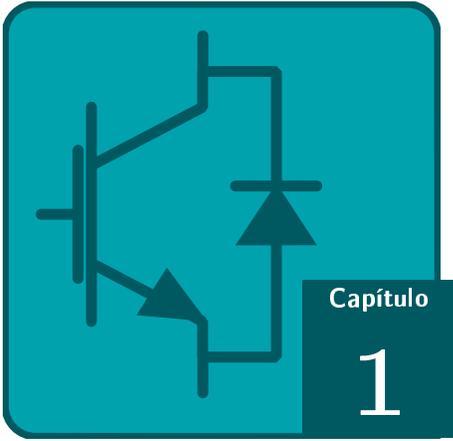
1.14. Criterio de selección del tiempo de muestreo con base en la inclusión de todos los valores propios del modelo continuo. . . . .	21
1.15. Criterio de compensación para variaciones de amplitud de tensión. . . . .	23
2.1. Perturbaciones equivalentes a la entrada del modelo UPQC multivariable. <b>(a)</b> Diagrama en espacio de estados con la perturbación de estado original, <b>(b)</b> Perturbación equivalente a la entrada. . . . .	26
2.2. Arquitectura de control propuesta para el UPQC. . . . .	27
2.3. Respuesta en frecuencia de un resonador. . . . .	29
2.4. Implementación del resonador compuesto dentro del criterio del IMP. <b>(a)</b> Caso para un controlador, <b>(b)</b> Caso para un observador. . . . .	31
2.5. Reducción del sistema de control para la sintonización óptima de la matriz de realimentación de estados. . . . .	35
2.6. Diagrama de flujo para la sintonización del sistema de control del UPQC. . . . .	38
2.7. Reducción del sistema de lazo cerrado para el diseño del sistema de control PI del enlace DC. <b>(a)</b> Reducción del lazo cerrado UPQC, <b>(b)</b> Sistema simplificado en una arquitectura de realimentación unitaria. . . . .	39
2.8. Respuesta en frecuencia del sistema $G_{dc}$ desde cada una de las entradas hacia la salida. . . . .	40
3.1. Montaje experimental del sistema de control del UPQC. <b>(a)</b> Configuración experimental en el Laboratorio de Control UNAL, <b>(b)</b> Etapas de la implementación, . . . . .	45
3.2. Módulo de conexión de cargas. . . . .	46
3.3. Estados de la conmutación unipolar sobre un convertidor DC/AC monofásico. <b>(a)</b> Semiciclo positivo, <b>(b)</b> Semiciclo negativo. . . . .	47
3.4. Señales moduladoras y de salida de un convertidor DC/AC sobre una conmutación unipolar. . . . .	48
3.5. Representación del deadband configurado en el ePWM. . . . .	49
3.6. Etapa de acondicionamiento y adquisición de señales de tensión y corriente. <b>(a)</b> Etapas para adquisición de señales de tensión, <b>(b)</b> Etapas para la adquisición de señales de corriente del UPQC, <b>(c)</b> Etapas de adquisición de señales de corriente para el emulador de fallas. . . . .	51
3.7. Esquema del circuito de la etapa de acondicionamiento del rango de corriente. . . . .	52
3.8. Esquema general de protecciones implementadas en el UPQC. . . . .	53
3.9. Implementación de las protecciones de software. . . . .	54
3.10. Generación de una corriente <i>inrush</i> sobre rectificadores. . . . .	55

---

3.11. Supresión de corriente <i>inrush</i> con una resistencia y relé. . . . .	55
3.12. Implementación experimental del emulador de fallas de tensión. . . . .	56
3.13. Resultados de la identificación de un modelo en espacio de estados para el emulador de fallas. <b>(a)</b> Entrada señal diente de sierra, <b>(b)</b> Entrada señal cuadrada, <b>(c)</b> Señal sinusoidal de 200Hz. . . . .	58
3.14. Estimación de los parámetros de inductancia y resistencia de pérdidas. <b>(a)</b> Diagrama de flujo de la estimación comparando los sistemas teórico e identificado, <b>(b)</b> Resultado de la estimación comparando los modelos discretos teórico e identificado. . . . .	59
3.15. Arquitectura de control para el emulador de fallas de tensión. . . . .	60
3.16. Respuesta transitoria del controlador red de adelanto y resonador sobre el emulador de fallas de tensión. <b>(a)</b> Cambio de referencia 0 a 100V, <b>(b)</b> Cambio de referencia de 100V a 60V emulando un <i>sag</i> . . . . .	61
3.17. Esquema de control manual del emulador de fallas. . . . .	62
3.18. Implementación experimental del UPQC. . . . .	63
3.19. Esquema general de la programación del sistema de control. . . . .	64
3.20. Esquema de generación de referencias para el sistema de control del UPQC. . . . .	65
3.21. Implementación de un PLL. . . . .	65
3.22. Activación del sistema de lazo cerrado. <b>(a)</b> Esquema de la etapa, <b>(b)</b> Relación entre las señales de entrada y salida de la etapa. . . . .	66
3.23. Bloques de programación en el DSP para el el manejo del UPQC. . . . .	67
3.24. Secuencia de inicio de operación para el sistema de control del UPQC. . . . .	68
4.1. Respuesta en frecuencia del sistema de control aplicado al UPQC. . . . .	72
4.2. Resultados experimentales para la prueba "R_50". <b>(a)</b> Espectro de las señales, <b>(b)</b> Señales en el dominio del tiempo. . . . .	73
4.3. Resultados experimentales para la prueba "RL_30". <b>(a)</b> Espectro de las señales, <b>(b)</b> Señales en el dominio del tiempo. . . . .	74
4.4. Resultados experimentales para la prueba "RNL_50". <b>(a)</b> Espectro de las señales, <b>(b)</b> Señales en el dominio del tiempo. . . . .	75
4.5. Compensación de factor de potencia para el experimento "R_30". <b>(a)</b> Medidas de potencia del lado de la fuente, <b>(b)</b> Medidas de potencia del lado de la carga. <b>(c)</b> Comparación de la fase entre $v_s, i_s$ . . . . .	78
4.6. Compensación de factor de potencia para el experimento "RL_30". <b>(a)</b> Medidas de potencia del lado de la fuente, <b>(b)</b> Medidas de potencia del lado de la carga. <b>(c)</b> Comparación de la fase entre $v_s, i_s$ . . . . .	79

---

4.7. Compensación de factor de potencia para el experimento “RNL_80”. <b>(a)</b> Medidas de potencia del lado de la fuente, <b>(b)</b> Medidas de potencia del lado de la carga. <b>(c)</b> Comparación de la fase entre $v_s, i_s$ . . . . .	80
4.9. Resultados experimentales de las señales de control. <b>(a)</b> Experimento “RL_30”, <b>(b)</b> Experimento “RNL_50”, <b>(c)</b> Experimento “R_80” y <b>(d)</b> Experimento de compensación de un <i>sag</i> . . . . .	82
4.8. Resultados de compensación de variaciones de tensión para el experimento “R_50”. <b>(a)</b> Compensación de un <i>sag</i> , <b>(b)</b> Compensación de un <i>swell</i> , <b>(c)</b> Variación de la tensión en el enlace DC. . . . .	83
A.1. Simplificación de dos sistemas en cascada. . . . .	89
A.2. Inclusión de retardos en un sistema dinámico. . . . .	90



# Descripción del Compensador de Calidad de Potencia

---

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

### 1.1 PROBLEMAS DE CALIDAD DE POTENCIA

### 1.2 ACONDICIONADOR UNIFICADO DE CALIDAD DE POTENCIA

---

En este capítulo se describen aspectos fundamentales del compensador de calidad de potencia monofásico, a partir de las perturbaciones más comunes que se presentan en un sistema de distribución eléctrica. Se describe la topología seleccionada del compensador, el modelo dinámico del sistema y por último la justificación de la implementación de un control realimentado con base en la descripción de los criterios de desempeño deseados.

## 1.1 PROBLEMAS DE CALIDAD DE POTENCIA

---

La Calidad de Potencia (PQ), según lo define la norma técnica colombiana NTC5000-2013 [1], consiste en una serie de características físicas que deben cumplir las señales de tensión y corriente en cada una de las etapas de un sistema de potencia, en especial en la distribución de energía a los nodos de carga que permiten satisfacer las necesidades requeridas por el usuario de la electricidad. En Calidad de Potencia se definen varios tipos de perturbaciones de tensión y corriente a partir con base en el estándar IEEE 1159-2019 [2] y la norma técnica NTC5000-2013. Estas perturbaciones se dividen en las siguientes categorías:

1. Transitorios descritos como cambios de frecuencia repentinos que se presentan de forma aleatoria en las señales de tensión y/o corriente. Estos cambios suelen ser oscilatorios con

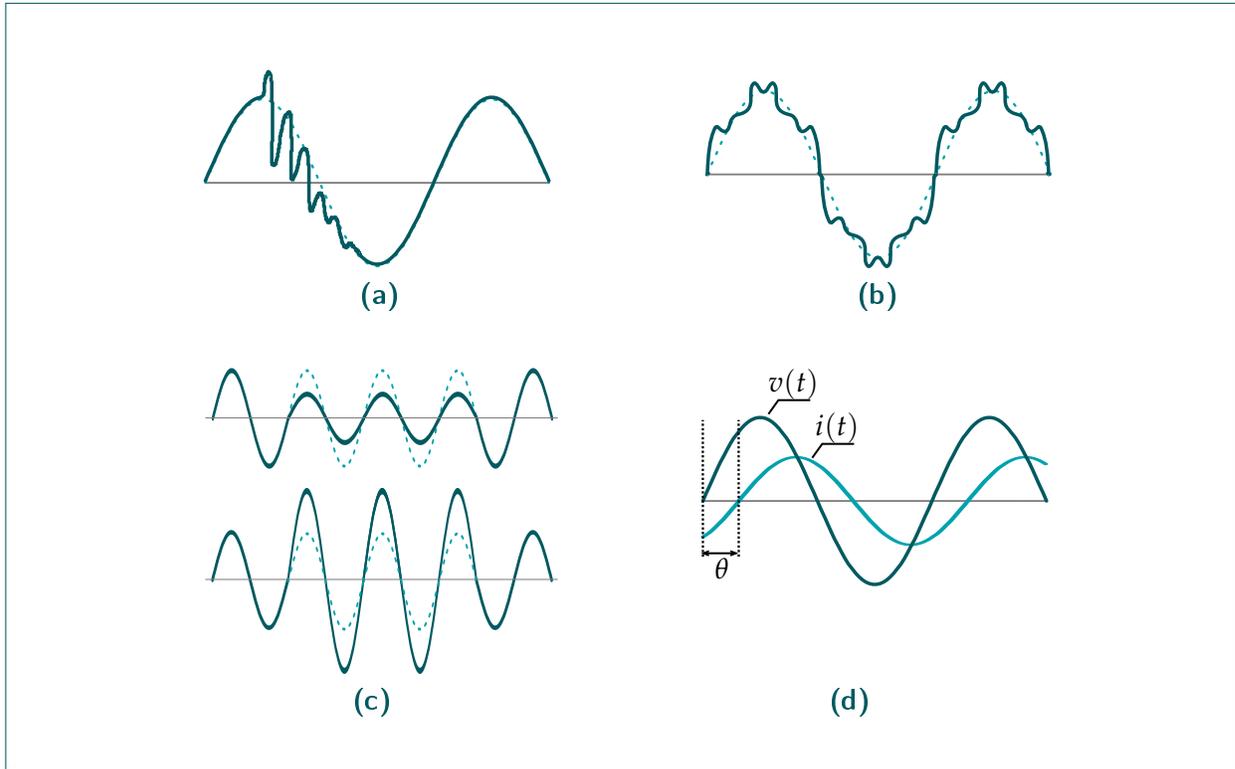
## 1. DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR DE CALIDAD DE POTENCIA

---

frecuencias menores a 5KHz, aunque el estándar IEEE 1159-2019 también clasifica los transitorios de media y alta frecuencia hasta valores de 5MHz.

2. Variaciones de corta duración que consisten en cambios en el valor RMS de la señal de tensión (en este documento se hará referencia a este tipo de fallas de PQ como “variaciones de tensión”). En esta categoría se encuentran los *sags* y los *swells* con duración entre medio ciclo de señal y un minuto. Las variaciones instantáneas se describen entre 0.5 y 30 ciclos de señal, mientras que las variaciones momentáneas se extienden entre 30 ciclos y 3 segundos. Para el caso de variaciones temporales se dan entre 3 segundos y un minuto de duración. Para cada clasificación de las variaciones se definen límites de amplitud entre 0.1 y 0.9 [pu] para el caso de los *sags*, mientras que los *swells* pueden variar entre 1.1 a 1.8 [pu]. El procedimiento de evaluación para una variación RMS de corta duración, según lo menciona la norma técnica colombiana NTC5001-2008 [3], tiene en cuenta la magnitud y la duración del *sag* o del *swell* a partir del procedimiento de medición detallado en el estándar IEC 61000-4-30:2015 [4]. La magnitud de una variación de tensión se refiere a la máxima desviación del valor RMS con respecto al valor RMS nominal de la red eléctrica. La duración es el tiempo medido en que el valor eficaz de tensión cae o aumenta por debajo o por encima del umbral, hasta que el valor RMS de tensión retorne a un valor entre 0.9 y 1.1 [pu].
3. Variaciones RMS de tensión de larga duración donde se experimentan cambios de tensión superiores a un minuto. En este caso, las variaciones se presentan en intervalos del 90 % al 120 % del valor nominal de la señal dependiendo si se trata de una sobretensión o subtensión.
4. Desequilibrios de tensión trifásica donde alguna de las tensiones de línea varía su amplitud o su fase con respecto a las otras dos.
5. Distorsión de la forma de onda descrita como la aparición sustancial de componentes armónicas superiores a la frecuencia fundamental en estado estacionario. El estándar diferencia entre los armónicos (cuyos valores de frecuencia son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental), los interarmónicos (frecuencias que no son múltiplos enteros), ruido, entre otros fenómenos. Además, según la descripción del estándar IEEE 1159-2019, cada armónico puede tomar una potencia de hasta el 20 % con respecto a la magnitud de señal de 60Hz. Los interarmónicos pueden alcanzar magnitudes máximas hasta del 2 % de la señal de tensión sinusoidal fundamental y las señales de ruido hasta un valor relativo máximo del 1 %. El procedimiento de evaluación de armónicos en un sistema de distribución se hace a partir de las mediciones catalogadas de tiempos muy cortos y mediciones de tiempos cortos tal y como lo describen los estándares IEEE 519-2014 [5] e IEC 61000-4-7:2008 [6]. Posteriormente, la distorsión armónica de las señales de tensión y corriente es evaluada por medio del parámetro de Distorsión Armónica Total (THD) como indicador fundamental.
6. Aunque [2] ni [3] lo definen como una perturbación de PQ, el flujo de potencia reactiva en la red debido a un factor de potencia diferente de la unidad es un problema que se refleja en la transmisión óptima de la energía eléctrica. El factor de potencia se verifica con la diferencia de fase existente entre la señal de tensión y la señal de corriente medidos en un punto de conexión de cargas.

En la Figura 1.1 se muestra la descripción de las perturbaciones más comunes sobre sistemas monofásicos que corresponden a transitorios, distorsión armónica, variaciones de tensión de corta duración y problemas de factor de potencia.



**Figura 1.1:** Características de los problemas de calidad de potencia sobre señales sinusoidales. **(a)** Transitorio, **(b)** Distorsión Armónica, **(c)** Variaciones de tensión de corta duración, **(d)** Variación del factor de potencia.

Todos estos tipos de problemas de PQ son causados por cambios abruptos sobre diferentes tipos de cargas conectadas a la red de distribución, tal y como se describe en [7]. Los tipos de cargas más comunes que generan las perturbaciones en la red son aquellas altamente inductivas como los motores industriales de alta potencia, cargas no lineales como fuentes de tensión DC y circuitos en general que usen puentes de diodos o tiristores. También, los regímenes transitorios en bancos de capacitores conectados a la red y los eventos de conexión y desconexión de las cargas descritas ocasionan perturbaciones en las señales suministradas por la red eléctrica.

Las consecuencias más comunes de los problemas de PQ recaen sobre las cargas y sobre la misma infraestructura del sistema de distribución. Para el caso de la red, los transformadores de distribución se ven seriamente afectados ya que experimentan problemas de calentamiento causados por pérdidas en el devanado. Estas pérdidas son consecuencia de la presencia de armónicos de tensión y/o de corriente y de las variaciones de amplitud de tensión [8], [9]. El calentamiento, a su vez, causa daños permanentes en estas máquinas eléctricas a largo plazo, elevando los costos de mantenimiento de la infraestructura eléctrica. Además, si el factor de potencia de la red no es

unitario, se tiene presencia de potencia reactiva circulando por todo el sistema. El flujo de potencia reactiva no es aprovechado por las cargas directamente pero si debe ser suministrado por la red. En consecuencia, la red eléctrica deberá soportar estos flujos de potencia con infraestructura sobredimensionada, donde solamente un porcentaje de la energía es aprovechada por las cargas conectadas [10]. Una red eléctrica de baja eficiencia no es económicamente viable ya que no puede garantizar la cobertura necesaria del servicio, mientras que requiere inversiones adicionales en mantenimiento.

Adicionalmente, los problemas de PQ trascienden a las cargas conectadas al sistema de distribución. Por este motivo, las cargas sensibles como dispositivos biomédicos ven afectado su funcionamiento normal o perciben daños permanentes, debido a que son particularmente intolerantes a cambios en la tensión de alimentación. Muchos sistemas automatizados en las industrias también se pueden considerar cargas sensibles en el sentido que se ven seriamente afectadas por las perturbaciones de PQ. Una muestra de este hecho se describe en la Figura 1.2 basado en el informe presentado en [11], donde se observan altas pérdidas económicas (cercasas a los USD \$79 Billones) a causa de las perturbaciones en la red en Estados Unidos. Estas pérdidas se distribuyen en diferentes porcentajes dependiendo del sector económico, a pesar que se trata de un país como Estados Unidos que cuenta con un sistema de potencia robusto. Las pérdidas económicas provienen de la incapacidad de mantener un funcionamiento óptimo y adecuado por parte de cargas conectadas a la red eléctrica en los entornos comercial, residencial e industrial donde se desarrolló el estudio. Se observa adicionalmente que el mayor porcentaje de las pérdidas económicas son causadas por perturbaciones de duración momentánea.

Por este motivo, los problemas de PQ deben ser tomados en cuenta como un problema masivo que impacta de forma directa en la oferta y la demanda de energía eléctrica en situaciones cotidianas. También se ven impactos económicos y ambientales (debido a la gestión de la generación de energía), que deben ser solventados con ayuda de los compensadores de calidad de potencia. Idealmente, considerando los compensadores de PQ, las cargas conectadas pueden verse protegidas de las perturbaciones y a su vez, no impactarán en la eficiencia de la transmisión de energía en el sistema de distribución.

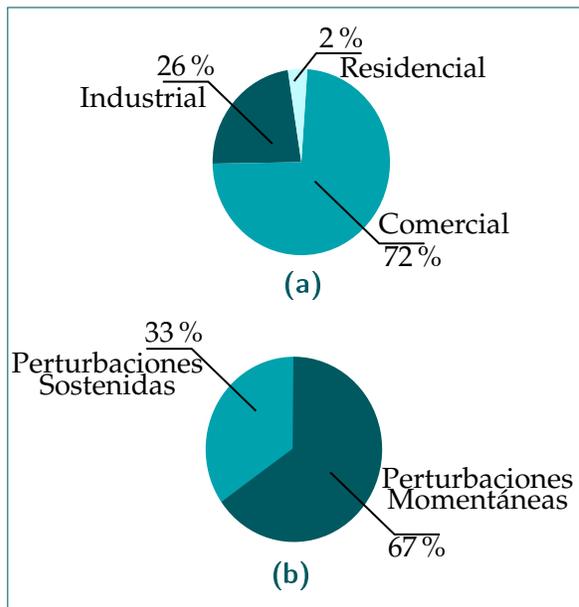
### 1.2

### ACONDICIONADOR UNIFICADO DE CALIDAD DE POTENCIA

---

Una de las formas de dar solución a los problemas de PQ sobre sistemas de distribución consiste en el uso de convertidores electrónicos de potencia. Normalmente los convertidores DC/AC son los más utilizados en la compensación de algunas de las perturbaciones presentadas, como es el caso de los filtros activos de derivación como se muestra en [12], [13] y [14] para la compensación de armónicos de corriente. De igual manera, también se encuentran los Restauradores Dinámicos de Tensión (DVR) que compensan tanto los armónicos como las variaciones de tensión tal y como se describe en [15] y [16].

Los filtros activos consisten en convertidores DC/AC que se conectan en derivación (*shunt*) con la red eléctrica tal y como se muestra en la Figura 1.3. Estos dispositivos tienen como objetivo princi-



**Figura 1.2:** Pérdidas económicas asociadas a los problemas de calidad de potencia. **(a)** Pérdidas asociadas a cada sector, **(b)** Pérdidas asociadas a los tipos de perturbaciones según su duración.

pal compensar los armónicos de corriente causados generalmente por cargas no lineales conectadas a la red. Además, usan una inductancia con el objetivo de suavizar y eliminar componentes de alta frecuencia de la corriente de compensación. También, ejecutan la compensación de tal manera que inyectan o absorben un flujo de potencia, con el objetivo de que la corriente suministrada por la red hacia la carga sea una señal sinusoidal ideal sin distorsión y en fase con la tensión. En consecuencia, se logra una compensación del factor de potencia vista desde el sistema de distribución. La compensación de corriente de estos filtros se lleva a cabo con ayuda de un capacitor conectado del lado DC, de tal manera que toda la energía absorbida de la red aumenta la tensión sobre el capacitor, mientras que la energía inyectada lo descarga. Sin embargo, el principal problema de los filtros activos consiste en que no se puede lograr una compensación de tensión. En el caso que se presenten variaciones de tensión o distorsión de tensión, el filtro no es capaz de compensarlo.

Por su parte, los DVR deben recurrir a sistemas de almacenamiento de energía como bancos de capacitores o baterías tal y como se observa en la Figura 1.4a. Los sistemas de almacenamiento de energía normalmente son costosos y requieren de una inversión considerable en tiempo y dinero para su mantenimiento. Adicionalmente, tanto los capacitores como las baterías deben mantenerse en niveles de tensión constantes a lo largo del tiempo, para evitar que el sistema de compensación deje de funcionar cuando ocurran fallas. Por este motivo, la propuesta mostrada en la Figura 1.4b [17] muestra una topología de un DVR basado en un convertidor AC/AC, de tal manera que no es necesario usar sistemas de almacenamiento de energía, teniendo como principal ventaja una compensación de tensión con duración ilimitada. Sin embargo, una de las principales desventajas del uso de este tipo de convertidores es el alto tiempo de conmutación debido al uso de conmutadores bidireccionales como los tiristores. Adicionalmente, debido a la ausencia de un almacenamiento de energía, esta topología del DVR tiende a absorber más corriente de la red eléctrica en el caso que se presenten variaciones de tensión. Como consecuencia, el flujo de corriente puede alcanzar

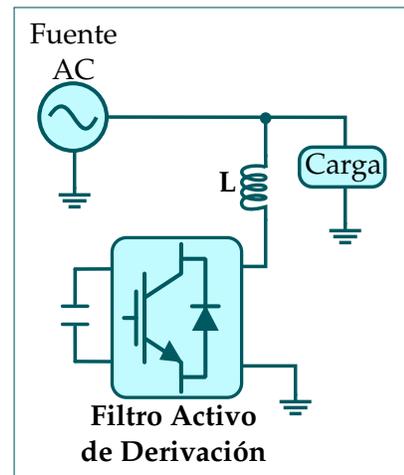


Figura 1.3: Filtro activo para la compensación de corriente.

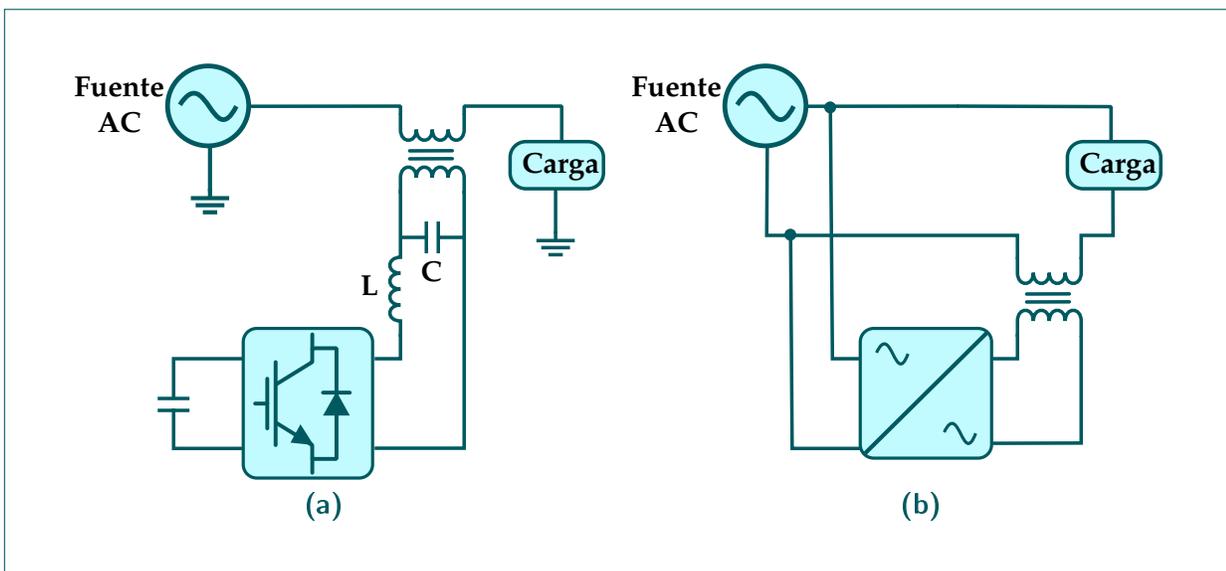
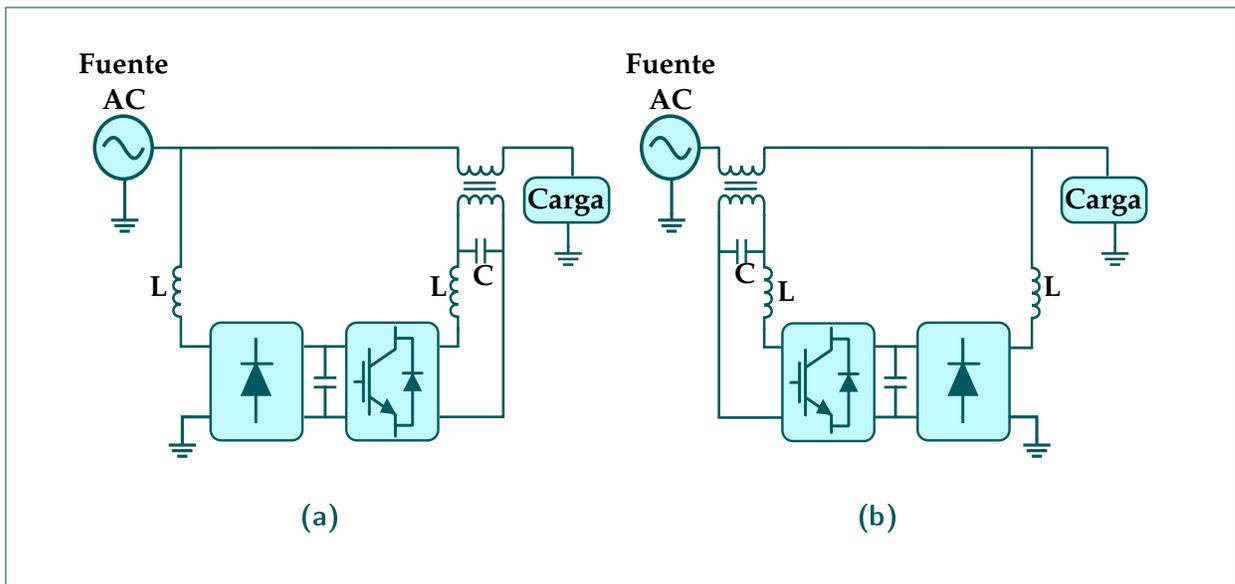


Figura 1.4: Topologías de Restauradores Dinámicos de Tensión. (a) Topología fundamental, (b) DVR basado en convertidores AC/AC.

los límites máximos soportados por la línea y causar un evento de sobrecarga.

Por este motivo, algunos DVR con almacenamiento de energía tienen rectificadores pasivos, como se observa en la Figura 1.5. La función principal de estos rectificadores consiste en tomar la energía necesaria de la red eléctrica para mantener cargado el sistema de almacenamiento (mejor conocido como enlace DC). El enlace DC debe mantenerse con energía suficiente de tal manera que en los eventos de fallas de voltaje, se tenga una compensación adecuada. Para este caso, se dispone de dos topologías según la ubicación del rectificador pasivo: Rectificador del lado de la red y rectificador del lado de la carga. Las topologías DVR del lado de la red tienen como principal característica que el enlace DC se carga con la misma tensión pico de la red eléctrica. Por lo tanto, en el evento



**Figura 1.5:** Topologías de restauradores dinámicos de tensión con rectificador **(a)** Del lado de la red, **(b)** Del lado de la carga.

de variaciones de tensión, el enlace DC variará de la misma manera y la compensación se verá limitada a las características de la perturbación. Por el contrario, los DVR con el rectificador del lado de la carga producen una tensión en el enlace DC con un mejor control, ya que su proceso de carga o descarga dependerá de la tensión compensada sobre la carga. De igual manera, la compensación de tensión ante variaciones de amplitud no dependerá de la perturbación sino del sistema de control del DVR. Por lo tanto, los DVR con el rectificador del lado de la carga tienen un valor agregado con respecto a la topología DVR del lado de la red tal y como se detalla en [18].

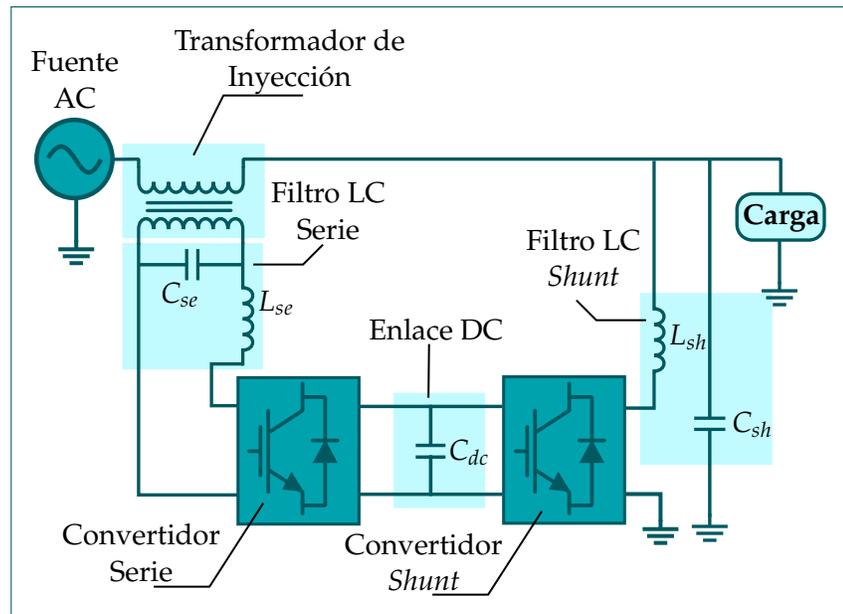
Sin embargo, los rectificadores pasivos suelen introducir corrientes no lineales en la red eléctrica, de tal manera que se deteriora el factor de potencia. Adicionalmente, los DVR no son capaces de compensar perturbaciones de corriente causadas por la conexión de cargas que no son puramente resistivas.

### 1.2.1 Descripción de un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (UPQC)

Debido a que las alternativas del DVR y el filtro activo cumplen parcialmente con la solución de los problemas de PQ, es necesario explorar otra alternativa para la compensación simultánea de corriente y tensión con un solo dispositivo. Por lo tanto, se propone el uso de un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (UPQC), cuya filosofía consiste en unir el filtro activo de derivación y el DVR con el objetivo de aprovechar las ventajas de ambos compensadores. Al igual que el DVR con rectificador, en el UPQC también se pueden encontrar las estructuras con el filtro activo del lado de la carga o del lado de la red. Sin embargo, con la ubicación del filtro del lado de la carga se garantiza una compensación del factor de potencia unitaria según lo describe [19].

## 1. DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR DE CALIDAD DE POTENCIA

Por lo tanto, el UPQC, tal y como se muestra en la Figura 1.6, se compone de varias etapas con base en la conexión *Back to Back* de dos convertidores DC/AC a través de un enlace DC con capacitor. Los parámetros  $C_{se}$ ,  $L_{se}$ ,  $C_{sh}$  y  $L_{sh}$  corresponden a los valores de los capacitores e inductancias de los filtros de los convertidores serie y de derivación (*shunt*) respectivamente. El parámetro  $C_{dc}$  corresponde a la capacitancia equivalente del enlace DC.



**Figura 1.6:** Descripción de las etapas de un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia UPQC.

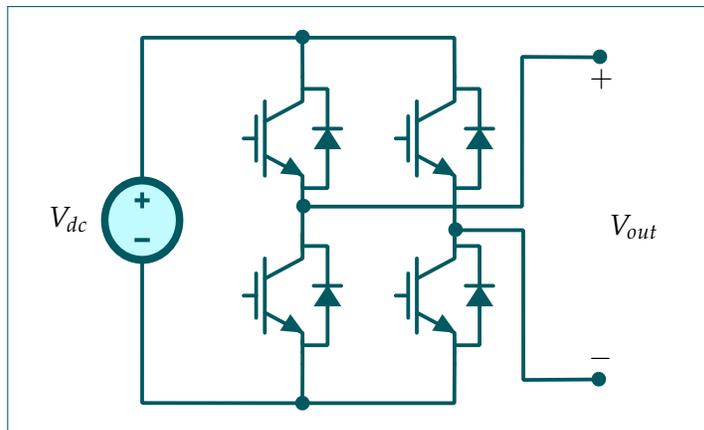
### Convertidores DC/AC

Los componentes más importantes del UPQC son los convertidores DC/AC. Uno de ellos se conoce como convertidor serie y su principal objetivo es compensar todas las perturbaciones de la tensión de la red sobre la carga. El convertidor serie sigue el mismo principio de un DVR, haciendo uso de la energía almacenada en el bus DC para llevar a cabo la atenuación o eliminación de distorsión armónica. Adicionalmente, los transitorios y la compensación de las variaciones de tensión se pueden llevar a cabo dependiendo de la magnitud de tensión almacenada en el bus DC y de la carga conectada.

Por otra parte, el segundo convertidor DC/AC se conecta en derivación con la carga, por este motivo se conoce como convertidor *shunt*. Este convertidor se desempeña igual que un filtro activo, compensando las perturbaciones de la señal de corriente de la red causadas por las cargas conectadas. El convertidor *shunt* absorbe o inyecta energía del bus DC desde o hacia la red, con el objetivo de eliminar la distorsión armónica sobre la corriente suministrada por el sistema de distribución. Además, este filtro puede garantizar que la señal de corriente de la red se encuentre en fase con la tensión de alimentación. Como consecuencia, se genera una compensación del factor de potencia en la red a pesar que se conecten cargas inductivas o cargas no lineales que induzcan flujo de potencia reactiva. Como valor agregado, el convertidor *shunt* también es capaz de mantener

la tensión constante del enlace DC, de tal manera que el sistema podrá compensarse cuando se presenten *sags* o *swells*.

Para el caso de este proyecto, se manejan convertidores AC/DC de puente completo monofásicos, compuestos por un arreglo de cuatro transistores con diodos tal y como se observa en la Figura 1.7. El principal objetivo de estos convertidores es transformar la tensión del enlace DC en señales AC. Normalmente, los convertidores se manejan con una señal cuadrada con modulación de ancho de pulso (PWM) donde se varía el ciclo útil  $d(t)$ , de tal manera que los tiempos de encendido o apagado de los transistores generan una señal AC a la salida  $V_{out}$ . Como una condición adicional, los transistores deben activarse o desactivarse siguiendo un tipo de conmutación, ya sea unipolar o bipolar. Este arreglo de conmutadores también es bidireccional, de tal manera que es posible cargar el enlace DC del UPQC a través del arreglo de diodos antiparalelos conectados a cada transistor.

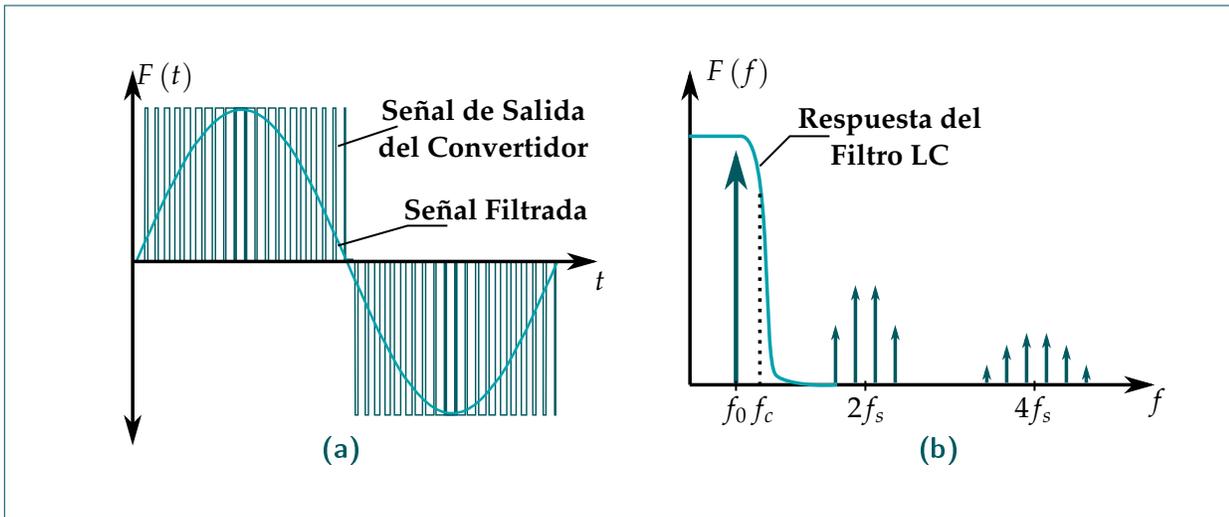


**Figura 1.7:** Convertidor AC/DC de puente completo usado en el sistema UPQC.

### Enlace DC

El enlace DC se compone de un capacitor que almacena energía de acuerdo a la cantidad de tensión DC deseada, dependiendo de la dimensión del capacitor y de la magnitud de las variaciones de tensión experimentadas en el sistema. El enlace DC cumple con funciones de balance de energía, de tal manera que el sistema podrá funcionar bajo condiciones normales o de perturbación de la red. Dependiendo de la magnitud del voltaje DC y de las condiciones de potencia nominal de los convertidores y de la línea de transmisión eléctrica, es posible compensar *sags* o *swells* de determinada magnitud. Entre mayor sea la tensión del enlace DC, el UPQC será capaz de compensar variaciones de tensión más profundas y se utilizará menos potencia de la red en su compensación. Sin embargo, la principal limitación consiste en el aumento en el costo y el tamaño de los capacitores que componen esta etapa.

En el evento de variaciones de tensión, el enlace DC bajará su nivel si se requiere compensar un *sag* y aumentará si se trata de un *swell*. Igualmente, en eventos transitorios de conexión o desconexión de cargas, al existir una variación en el flujo de potencia, también causan variaciones en el nivel de tensión del enlace DC. Con el objetivo de mantener el UPQC en funcionamiento, el enlace DC



**Figura 1.8:** Uso de filtros pasivos para eliminar las componentes de modulación de alta frecuencia de los convertidores. **(a)** Respuesta en el dominio del tiempo, **(b)** Espectro de una señal PWM y respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia.

debe mantener una tensión constante a lo largo del tiempo a partir del control que puede impartir el convertidor *shunt*. De lo contrario, el compensador de Calidad de Potencia no podrá mantenerse estable.

### Filtros LC

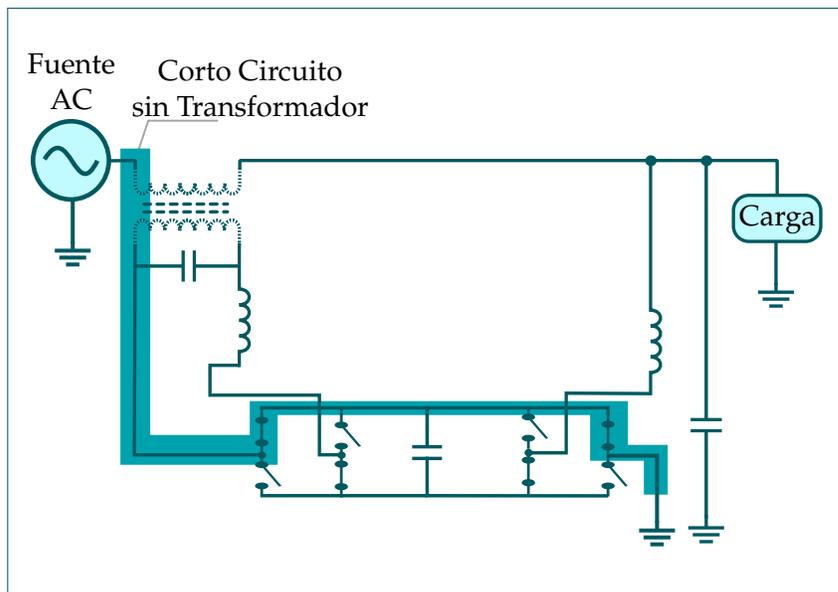
Para cada convertidor AC/DC se usa un filtro de salida pasivo tipo LC con el objetivo de eliminar las componentes de alta frecuencia en la señal de tensión o de corriente. Las componentes de alta frecuencia son causados por la modulación PWM de los convertidores. El filtro se diseña a partir de la selección de la frecuencia de corte del filtro  $f_c$ , de tal manera que sea un valor al menos diez veces menor a las componentes armónicas que dependen del tipo de conmutación y de  $f_s$ . Con esta condición, las componentes armónicas de la modulación PWM pueden ser eliminadas por el filtro. En la Figura 1.8 se muestra la respuesta del filtro LC conectado a la salida de un convertidor DC/AC, donde se observa que se puede extraer la componente fundamental sinusoidal a partir de la señal modulada de magnitud general (puede ser una señal de tensión o de corriente) denominada como  $F(t)$ . En el caso del espectro, se observa que la señal PWM de salida del convertidor no posee armónicos cercanos a la frecuencia fundamental, de tal manera que el filtro es capaz de extraer solamente la componente de señal deseada sin que existan otros tipos de armónicos cercanos. Gracias a la forma del espectro de la señal modulada PWM, no es necesario considerar filtros de más alto orden, cuya complejidad haría que el diseño del sistema de control del UPQC fuera más desafiante.

Adicionalmente, Los filtros LC juegan un papel determinante en la estabilidad de todo el sistema UPQC. Por este motivo, es necesario tener un criterio de selección de los parámetros de capacitancia-

cia e inductancia, de tal manera que no se afecte la estabilidad del sistema. Según los resultados obtenidos por [20] es posible tener un criterio de selección de los valores del filtro que consiste en que se deben escoger valores de inductancia lo más pequeños posibles, mientras que el valor de la capacitancia debe ser el más grande posible. Esta selección causa que la norma infinito del sistema dinámico asociado al convertidor conectado al filtro sea mínima.

### Transformador de inyección

El transformador de inyección debe ser conectado de tal manera que su devanado primario se encuentre a la salida del filtro LC del convertidor. El devanado secundario se debe conectar en serie con la red eléctrica, ya que es necesario inyectar la tensión de compensación al sistema en los eventos de perturbaciones de esta variable. El transformador de inyección cumple la función de aislamiento galvánico entre el enlace DC y la línea monofásica. En la Figura 1.9 se observa que para los casos de conmutación de los convertidores, cuyos conmutadores se presentan mediante un modelo simplificado de *switch Single Pole Single Throw* (SPST), siempre va a existir el evento en que el devanado primario esté conectado al neutro de la red. En el caso de prescindir del uso del transformador de inyección, y de conectar el filtro LC serie directamente a la línea, se tendrá un corto circuito en la red eléctrica.



**Figura 1.9:** Comportamiento de los nodos entre el UPQC y el sistema red-carga.

La relación de espiras del transformador puede variar entre una u otra aplicación. Los criterios de selección más relevantes para escoger esta relación, dependen de los parámetros de tensión y corriente nominal del convertidor serie y la definición de la máxima variación de amplitud de tensión a compensar por el UPQC en eventos de *sags* e *swells* tal y como lo muestran [21] y [22]. De hecho, en [23], se plantea un criterio de selección de la relación de espiras a partir de la optimización heurística del costo económico sobre varias opciones de conmutadores que se pueden implementar en el convertidor serie. Otro criterio de selección de la relación de espiras se muestra en [24],

que consiste en un método analítico basado en las máximas variaciones de tensión que deben ser compensadas con un DVR implementado con convertidores AC/AC. Sin embargo, al no tener un UPQC cuyo convertidor serie no se relaciona con la topología usada en [24], y al tener definido los conmutadores a través del módulo convertidor DC/AC usado en el entorno experimental (que se describe en la sección 3.1), no es necesario usar la técnica de selección de [23]. Por este motivo, se escoge una relación de espiras 1:1 para el entorno experimental de este proyecto ya que evitaría el uso de relaciones de transformación de impedancias del filtro LC, así como la consideración de transformación de corrientes y tensiones del convertidor serie en el posterior diseño del sistema de control.

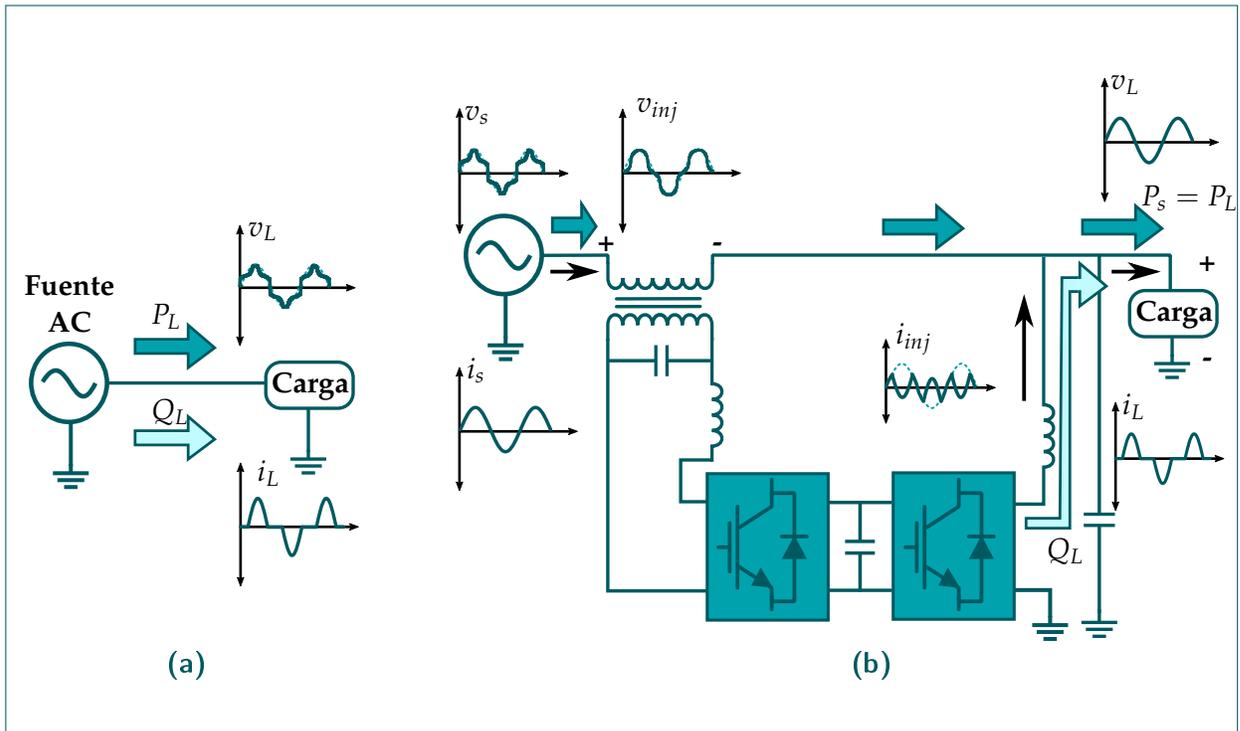
### 1.2.2 Modos de Operación del UPQC

Debido al comportamiento del UPQC dentro del sistema de potencia, se procede a analizar los modos de operación en un entorno de funcionamiento normal y en un escenario cuando ocurren perturbaciones de tensión o de corriente. En ambos casos se considera que el enlace DC debe estar completamente cargado. Si este no fuera el caso, el UPQC se comporta como una carga transitoria con flujos de potencia de tal manera que se logre cargar el enlace DC a una tensión constante deseada. Después que el enlace DC adquiere la tensión deseada, el UPQC se comportará como compensador de PQ.

#### *Modo de operación normal*

En un modo de operación sin UPQC, la red eléctrica suministra toda la potencia activa y reactiva requerida por una carga. En este caso no existe ningún tipo de compensación de potencia reactiva, por lo tanto es posible que se tengan variaciones del factor de potencia a un valor no unitario. También, todas las perturbaciones de tensión son percibidas por la carga, mientras que las perturbaciones de corriente por parte de la carga van a ser percibidas por la red eléctrica tal y como se muestra en la Figura 1.10a. Para este caso la tensión de la carga  $v_L(t)$  será igual a la tensión de la red eléctrica  $v_s(t)$ , y la corriente de la red  $i_s(t)$  será igual a la corriente en la carga  $i_L(t)$ .

Sin embargo, con la ayuda de un UPQC, en condiciones normales o de estado estacionario, la potencia reactiva  $Q_L$  requerida por la carga es suministrada por el convertidor *shunt* y no por la red eléctrica. Por lo tanto, el sistema de distribución se encargará de transmitir un flujo de potencia activa  $P_s$  tal y como se muestra en la Figura 1.10b y corresponderá a la misma potencia activa  $P_L$  requerida por la carga. Este funcionamiento aplica para perturbaciones en estado estacionario como las distorsiones armónicas y transitorios, ya que el UPQC constantemente inyectará una tensión adecuada  $v_{inj}(t)$  para mantener  $v_L(t)$  completamente sinusoidal. Además, el UPQC aplicará una señal de corriente  $i_{sh}(t)$  con los armónicos correctos que permitan cancelar la distorsión armónica sobre  $i_s(t)$  causada por la corriente de las cargas no resistivas  $i_L(t)$  conectadas a la red que se consideran en la Figura 1.10b. Sin embargo durante las perturbaciones de estado estacionario, el flujo de potencia activa se mantendrá constante.



**Figura 1.10:** Modo de Operación del UPQC en condiciones de compensación estacionaria. **(a)** Flujos de potencia sin UPQC, **(b)** Flujos de potencia, tensión y corriente con un UPQC funcionando para compensación de perturbaciones estacionarias.

De forma general, las compensaciones de tensión y corriente ejecutadas por el UPQC siguen un balance dado por las leyes de Kirchhoff. La tensión compensada en la carga dependerá de la tensión suministrada por la red eléctrica y de la tensión de inyección dada por el convertidor serie tal y como se muestra en (1.1). Para el caso de la corriente compensada de la red eléctrica, corresponderá a la suma de la corriente de la carga  $i_L(t)$  y de la corriente compensada por el convertidor *shunt* tal y como se describe en (1.2).

$$v_L(t) = v_s(t) - v_{inj}(t) \quad (1.1)$$

$$i_s(t) = i_L(t) - i_{inj}(t) \quad (1.2)$$

### *Modo de operación durante sags e swells*

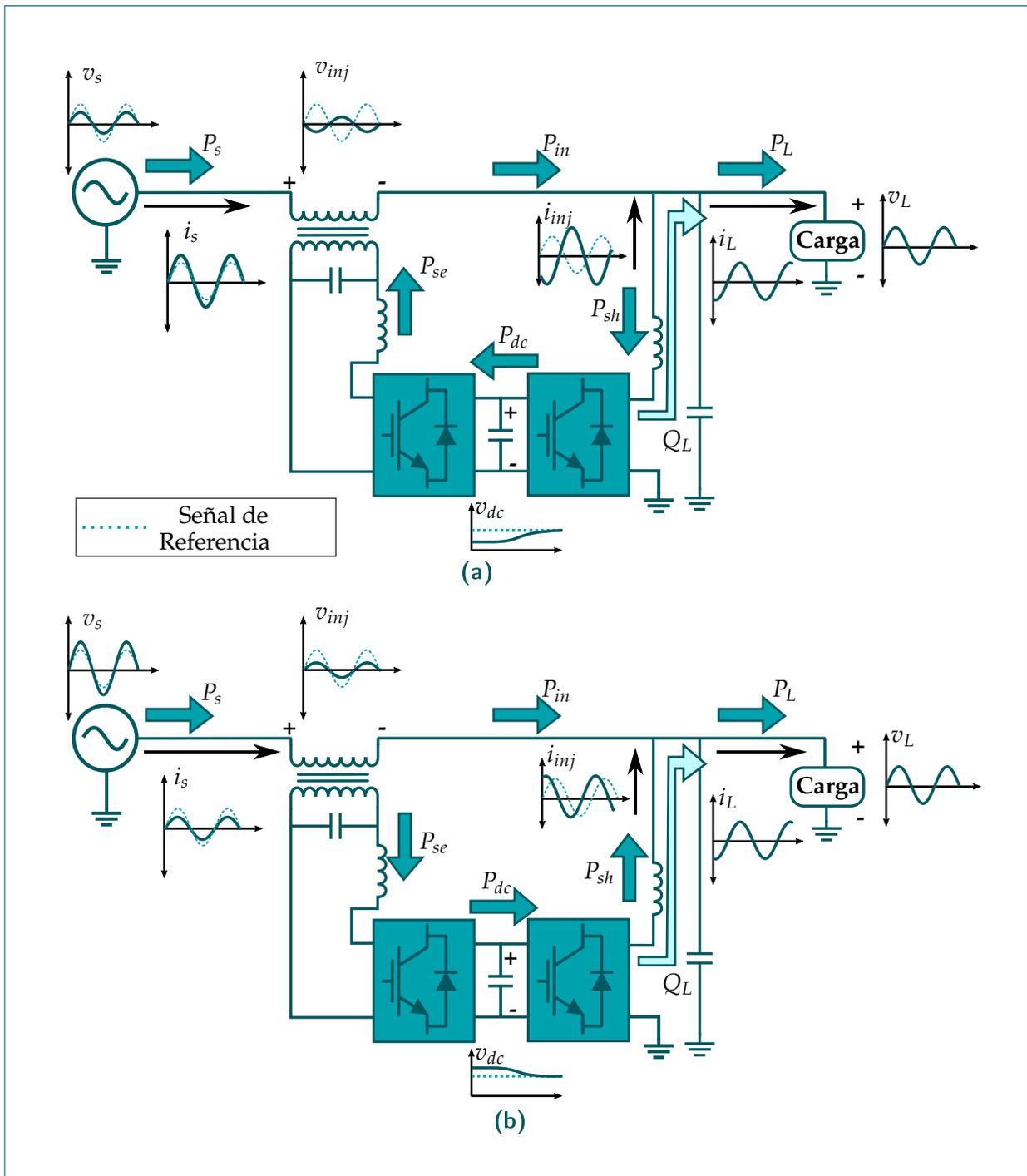
Para los casos de perturbaciones, se considera un UPQC cuyo sistema de control garantiza en todo momento que el factor de potencia de la red sea unitario. Adicionalmente, el UPQC se considera como un sistema sin pérdidas asociadas a la conmutación y cuyos componentes pasivos siguen

un comportamiento ideal. Con el análisis detallado mostrado en [25], se puede inferir el sentido del flujo de potencia activa en los casos de las variaciones de tensión en la red. En este caso, el flujo de potencia reactiva  $Q_L$  a la carga es suministrado por el convertidor *shunt*, y por lo tanto, la red eléctrica suministrará solamente potencia activa  $P_s$ . Para el caso de los *sags*, el UPQC tiende a inyectar la tensión adecuada  $v_{inj}(t)$  por medio del convertidor serie. Como se asume un factor de potencia unitario del lado de la red, la potencia inyectada por el convertidor serie  $P_{se}$  también será completamente activa. En el mismo evento de *sag*, la corriente de la red  $i_s(t)$  aumenta su magnitud ya que el UPQC deberá responder al evento de la perturbación y restaurar la tensión de referencia del enlace DC. Por consiguiente, la potencia activa  $P_s$  aumentará su magnitud de forma transitoria. Adicionalmente, el convertidor *shunt* comenzará a absorber corriente de tal forma que el flujo de potencia activa  $P_{sh}$  entra al convertidor. Con este flujo de potencia entrante, se mantiene el balance de energía en el sistema ya que el enlace DC, que en principio de la falla disminuyó su tensión con respecto a la referencia  $v_{dc}$ , recuperará este valor a medida que pasa el tiempo. El flujo de potencia, tensión y corriente en un evento de *sag* se muestra en la Figura 1.11a, donde se asume una carga lineal no resistiva con el objetivo de ilustrar de manera sencilla las formas de onda de corriente que pueden presentarse en las variaciones de tensión.

Para el caso en que se presente un *swell*, el UPQC deberá absorber energía por medio del convertidor serie hacia el bus DC. En este evento el enlace DC aumentará de tensión, y para efectos de mantener el valor  $v_{dc}$  constante, el convertidor *shunt* comenzará a aumentar el flujo de corriente hacia la red a partir de la tensión almacenada en el enlace DC. Como consecuencia, el enlace DC alcanzará el nivel de referencia nuevamente. Debido a la consideración hecha respecto al factor de potencia de la red, se tendrá un flujo puro de potencia activa en las direcciones mostradas en la Figura 1.11b. En este caso, al aumentar la tensión de la red eléctrica, la corriente  $i_s(t)$  disminuirá su amplitud y la potencia  $P_s$  disminuirá su valor de forma transitoria, posteriormente, si la falla es momentánea, o si la perturbación instantánea termina, esta potencia aumentará hasta alcanzar su valor de estado estacionario.

### 1.2.3 Modelo Dinámico del UPQC

Con ayuda de la teoría de sistemas dinámicos, es posible extraer un modelo matemático del UPQC monofásico a partir de la definición y el análisis de un circuito equivalente basado en [26] y que se muestra en la Figura 1.12. El circuito equivalente se trata de una aproximación lineal del UPQC haciendo uso del comportamiento promediado de los convertidores DC/AC. Los modelos no lineales de los convertidores como se muestran en [27] dificultan el diseño del posterior sistema de control. Incluso, la concepción de modelos no lineales obligarían a usar técnicas de control no lineal como el control deslizante [28] y control inteligente *Fuzzy Logic* [25]. El principal problema del control deslizante consiste en la frecuencia variable de conmutación que se induce en los convertidores, ya que este parámetro no debe tener restricciones si se quiere evitar error de estado estacionario en lazo cerrado [29]. Por lo tanto, el problema radica en el hecho que los convertidores tienen frecuencias de conmutación limitadas. Para el caso del control *Fuzzy Logic*, se requiere el uso de microcontroladores de alta gama para optimizar o sintonizar adecuadamente las reglas de control basadas en la intuición humana. [29].



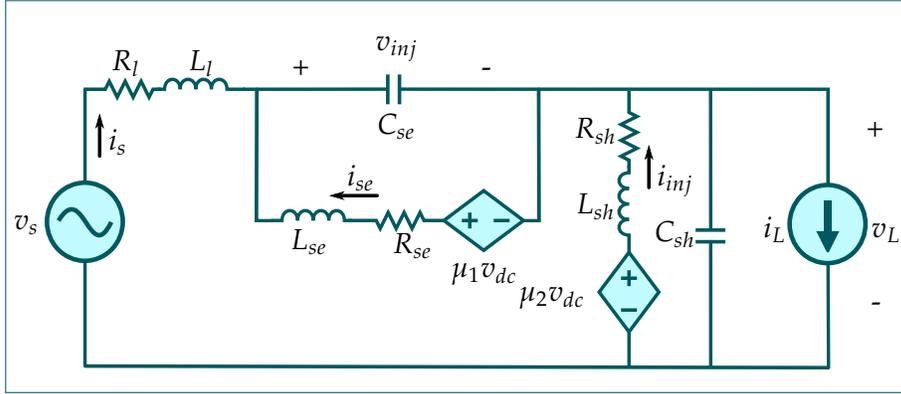
**Figura 1.11:** Modo de operación del UPQC cuando hay variaciones de tensión. **(a)** Caso para un sag, **(b)** Caso para un swell.

De igual manera, hay otras formas de modelar el UPQC a partir de considerar de forma separada las dinámicas de los dos convertidores con sus correspondientes filtros. Sin embargo, existen efectos de acoplamiento entre ambos convertidores y entre el sistema de distribución con el UPQC, tal y como se observa en [30]. Por este motivo, el modelo que se propone considera el sistema de una forma unificada, de tal manera que esos efectos de acoplamiento entre los convertidores con la red eléctrica y la carga sean considerados.

El circuito equivalente del UPQC parte de la condición de un transformador ideal con relación 1:1, parámetros de impedancia de la línea de transmisión y de la simplificación de los convertidores DC/AC en fuentes de tensión controladas con una magnitud proporcional a las variables  $\mu_1(t)$  y  $\mu_2(t)$ . Las funciones  $\mu_1(t)$  y  $\mu_2(t)$  tienen un rango de valores en el intervalo  $[-1 \ 1]$  y se describen como la función promedio de control de los convertidores serie y *shunt* respectivamente. Las funciones de control dependen tanto del tipo de conmutación que se maneje (ya sea unipolar o bipolar) como del ciclo útil  $d(t)$  de la señal PWM para cada convertidor. En este caso, se consideran los filtros LC con inductancias considerando resistencias de pérdidas en el devanado. Para el caso de los capacitores, no se consideran parámetros adicionales de pérdidas. Por lo tanto, los parámetros de  $R_{se}$  y  $R_{sh}$  describen las resistencias de pérdidas para las inductancias serie y *shunt* respectivamente. Adicionalmente se consideran los parámetros  $R_l$  y  $L_l$  como la resistencia y la inductancia de la línea de transmisión, aunque estas variables también pueden modelar los parámetros simplificados del modelo equivalente del transformador de inyección. La carga conectada a la red eléctrica se considera como una fuente independiente de corriente cuya variable es  $i_L(t)$ , que puede contener señales armónicas de la frecuencia fundamental, con el objetivo de generalizar el tipo de carga, ya sea lineal o no lineal. La alimentación de la red eléctrica se describe por medio de una fuente independiente de tensión cuya variable es  $v_s(t)$ , y cuya corriente de alimentación es  $i_s(t)$ . Se definen variables adicionales para el análisis del circuito equivalente como la corriente del convertidor serie  $i_{se}(t)$  sobre la inductancia  $L_{se}$  y la tensión en el capacitor *shunt* que corresponde a la misma tensión  $v_L(t)$  de la carga conectada. De igual modo, la corriente del convertidor *shunt*  $i_{inj}(t)$  se representa como la corriente que pasa por la inductancia  $L_{sh}$ . Es de aclarar que la carga conectada se considera como un sistema con incertidumbre ya que no se conocen características mínimas como el tipo o la potencia consumida. Por último, la tensión del enlace DC se incluye en el valor que toman las fuentes de tensión que representan el comportamiento promediado de los convertidores DC/AC mediante la variable  $v_{dc}(t)$ .

Con ayuda del análisis por medio de las Leyes de Kirchhoff, es posible establecer un sistema de ecuaciones diferenciales con el objetivo de definir un comportamiento dinámico del compensador de PQ. Estableciendo las leyes de tensión y corriente de Kirchhoff se extrae el sistema de ecuaciones diferenciales mostrado en (1.3). Como se puede observar, se tiene un sistema no lineal siempre y cuando la tensión del enlace DC se considere como una variable. Por este motivo, para garantizar un sistema lineal, se toma la tensión del enlace DC como una constante y se describe como  $v_{dc}(t) = V_{dc}$ .

Aplicando una manipulación algebraica en (1.3), se define el modelo multivariable acoplado del UPQC como un sistema en espacio de estados en (1.5). Los estados del sistema son tensiones y corrientes que físicamente se pueden medir y corresponde al vector  $\mathbf{x}_c = [ i_s \ i_{se} \ i_{inj} \ v_{inj} \ v_L ]^T$ .



**Figura 1.12:** Circuito equivalente de un UPQC monofásico.

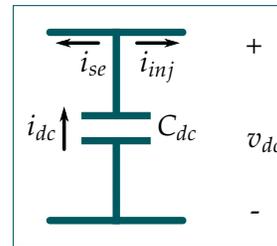
$$\left\{ \begin{array}{l} L_l \frac{di_s}{dt} = -R_l i_s(t) - v_{inj}(t) - v_L(t) + v_s(t) \\ L_{se} \frac{di_{se}}{dt} = R_{se} i_{se}(t) - v_{inj}(t) + v_{dc}(t) \mu_1(t) \\ L_{sh} \frac{di_{inj}}{dt} = -R_{sh} i_{inj}(t) - v_L(t) + v_{dc}(t) \mu_2(t) \\ C_{se} \frac{dv_{inj}}{dt} = i_s(t) + i_{se}(t) \\ C_{sh} \frac{dv_L}{dt} = i_s(t) + i_{inj}(t) - i_L(t) \\ C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_{inj}(t) - i_{se}(t) \end{array} \right. \quad (1.3)$$

El sistema contempla perturbaciones de estado que se describen por medio del vector  $\delta = [v_s \ i_L]^T$  mientras que el vector de entrada corresponde a las funciones de control de los convertidores  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T$ . La tensión DC se considera como un parámetro normalizado sobre el vector de señales de entrada a partir de la relación mostrada en (1.4) (con  $i = 1, 2$ ) de tal manera que las señales de control del sistema ya tienen incluido el valor constante de la tensión del enlace DC y las funciones promedio de cada uno de los convertidores  $\mu_i(t)$ . La ecuación de salida del sistema se describe con las variables  $\mathbf{y} = [v_L \ i_s]^T$  que son a su vez las variables controladas.

$$u_i(t) = \mu_i(t) V_{dc} \quad (1.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}_c = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_l}{L_l} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_l} & -\frac{1}{L_l} \\ 0 & -\frac{R_{se}}{L_{se}} & 0 & -\frac{1}{L_{se}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & 0 & -\frac{1}{L_{sh}} \\ \frac{1}{C_{se}} & \frac{1}{C_{se}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{sh}} & 0 & \frac{1}{C_{sh}} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_c} \mathbf{x}_c + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2L_{se}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L_{sh}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_c} \mathbf{u} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{sh}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_c} \delta \\ \mathbf{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_c} \mathbf{x}_c \end{array} \right. \quad (1.5)$$

En términos reales, el UPQC tiene un enlace DC que no es constante ya que se compone por un capacitor. El capacitor tiene una dinámica asociada a la carga y descarga. Por este motivo, se aplica nuevamente la Ley de Corrientes de Kirchoff sobre las corrientes del capacitor que se muestran en la Figura 1.13. Aplicando un manejo algebraico de la ecuación, se expresa en (1.6) el modelo dinámico de carga y descarga del capacitor equivalente  $C_{dc}$  del enlace DC. Este sistema se controla de forma independiente al modelo del UPQC, obligando a diseñar dos sistemas de control: Uno para el UPQC y el otro para mantener la tensión del enlace DC constante. Gracias al sistema de control aplicado al enlace DC, se puede considerar la variable  $v_{dc}(t)$  como un valor constante  $V_{dc}$  en el modelo del UPQC.



**Figura 1.13:** Corrientes sobre el enlace DC para extraer el modelo dinámico asociado.

$$v_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} (i_{se} + i_{inj}) \quad (1.6)$$

### Modelo discreto del UPQC

Debido a que la implementación del sistema de control se desarrollará sobre una plataforma digital, es necesario considerar un modelo discreto del UPQC con el objetivo de hacer un diseño sobre el este dominio y evitar el uso de técnicas de discretización del controlador. Si se usa un control diseñado en dominio continuo y se discretiza, se requerirá una alta precisión numérica de la plataforma digital. Normalmente, las técnicas de discretización generan realizaciones del controlador continuo, que no son numéricamente adecuadas para el control de sistemas con tiempos de respuesta muy pequeños, como es el caso del UPQC. Adicionalmente, las técnicas de discretización

de controladores continuos generan controladores discretos con respuestas en la frecuencia que son sutilmente diferentes pero significativas en el lazo cerrado.

El modelo discreto del UPQC se halla a partir de discretizar la planta a un tiempo de muestreo  $T_m$  con la técnica de Retenedor de Orden Cero (ZOH). Adicionalmente, hay que considerar un retardo en el generador PWM de la plataforma digital. Por este motivo, la representación en espacio de estados del UPQC en tiempo continuo con el retardo del generador PWM se muestra en (1.7), donde  $t_d$  corresponde al tiempo de retardo del generador PWM para cada convertidor del UPQC. Dado que ambos generadores PWM están implementados sobre la misma plataforma digital, se considera un tiempo de retardo igual para ambas señales de control.

$$\mathbf{G}_c = \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_c(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}(t - t_d) + \mathbf{E}_c \delta(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (1.7)$$

Posteriormente, se procede a aplicar la discretización del modelo dinámico del sistema con ZOH. Las matrices de estados, de entrada y de perturbación en el dominio discreto se hallan aplicando (1.8), (1.9) y (1.10) [31]. La exponencial de una matriz  $e^{\mathbf{A}}$  se halla por soluciones analíticas o numéricas. Por lo tanto, se usa la respectiva solución numérica a través de la aproximación en series infinitas que se encuentra implementada con el comando `c2d(sys, Tm)` de MATLAB®. La matriz  $\mathbf{C}_c$  es exactamente igual en su representación discreta, por lo tanto el vector de salida representa las mismas variables de salida consideradas en el sistema continuo. Sin embargo, las señales de salida deben estar en dominio discreto, es decir,  $\mathbf{y}(k) = [v_L(k) \ i_s(k)]^T$ . De igual manera, para el caso de las perturbaciones se tiene que  $\delta(k) = [v_s(k) \ i_L(k)]^T$  y las entradas serán  $\mathbf{u}(k) = [u_1(k) \ u_2(k)]^T$ .

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}_c T_m} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \mathbf{A}_c^i T_m \quad (1.8)$$

$$\mathbf{B}_d = \left( \int_0^{T_m} e^{\mathbf{A}_c \alpha} d\alpha \right) \mathbf{B}_c = \left( \sum_{i=0}^{\infty} \frac{T_m^{i+1}}{(i+1)!} \mathbf{A}_c^i \right) \mathbf{B}_c \quad (1.9)$$

$$\mathbf{E}_d = \left( \int_0^{T_m} e^{\mathbf{A}_c \alpha} d\alpha \right) \mathbf{E}_c = \left( \sum_{i=0}^{\infty} \frac{T_m^{i+1}}{(i+1)!} \mathbf{A}_c^i \right) \mathbf{E}_c \quad (1.10)$$

Con esto, se expresa el modelo discreto del UPQC en (1.11) donde el tiempo se aproxima como  $t = kT_m$  con  $k$  como número de muestra. Los estados de este modelo  $\mathbf{x}_d(k)$  corresponderán a los mismos estados  $\mathbf{x}_c(t)$  pero en tiempo discreto, es decir  $\mathbf{x}_d = [i_s(k) \ i_{se}(k) \ i_{inj}(k) \ v_{inj}(k) \ v_L(k)]^T$ . El tiempo de retardo de las señales de entrada  $t_d$  se aproxima a un número entero de muestras de retardo  $\tau$  dependiendo del valor  $T_m$  seleccionado. El tiempo de muestreo se escoge, en primera instancia, con base en los valores propios del UPQC descrito en 1.7, donde se debe garantizar que

la magnitud de todos los valores propios del modelo continuo sean menores a  $\pi/T_m$  [31].

$$\begin{cases} \mathbf{x}_d(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k-\tau) + \mathbf{E}_d \delta(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_d(k) \end{cases} \quad (1.11)$$

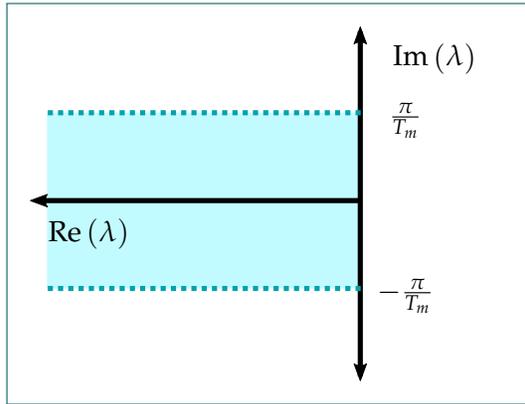
Considerando que la frecuencia de conmutación de los convertidores debe seleccionarse con base en la frecuencia de corte  $f_c$  de los filtros LC y el tipo de conmutación empleada, se hace la selección de  $f_s$  como un valor al menos cinco veces mayor a  $f_c$  tal y como se muestra en (1.12). Este criterio garantiza que al aplicar una conmutación unipolar en los convertidores, cuyo espectro se muestra en la Figura 1.8, las componentes armónicas de conmutación tengan una atenuación cercana a los 40dB.

$$f_s \geq 5f_c \quad (1.12)$$

Posteriormente, el tiempo de muestreo para el UPQC se selecciona comúnmente de igual valor al período de conmutación de los transistores  $T_s = 1/f_s$  [32] [33]. Sin embargo, una frecuencia de muestreo  $f_m = 1/T_m$  muy alta supone un consumo más alto de CPU en la plataforma digital, llegando el caso que no se soporte la implementación del sistema de control. Sin embargo, una de las consecuencias de tener  $f_m < f_s$  es la aparición de *aliasing* en las señales muestreadas a partir de señales de corriente o tensión que tengan rizado propio de la conmutación [32]. Pero al tener el criterio de selección de  $f_s$  basado en  $f_c$ , se garantiza que las señales filtradas que se adquieren con la plataforma digital tengan suficientemente atenuados los armónicos de conmutación, evitando los efectos de *aliasing* por rizado. Por consiguiente, la propuesta de selección de la frecuencia de muestreo para el modelo discreto del UPQC se describe en (1.13) donde  $\Lambda_c$  es el valor correspondiente a la parte imaginaria más grande de todos los valores propios de  $\mathbf{G}_c$  y se busca que la región dada por el intervalo  $[-\frac{\pi}{T_m} \quad \frac{\pi}{T_m}]$  contenga todos los valores propios del modelo continuo tal y como se muestra en la Figura 1.14 [31]. Es de aclarar que esta selección es válida para la adquisición de señales filtradas por los filtros LC serie y *shunt* del UPQC. En caso que se requiera tener la medición de señales como  $i_{se}(t)$  o  $i_{inj}(t)$ , que tienen componentes de rizado por conmutación, se debe usar el criterio  $T_s = T_m$ .

$$\frac{\Lambda_c}{\pi} < f_m \leq f_s \quad (1.13)$$

Con el desarrollo de un modelo discreto, los retardos pueden ser expresados como polos cuya ubicación en el círculo unitario complejo de la variable  $z$  se encuentren en el origen. Esto se realiza con el objetivo de aplicar un diseño de control digital sin tener las limitaciones directas de un sistema con retardo, sino que se considere un sistema de más alto orden donde los retardos sean expresados como estados adicionales del sistema y sean tenidos en cuenta dentro del diseño. Aplicando la descripción descrita en el Anexo A, en (1.14) se muestra el modelo discreto del UPQC convirtiendo los retardos en polos en el origen y aumentando el orden del sistema. Por consiguiente, los estados  $\mathbf{x}_t$  corresponden a la representación de los retardos dentro de la dinámica del modelo. El número



**Figura 1.14:** Criterio de selección del tiempo de muestreo con base en la inclusión de todos los valores propios del modelo continuo.

de estados del vector  $\mathbf{x}_t$  para el caso del UPQC (donde todas las entradas tienen el mismo número de retardos y las perturbaciones carecen de esta característica) será igual al producto  $\tau \cdot p$ , donde  $p$  es el número de entradas del sistema. Para este caso particular del modelo discreto del UPQC presentado en (1.14) se cuenta con un valor de  $p = 2$ ,  $\mathbf{B}_z = [\mathbf{0}_e \ \mathbf{b}_1 \ \mathbf{0}_e \ \mathbf{b}_2]$  con  $\mathbf{0}_e \in \mathbb{R}^{n_c \times (\tau-1)}$  y tomando como  $\mathbf{B}_d = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2]$ . La matriz de retardo es  $\mathbf{A}_t = \text{diag}(\mathbf{A}_{ret}, \mathbf{A}_{ret})$  con  $\mathbf{A}_{ret} \in \mathbb{R}^{\tau \times \tau}$  que se define en (A.4). La matriz  $\mathbf{B}_t = \text{diag}(\mathbf{b}_{ret}, \mathbf{b}_{ret})$  con  $\mathbf{b}_{ret} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ . Las matrices de ceros del modelo dinámico cumplen que  $\mathbf{0}_a \in \mathbb{R}^{2\tau \times n_c}$ ,  $\mathbf{0}_b \in \mathbb{R}^{n_c \times 2}$ ,  $\mathbf{0}_\delta \in \mathbb{R}^{2\tau \times 2}$  y  $\mathbf{0}_s \in \mathbb{R}^{2 \times 2\tau}$ . El valor de  $n = n_c + \tau p$  corresponde al orden del sistema UPQC con retardos y  $n_c$  es la longitud del vector  $\mathbf{x}_d(k)$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \mathbf{x}_t(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_z \\ \mathbf{0}_a & \mathbf{A}_t \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \mathbf{x}_t(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_b \\ \mathbf{B}_t \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{u}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{E}_d \\ \mathbf{0}_\delta \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}} \delta(k) \\ \\ \mathbf{y}(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_c & \mathbf{0}_s \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \mathbf{x}_t(k) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (1.14)$$

### Modelo discreto del enlace DC

A partir del modelo continuo del enlace DC mostrado en (1.6), se propone el modelo discreto teniendo en cuenta que la corriente DC de esta etapa se define como  $i_{dc}(t) = i_{se}(t) + i_{inj}(t)$ . Por consiguiente, se tiene un sistema SISO cuya entrada es la corriente DC y la salida es la tensión  $v_{dc}(t)$  sobre el capacitor. Aplicando el método ZOH sobre el modelo continuo bajo el método mostrado en [31], se obtiene el modelo en dominio discreto del enlace DC tal y como se muestra en (1.15). El tiempo de muestreo para este modelo debe coincidir con el tiempo de muestreo del modelo UPQC ya que los controladores para ambos sistemas serán implementados sobre la misma plataforma

digital.

$$G_{pdc} = \begin{cases} v_{dc}(k+1) = v_{dc}(k) + \frac{T_m}{C_{dc}} i_{dc}(k) \\ y_{dc}(k) = v_{dc}(k) \end{cases} \quad (1.15)$$

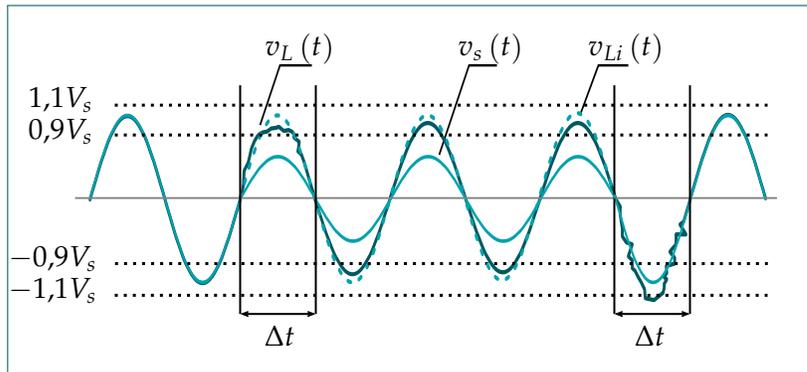
#### 1.2.4 Objetivos de Control y Criterios de Desempeño

Con base en los modelos hallados, se definen los siguientes criterios de desempeño para los sistemas de control que deben ser aplicados a los dos modelos dinámicos expuestos en la anterior sección. En este caso se deben tener en cuenta los estándares como IEEE 1159-2019 [2] para lograr suprimir las perturbaciones de la red eléctrica que ocasionan los problemas de PQ. Para el caso del control del modelo multivariable del UPQC, se definen los siguientes objetivos:

- El sistema de control debe hacer un seguimiento sin errores de estado estacionario de señales sinusoidales de referencia para la tensión de la carga  $v_L$  y para la corriente de la red  $i_s$ . En caso de existir fallas estacionarias de PQ como la distorsión armónica o las variaciones de tensión de corta duración, el UPQC no deberá distorsionar las señales controladas. Por este motivo, se define el índice THD tanto de tensión como de corriente en (1.16), donde  $F_i$  es el valor RMS del armónico  $i$  de la señal de corriente o tensión analizada y  $F_1$  es el valor RMS de la componente fundamental de la misma señal de corriente o tensión. El estándar IEEE 519-2014 [5] establece que tanto el THD de corriente como el de de tensión deben ser menores que el 5 % para evitar que los problemas de distorsión armónica se reflejen en el desempeño de la red, de la carga y en general en la compensación de factor de potencia.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} F_i^2}}{F_1} \cdot 100\% \leq 5\% \quad (1.16)$$

- El sistema de control debe ser capaz de tener un tiempo de respuesta menor a medio ciclo de señal sinusoidal. Este criterio se basa en que una variación de tensión, según el estándar [2], se considera como perturbación si supera la duración de medio ciclo. Si el tiempo de respuesta es superior a este límite, las variaciones de tensión como *sags* o *swells* se notarán y no se logrará un 100 % de compensación. Adicionalmente, mientras dure el evento de variación de tensión, la variable  $v_L$  deberá tener una amplitud entre el 90 % y el 110 % de la tensión pico de alimentación  $V_s$  para lograr una compensación adecuada y efectiva. En la Figura 1.15 se muestran las cotas que describen los límites de tensión y de tiempo que se deben cumplir en este criterio de desempeño, donde se define  $\Delta t$  como el intervalo de tiempo máximo de respuesta del sistema de control ante estas variaciones de corta duración de amplitud en  $v_s(t)$ . De igual manera, se muestra la señal  $v_{Li}(t)$  como la señal de tensión ideal en la carga.



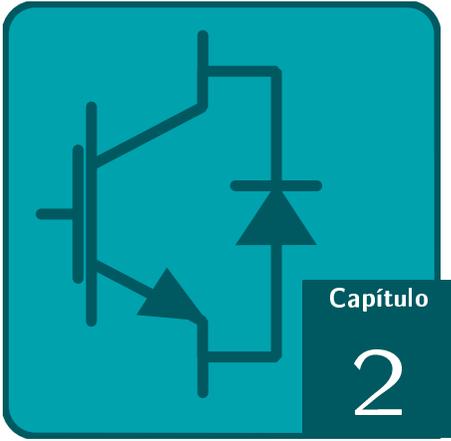
**Figura 1.15:** Criterio de compensación para variaciones de amplitud de tensión.

- El sistema de control debe contar con márgenes de robustez suficientes tal que un amplio rango de cargas lineales y no lineales puedan ser conectadas sin perder estabilidad. El rango de cargas soportado no debe superar los niveles de potencia nominal del UPQC limitado por sus convertidores, ni los límites de potencia nominal de la red.
- Desde el punto de vista de sistemas de control, y teniendo en cuenta el modelo dinámico discreto del UPQC mostrado en (1.14), la tensión de la red eléctrica  $v_s(k)$  y la corriente de la carga  $i_L(k)$  son consideradas señales de perturbación. Por lo tanto, cualquier variación de estas señales con respecto a señales de referencia sinusoidales puras para controlar  $v_L(k)$  e  $i_s(k)$  deberán ser rechazadas por el sistema de control. Las variaciones que se pueden presentar son estacionarias con componentes de distorsión armónica o transitorias para el caso de *sags* e *swells*.
- El factor de potencia de la red debe ser unitario. Este criterio implica que las señales de tensión y corriente de la red  $v_s(k)$  e  $i_s(k)$  deben tener la misma fase. Esto se debe garantizar para cualquier tipo de carga conectada ya sea lineal con reactancia, o no lineal. Este criterio garantiza una compensación del factor de potencia en la red con el objetivo de flexibilizar los requerimientos de potencia de la infraestructura del sistema de distribución eléctrica.
- Las señales de control descritas como  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T$  deben estar dentro de un intervalo entre  $[-V_{dc} \ V_{dc}]$  con el objetivo de que las funciones de control PWM promedio para los convertidores  $\mu_1(t)$  y  $\mu_2(t)$  se mantengan en el intervalo  $[-1 \ 1]$ . Cualquier otro valor fuera del intervalo será catalogado como saturación del controlador. La saturación de los actuadores no debe ser tolerada en ningún caso para evitar eventos de inestabilidad en lazo cerrado.
- Para mantener el balance de potencia en el UPQC, se requiere que la tensión del enlace DC sea constante a un valor superior a la tensión pico de  $V_s$ , con el objetivo de tener la suficiente energía almacenada en esta etapa para la compensación de *sags* e *swells*. En el evento que existan variaciones de tensión en la red, el enlace DC deberá ser capaz de recuperar su tensión de referencia con un tiempo de respuesta lo más corto posible. El tiempo de respuesta mínimo se determina partiendo que la dinámica de carga o descarga del enlace DC deberá ser

## 1. DESCRIPCIÓN DEL COMPENSADOR DE CALIDAD DE POTENCIA

---

hasta 100 veces más lenta que la dinámica del sistema de control del UPQC. Esta condición garantiza que el sistema de control de la corriente vea los cambios y la respuesta del control del enlace DC de forma estática según se expone en [34]. Por lo tanto, teniendo en cuenta el criterio de desempeño del tiempo de respuesta del UPQC, se pueden estimar tiempos de respuesta para el enlace DC entre 100 y 400 [ms] como valores de referencia.



# Diseño del Sistema de Control

---

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

2.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA DE CONTROL

2.2 RESONADORES E IMP

2.3 DISEÑO DEL OBSERVADOR DE ESTADOS EXTENDIDOS ESO

2.4 DISEÑO DEL CONTROL POR REALIMENTACIÓN DE ESTADOS

2.5 LEY DE CONTROL

2.6 CONTROL PI DEL ENLACE DC

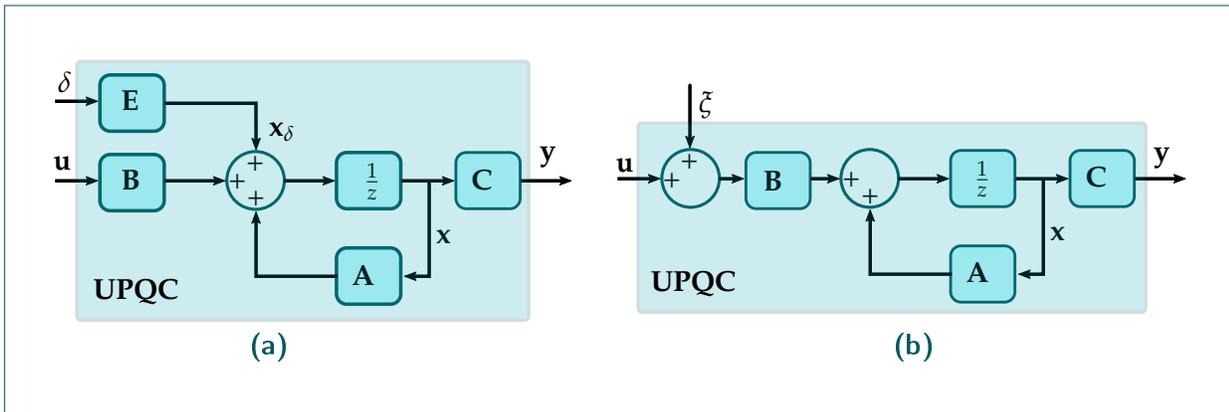
---

En este capítulo se describe el diseño del sistema de control aplicado al modelo discreto del UPQC y del enlace DC. Se muestra la arquitectura de control seleccionada, el uso de resonadores bajo el marco del Principio del Modelo Interno (IMP), el diseño del observador de estados extendidos, diseño del control por realimentación de estados y la descripción del sistema de control PI para el enlace DC. El sistema de control propuesto tiene como objetivo cumplir con todos los criterios de desempeño definidos en el capítulo anterior de tal manera que las perturbaciones de PQ más comunes puedan ser compensadas con el UPQC.

### 2.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA DE CONTROL

---

El sistema de control propuesto se basa en una arquitectura de control basado en observador para el caso del UPQC y un control PI para el enlace DC. Este esquema de control es seleccionado debido a que es posible aplicarlo al modelo multivariable del UPQC, y se basa en el rechazo de las señales de perturbación  $\delta(k)$ . Esta estructura de control parte del hecho que el modelo dinámico de la planta de (1.14) es completamente controlable y observable. Si la planta sigue el criterio de



**Figura 2.1:** Perturbaciones equivalentes a la entrada del modelo UPQC multivariable. **(a)** Diagrama en espacio de estados con la perturbación de estado original, **(b)** Perturbación equivalente a la entrada.

controlabilidad, todos los estados  $x(k)$  pueden ser modificados por la entrada  $u(k)$  a pesar que se vean afectados por la perturbación de estado  $x_\delta(k) = E\delta(k)$ . Por lo tanto, la perturbación  $x_\delta(k)$  se puede expresar como una perturbación equivalente a la entrada descrita como  $\zeta(k)$  que se suma con el vector de entrada  $u(k)$  tal y como se muestra en la Figura 2.1b. Con ayuda del IMP implementado en el sistema de control,  $\zeta(k)$  y por consiguiente  $\delta(k)$  se pueden rechazar sin que la salida del sistema perciba los efectos de estas perturbaciones exógenas. Si el sistema es observable, no es necesario diseñar un controlador que requiera las mediciones de los estados y de las señales de perturbación, sino que todas las señales necesarias pueden ser estimadas a partir del vector de salida  $y(k)$ .

Por consiguiente, se propone un sistema de control con una arquitectura orientada a estimar y rechazar las perturbaciones del modelo UPQC y así garantizar un desempeño adecuado. La arquitectura propuesta es multivariable ya que se busca aplicar el control sobre el modelo (1.14) que considera un detalle significativo del sistema UPQC real. Como consecuencia, el sistema de control MIMO diseñado debe imponer una ley de control adecuada para garantizar una estabilidad interna del lazo cerrado a partir que todos sus valores propios se encuentren dentro del círculo unitario.

La arquitectura de control mostrada en la Figura 2.2 usa un Observador de Estados Extendidos (ESO) donde es posible estimar tanto los estados del sistema como las señales de perturbaciones equivalentes a la entrada  $\zeta(k)$ . Estas perturbaciones estimadas dadas por  $\hat{\zeta}(k)$  se restan directamente a la entrada de la planta con el objetivo que el sistema de lazo cerrado tenga una baja sensibilidad a los efectos de estas señales. En esta arquitectura, el ESO también es capaz de garantizar un seguimiento a señales de referencia ya que una de sus entradas consiste en el vector del error  $e(k) = y(k) - r(k)$ . El vector de referencias  $r(k)$  se define en (2.1) donde  $\phi$  corresponde a la fase de la tensión de alimentación  $v_s(k)$ , mientras que  $V_L^*$  e  $I_s^*$  son las amplitudes de la tensión de la carga y corriente de la red eléctrica de referencia respectivamente. Ambas señales de referencia deben estar en fase con la tensión de la red tanto para garantizar un factor de potencia unitario, como para preservar la fase de la tensión de alimentación sobre la carga conectada. La señal de

referencia  $v_L^*(k)$  debe tener un valor de amplitud dentro de los rangos permitidos por el estándar IEEE 1159-2019.

$$\mathbf{r}(k) = \begin{bmatrix} v_L^*(k) \\ i_s^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_L^* \sin(2\pi f_0 k + \phi) \\ I_s^* \sin(2\pi f_0 k + \phi) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

La estrategia de control por realimentación de estados considera el diseño de la matriz  $\mathbf{K}$  con el objetivo de garantizar las condiciones de estabilidad del lazo cerrado multivariable con la suficiente versatilidad en el diseño del régimen transitorio. Como consecuencia, la asignación de los valores propios deseados de lazo cerrado tendrá un mínimo de restricciones. Esta estrategia de control sigue el objetivo de regulación (llevar los estados del UPQC a cero). Esto garantiza que la planta llegue a su punto de equilibrio y la dinámica del error de seguimiento dependa solamente del ESO.

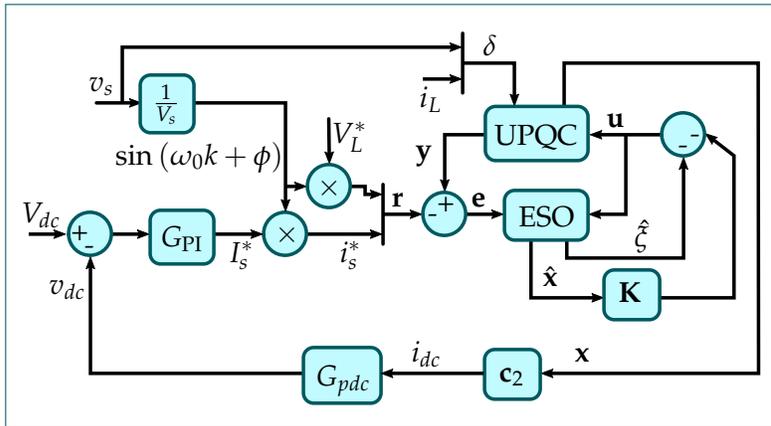


Figura 2.2: Arquitectura de control propuesta para el UPQC.

Ya que el enlace DC debe mantenerse constante durante toda la operación del UPQC, se propone un control PI porque es el compensador por excelencia al buscar un desempeño robusto ante señales de referencia constantes. Adicionalmente, el actuador que permitirá garantizar el nivel de tensión requerido sobre este enlace DC es el convertidor *shunt*, por este motivo se propone un control en cascada con el PI cuya señal de control será  $I_s^*$  tal que el balance de energía en el sistema sea garantizado y no se afecte el suministro de potencia a la carga. Si el enlace DC alcanza su tensión de referencia, el control PI generará una amplitud de corriente  $I_s^*$  que será congruente con la potencia activa necesaria por la carga conectada. En eventos de perturbación de variaciones de tensión, tal y como se observa en la Figura 1.11, la tensión del enlace DC se ve perturbada por la variación de potencia activa suministrada por la red eléctrica. Estas variaciones de potencia se presentan también cuando hay cambios en la carga conectada, por ejemplo, en eventos de conexión y desconexión. Estos cambios en la tensión DC hacen que el control PI reajuste la amplitud de corriente de referencia de la red eléctrica, tal que el suministro de potencia de la red se mantenga constante y el UPQC sea capaz de compensar el *sag*, el *swell* o la variación en la carga. La señal de entrada  $i_{dc}(k)$  del modelo del enlace DC  $G_{pdc}$  (que depende de los estados  $i_{se}$  e  $i_{inj}$ ), se puede reconstruir a partir de los estados del modelo UPQC con el vector  $\mathbf{c}_2$ .

Debido a que el control PI genera señales de control que no son sinusoidales, y considerando la naturaleza de las señales del vector  $\mathbf{r}(k)$ , es necesario multiplicar la señal de control PI con una señal sinusoidal de amplitud unitaria. Esta señal sinusoidal se construye con los parámetros de la frecuencia fundamental  $f_0$  y la fase  $\phi$  de la señal  $v_s(k)$ .

## 2.2 RESONADORES E IMP

---

Con la propuesta de estimar las señales de perturbación equivalentes a la entrada  $\zeta(k)$ , es necesario contar con un sistema que permita reconstruir la dinámica de estas señales para posteriormente rechazarlas adecuadamente. Debe ser un sistema tal que si se presenta una señal de perturbación, el observador ESO tenga la información necesaria para que el error de estimación de esta señal sea nulo. Si el error de estimación es cero, entonces la señal estimada será muy similar a la señal de perturbación real equivalente a la entrada. Adicionalmente si se restan estas señales, la salida  $\mathbf{y}(k)$  del sistema UPQC no percibirá los efectos de la perturbación  $\zeta(k)$  y el sistema de control podrá llevar a cabo un seguimiento adecuado del vector de referencia  $\mathbf{r}(k)$ .

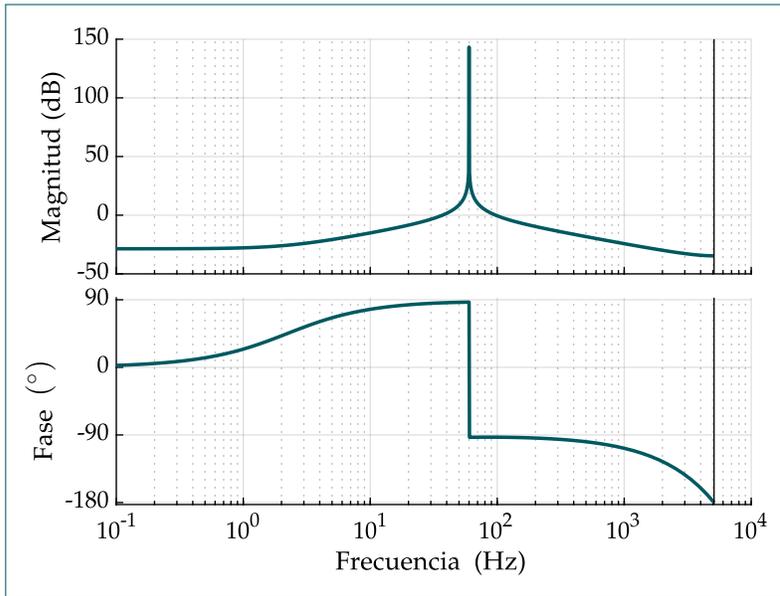
Para el caso del UPQC conectado a la red eléctrica, se tiene que el vector de perturbación  $\delta(k)$  se compone de  $v_s(k)$  e  $i_L(k)$ , ambas señales sinusoidales consideradas con distorsión armónica, cuyas componentes son múltiplos impares de la frecuencia fundamental. Solamente se consideran los armónicos impares porque son los que se presentan con más frecuencia en una red de distribución eléctrica. Este hecho se demuestra en [35] para el caso de la corriente de las cargas, y [36] en el caso de la tensión de alimentación. La descripción para la tensión de la red y la corriente de la carga se muestran en (2.2) y (2.3).

$$v_s(k) = V_s \sin(\omega_0 k + \phi) + \sum_{i=2}^{\infty} V_i \sin((2i-1)\omega_0 k + \phi_i) \quad (2.2)$$

$$i_L(k) = I_L \sin(\omega_0 k + \phi_2) + \sum_{j=2}^{\infty} I_j \sin((2j-1)\omega_0 k + \phi_j) \quad (2.3)$$

Por este motivo, se define un sistema dinámico llamado Resonador cuyo objetivo es garantizar una ganancia infinita para señales sinusoidales de una frecuencia determinada  $\omega$  tal y como lo muestra la respuesta en frecuencia de este sistema descrito en la Figura 2.3. Al aplicar el resonador dentro del sistema de control, y dependiendo de su ubicación dentro del lazo cerrado, permitirá hacer un rechazo ideal de perturbaciones y hacer un seguimiento sin error en estado estacionario de señales de referencia sinusoidales con frecuencia  $\omega$ . La implementación como modelo discreto con ZOH en espacio de estados se describe en (2.4) [37] y los valores propios del resonador mostrados en (2.5) indican que es un sistema con estabilidad crítica ya que la magnitud de  $\lambda$  igual a 1.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} x_{r1}(k+1) \\ x_{r2}(k+1) \end{array} \right] = \underbrace{\left[ \begin{array}{cc} \cos(\omega T_m) & \sin(\omega T_m) \\ -\sin(\omega T_m) & \cos(\omega T_m) \end{array} \right]}_{\mathbf{A}_R} \underbrace{\left[ \begin{array}{l} x_{r1}(k) \\ x_{r2}(k) \end{array} \right]}_{\mathbf{x}_R} + \underbrace{\left[ \begin{array}{c} 1 - \cos(\omega T_m) \\ \sin(\omega T_m) \end{array} \right]}_{\mathbf{b}_R} u_r(k) \\ y_r(k) = \underbrace{\left[ \begin{array}{cc} 0 & 1 \end{array} \right]}_{\mathbf{c}_R} \underbrace{\left[ \begin{array}{l} x_{r1}(k) \\ x_{r2}(k) \end{array} \right]}_{\mathbf{x}_R} \end{array} \right. \quad (2.4)$$



**Figura 2.3:** Respuesta en frecuencia de un resonador.

Según el Principio del Modelo Interno (IMP) mostrado en [38], si se desea hacer un seguimiento o rechazar una perturbación acoplada (perturbación a la entrada de la planta), el sistema de control deberá tener el modelo dinámico de esta señal. Para este caso, si el resonador se incluye dentro del sistema de control diseñado para el UPQC, una perturbación sinusoidal acoplada que se encuentre a la misma frecuencia  $\omega$  del resonador será completamente rechazada en estado estacionario. Además, con señal de referencia sinusoidal con frecuencia  $\omega$ , el lazo cerrado alcanza un error de seguimiento nulo si no se encuentra en régimen transitorio.

$$\lambda = \cos(\omega T_m) \pm i \sin(\omega T_m) = 1 \angle \pm \omega T_m \quad (2.5)$$

Sin embargo, debido a que las señales de perturbación descritas en (2.2) y (2.3) son señales compuestas por la suma de varias señales sinusoidales con frecuencias que son múltiplos de  $f_0$ , es necesario considerar un sistema formado por un conjunto de resonadores que permita rechazar simultáneamente todas las frecuencias indeseadas. Al contar con dos referencias y dos perturbaciones sobre señales de tensión y de corriente, se requiere implementar un modelo interno formado

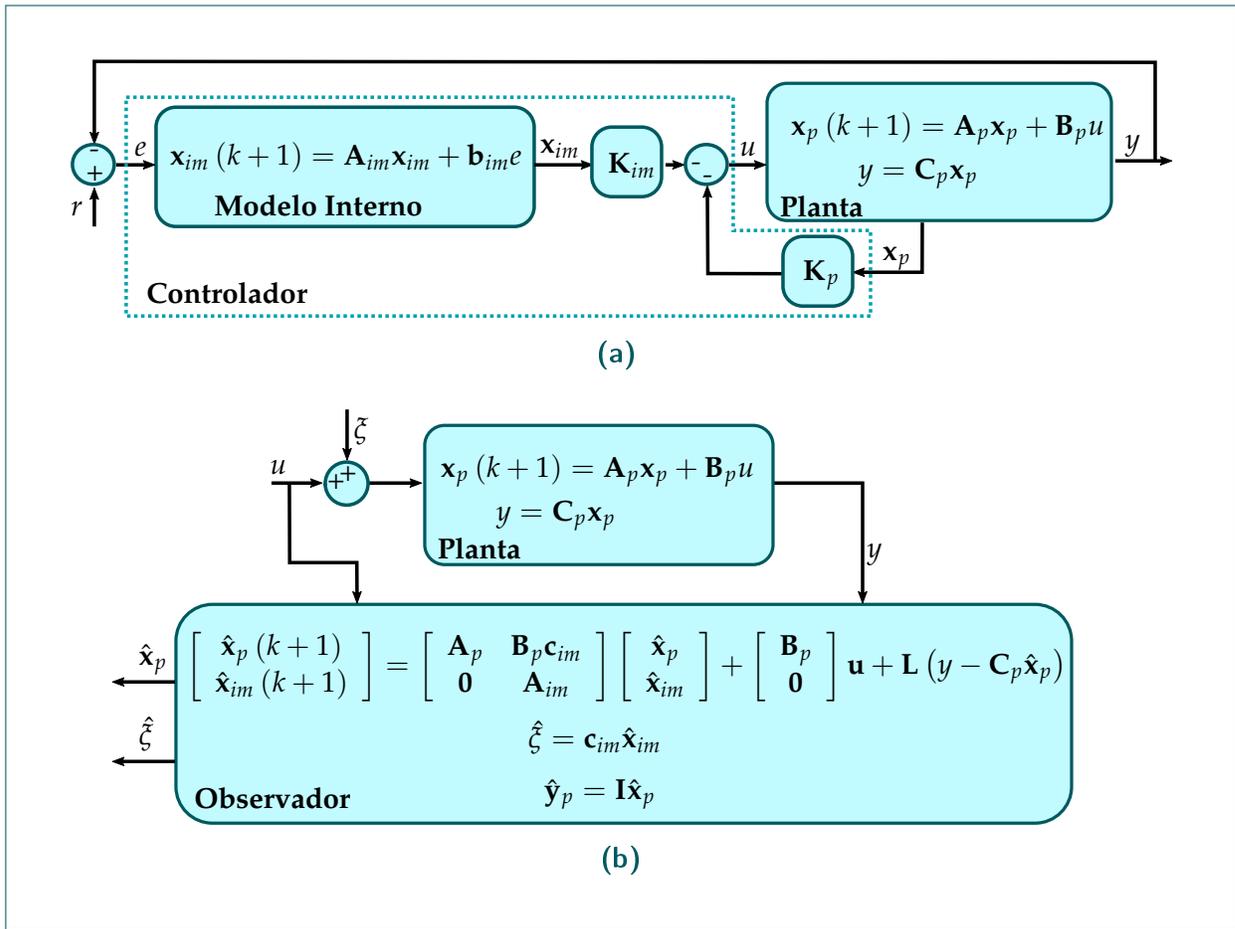
por dos conjuntos de resonadores, uno de ellos se centra en rechazar la perturbación  $v_s(k)$  y hacer seguimiento sobre la referencia  $v_L^*(k)$ , mientras que el segundo conjunto se enfoca tanto en el rechazo de  $i_L(k)$  y en el seguimiento de  $i_s^*(k)$ .

Por lo tanto, se debe considerar un modelo dinámico formado a partir de la suma de resonadores simples. Sin embargo, la suma de resonadores no es la única forma de tener un modelo dinámico compuesto, por ejemplo, en [26] se usa la multiplicación para obtenerlo. No obstante, se usa la suma de resonadores ya que minimiza la aparición de ceros indeseados en el modelo compuesto. La suma de múltiples resonadores genera la representación en espacio de estados descrita por (2.6), donde las matrices  $\mathbf{A}_{Ri}$  corresponde a la matriz de dinámica interna para el  $i$ -ésimo resonador que se encuentra a una frecuencia  $\omega_i$ , los vectores  $\mathbf{b}_{Ri}$  corresponden a las matrices de entrada para cada resonador y  $\mathbf{c}_{Ri}$  describe las matrices de salida.

$$\mathbf{G}_R = \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{R1}(k+1) \\ \mathbf{x}_{R2}(k+1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{Rh}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{R1} & & & \\ & \mathbf{A}_{R2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{A}_{Rh} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{im}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{R1}(k) \\ \mathbf{x}_{R2}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{Rh}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{b}_{R1} \\ \mathbf{b}_{R2} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{Rh} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_{im}} \mathbf{u}_{im} \\ \\ \mathbf{y}_{rh} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{c}_{R1} & \mathbf{c}_{R2} & \cdots & \mathbf{c}_{Rh} \end{bmatrix}}_{\mathbf{c}_{im}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{R1}(k) \\ \mathbf{x}_{R2}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{Rh}(k) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.6)$$

Dependiendo si el modelo del resonador compuesto se aplica sobre un controlador o sobre un observador, ya sea  $\mathbf{b}_{im}$  o  $\mathbf{c}_{im}$  serán usados cuando se implemente en el marco del IMP. Si se implementa sobre un controlador, el sistema  $\mathbf{G}_R$  no tendrá una salida asociada ya que se realimentan los estados del modelo interno y de la planta para tener la ley de control. Si el resonador compuesto se implementa sobre un observador, el vector  $\mathbf{b}_{im}$  no será necesario ya que las entradas del observador corresponden a las señales de entrada y salida de la planta, y el resonador queda embebido en el mismo observador de estados de la planta. La información útil del resonador compuesto que es común para el controlador y para el observador se centra en la dinámica  $\mathbf{A}_{im}$ , que contiene los valores propios de los resonadores sintonizados a diferentes frecuencias. La información de los vectores  $\mathbf{b}_{im}$  y  $\mathbf{c}_{im}$  son usados por el controlador y por el observador tanto para identificar la dinámica de las señales del error  $e$  con controlador, como para determinar a la salida del observador la perturbación estimada equivalente a la entrada. En la Figura 2.4 se muestra de forma conceptual el uso de un resonador compuesto con base en el criterio de IMP tanto para un observador como para un controlador.

Un ejemplo de la aplicación del IMP para un controlador se muestra en [39], donde se aplica el concepto mostrado en la Figura 2.4a sobre el modelo continuo del UPQC que se describe en (1.14) obteniendo también resultados satisfactorios de compensación de potencia. Sin embargo, la arquitectura propuesta en la Figura 2.2 se caracteriza por tener una mayor flexibilidad en la sintonización del sistema de control. Esta ventaja permite regímenes transitorios con mayor estabilidad



**Figura 2.4:** Implementación del resonador compuesto dentro del criterio del IMP. (a) Caso para un controlador, (b) Caso para un observador.

robusta, tal y como se presenta en [40], donde se aplica el mismo modelo continuo del UPQC pero con la arquitectura de control propuesta en este documento. Por esta razón se decide hacer uso de los resonadores en el observador.

## 2.3

## DISEÑO DEL OBSERVADOR DE ESTADOS EXTENDIDOS ESO

Como primer paso del diseño del sistema de control propuesto en la Figura 2.2 se describe el diseño de la etapa ESO. Este observador tiene como principal objetivo estimar tanto los estados del modelo del UPQC  $x(k)$  como las perturbaciones equivalentes a la entrada con múltiples componentes sinusoidales  $\zeta(k)$ . Un observador de Luenberger de orden completo tal y como se describe en [31] es capaz de estimar los estados de una planta a partir de las señales de salida. Sin embargo, para garantizar que el observador sea capaz de estimar las perturbaciones, es necesario introducir

del concepto de IMP con el resonador compuesto descrito en (2.6) dentro de su diseño. Por este motivo, se propone el uso de un observador de estados extendidos tal que la dinámica de las perturbaciones sean incluidas y el observador sea capaz de reconstruir las perturbaciones equivalentes a la entrada con la información de la señal del error  $\mathbf{e}(k)$ . La señal del error contiene tanto información de la señal de salida del UPQC  $\mathbf{y}(k)$  como de la referencia  $\mathbf{r}(k)$  de tal manera que para este caso, el observador es capaz de hacer un seguimiento a las señales de referencia también. Una explicación más detallada acerca de los criterios necesarios para tener este comportamiento se describe en la sección 2.5.

Para incluir la dinámica del resonador compuesto dentro del observador para formar el ESO, es necesario definir las frecuencias de las señales sinusoidales de las perturbaciones de tensión de la red y corriente de la carga. Para el diseño del sistema de control sobre el modelo del UPQC, se hace necesario definir un resonador compuesto por cada señal de perturbación. Basado en las definiciones descritas en (2.2) y (2.3), se define un resonador compuesto para la corriente o tensión tomando los  $h$  primeros armónicos impares de cada señal. Por este motivo, se considera un modelo dinámico de referencias y perturbaciones compuesto por  $h = h_v + h_i$  resonadores tal y como se muestra en (2.7) con  $h_v$  y  $h_i$  como el número de resonadores de tensión y corriente respectivamente. Como se explicó en la sección anterior, solamente se requiere la información de la dinámica interna y de la matriz de salida del sistema de resonadores para poderlos incluir en el observador. Las frecuencias a la que se encuentran los resonadores se determina como  $\omega_j = 2(2j - 1)\pi f_0$  donde  $j \in \mathbb{Z}$  en el intervalo  $[1 \ h_v]$  para tensión o  $[1 \ h_i]$  para corriente. Las matrices del modelo de perturbaciones se definen como  $\mathbf{A}_\xi = \text{diag}(\mathbf{A}_{v1}, \mathbf{A}_{v2}, \dots, \mathbf{A}_{vh_v}, \mathbf{A}_{c1}, \mathbf{A}_{c2}, \dots, \mathbf{A}_{ch_i})$ , con  $\mathbf{A}_{vj}$  y  $\mathbf{A}_{cj}$  como la matriz dinámica definida en (2.4) para el  $j$ -ésimo resonador de tensión y de corriente respectivamente. Para el caso de la matriz de salida, se tiene que  $\mathbf{C}_\xi = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{\xi 1}^T & \mathbf{c}_{\xi 2}^T \end{bmatrix}^T$  con  $\mathbf{c}_{\xi 1} = [\mathbf{c}_{v1} \ \mathbf{c}_{v1} \ \dots \ \mathbf{c}_{vh_v} \ \mathbf{0}_{1,2h_i}]$  y  $\mathbf{c}_{\xi 2} = [\mathbf{0}_{1,2h_v} \ \mathbf{c}_{c1} \ \mathbf{c}_{c2} \ \dots \ \mathbf{c}_{ch_i}]$ . El vector de estados del modelo de perturbaciones y referencias se definen como  $\mathbf{x}_\xi = [\mathbf{x}_{v1} \ \mathbf{x}_{v2} \ \dots \ \mathbf{x}_{vh_v} \ \mathbf{x}_{c1} \ \mathbf{x}_{c2} \ \dots \ \mathbf{x}_{ch_i}]^T$ .

$$\mathbf{G}_\xi = \begin{cases} \mathbf{x}_\xi(k+1) = \mathbf{A}_\xi \mathbf{x}_\xi(k) \\ \xi(k) = \mathbf{C}_\xi \mathbf{x}_\xi(k) \end{cases} \quad (2.7)$$

El modelo de perturbaciones y referencias  $\mathbf{G}_\xi$  es desacoplado para la tensión y la corriente de tal manera que el lazo cerrado tenga la capacidad de actuar separadamente sobre las señales de tensión y corriente en el modelo del UPQC, a partir de la estimación independiente de las señales de perturbación  $\xi(k)$ . Esto se evidencia en que la matriz  $\mathbf{A}_\xi$  es una matriz diagonal donde no es posible tener una relación entre los resonadores simples que componen  $\mathbf{G}_\xi$ . El orden total del modelo de perturbaciones y referencias es  $m = 2h_v + 2h_i$ .

Con el modelo de perturbaciones y referencias, se define el Observador de Estados Extendidos en (2.8) donde la matriz  $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_p^T & \mathbf{L}_\xi^T \end{bmatrix}^T$  con  $\mathbf{L}_p \in \mathbb{R}^{q \times n}$  y  $\mathbf{L}_\xi \in \mathbb{R}^{q \times m}$  corresponde a la matriz de realimentación para garantizar la estabilidad interna y convergencia de las estimaciones. La salida del ESO será el vector de los estados estimados  $\hat{\mathbf{x}}(k)$  y el vector de perturbaciones estimadas  $\hat{\xi}(k)$ .

Las entradas serán la señal del error  $\mathbf{e}(k)$  y la entrada de la planta  $\mathbf{u}(k)$ . Las matrices  $\mathbf{0}_1 \in \mathbb{R}^{n \times m}$  y  $\mathbf{0}_{b\zeta} \in \mathbb{R}^{m \times p}$ .

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_\zeta(k+1) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_\zeta \\ \mathbf{0}_1^T & \mathbf{A}_\zeta \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ex}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_\zeta(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{ex}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{b\zeta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{ex}} \mathbf{u}(k) + \mathbf{L} [\mathbf{e}(k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k)] \\ & \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\zeta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{ex}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0}_1 \\ \mathbf{0}_1^T & \mathbf{C}_\zeta \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{ex}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_\zeta(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{ex}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

El diseño del ESO consiste en encontrar una matriz de realimentación  $\mathbf{L}$  tal que se cumplan los objetivos de diseño descritos en el capítulo anterior. Por este motivo, se usa el método de optimización LQE (Estimador Lineal Cuadrático) que busca minimizar la función de costo mostrada en (2.9). La matriz  $\mathbf{Q}_o$  es la matriz de peso sobre los estados del ESO mientras que la matriz  $\mathbf{R}_o$  es la matriz de peso sobre la señal del error de seguimiento. En general, las matrices de peso se entienden como valores de restricción de crecimiento de la amplitud de las señales ya sean los estados del ESO  $\mathbf{x}_{ex}(k)$  o la señal de entrada del sistema  $\mathbf{e}(k)$ . Si la magnitud de las matrices de peso es alta, los estados o las señales de entrada se penalizarán, de tal manera que las señales no crecerán y el tiempo de respuesta del sistema en general será más lento debido a que el ancho de banda del sistema se reduce. Sin embargo, si se considera una ponderación pequeña de las señales, el sistema será susceptible a saturación y perderá estabilidad robusta. Ambas matrices  $\mathbf{Q}_o$  y  $\mathbf{R}_o$  deben ser matrices definidas positivas para que el problema de optimización, que en forma general se plantea en [41], sea convexo.

$$\mathcal{J}_o(\mathbf{x}_{ex}) = \sum_{i=1}^{\infty} \left[ \mathbf{x}_{ex} \mathbf{Q}_o \mathbf{x}_{ex}^T + \mathbf{e}^T \mathbf{R}_o \mathbf{e} \right] \quad (2.9)$$

Para este caso particular, las matrices de peso de los estados del ESO y del error de seguimiento se escogen como diagonales con el objetivo de asignar ponderaciones a cada señal de estado o de error dentro del problema. Esta selección permite tener versatilidad en la selección de las ponderaciones de cada señal dependiendo de su importancia en el sistema de control. Por este motivo, la matriz  $\mathbf{Q}_o$ , que se define en (2.10), es una matriz diagonal por bloques, donde a su vez, las matrices  $\mathbf{Q}_e$  y  $\mathbf{Q}_\zeta$  son diagonales. La diferencia es que la matriz  $\mathbf{Q}_e$  define pesos diferentes para los estados del UPQC tal que  $\mathbf{Q}_e = \alpha \cdot \text{diag}(a, 0,1a, 0,1a, 0,1a, a, b\mathbf{I}_4)$  donde  $a$  y  $b$  corresponden parámetros de sintonización sobre los estados  $\mathbf{x}_d$  y  $\mathbf{x}_t$  respectivamente,  $\mathbf{I}_4$  es una matriz identidad que pertenece al conjunto  $\mathbb{R}^{4 \times 4}$  y  $\alpha$  es un parámetro de escala que repercute directamente en el régimen transitorio del lazo cerrado. Se asigna una mayor ponderación al primer y último estado relacionados con la salida del UPQC mientras que los otros estados tienen un menor peso. Esto se realiza ya que se busca evitar que los estados involucrados con la salida de la planta tengan sobreimpulsos debido al alto ancho de banda que puede otorgar un valor de peso pequeño. Los estados restantes de  $\mathbf{x}_d$  deben tener un ancho de banda más alto para que se alcance un régimen estacionario una respuesta rápida. Al tener esta combinación de pesos en los estados, se logra tener un balance entre tiempo de

respuesta y robustez en el sistema de lazo cerrado. Para los estados correspondientes a los retardos a la entrada  $\mathbf{x}_t$  se asigna un peso  $b$  de tal manera que el ESO sea un sistema estable.

La matriz  $\mathbf{Q}_\xi$  asigna una ponderación diferente si se trata de el resonador sintonizado en  $\omega_0 = 2\pi f_0$  o si se trata de un resonador para armónicos. Por este motivo,  $\mathbf{Q}_\xi = \gamma \cdot \text{diag} \left( \mathbf{I}_2 \ 0, 0, 1\mathbf{I}_\beta \right)$  con  $\mathbf{I}_2$  e  $\mathbf{I}_\beta$  como matrices identidad de tamaño  $2 \times 2$  y  $\beta \times \beta$  respectivamente, con  $\beta = \frac{m}{2} - 2$ . Esta diferencia de ponderaciones se realiza con el objetivo que el ESO responda más rápido a las perturbaciones o referencias sinusoidales. Para el caso de los resonadores de armónicos, se asigna un peso entre 10 y 100 veces menor ya que se tratan de perturbaciones en estado estacionario que requieren un crecimiento moderado para lograr el rechazo adecuado de las perturbaciones  $\xi(k)$ .

$$\mathbf{Q}_o = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_e & \mathbf{0}_1 \\ \mathbf{0}_1^T & \mathbf{Q}_\xi \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Para el caso de la matriz de peso de las señales de entrada correspondientes al error de seguimiento, se asigna un peso definido en (2.11) donde se asigna un único parámetro de sintonización  $\varepsilon$  seleccionado de tal manera que el régimen transitorio del ESO no se vea deteriorado, pero que tampoco el estimador se vuelva muy sensible ante el ruido de medición reflejado en asignación de una ponderación pequeña.

$$\mathbf{R}_o = \varepsilon \mathbf{I}_2 \quad (2.11)$$

La matriz de estabilización del observador resultante de la optimización de la función de costo  $\mathcal{J}_o$  se determina por medio de (2.13) con base en la solución de la ecuación de Riccati descrita en (2.12) [31]. La solución de la ecuación se trata de una matriz  $\mathbf{P}_o$  definida positiva que considera las restricciones de optimización descritas por las dinámicas del ESO. La matriz  $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{(m+n) \times q}$ , con  $q$  como el número de salidas del sistema UPQC, cumple que  $\mathbf{x}_{ex}$  minimiza la función de costo  $\mathcal{J}_o$  con base en la dinámica impuesta por  $\mathbf{A}_{ex} - \mathbf{L}\mathbf{C}_{ex}$ .

$$\mathbf{A}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{A}_{ex}^T - \mathbf{P}_o - \left(\mathbf{A}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{C}_{ex}^T\right) \left(\mathbf{C}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{C}_{ex}^T + \mathbf{R}_o\right)^{-1} \left(\mathbf{C}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{A}_{ex}^T\right) + \mathbf{Q}_o = \mathbf{0} \quad (2.12)$$

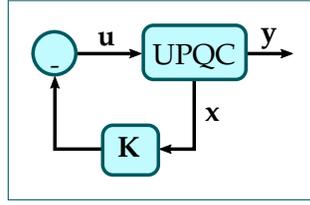
$$\mathbf{L} = \left[ \left(\mathbf{C}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{C}_{ex}^T + \mathbf{R}_o\right)^{-1} \left(\mathbf{C}_{ex}\mathbf{P}_o\mathbf{A}_{ex}^T\right) \right]^T \quad (2.13)$$

## 2.4

## DISEÑO DEL CONTROL POR REALIMENTACIÓN DE ESTADOS

---

Debido al principio de separación entre el diseño del observador y el controlador descrito en [31, 42], se propone el uso de un control por realimentación de estados de regulación con el objetivo de garantizar que el sistema alcance un punto de equilibrio, donde los estados de la planta tiendan a



**Figura 2.5:** Reducción del sistema de control para la sintonización óptima de la matriz de realimentación de estados.

cero en estado estacionario. La reducción del sistema para el diseño por realimentación de estados se muestra en la Figura 2.5 donde se muestra un problema de regulación.

Debido a que el sistema de control considera el ESO, es necesario que la estimación de los estados llegue a un régimen estacionario antes del controlador estabilizador. Por consiguiente, los valores propios del controlador estabilizador deben ser tales que se obtenga una respuesta de 2 a 6 veces más lenta que la respuesta del observador. En caso contrario, el régimen transitorio de las variables controladas se verá afectado por el ESO. El control por realimentación de estados también se trata de un problema de optimización por Regulador Óptimo Cuadrático (LQR) cuya función de costo que se debe minimizar se muestra en (2.14).

$$\mathcal{J}_c(\mathbf{u}) = \sum_{i=1}^{\infty} [\mathbf{x} \mathbf{Q}_c \mathbf{x}^T + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_c \mathbf{u}] \quad (2.14)$$

Como parámetros de la función objetivo se encuentra la matriz de peso en los estados (2.15) con el parámetro de escalamiento  $\rho \geq 1000\alpha$ . En esencia, se mantienen los pesos individuales para cada estado iguales que en el caso del ESO, sin embargo, se cambia el factor de escalamiento por un valor más alto con el objetivo de mantener la relación entre los tiempos de respuesta del regulador y del observador. Para el caso del peso asignado al vector de entrada  $\mathbf{R}_c$ , definido en (2.16), también se varía solamente el factor de multiplicación de la matriz con respecto a  $\mathbf{R}_o$  tal que  $\nu \geq 1000\epsilon$ . El peso asignado en la matriz  $\mathbf{R}_c$  se selecciona con el objetivo de evitar la saturación de la señal de control con base en el criterio de desempeño asociado a  $\mathbf{u}(k)$ .

$$\mathbf{Q}_c = \rho \cdot \text{diag} ( a \quad 0,1a \quad 0,1a \quad 0,1a \quad a \quad b\mathbf{I}_{2\tau} ) \quad (2.15)$$

$$\mathbf{R}_c = \nu \mathbf{I}_2 \quad (2.16)$$

La solución del problema de optimización para el control por realimentación de estados consiste en minimizar la función de costo  $\mathcal{J}_c$  con respecto a la entrada  $\mathbf{u}(k)$  obteniendo una matriz de realimentación de estados  $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{p \times n}$  que establezca o lleve a cero el valor de los estados del sistema UPQC en régimen estacionario. Por lo tanto, la acción de control  $\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x}$  minimiza la función de costo  $\mathcal{J}_c$  sujeto a las dinámicas del modelo del UPQC. La matriz de realimentación de estados se determina con (2.18) con base en la solución de la ecuación de Riccati (2.17) cuyo resultado es la matriz  $\mathbf{P}_c \succ \mathbf{0}$ .

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P}_c \mathbf{A} - \mathbf{P}_c - (\mathbf{A}^T \mathbf{P}_c \mathbf{B}) (\mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \mathbf{B} + \mathbf{R}_c)^{-1} (\mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \mathbf{A}) + \mathbf{Q}_c = \mathbf{0} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{K} = \left( \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \mathbf{B} + \mathbf{R}_c \right)^{-1} \left( \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \mathbf{A} \right) \quad (2.18)$$

## 2.5 LEY DE CONTROL

Con el diseño de la etapa ESO y el control de regulación por realimentación de estados, se determina la ley de control del sistema de control sobre el UPQC. La ley de control, definida en (2.19), se basa en la estabilización por la realimentación de los estados estimados  $\hat{\mathbf{x}}(k)$  y la estimación de las perturbaciones equivalentes a la entrada del sistema  $\hat{\xi}(k)$  determinado a partir de la salida de la etapa ESO.

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}(k) - \hat{\xi}(k) \quad (2.19)$$

Aplicando la ley de control propuesta sobre la planta (1.14) se obtiene el sistema de lazo cerrado del UPQC mostrado en (2.20), cuya demostración se muestra en el Anexo B. La matriz  $\mathbf{A}_{cl}$  es una matriz triangular por bloques que describe las dinámicas del sistema, donde tanto los estados  $\mathbf{e}_o = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$  como  $\hat{\mathbf{x}}_\xi$  no dependen de  $\mathbf{x}$ . Este hecho garantiza el principio de separación entre el diseño del control de estabilización y el ESO ya que el polinomio característico de  $\mathbf{A}_{cl}$  se determina a partir de (2.21) [31] donde la matriz  $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{L}_p \mathbf{C} & -\mathbf{B} \mathbf{C}_\xi \\ \mathbf{L}_\xi \mathbf{C} & \mathbf{A}_\xi \end{bmatrix}$  depende claramente de la matriz  $\mathbf{L}$  y por lo tanto del diseño del ESO, mientras que la matriz  $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$  depende de la solución del problema de regulación por realimentación de estados de la planta.

$$\mathbf{G}_{cl} = \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{e}_o(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_\xi(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K} & \mathbf{B} \mathbf{K} & -\mathbf{B} \mathbf{C}_\xi \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{L}_p \mathbf{C} & -\mathbf{B} \mathbf{C}_\xi \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_\xi \mathbf{C} & \mathbf{A}_\xi \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{cl}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{e}_o(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_\xi(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{E} \\ \mathbf{L}_p & \mathbf{E} \\ -\mathbf{L}_\xi & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{cl}} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \delta \end{bmatrix} \\ \\ \mathbf{y}(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0}_{1 \times n} & \mathbf{0}_{1 \times m} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{cl}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{e}_o(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_\xi(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{cl}} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

$$p(\lambda) = \det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_{cl}) = \det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}) \cdot \det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{Y}) \quad (2.21)$$

Por lo tanto, la estabilidad del sistema de lazo cerrado  $\mathbf{G}_{cl}$  depende de los valores propios de las matrices  $\mathbf{Y}$  y  $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$  a partir de la solución por separado tanto del problema de regulación de estados como de estabilización del ESO. Por este motivo, los criterios de desempeño se pueden garantizar a partir del cumplimiento de las siguientes condiciones en el diseño sistema de control:

1. La etapa ESO debe poseer un modelo interno compuesto por la mayor cantidad de resonadores con el objetivo de cumplir con la condición que  $\hat{\zeta}(k) \approx \zeta(k)$ . En consecuencia, las perturbaciones  $\delta(k)$  se pueden rechazar y las señales de  $\mathbf{y}(k)$  pueden tener un índice de THD menor al 5%.
2. Si se alcanza un error de seguimiento  $\mathbf{e}(k) = \mathbf{0}$ , de forma ideal, se tiene un seguimiento adecuado de las señales de referencia.
3. La convergencia a cero de los errores de estimación y seguimiento se cumple si  $\|\lambda_{1_i}\| < 1$  y  $\|\lambda_{2_i}\| < 1$  con  $1 \leq i \leq n$ ,  $i, \in \mathbb{N}$  con  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  como los vectores cuyas componentes son todos los valores propios de las matrices  $\mathbf{Y}$  y  $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$  respectivamente. Esta condición garantizará a su vez la estabilidad del sistema de control en lazo cerrado.
4. Con la selección de los valores propios adecuados a partir de las matrices de peso tal y como se definió en (2.10), (2.11), (2.15) y (2.16) se garantiza que el régimen transitorio tendrá una duración de tiempo  $\Delta t$  máxima de medio ciclo de señal sinusoidal a frecuencia  $f_0$  y la salida no tendrá sobreimpulsos u otros eventos relacionados con una baja estabilidad robusta.
5. Con la selección adecuada de la matriz de peso  $\mathbf{R}_c$  se puede evitar saturación en  $\mathbf{u}(k)$ .
6. El factor de potencia se garantiza desde la generación de la señal de referencia de corriente  $i_s(k)$  a partir de la fase y frecuencia de la tensión de la red  $v_s(k)$  y de la amplitud impuesta por el controlador PI del enlace DC.

Para lograr las condiciones de diseño del sistema de control, se debe seguir el algoritmo mostrado en la Figura 2.6 de tal manera que se lleva a cabo un proceso iterativo de ajuste de las matrices de peso, tal que las matrices  $\mathbf{K}$  y  $\mathbf{L}$  generen valores propios de lazo cerrado adecuados. El proceso iterativo de sintonización considera el ajuste de siete parámetros sobre las funciones de peso, demostrando la versatilidad de diseño sistema de control.

## 2.6 CONTROL PI DEL ENLACE DC

El control del UPQC considera un enlace DC con una tensión constante. Sin embargo, debido a la dinámica del sistema mostrada en (1.15), es necesario considerar un sistema de control de lazo cerrado adicional que garantice esta condición sobre el modelo. Para esto, se parte de las ecuaciones de estado de  $\mathbf{G}_{cl}$  y se considera una ecuación de salida del sistema de lazo cerrado que corresponde a la suma de las corrientes serie y *shunt* de los convertidores tal y como lo describe (2.22). Por lo tanto, se define el vector  $\mathbf{c}_2 = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$  y el vector de la salida DC sobre el UPQC como  $\mathbf{c}_{dc} = [\mathbf{c}_2 \ \mathbf{0}_{1 \times 2\tau}]$ . El vector  $\mathbf{c}_2$  se define teniendo en cuenta que la discretización con ZOH no cambia la matriz de salida con respecto al modelo continuo de la planta. Por lo tanto, es válido afirmar que la corriente del enlace DC se puede extraer como  $i_{dc}(k) = x_2(k) + x_3(k)$  con  $x_2$  y  $x_3$  como el segundo y el tercer estado del vector  $\mathbf{x}(k)$ .

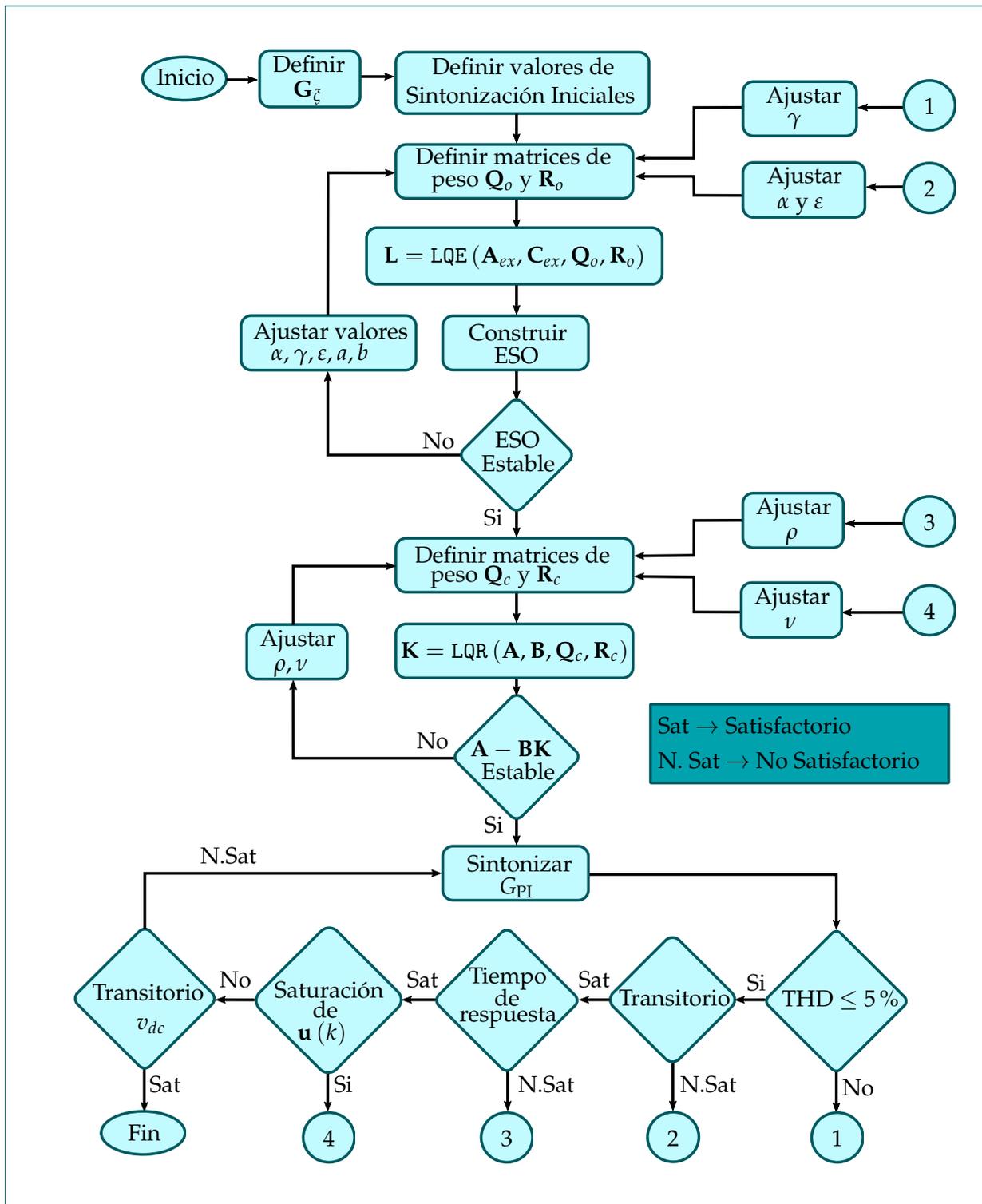
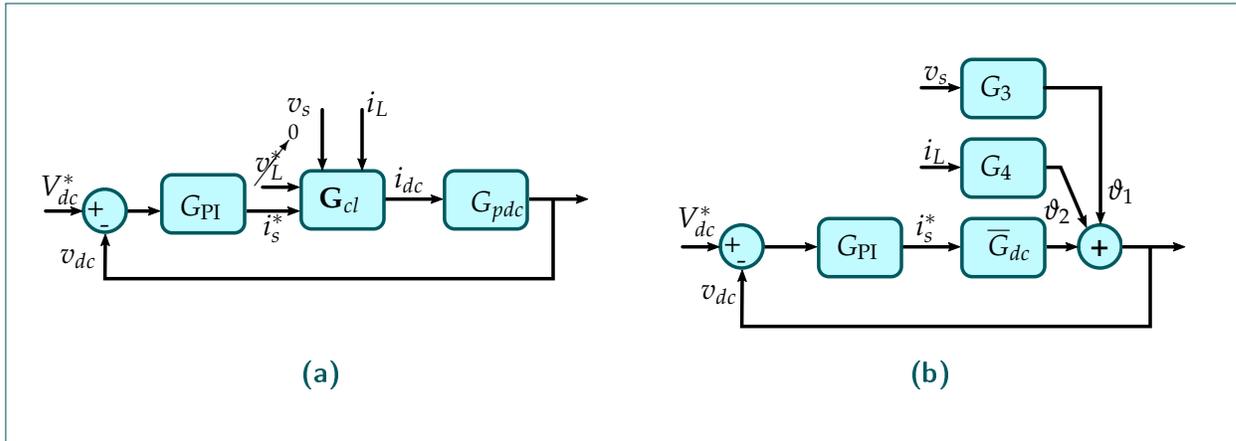


Figura 2.6: Diagrama de flujo para la sintonización del sistema de control del UPQC.



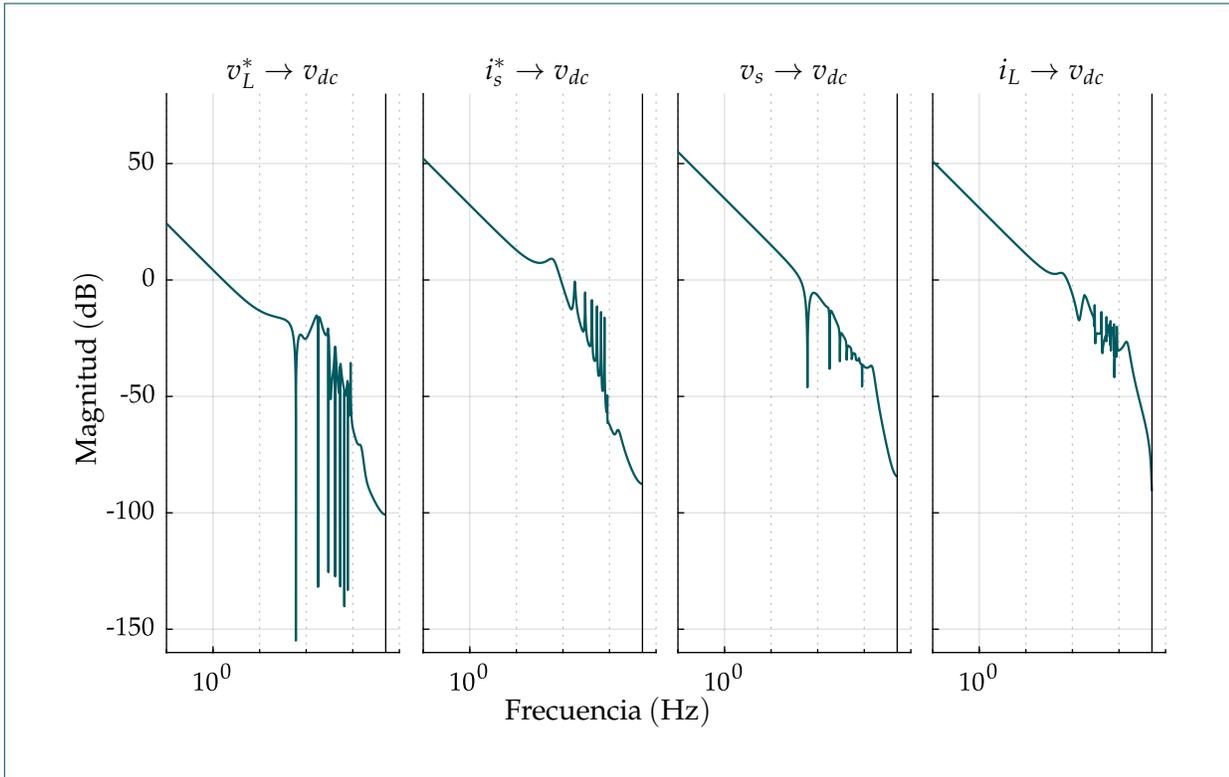
**Figura 2.7:** Reducción del sistema de lazo cerrado para el diseño del sistema de control PI del enlace DC. **(a)** Reducción del lazo cerrado UPQC, **(b)** Sistema simplificado en una arquitectura de realimentación unitaria.

$$i_{dc}(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{c}_{dc} & \mathbf{0}_{1 \times n} & \mathbf{0}_{1 \times m} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{cl}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{e}_o(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_{\xi}(k) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Posteriormente, se define el sistema  $\mathbf{G}_{dc}$  a partir de la dinámica  $G_{pdc}$  del capacitor DC definida en (1.15) y de la dinámica  $\mathbf{G}_{cl}$  del UPQC en lazo cerrado mostrada en (2.22). El sistema de lazo cerrado  $\mathbf{G}_{cl}$  toma como entradas las señales de referencia y perturbaciones mientras que la salida es la corriente  $i_{dc}(k)$ , por esta razón se trata de un sistema de cuatro entradas y una salida. Al hacer la operación del sistema de lazo cerrado del UPQC con la dinámica del enlace DC aplicando (A.3), se obtiene un sistema  $\mathbf{G}_{dc}$  que es de multiple entrada con una única salida igual a la tensión del enlace DC  $v_{dc}(k)$ , tal y como se muestra en (2.23).

$$\mathbf{G}_{dc} = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{cl}(k+1) \\ v_{dc}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cl} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{cl}\mathbf{C}_{cl} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{cl}(k) \\ v_{dc}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{cl} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \delta \end{bmatrix} \\ y_{dc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{cl}(k) \\ v_{dc}(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.23)$$

La referencia de tensión en la carga se asume como cero ya que, según se muestra en la respuesta en frecuencia de la Figura 2.8 del sistema reducido, la frecuencia de la señal  $v_L^*(k)$  es  $f_o$  donde se aprecia una magnitud reflejada a la salida  $v_{dc}(k)$  menor a -150 dB. Por este motivo, la referencia de tensión  $v_L^*(k)$  no se considera como entrada del sistema  $\mathbf{G}_{dc}$  simplificado de la Figura 2.7b. Las perturbaciones  $\delta(k)$  tienen una influencia significativa en la salida de  $\mathbf{G}_{dc}$  tanto en los niveles DC como a las frecuencias características de estas señales, por lo tanto deben ser consideradas también como perturbaciones en el lazo cerrado de control del enlace DC.



**Figura 2.8:** Respuesta en frecuencia del sistema  $G_{dc}$  desde cada una de las entradas hacia la salida.

Por lo tanto, el sistema simplificado con una entrada y dos perturbaciones desacopladas mostrado en (2.24) corresponde a una aproximación SISO de un sistema MISO original asumiendo que la entrada  $v_L^*(k)$  es cero. Debido a que tanto los cambios en las cargas conectadas como las variaciones de tensión de alimentación son percibidos como perturbaciones de la componente DC de  $v_{dc}$ , con el control PI se espera tener un ancho de banda de lazo cerrado suficiente de tal manera que las perturbaciones  $i_L(k)$  y  $v_s(k)$  se atenúen en sus niveles DC también. Por lo tanto, además de garantizar que la tensión del enlace DC tome el valor de referencia  $V_{dc}^*$ , el control PI también debe ser capaz de soportar tanto los cambios en la carga conectada al UPQC como las perturbaciones de variación de amplitud de tensión.

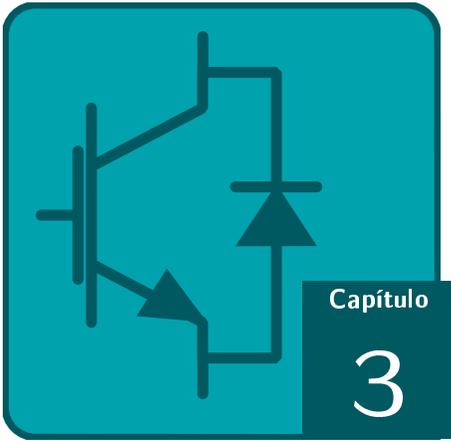
$$v_{dc} = \begin{bmatrix} \cancel{G_1}^0 & G_2 & G_3 & G_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_L^* \\ i_s^* \\ v_s \\ i_L \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$v_{dc} = \underbrace{G_2}_{\bar{G}_{dc}} i_s^* + \underbrace{G_3}_{\vartheta_1} v_s + \underbrace{G_4}_{\vartheta_2} i_L$$

Para determinar los parámetros del control PI se usa el método clásico del Lugar de Las Raíces aplicado sobre la planta  $\overline{G}_{dc}$  como una estrategia de sintonización inicial. Como principio general, es necesario que el control PI del enlace DC tenga un tiempo de repuesta hasta 100 veces más alto que el tiempo de respuesta del sistema de lazo cerrado del UPQC con el objetivo que  $\mathbf{G}_{cl}$  perciba los cambios de tensión  $v_{dc}$  de forma estática, así el enlace DC se encuentre en régimen transitorio. Adicionalmente, no se deben tolerar sobreimpulsos ya que estos cambios se caracterizan por tener tiempos de subida cortos y marcar un comportamiento subamortiguado que resulta perjudicial para el suministro de potencia de la red eléctrica y para la estabilidad del sistema de control del UPQC. El sistema de control PI permitirá alcanzar el balance de potencia del sistema UPQC cuando hay variaciones de tensión en la red eléctrica o en el caso que hayan eventos de conexión o desconexión de cargas. La implementación discreta del controlador PI sigue la técnica Backward-Euler y se asignan las ganancias proporcional  $P$  e integral  $I$  como se muestra en (2.25).

$$G_{PI}(z) = P + \frac{IT_m z}{z - 1} \quad (2.25)$$





# Desarrollo de la Implementación Experimental

---

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL MONTAJE EXPERIMENTAL

3.2 MANEJO DE LOS CONVERTIDORES DC/AC

3.3 ETAPA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES

3.4 CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE PROTECCIONES

3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL EMULADOR DE FALLAS

3.6 IMPLEMENTACIÓN DEL UPQC EN EL DSP

---

En este capítulo se describe detalladamente la implementación del sistema de control del Compensador de Calidad de Potencia bajo un entorno experimental. Se describen los circuitos necesarios en cada una de las etapas requeridas y los algoritmos de programación de la plataforma digital de desarrollo. Se explica el manejo de los convertidores DC/AC, la adquisición de señales de corriente y tensión, configuración de protecciones, implementación de un sistema emulador de fallas de tensión y la programación del sistema de control del UPQC que se describió en la sección anterior.

### 3.1

#### DESCRIPCIÓN GENERAL DEL MONTAJE EXPERIMENTAL

---

El montaje experimental mostrado en la la Figura 3.1(a) se compone de las etapas mostradas en la la Figura 3.1(b). La implementación considera un emulador de fallas que consiste en un convertidor DC/AC con filtro LC que tiene la capacidad de generar *sags*, *swells*, distorsión armónica de tensión sobre la señal  $v_s(t)$ . El montaje también considera etapas como el acondicionamiento de las señales de tensión y corriente medidas para lograr un control realimentado tanto del emulador de fallas como del UPQC. Se tienen en cuenta etapas de protecciones con el objetivo de evitar

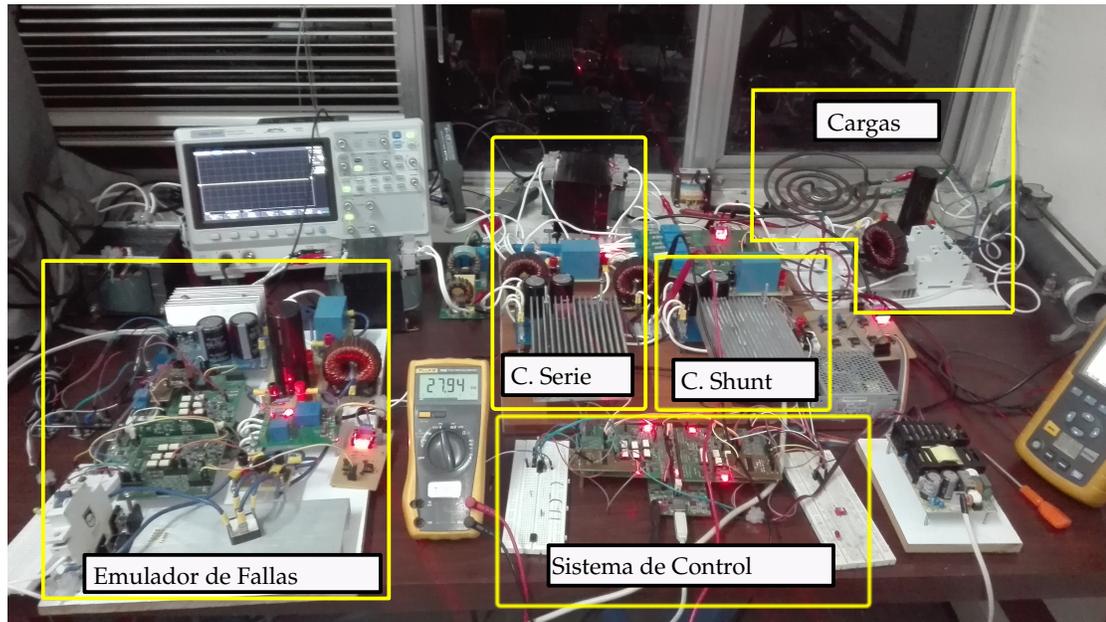
daños en los sistemas electrónicos de potencia y en los sistemas digitales causados por comportamientos inestables del sistema de control. Tanto para el emulador de fallas como para el UPQC se considera una etapa de control de corriente *inrush* dentro para proteger los convertidores DC/AC contra corrientes de arranque transitorias al inicio de la ejecución de experimentos. Con el objetivo de eliminar cortos circuitos o múltiples caminos de tierra, se usan transformadores de aislamiento con relación 1:1 en la alimentación de los módulos convertidores y módulos DSP. Estos aislamientos se consideran debido a la necesidad de alimentar tanto las fuentes DC como el suministro de potencia del UPQC desde una misma red eléctrica. Si no se consideran transformadores de aislamiento, el ruido de conmutación puede pasar por todos los dispositivos conectados y evitar que el sistema funcione adecuadamente, o en otros casos, se puede llegar a tener daños permanentes en los dispositivos digitales.

También se considera un módulo de conexión de cargas con base en el esquema mostrado en la la Figura 3.2 con el objetivo de poder conectar tanto cargas no lineales como lineales sin necesidad de modificar las conexiones del montaje continuamente. Este módulo de cargas se basa en la conexión de inductancias para crear una carga RL, y la conexión de una resistencia de diferentes valores a la salida del rectificador de diodos para construir las cargas no lineales. La programación se desarrolla sobre el lenguaje de bloques implementado en el software Altair Embed®.

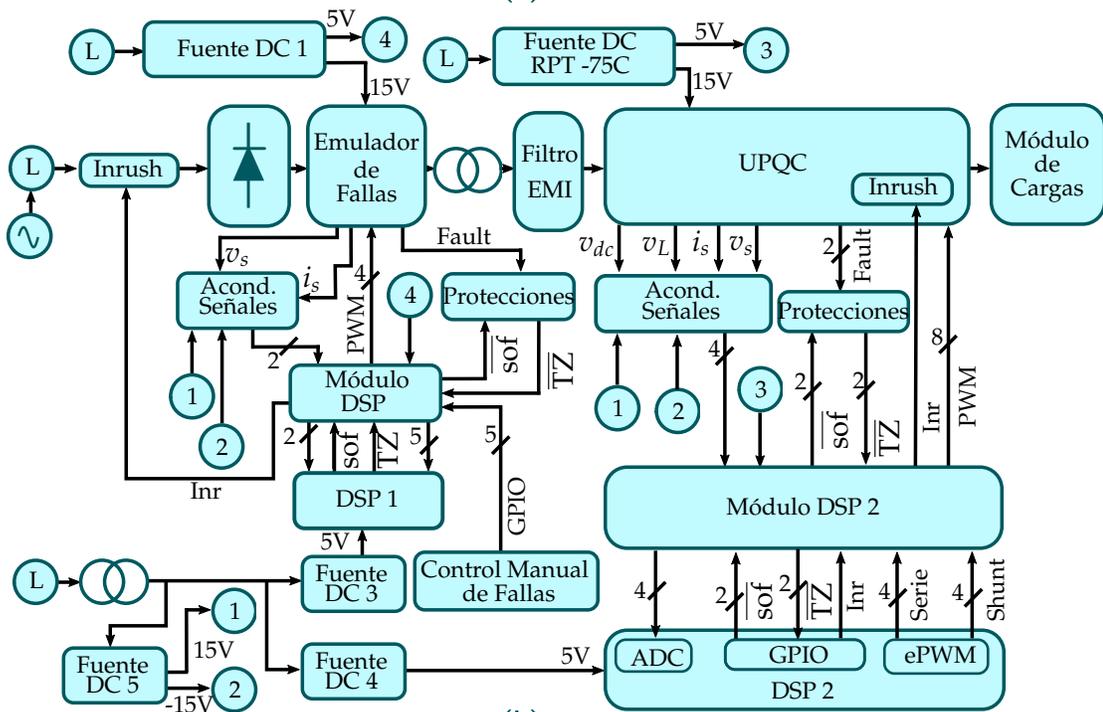
Las plataformas digitales de desarrollo que fueron aplicadas en la implementación son microcontroladores DSP de punto flotante del fabricante Texas Instruments Delfino C2000 TMS320F28335. Estos DSP cuentan con una frecuencia de reloj de hasta 150MHz, periféricos especializados como ePWM y módulos ADC con frecuencias de muestreo programables hasta en el orden de los nanosegundos con una resolución de 12 bits [43]. Adicionalmente, el DSP cuenta con un módulo de acondicionamiento de señales analógicas, digitales y PWM cuya descripción se muestra en [44]. Este módulo está compuesto por convertidores de nivel de 3.3V a 5V para las señales digitales y cuenta con etapas de amplificación para entradas analógicas que cambian niveles de tensión entre -10 y 10V al rango de 0 a 3.3V. Para el manejo de señales PWM, el módulo DSP usa una etapa de optoacopladores y cambio de nivel de tensión a 5V.

Con respecto a los componentes pasivos de los filtro LC tanto del emulador de fallas como del sistema UPQC, se usan los capacitores de  $40\mu\text{F}$  de película de polyester descritos en [45] y bobinas toroidales como las trabajadas en [34], cuyo valor de inductancia se determina con base en la identificación del modelo del emulador de fallas. Los transformadores de inyección y de aislamiento entre el emulador de fallas y el UPQC siguen una relación 1:1 y tienen una potencia estimada de 1KVA.

Se considera un filtro EMI a la salida del transformador de aislamiento entre el emulador de fallas y el UPQC con el objetivo de eliminar cualquier fuente de ruido electromagnético proveniente de la entrada de alimentación. Debido a que este filtro tiene una frecuencia de corte superior a los 500KHz, no afecta la dinámica ni del UPQC ni del emulador de fallas.



(a)



(b)

**Figura 3.1:** Montaje experimental del sistema de control del UPQC. **(a)** Configuración experimental en el Laboratorio de Control UNAL, **(b)** Etapas de la implementación,

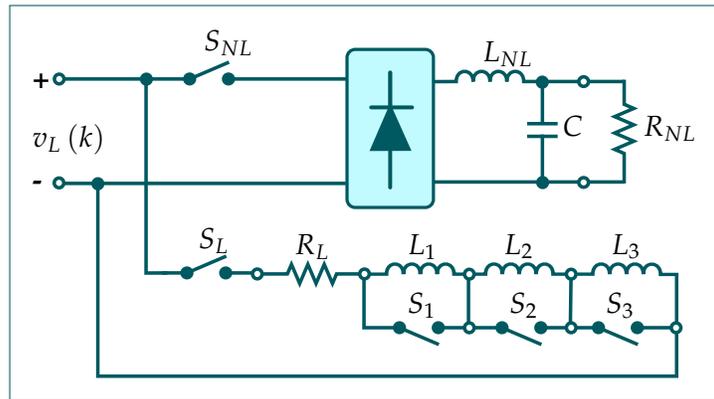


Figura 3.2: Módulo de conexión de cargas.

## 3.2 MANEJO DE LOS CONVERTIDORES DC/AC

Tanto el emulador de fallas como el sistema UPQC en sus etapas serie y *shunt* consideran el uso de convertidores DC/AC. Para este caso, se usaron convertidores del fabricante ON-Semiconductor STK581U3C2DGEVB [46] que posee el arreglo de transistores IGBT en puente completo con sus respectivos diodos antiparalelos y etapas *gate driver*. Estos módulos consideran una etapa de protección contra aumentos de corriente, aumentos de temperatura, cortos circuitos y protección contra la activación simultánea de dos transistores de una misma rama. Este módulo de convertidores también tiene un filtrado de las señales PWM de entrada y posee capacitores que soportan hasta 450V que pueden ser utilizados como enlace DC. El módulo requiere una alimentación a 15V para la parte del manejo de señales PWM, mientras que es capaz de soportar hasta 30A de corriente de salida.

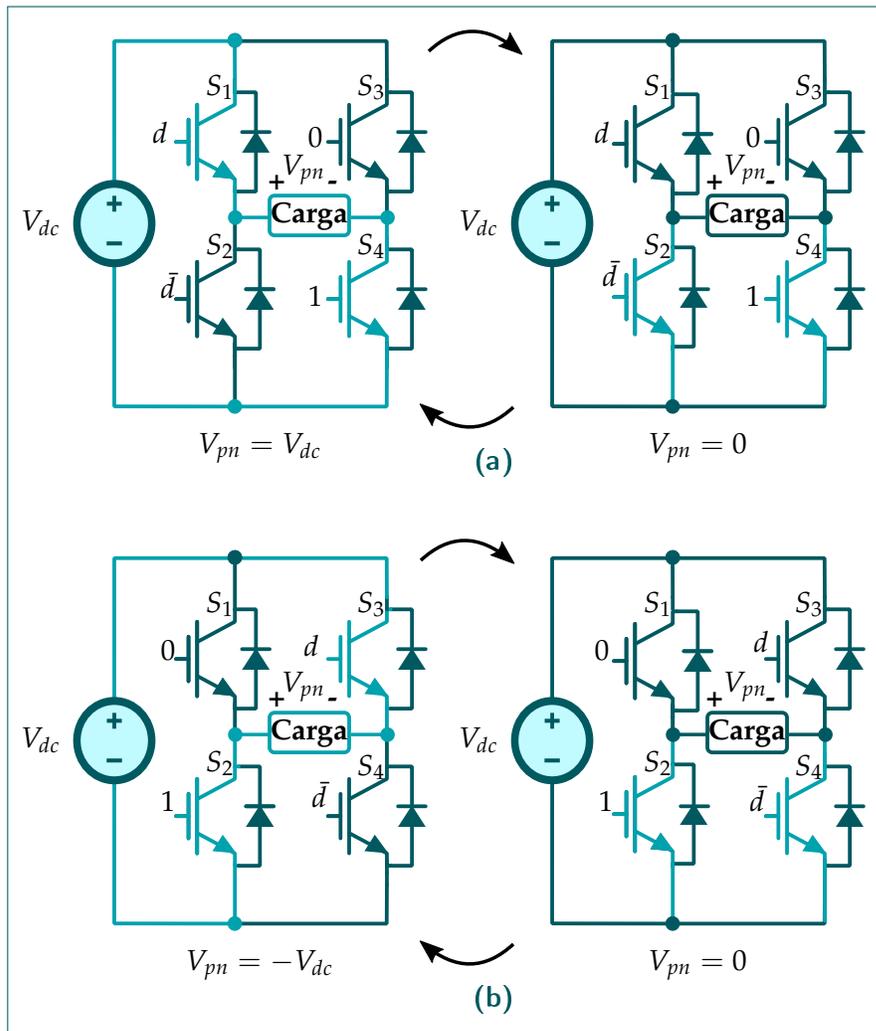
### 3.2.1 Conmutación de los convertidores

La conmutación de un puente completo de transistores tal y como se muestra en la la Figura 1.7 puede ser de tipo unipolar o bipolar. La conmutación bipolar es más sencilla de implementar, pero su principal inconveniente radica en el espectro de la señal de salida, donde los armónicos más cercanos se sitúan sobre la frecuencia  $f_s$ . Además, con respecto a los módulos convertidores DC/AC, una conmutación bipolar genera más ruido de conmutación y mayor interferencia electromagnética sobre todo el montaje experimental. Esto se debe al método de encendido de los *gate drivers* de los transistores a partir de un capacitor *bootstrap* [47].

Por este motivo, se maneja una conmutación unipolar cuya señal en el dominio del tiempo y espectro se muestran en la la Figura 1.8, donde se aprecia que los armónicos más cercanos se encuentran sobre la frecuencia  $2f_s$ . Este espectro permite que el filtro LC tenga un mejor desempeño y minimice la presencia de armónicos de conmutación en las tensiones y corrientes de salida de los convertidores.

La conmutación unipolar consiste en aplicar una señal PWM a la frecuencia  $f_s$  sobre una rama, mientras que sobre la segunda se maneja la frecuencia fundamental  $f_0$ . En la Figura 3.3 se muestra

la secuencia de conmutación unipolar para la generación de una señal AC. Mientras se tiene el semiciclo positivo, el transistor  $S_3$  se mantiene todo el tiempo apagado mientras que  $S_4$  se mantiene encendido. En este mismo semiciclo, los transistores  $S_1$  y  $S_2$  conmutan dependiendo de la señal de ciclo útil  $d(t)$  a la frecuencia de conmutación. En el semiciclo negativo, la primera rama con los transistores  $S_1$  y  $S_2$  se mantienen apagado y encendido respectivamente, mientras que los transistores  $S_3$  y  $S_4$  conmutan dependiendo del mismo ciclo útil  $d(t)$ . Para cada caso, se genera una salida de tensión que en cada semiciclo varía en el intervalo  $[ 0 \pm V_{dc} ]$ . Por lo tanto, la señal moduladora PWM para cada rama del convertidor se muestra en la la Figura 3.4 así como las señales sobre los *gate drivers*.



**Figura 3.3:** Estados de la conmutación unipolar sobre un convertidor DC/AC monofásico. **(a)** Semiciclo positivo, **(b)** Semiciclo negativo.

Para el caso del UPQC, La señal  $\mu_i(k)$  se le aplica el valor absoluto para obtener el ciclo útil  $d_i(k)$  tal y como se expresa en 3.1, donde  $i = 1$  para el convertidor serie e  $i = 2$  para el convertidor *shunt*. Posteriormente, se aplica un semiciclo como señal moduladora sobre  $S_3 - S_4$  mientras que  $S_1 - S_2$  permanecen apagados, al iniciar un nuevo semiciclo, se aplica la señal moduladora sobre

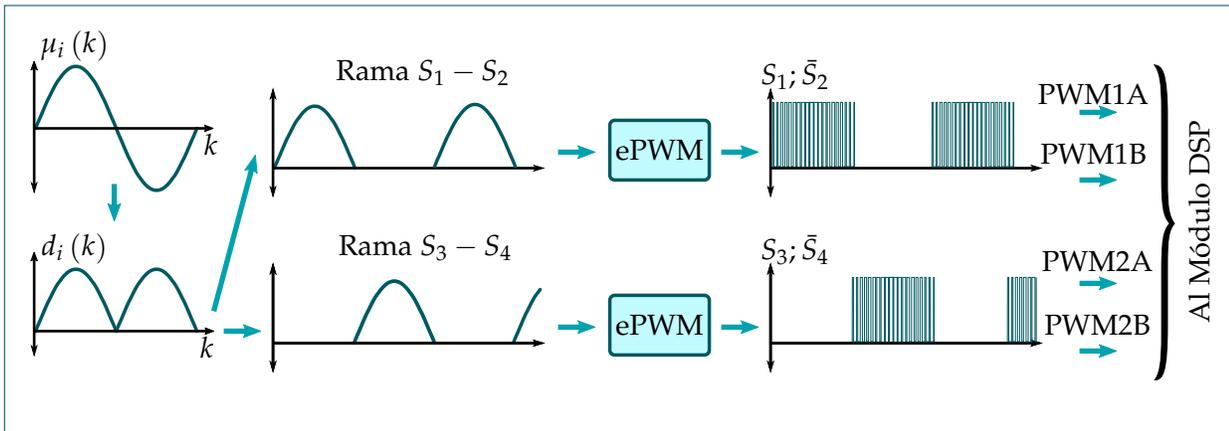


Figura 3.4: Señales moduladoras y de salida de un convertidor DC/AC sobre una conmutación unipolar.

$S_1 - S_2$  mientras  $S_3 - S_4$  permanecen apagados, y así sucesivamente. El generador PWM del DSP se encarga de generar las señales digitales sobre cada compuerta de los transistores, de tal manera que siempre se cumple que la señal de los transistores  $S_1$  o  $S_3$  es complementaria con la señal de  $S_2$  o  $S_4$ . Las señales de control de los convertidores se enmarcan en sobre el vector  $\mu(k)$ , cuya relación con el vector  $\mathbf{u}(k)$  se muestra en 3.2.

$$d_i(k) = \|\mu_i(k)\| \quad (3.1)$$

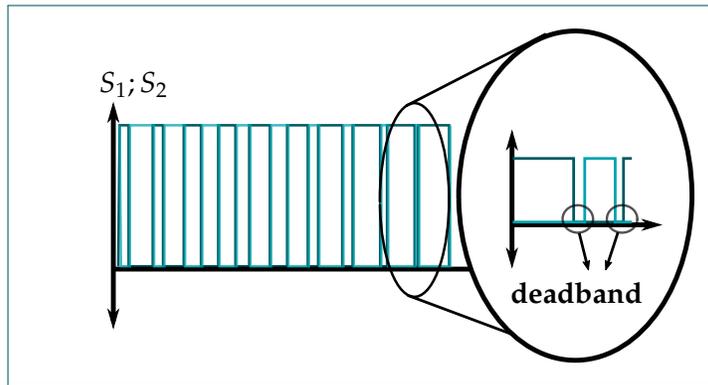
$$\mu(k) = \frac{1}{v_{dc}(k)} \mathbf{u}(k) \quad (3.2)$$

### 3.2.2 Configuración del periférico ePWM

El microcontrolador DSP F28335 cuenta con un periférico de generación de señales PWM a partir de una señal correspondiente al ciclo útil deseado. Adicionalmente, posee otros parámetros orientados a la implementación de los convertidores DC/AC. Por este motivo, se presentan las configuraciones adicionales de este módulo que fueron tenidas en cuenta en el montaje experimental, con el objetivo de evitar implicaciones de implementación que pueden causar perjuicios en el sistema de control del UPQC y del emulador de fallas. Cada canal PWM posee dos salidas PWMA y PWMB que se configuran de tal manera que una sea complementaria a la otra.

#### Configuración de la señal portadora

La señal portadora del generador de PWM puede ser configurada como una señal diente de sierra o una señal triangular. Independientemente del tipo de señal portadora, siempre va a tener una



**Figura 3.5:** Representación del deadband configurado en el ePWM.

frecuencia igual a  $f_s$  [48]. Para la implementación se usó una portadora tipo señal triangular ya que, si bien implica un consumo de CPU más alto en el DSP, no requiere una alta precisión en la instrumentación electrónica requerida para el acondicionamiento de las señales PWM, como sí sucede con señales portadoras diente de sierra [49]. La selección de una señal portadora triangular en el periférico ePWM del DSP se delimita como modo de conteo *Up/Down* en Altair Embed®.

### ***Banda muerta (deadband)***

La banda muerta es una configuración del periférico ePWM que evita el evento de dos transistores de la misma rama activados simultáneamente. Esto se logra a partir de la reducción del ancho de pulso a un tiempo determinado de tal manera que, por unos instantes, ambos transistores de una misma rama se mantienen desactivados hasta que exista un cambio de estado. En la Figura 3.5 se muestra la acción del *deadband* sobre los transistores  $S_1$  y  $S_2$  de la misma rama. Sin el deadband, pequeños corrimientos de fase debidos a la instrumentación electrónica del módulo DSP (compuesto por optoacopladores para acondicionar las señales PWM) pueden ocasionar que los dos transistores se activen simultáneamente y se genere un corto circuito en el enlace DC. Otra razón para el uso del deadband consiste en el comportamiento dinámico de conmutación de los transistores IGBT. Según el fabricante del módulo de convertidores DC/AC [47] es necesario considerar una banda muerta con un tiempo de duración mínima de  $4\mu s$  para evitar que pequeños retardos en los IGBT generen activaciones simultáneas.

La configuración de la banda muerta en el DSP programados sobre el software Altair Embed® se desarrolla con base en los parámetros mostrados en Tabla 3.1 cuyos valores se determinaron con base en [48].

### ***Sincronización de los módulos PWM***

Debido a que cada convertidor DC/AC posee dos ramas de transistores, es necesario sincronizar los dos canales de salida PWM con el objetivo de minimizar la distorsión armónica en la señal modulada sobre los cruces por cero, causada por una diferencia de fase entre los dos canales.

### 3. DESARROLLO DE LA IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL

**Tabla 3.1:** Parámetros de configuración ePWM para la generación de la banda muerta

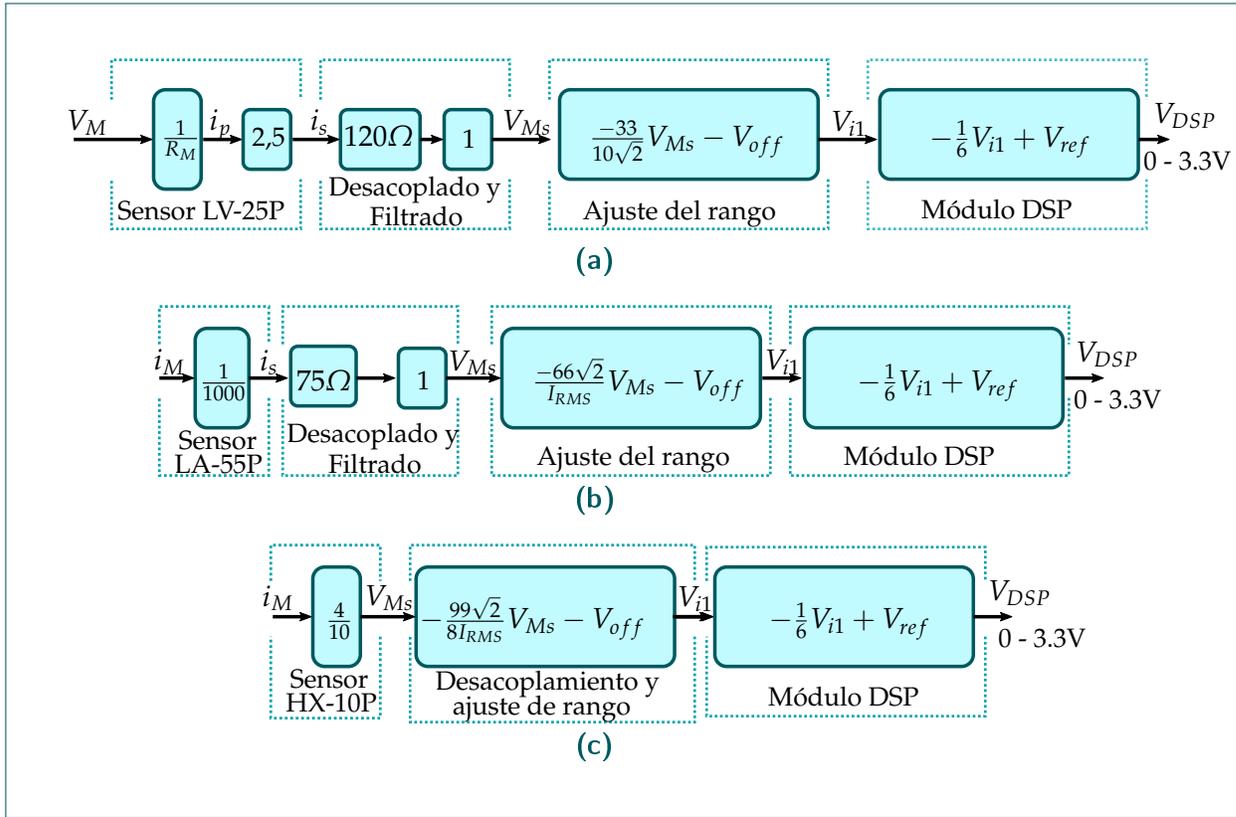
Parámetro	Configuración
Delay Mode	Rising Edge Delay on DbAin & Falling Edge Delay on DbBin
Polarity	Invert Falling Edge Delay on B
Input Select	DbAin=PWMA, DbBin=PWMA
Rising Edge Delay	0-1023
Falling Edge Delay	0-1023

El periférico ePWM considera un submódulo de sincronización de canales a partir de una señal digital externa de activación que se replica sobre los otros canales tal y como se muestra en [48]. Al ser detectado el flanco de subida de la señal externa digital, las señales portadoras de cada canal se sincronizan. La señal digital de sincronización se genera a partir de una entrada digital hacia el DSP. Para este caso, la activación de esta entrada se determina por una salida del mismo DSP controlada por software. Por lo tanto, una salida del DSP se conecta al pin digital de entrada que tenga la función alternativa EPWMSYNCI.

### 3.3 ETAPA DE ADQUISICIÓN DE SEÑALES

Una etapa fundamental en un sistema de control es la adquisición de señales del sistema, en especial las señales que corresponden a variables controladas. Por lo tanto, se considera una etapa de acondicionamiento de señales de tensión y corriente con base en los sensores LEM LV-25p, LEM LA-55p [50, 51] y el sensor de corriente LEM HX-10p [52] para el caso del emulador de fallas. Estos sensores se caracterizan por contar con un aislamiento galvánico entre la medición de corriente o tensión y la salida del sensor hacia circuitos de acondicionamiento. Por este motivo, se usa un circuito de adquisición de señales compuesto por etapas de filtrado y amplificación con ajuste variable del rango de medición. Este ajuste se realiza debido a que los sensores de corriente y tensión manejan rangos de medición nominales muy grandes, por lo tanto, no se podría aprovechar completamente el rango completo del ADC del DSP, perdiendo de esta manera resolución en las mediciones. De este modo, en la Figura 3.6, se muestran las funciones de transferencia que se aplican sobre las señales de tensión y de corriente adquiridas con los sensores. Con el uso de la resistencia variable  $R_1$ , el rango de medición de las señales de corriente a partir del circuito mostrado en la Figura 3.7 puede variarse a conveniencia. Con la resistencia  $R_M$  se ajusta el rango de medición del sensor de tensión. La etapa de “Desacoplamiento y Filtrado” se detalla en [34] mientras que la etapa del “Módulo DSP” se muestra en [44].

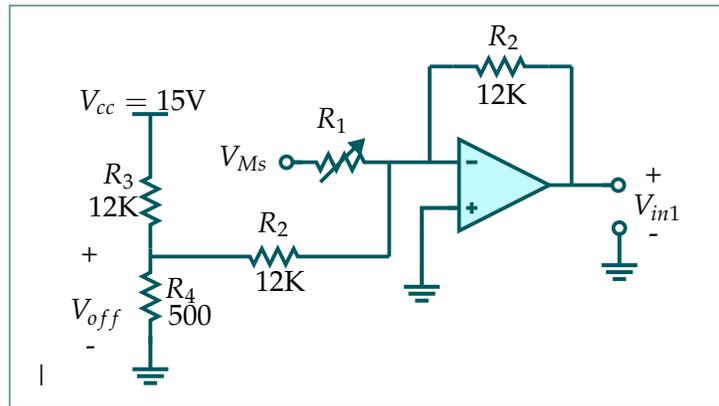
Con el uso de estas etapas, las ecuaciones de escalamiento que deben ser implementadas en los DSP para conocer la medición real de los sensores LV-25p, LA-55p y HX-10p se muestra en (3.3), (3.4) y (3.5) respectivamente. Para los sensores de tensión, la resistencia  $R_M$  se escoge de tal manera que se limita una corriente máxima sobre el sensor con respecto a una tensión máxima medida



**Figura 3.6:** Etapa de acondicionamiento y adquisición de señales de tensión y corriente. (a) Etapas para adquisición de señales de tensión, (b) Etapas para la adquisición de señales de corriente del UPQC, (c) Etapas de adquisición de señales de corriente para el emulador de fallas.

[50]. En este caso, se escoge una resistencia  $R_M$  de tal manera que la tensión máxima de medición de las señales monofásicas es de 220V (considerando un crecimiento máximo por *sags* o *swells*). Para la medición de la tensión DC, se maneja un rango máximo de 450V debido a la limitación de tensión nominal de los capacitores del enlace DC. La corriente medida con el sensor HX-10p, usado en el emulador de fallas, se limita a un valor  $I_{RMS}$  de 20A, mientras que para los sensores LA-55p, usados en el UPQC, se maneja un rango máximo de 30A. La resistencia variable  $R_1$  se ajusta de tal manera que el circuito de la etapa "Ajuste de Rango" tenga la ganancia de amplificación deseada con base en la selección de  $I_{RMS}$ . Los parámetros  $V_{off}$  y  $V_{ref}$  se definen de forma nominal como 0.6V y 1.5V respectivamente, sujeto a cambios mínimos debido a que ambas tensiones son susceptibles a causa que son generadas con divisores de tensión.

$$V_M = \frac{R_M \sqrt{2}}{165} + \left( V_{DSP} - \frac{7V_{ref} + V_{off}}{6} \right) \quad (3.3)$$



**Figura 3.7:** Esquema del circuito de la etapa de acondicionamiento del rango de corriente.

$$i_M = \frac{10\sqrt{2}}{33} I_{RMS} \left( 2V_{DSP} - \frac{7V_{ref} + V_{off}}{3} \right) \quad (3.4)$$

$$i_M = \frac{20\sqrt{2}}{11} I_{RMS} \left( V_{DSP} - \frac{7V_{ref} + V_{off}}{6} \right) \quad (3.5)$$

### 3.4

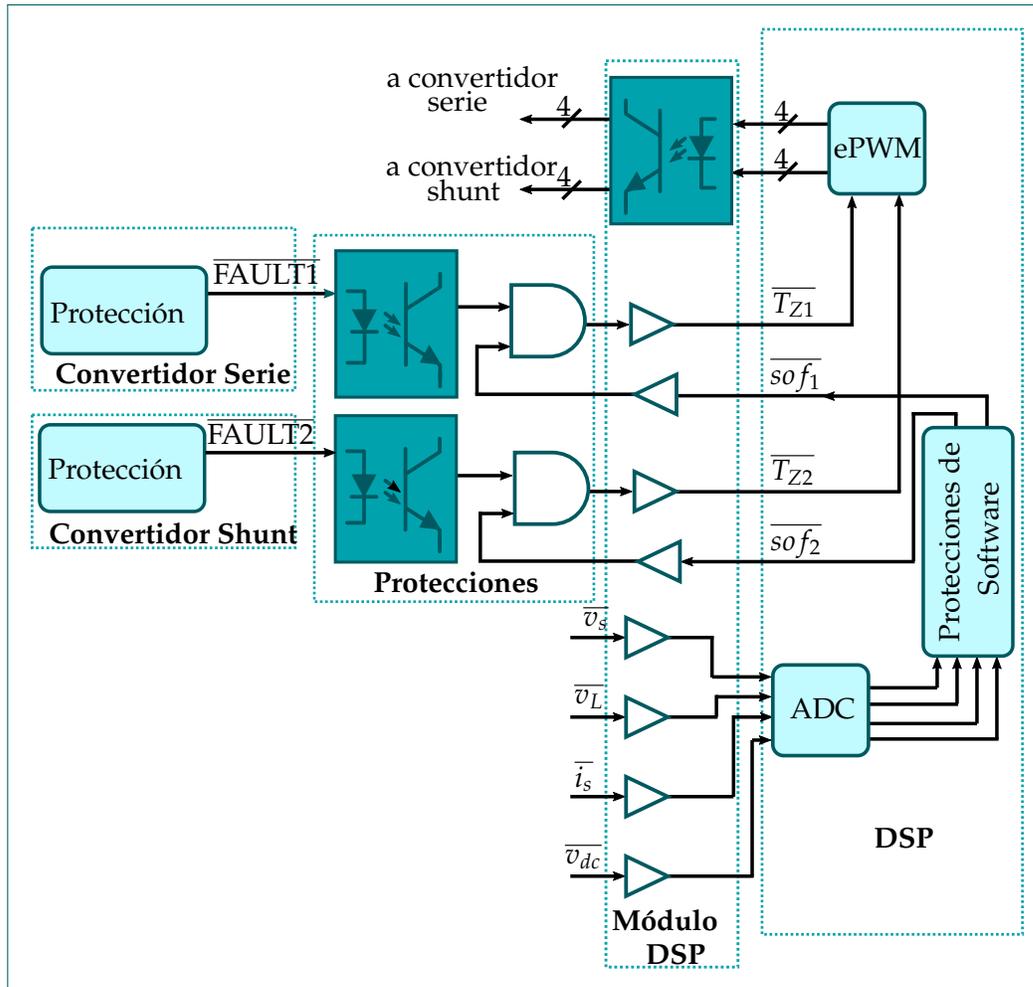
### CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE PROTECCIONES

Las protecciones se consideran una sección trascendental en la implementación ya que protegen tanto los convertidores como los sistemas digitales, de señales de tensión o corriente que se encuentren fuera de los límites nominales soportados. Por este motivo, se considera un sistema de protecciones compuesto por la configuración del módulo *Trip Zone* (TZ) del periférico ePWM del DSP F28335. Este módulo se activa con los sistemas de protecciones de hardware provistas por el módulo de convertidores DC/AC y las protecciones de software a partir de la comparación con límites máximos de amplitud de las señales medidas. También, la configuración experimental considera una protección contra corrientes *inrush* presentadas al inicio de operación tanto del UPQC como del emulador de fallas.

#### 3.4.1 Protecciones de hardware y de software

A excepción de la protección contra las corrientes *inrush*, las protecciones implementadas tienen tanto un mecanismo de detección como de accionamiento. La detección depende del tipo de protección implementada, es decir si es de hardware o de software. La principal diferencia consiste en que las protecciones de hardware tienen una detección basada en una instrumentación electrónica, mientras que las protecciones de software son activadas a partir de comparadores programados en el DSP. Para ese caso, las protecciones de hardware y de software activan pines digitales que pasan a través de una compuerta lógica cuya salida se conecta al Módulo DSP que baja el nivel de

tensión digital de 5V a 3.3V. Posteriormente, la salida a 3.3V se conecta a un pin digital que tiene la función alternativa de TZ en el DSP, tal y como se muestra en la Figura 3.8 para el sistema de protecciones del UPQC. La implementación considera un sistema de protecciones por cada módulo de convertidores DC/AC. Por lo tanto, el emulador de fallas tendrá un accionamiento TZ mientras que el sistema UPQC, que se controla con un DSP diferente, funciona con dos de ellos.



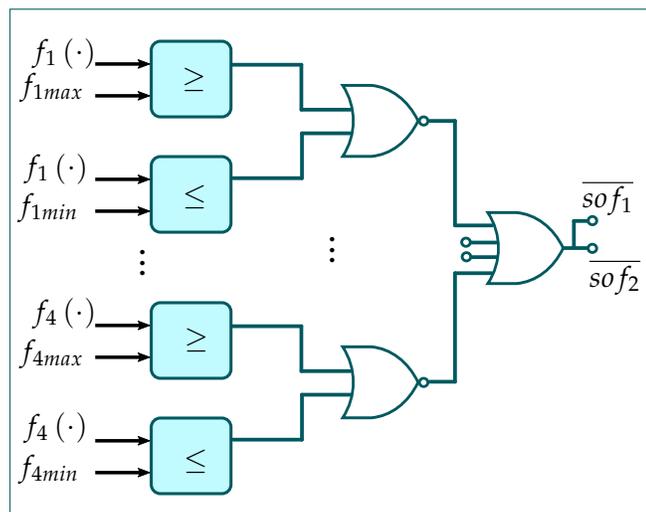
**Figura 3.8:** Esquema general de protecciones implementadas en el UPQC.

El módulo TZ consiste en un sistema de desactivación de las salidas PWM hacia los convertidores, de tal manera que si se activa alguna protección, el pin que funciona con lógica negativa cambia a un valor lógico 0 e instantáneamente se deshabilita el periférico PWM hacia las ramas de transistores conectados. El TZ puede funcionar de dos maneras: desactivación por tiempo indefinido o *One Shot* o desactivación del periférico hasta que el pin digital TZ cambie su estado a 1. Para este caso, se considera el TZ *One Shot* ya que de lo contrario, tanto el sistema UPQC como el emulador de fallas pueden entrar en comportamientos no previstos y no controlables a causa de un funcionamiento condicionado por una falla presentada en instantes anteriores.

Las protecciones de hardware son implementadas en los módulos convertidores DC/AC, y se ba-

san en un pin externo llamado FAULT. Este pin permanentemente se encuentra en estado digital alto, pero al presentarse fallas como aumentos de corrientes superiores a la nominal, aumentos de temperatura fuera de los límites, o una caída de tensión de alimentación de los *gate drivers* de los transistores, se presenta un cambio de su estado [47]. Al activarse esta protección, es necesario deshabilitar las señales PWM que ingresan al módulo convertidor para evitar daños en esta instrumentación. Las protecciones implementadas dentro del convertidor DC/AC se basan en una instrumentación electrónica, por lo tanto es catalogada como una protección de hardware. Ya que los pines FAULT y TZ manejan una lógica negativa, las protecciones de software también lo harán. Por este motivo, se usa una compuerta AND ya que al presentarse cualquier entrada en estado bajo, la salida de la compuerta también lo será y se podrá activar la interrupción del generador PWM con el TZ.

Las protecciones de software consisten en comparadores con operadores relacionales, de tal manera que en caso que si el valor absoluto de cualquiera de las señales medidas y acondicionadas para el DSP  $\bar{v}_L, \bar{v}_{dc}, \bar{i}_s, \bar{v}_s$  supera un umbral, el pin digital de protección cambia a estado bajo, se desactiva la salida de la compuerta AND de la etapa de "Protecciones", y se activa posteriormente el TZ. La implementación lógica de las protecciones para las señales medidas por ADC en el DSP se muestra en la Figura 3.9 donde las señales  $f(\cdot)$  representan una señal de corriente o tensión medida por el DSP, y los valores  $f_{i-MAX}$  y  $f_{i-MIN}$  corresponden a valores límite superior e inferior máximo y mínimo tolerables.

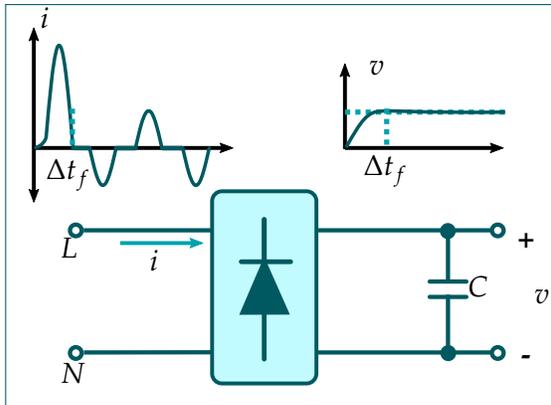


**Figura 3.9:** Implementación de las protecciones de software.

### 3.4.2 Protecciones contra la corriente inrush

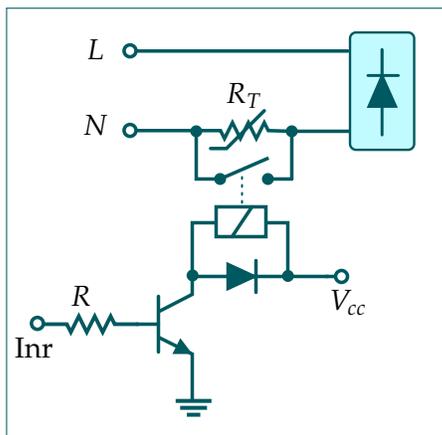
La corriente *inrush* se genera a partir de la conexión de cargas como rectificadores con puentes de diodos con capacitores a la salida. Al inicio de la operación, debido a que el capacitor se encuentra completamente descargado, se genera un alto flujo de corriente a la entrada de estos rectificadores tal y como se observa en la Figura 3.10. Teniendo en cuenta que a la entrada del emulador de fallas y el convertidor *shunt* son rectificadores con puentes de diodos conectados a capacitores en

paralelo, es necesario considerar una etapa de control de esta corriente con el objetivo de evitar daños en los convertidores DC/AC.



**Figura 3.10:** Generación de una corriente *inrush* sobre rectificadores.

La estrategia de supresión de la corriente *inrush* consiste en conectar una resistencia, o en el mejor de los casos un termistor, por un tiempo  $\Delta t_f$  determinado y posteriormente hacerle un *bypass* por medio de un relé. La estructura propuesta para la supresión de la corriente *inrush* se muestra en la Figura 3.11, donde se observa que la activación del relé con la señal "Inr" se hace por medio del DSP después de un tiempo  $\Delta t_f$  de duración del evento. En el caso de la implementación, se usó un módulo relé que cuenta con una activación de 5V, por lo tanto las señales del DSP a 3.3V deben pasar por el Módulo DSP para que el nivel de tensión de activación sea adecuado. Después de que el evento de corriente de arranque ha pasado, se debe mantener el *bypass* sobre el termistor  $R_T$  para evitar pérdidas de potencia sobre este componente.



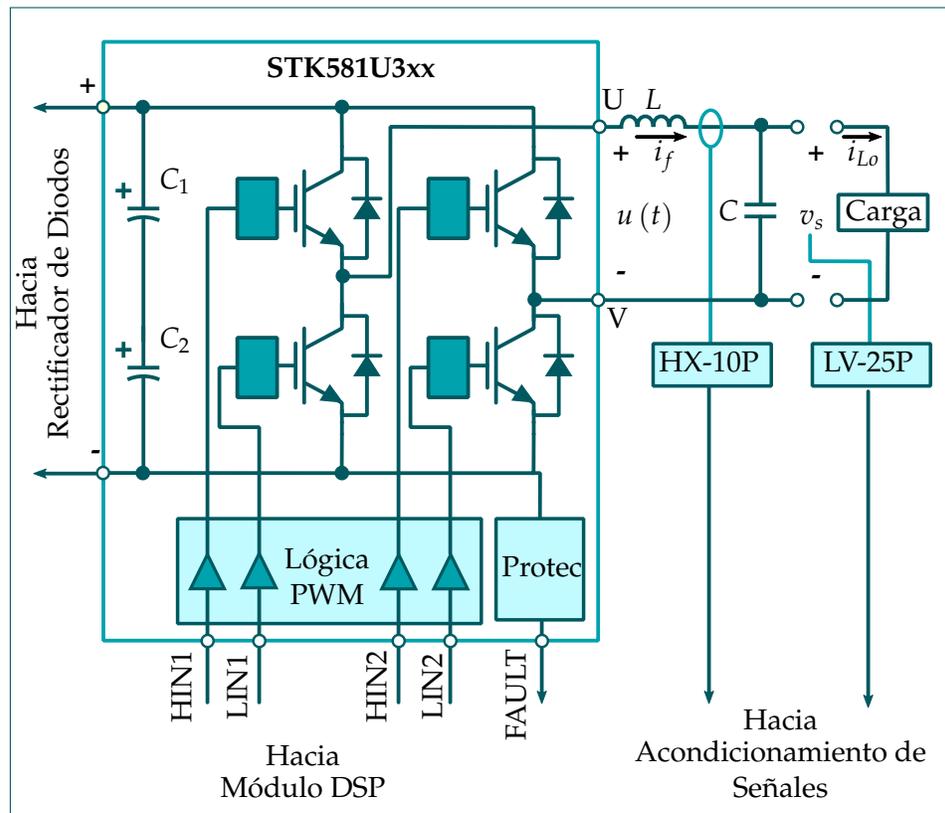
**Figura 3.11:** Supresión de corriente *inrush* con una resistencia y relé.

### 3.5

### IMPLEMENTACIÓN DEL EMULADOR DE FALLAS

El sistema emulador de fallas de tensión es un sistema inversor DC/AC propuesto como un emulador de señales de tensión de una red eléctrica débil, es decir, que sea susceptible a las perturba-

ciones de PQ. Este sistema se considera con el objetivo de generar *sags*, *swells* y señales armónicas sobre la tensión de salida  $v_s(t)$ . Para esto, se propone un sistema de control sobre el inversor, no sin antes tener una identificación de los parámetros del filtro LC para conocer el valor de la inductancia con su respectiva resistencia de pérdidas y posteriormente obtener el modelo dinámico requerido. Con el diseño del sistema de control propuesto, se desarrolla un sistema de lógica combinatorial para la generación de las perturbaciones de PQ, de tal manera que a partir de señales digitales externas controladas manualmente por el usuario, se produzcan las perturbaciones deseadas sobre  $v_s(t)$ . El diagrama de la configuración experimental del emulador de fallas se muestra en la Figura 3.12.



**Figura 3.12:** Implementación experimental del emulador de fallas de tensión.

### 3.5.1 Identificación del modelo dinámico

El modelo dinámico del emulador de fallas se puede identificar a partir de la adquisición de la señal de tensión  $v_s(k)$  y una entrada al sistema que permita tener una respuesta para extraer la mayor información de la dinámica asociada. Por este motivo, se usa una tanto una señal cuadrada como una señal diente de sierra como señales de identificación  $u(k)$  para estimar los regímenes transitorios en  $v_s(k)$ , cercanos a una respuesta al paso y una respuesta a la rampa. La señal de entrada  $u(k)$  variará entre 0 y 122.5V a una frecuencia de 20 Hz. Para este caso, se usa una conmutación

**Tabla 3.2:** Parámetros de identificación de un modelo por espacio de estados para el emulador de fallas.

Parámetro	Valor de Configuración
Orden del Sistema	2
Tipo de Modelo	Discreto $f_m = 10\text{KHz}$
Realización del Modelo	Libre
Número de Retardos de Entrada	2 muestras
Método de Estimación	PEM
Enfoque	Predicción

tación bipolar debido a su simplicidad en la implementación. La relación entre el ciclo útil  $d(k)$  y la señal de control  $u(k)$  se muestra en (3.6).

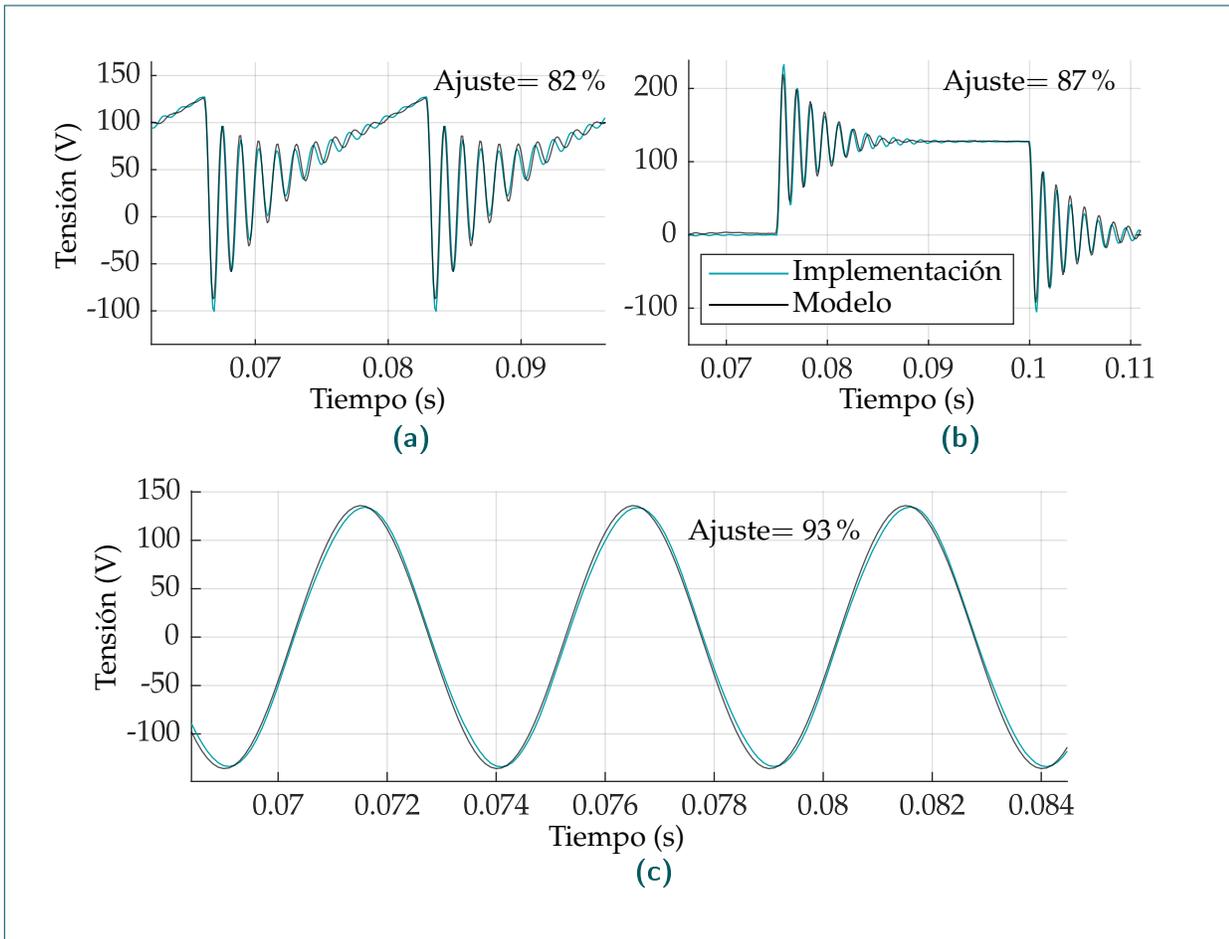
$$u(k) = [2d(k) - 1] V_{dc} \quad (3.6)$$

La conmutación bipolar consiste en activar simultáneamente los transistores  $S_1$  y  $S_4$  mientras que los transistores  $S_2$  y  $S_3$  se activan de forma complementaria. Por lo tanto, los cuatro transistores permanentemente se encuentran conmutando a una frecuencia  $f_s$ . Con base en la implementación experimental, se adquieren los datos de entrada  $u(kT_m)$  y  $v_s(kT_m)$  a una frecuencia de muestreo inicial de 10KHz, escogida a partir de la condición  $f_s \geq 10f_c$  y  $f_c$  estimada inicialmente sobre 1KHz. Con los datos de entrada y salida adquiridos, se procede a aplicar el método de identificación de espacio de estados de Minimización del Error de Predicción (PEM) con los parámetros mostrados en Tabla 3.2. Se trabaja con una identificación lineal ya que se busca un modelo promediado del convertidor DC/AC. Adicionalmente, se tiene un número de estados conocido del sistema ya que el convertidor en forma promediada no aporta dinámica, sin embargo, el filtro LC supone un sistema de segundo orden. De igual manera, se identificó que el sistema tiene un retardo a la entrada de dos muestras  $t_d = 2T_m$  a partir del análisis de las señales de entrada y salida adquiridas con el DSP.

Los resultados del proceso de identificación se muestran en la Figura 3.13 donde se observa un grado de similitud del modelo identificado con los valores experimentales superior a un 80%. Al comparar el modelo identificado con una señal  $v_s(k)$  adquirida con el DSP a partir de una entrada  $u(k) = 0,7V_{dc} \sin(2\pi(200)k)$ , se observa un cambio mínimo en la fase y amplitud. Esto demuestra que el modelo identificado es aceptable para la estimación de los parámetros y el diseño del controlador.

Posterior a la identificación del modelo discreto de segundo orden en espacio de estados, se procede a comparar el modelo obtenido con un modelo teórico del convertidor DC/AC con filtro LC a la salida. Esto tiene como objetivo estimar los valores de la inductancia y la resistencia de pérdidas, conociendo el valor de la capacitancia de  $40\mu\text{F}$ . El modelo dinámico teórico del convertidor

### 3. DESARROLLO DE LA IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL



**Figura 3.13:** Resultados de la identificación de un modelo en espacio de estados para el emulador de fallas. **(a)** Entrada señal diente de sierra, **(b)** Entrada señal cuadrada, **(c)** Señal sinusoidal de 200Hz.

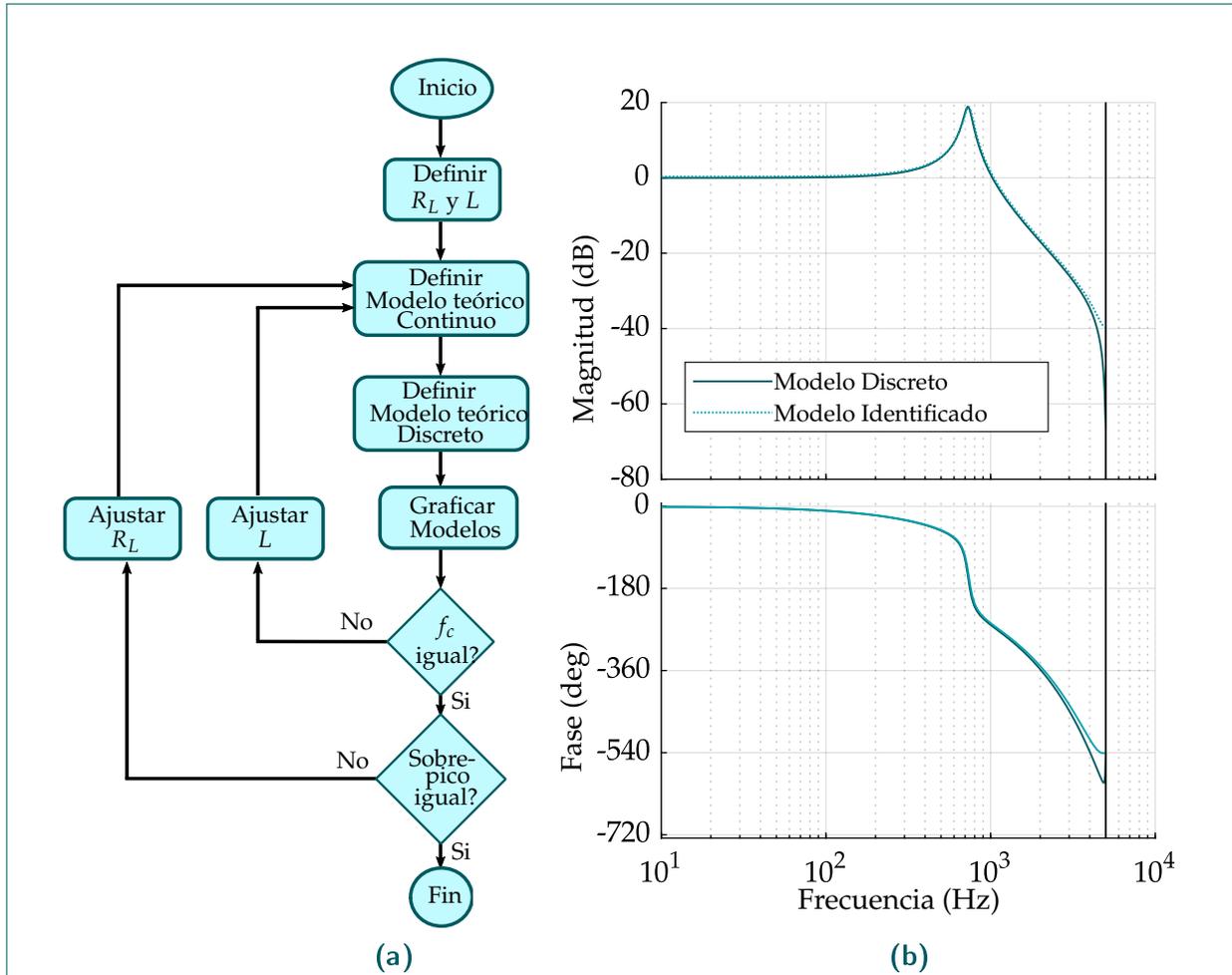
con filtro LC se muestra en (3.7) con  $R_L$  como la resistencia de pérdidas y una perturbación  $i_{L_0}$  correspondiente a la corriente de una carga conectada al convertidor.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_f \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t - t_d) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_{L_0} \quad (3.7)$$

$$v_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix}$$

A partir del algoritmo mostrado en la Figura 3.14, se ajusta el modelo teórico con el modelo identificado cambiando de forma iterativa los valores de resistencia e inductancia hasta alcanzar una similitud aceptable de sus respuestas en frecuencia. Ya que en el modelo del convertidor la perturbación  $i_{L_0}$  es incierta, se asume como cero para este proceso de estimación y ajuste de los mo-

delos. Como resultado, se obtiene una inductancia  $L = 1,365mH$  y una resistencia de pérdidas de  $R_L = 0,85\Omega$ .



**Figura 3.14:** Estimación de los parámetros de inductancia y resistencia de pérdidas. **(a)** Diagrama de flujo de la estimación comparando los sistemas teórico e identificado, **(b)** Resultado de la estimación comparando los modelos discretos teórico e identificado.

Por lo tanto, el modelo teórico ajustado con el modelo identificado con base en los parámetros estimados corresponderá al modelo definitivo del emulador de fallas de tensión y su representación con la transformada  $\mathcal{Z}$  se muestra en (3.8). El sistema  $G_{L_0}(z)$  corresponde al efecto de la conexión de una carga sobre la salida de tensión del emulador de fallas, mientras que el sistema  $G_p(z)$  corresponde a la planta controlada a partir del ciclo útil impuesto en el convertidor DC/AC. El modelo  $G_p(z)$  se extrae de la discretización ZOH sobre (3.7) con los parámetros obtenidos y teniendo en cuenta los retardos a la entrada.

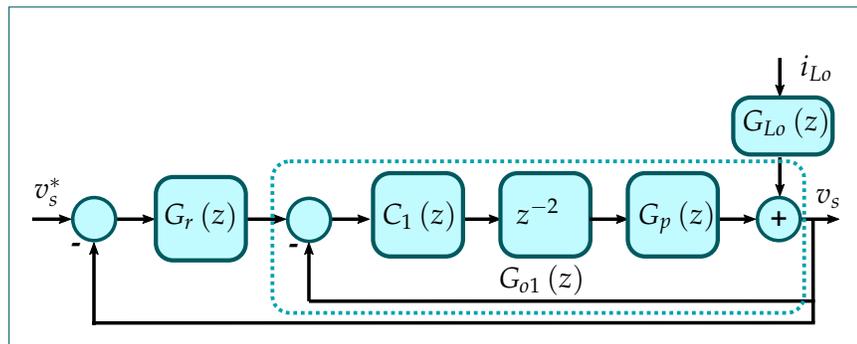
$$v_s(z) = z^{-2}G_p(z)u(z) + G_{Lo}(z)i_{Lo}(z) \quad (3.8)$$

### 3.5.2 Diseño del sistema de control

Debido a que el emulador de fallas es un sistema subamortiguado y con baja estabilidad robusta ante la conexión de cargas, es necesario implementar un sistema de control que permita cumplir con los siguientes objetivos de control:

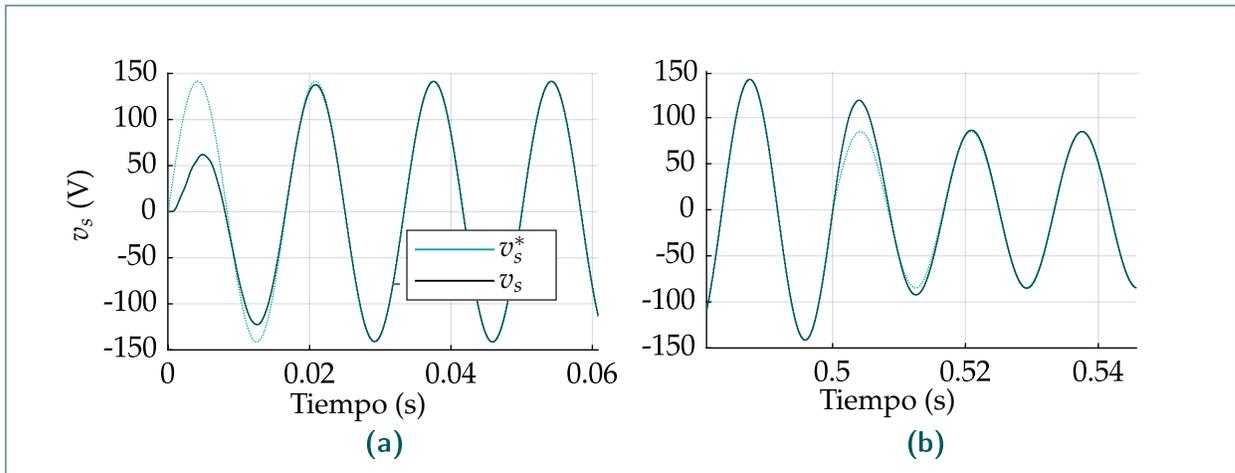
1. Seguimiento a una señal sinusoidal de referencia con frecuencia fundamental de 60 Hz con el objetivo de emular una señal de tensión monofásica.
2. El sistema de control debe alcanzar una amplitud de  $V_s \pm 0,15V_s$  en un tiempo no superior a un ciclo de señal con el objetivo de tener una emulación aceptable de *sags* o *swells*.

Si bien es posible considerar sistemas de control de alto desempeño para el emulador de fallas tal y como se presenta en [53], donde se considera un convertidor DC/AC con modelo dinámico similar al expuesto anteriormente, y donde se usan resonadores para rechazo de perturbaciones de tensión impuestas por las cargas conectadas, para este caso no es necesario contar con un sistema de control con tales prestaciones ya que se busca emular una tensión de alimentación con distorsión. Por este motivo, se propone un sistema de control con la arquitectura mostrada en la Figura 3.15, considerando un compensador resonante en cascada con un compensador en adelante. La red de adelante  $C_1(z)$  impone los márgenes de robustez necesarios sin afectar significativamente el tiempo de respuesta del lazo cerrado, mientras que el control resonante  $G_r(z)$  garantiza el seguimiento adecuado a señales sinusoidales de referencia.



**Figura 3.15:** Arquitectura de control para el emulador de fallas de tensión.

El proceso de sintonización de la red de adelante en tiempo discreto sigue el algoritmo presentado en [31] a partir de la transformación de la variable  $z$  en una variable  $w$ . El diseño del compensador busca que el margen de fase requerido para el diseño sea el mayor posible tal que, junto con el control resonante, la ganancia de lazo también sea máxima. Con una alta ganancia de lazo, el tiempo de respuesta del sistema de control será mínimo. El compensador en adelante obtenido para el modelo del emulador de fallas se muestra en (3.9) y al simplificar el lazo cerrado entre el



**Figura 3.16:** Respuesta transitoria del controlador red de adelanto y resonador sobre el emulador de fallas de tensión. **(a)** Cambio de referencia 0 a 100V, **(b)** Cambio de referencia de 100V a 60V emulando un sag.

controlador  $C_1(z)$  con la planta  $z^{-2}G_p(z)$ , genera un margen de ganancia de 10.3dB y ausencia de margen de fase en  $G_{o1}(z)$ .

$$C_1(z) = 0,043 \frac{z + 0,6951}{z + 0,82} \quad (3.9)$$

Posteriormente, se realiza el diseño del compensador resonante propuesto en [54] cuya implementación se muestra en (3.10), donde el ángulo  $\varphi$  es el cambio de fase del resonador. El parámetro  $\varphi$  se selecciona con el mismo ángulo de fase que toma el sistema  $G_{o1}(z)$  a la frecuencia  $\omega_0$  donde se sintoniza el resonador. El parámetro de ganancia  $g_r = 0,8$  se selecciona con base en el tiempo de respuesta del lazo cerrado total. Sin embargo, a medida que se aumenta la ganancia, se pierde robustez en el sistema de control, haciéndolo más propenso a saturación del actuador y por consiguiente a inducir comportamientos inestables en el lazo cerrado total.

$$G_r(z) = g_r \frac{\cos(\varphi) z^2 - z \cos(\omega_0 T_m + \varphi)}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_m) + 1} \quad (3.10)$$

Con la implementación de estos controladores, se obtiene una respuesta en lazo cerrado en ausencia de cargas como la mostrada en la Figura 3.16, donde se cumple con los objetivos de control señalados. Con este sistema de control es posible emular de forma aceptable las variaciones de tensión y tener eventos de distorsión armónica debido a que no se hace un rechazo directo sobre la señal  $i_{L_o}$  generada por las cargas conectadas.

### 3.5.3 Control manual de las perturbaciones

El emulador de fallas debe ser un sistema capaz de replicar las perturbaciones de PQ de tensión que se puede presentar en instantes aleatorios. Por este motivo, se diseña un sistema capaz de manipular la señal de referencia  $v_s^*(k)$  sobre el DSP para que el sistema de control diseñado sobre el emulador sea capaz de generar una perturbación. En la Figura 3.17 se muestra el esquema general de la programación de los controles manuales del emulador, donde se tiene un total de tres pines digitales compuestos por dos pulsadores y un interruptor con retención. Los pulsadores se usan en la generación de *sags*, *swells*, mientras que para la generación de armónicos se usa un interruptor. Las variaciones de amplitud de tensión tienen una duración mínima de 300 [ms] y una duración máxima hasta que se deje de oprimir el pulsador, mientras que los armónicos se controlan con un interruptor con retención ya que replica una perturbación de estado estacionario. Los armónicos se generan como señales sinusoidales sumadas a  $v_s^*(k)$ , mientras que los *sags* y los *swells* se generan a partir de cambios determinados en la amplitud de esta misma señal considerando  $0 < a < 1$  y  $1 < b < 1,7$  como factores que multiplican a la amplitud  $V_s^*$ . Este sistema es capaz de generar variaciones de tensión sin cambio de fase. Por lo tanto, se tiene una rutina de detección de cruce por cero de  $v_s^*(k)$  para imponer el cambio de amplitud o suma de armónicos tan pronto termine un ciclo de señal y se cumpla la condición de activación de la señal digital correspondiente. El control manual de las perturbaciones se manejan con señales digitales  $y_i$  que son el resultado de las etapas lógicas para el cambio de amplitud y generación de armónicos.

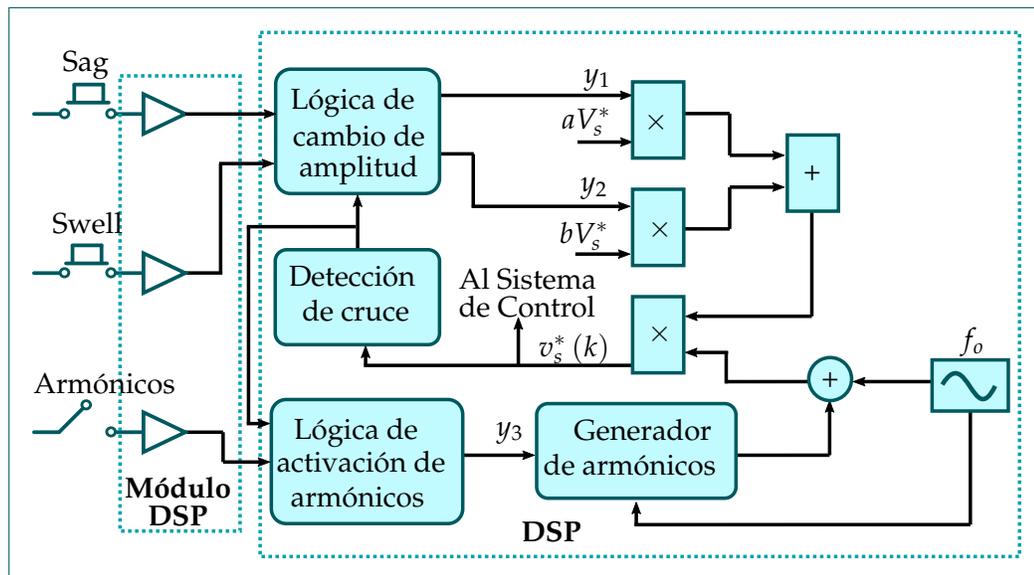
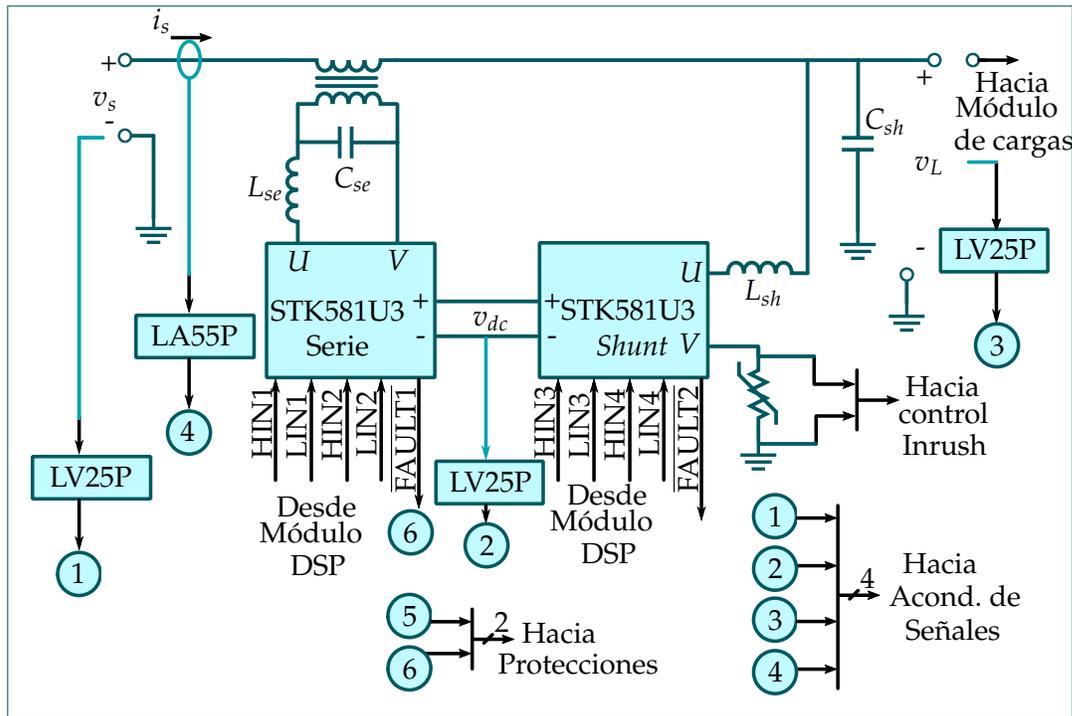


Figura 3.17: Esquema de control manual del emulador de fallas.

## 3.6 IMPLEMENTACIÓN DEL UPQC EN EL DSP

La implementación del compensador de calidad de potencia considera los sensores, actuadores y de las etapas mostradas en la Figura 1.6. Por consiguiente, en la Figura 3.18 se muestra en detalle

las conexiones entre los módulos convertidores con los sensores, filtros, y etapas de protecciones. El DSP genera un par de señales correspondientes a los ciclos útiles para el convertidor serie y convertidor *shunt* sujetos a la programación del sistema de control diseñado y explicado en el anterior capítulo. Posteriormente, el periférico ePWM se encarga de transformar la señales moduladoras  $\mathbf{d}(k)$  en pulsos de activación para el cuarteto de transistores que compone cada convertidor. Con ayuda del módulo DSP se cambian los niveles de tensión de 0 - 3.3V a 0 - 5V que ingresan a los módulos convertidores DC/AC. El sistema de control diseñado requiere la medición de cuatro señales que corresponden a las tensiones  $v_L$ ,  $v_{dc}$ ,  $v_s$  y la corriente  $i_s$ . Por este motivo, se requieren tres sensores LV-25p y un sensor LA-55p. La supresión de corriente *inrush* se maneja desde la conexión del convertidor *shunt* hacia el neutro del emulador de fallas.

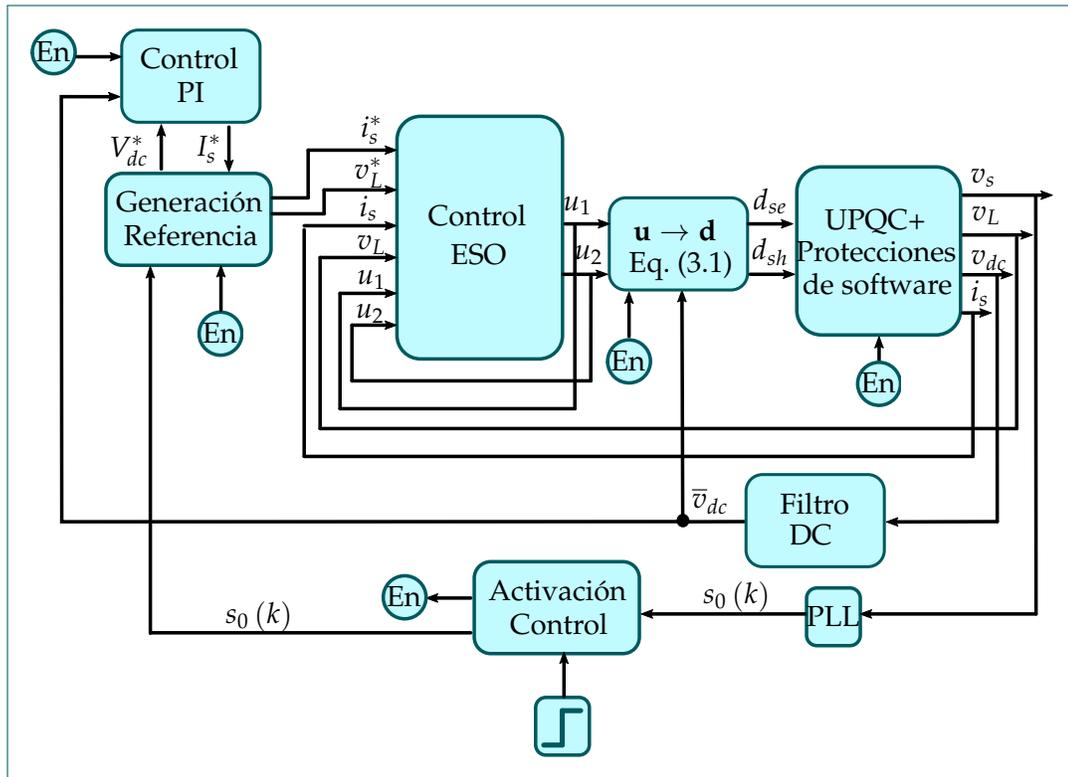


**Figura 3.18:** Implementación experimental del UPQC.

El esquema de programación del sistema de control general sobre el DSP se describe en la Figura 3.19. Este esquema sigue la arquitectura de control de la Figura 2.2 teniendo en cuenta las implicaciones de la implementación dispuestos como etapas como la generación de las referencias, secuencia de inicio de operación y activación del lazo cerrado, programación de protecciones, entre otros que se detallan en esta sección.

### Programación de las señales de referencia

En la Figura 3.20 se muestra el esquema de programación para la generación de las referencias de tensión y corriente para el sistema de control del UPQC. Se considera el sistema de generación de las señales de referencia  $\mathbf{r}(k) = [v_L^*(k) \ i_s^*(k)]^T$  teniendo en cuenta que la fase de las señales



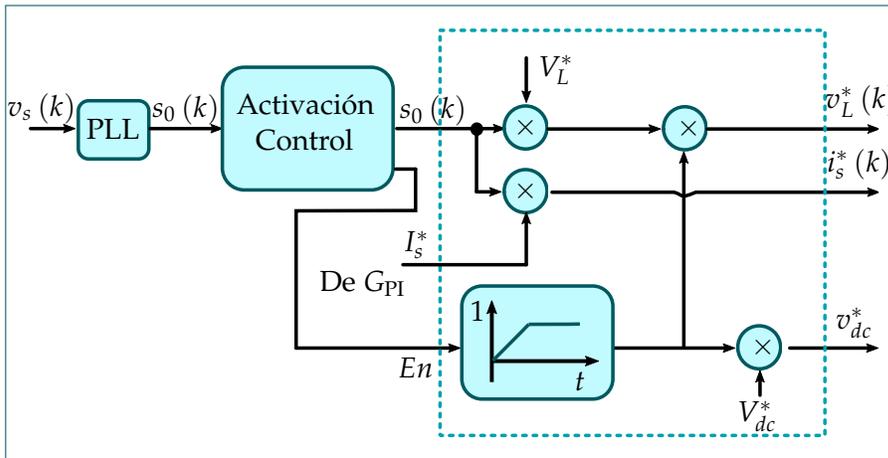
**Figura 3.19:** Esquema general de la programación del sistema de control.

es igual a la fase de  $v_s(k)$ . La señal de referencia de tensión  $v_L^*(k)$  debe tener una amplitud en el intervalo  $0,9V_s \leq V_L^* \leq 1,1V_s$  para cumplir con los niveles de tensión expuestos en el estándar IEEE 1159-2019.

Para el caso de la corriente  $i_s^*(k)$  se requiere de forma indispensable que la señal sinusoidal que se multiplica con la acción de control PI del enlace DC se encuentre en fase con  $v_s(k)$ , con el objetivo de garantizar un factor de potencia unitario visto desde la red de alimentación. Por este motivo, es necesario introducir un lazo de enganche de fase (PLL), que consiste en un sistema con realimentación cuyo objetivo principal es arrojar la fase y frecuencia de una señal sinusoidal de entrada. Estos datos de salida se usan en la construcción de una señal sinusoidal con las mismas características de la señal de entrada a excepción de la amplitud.

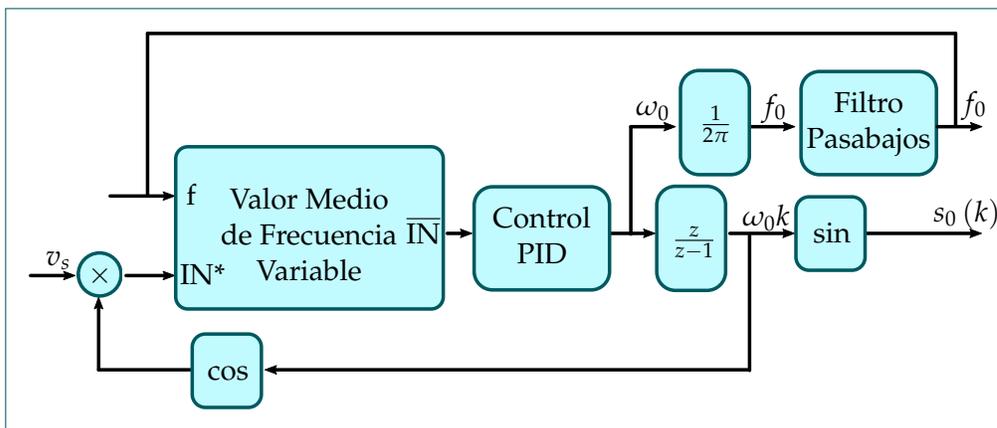
Por consiguiente,  $s_0(k) = \sin(\omega_0 k + \phi)$ , es una señal sinusoidal con la misma fase y frecuencia de  $v_s(k)$  para generar tanto la referencia de tensión en la carga como la referencia de la corriente de alimentación.

El PLL se compone de las etapas mostradas en la Figura 3.21 [55, 56] donde se tiene un sistema realimentado cuyo compensador es un PID. La etapa de detección de error de fase se basa en la multiplicación de la señal de entrada sinusoidal con una señal coseno calculada sobre la salida del lazo. Al hacer la multiplicación, se tiene una señal cuyo componente DC es proporcional al error de fase entre la señal de entrada y la salida del PLL. La componente DC de  $I_N^*$  se calcula en la etapa "Valor Medio de Frecuencia Variable", mientras el error de fase y frecuencia es estabilizado



**Figura 3.20:** Esquema de generación de referencias para el sistema de control del UPQC.

por el control PID. La señal de control PID es la la frecuencia angular calculada y, al someterse a un integrador respecto al tiempo se obtiene el producto  $\omega_0 k$  que se multiplica nuevamente por el coseno del ángulo que se compara con el detector de error de fase. La señal de control PID se divide entre  $1/2\pi$  para obtener la frecuencia  $f_0$  que se somete a un filtro pasa bajos de segundo orden. Esta frecuencia se realimenta al bloque que calcula la media de la señal con error de fase. En régimen estacionario, la salida del PLL es la señal sinusoidal que se encuentra sincronizada y con la misma frecuencia de la señal de entrada. La señal sinusoidal se genera a partir de la aplicación del seno al producto  $\omega_0 k$ .



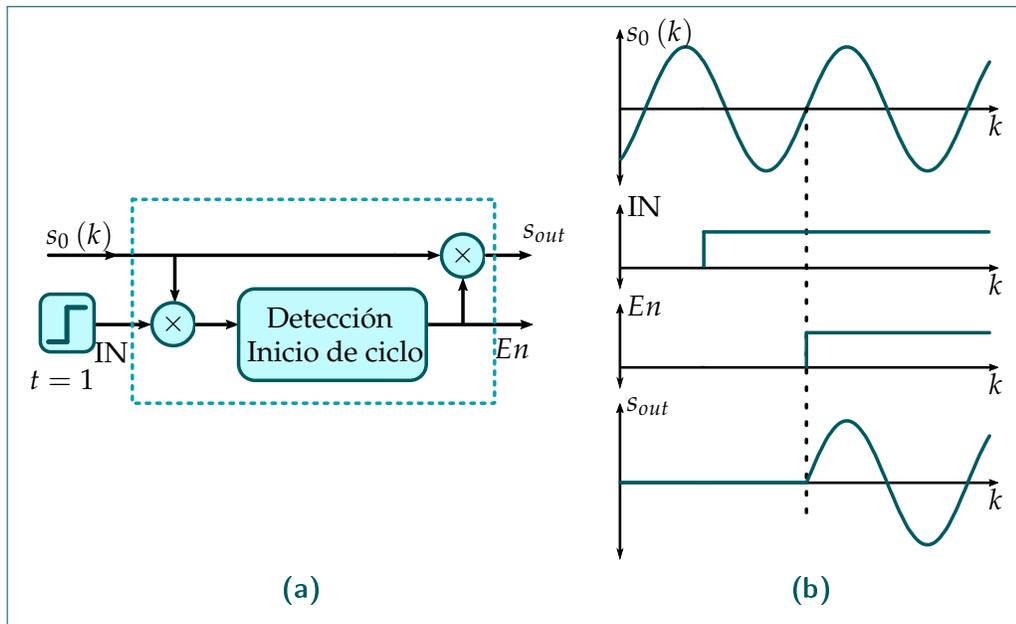
**Figura 3.21:** Implementación de un PLL.

La etapa de generación de referencias considera una señal rampa que garantiza un inicio suave del sistema de control del UPQC, ya que el enlace DC comienza a subir de forma gradual su tensión al valor de la referencia  $V_{dc}^*$  a partir de un aumento paulatino en la amplitud de las señales de referencia del UPQC. Por consiguiente, se evitan regímenes transitorios indeseados que induzcan en saturación de los actuadores.

### Activación del lazo cerrado

Este bloque de programación tiene como principal objetivo comenzar la operación de forma controlada de todas las etapas del sistema de control en un mismo instante de tiempo. Por este motivo, se parte de la señal de salida del PLL sometiéndola a una etapa de detección de cruce por cero y detección de la pendiente con el objetivo de activar la señal digital  $En$  en el instante que se inicie un nuevo ciclo de señal de  $v_s$  tal y como se observa en la Figura 3.22. Además, esta etapa de activación garantiza que la señal de salida del PLL solamente será diferente de cero si la señal  $En$  ha sido habilitada. Como una entrada adicional a esta etapa, se tiene una señal tipo paso que se activa a un tiempo determinado por la secuencia de inicio de operación explicada posteriormente.

**Figura 3.22:** Activación del sistema de lazo cerrado. (a) Esquema de la etapa, (b) Relación entre las señales de entrada y salida de la etapa.



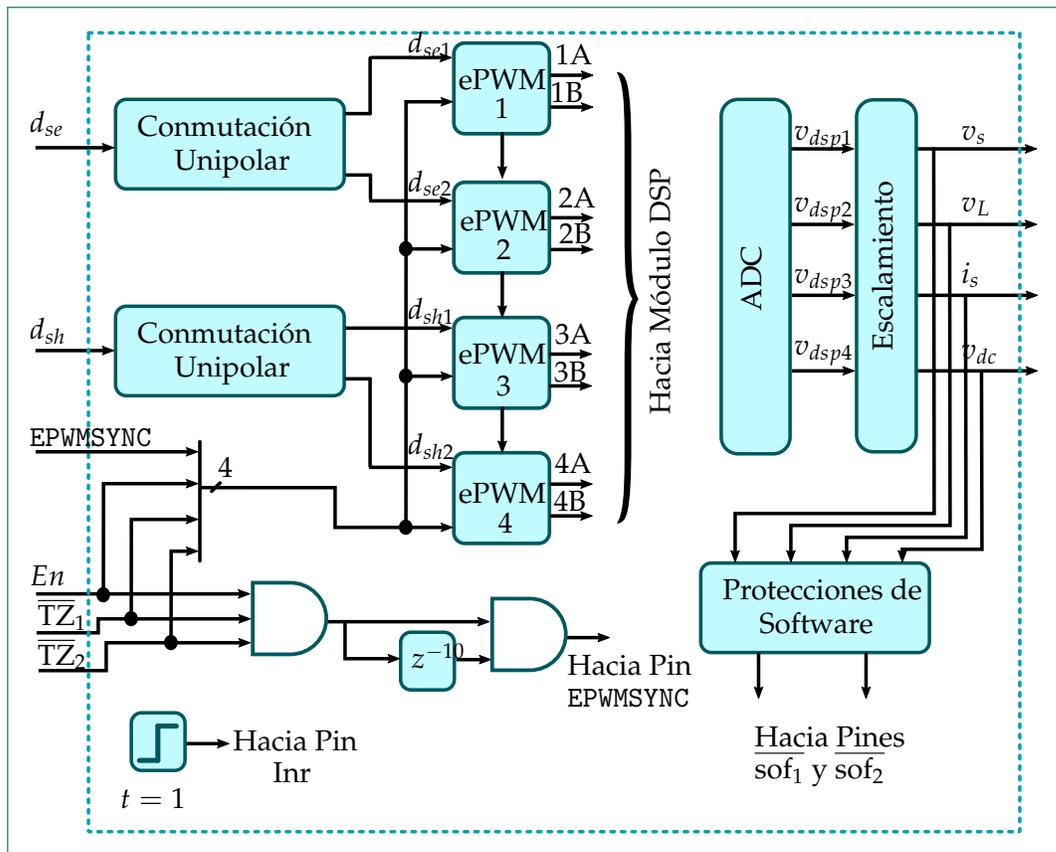
### Filtro DC

Debido a que la señal de tensión  $v_{dc}(k)$  se ve perturbada por acción del vector  $\delta(k)$ , esta señal tendrá un rizado que es perjudicial para la construcción de la señal de referencia de la corriente  $i_s^*(k)$  ya que puede causar distorsión armónica en  $i_s(k)$ . Por este motivo, se usa un filtro pasa bajos tipo Butterworth de primer orden con frecuencia de corte seleccionada de tal manera que no se afecte significativamente el tiempo de respuesta del control PI, pero que sea capaz de atenuar el rizado sobre esta variable. El filtro DC seleccionado e implementado se muestra en (3.11) con  $f_{cd}$  como la frecuencia de corte del filtro.

$$\bar{v}_{dc}(z) = \frac{1 - e^{-T_m f_{cd}}}{z - e^{-T_m f_{cd}}} v_{dc}(z) \quad (3.11)$$

### Configuración de la planta en el DSP

Con base en el manejo de actuadores, adquisición de señales, generación de la conmutación unipolar y gestión de las protecciones, en la Figura 3.23 se muestra un esquema de programación en el DSP para la adquisición de señales y control de la planta UPQC. Se muestran las etapas de escalamiento que consiste en aplicar las ecuaciones (3.3) y (3.4) para reconstruir la tensión y corriente adquiridas con los sensores. Se consideran los bloques de configuración de la sincronización de los canales PWM, la gestión de las protecciones de hardware y software a través del módulo TZ y el control de la corriente *inrush* sobre el convertidor *shunt*.



**Figura 3.23:** Bloques de programación en el DSP para el manejo del UPQC.

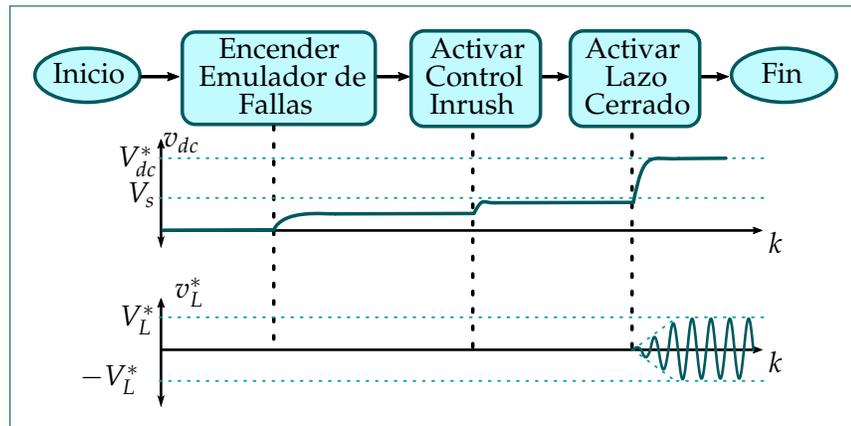
### Implementación de los controladores

Los controladores deben implementarse con ecuaciones escalares ya que el manejo de matrices directamente hace que el consumo de CPU del DSP aumente drásticamente, de tal manera que no se alcanzaría a implementar completamente el observador ESO. De esta manera, se debe descomponer las ecuaciones matriciales del observador ESO mostrado en (2.8) y la ley de control (2.19) en ecuaciones escalares implementando cada una de las ecuaciones de estado y de salida de este sistema de forma separada. Los estados  $x_{ex}(k+1)$  dependen de una combinación lineal de los

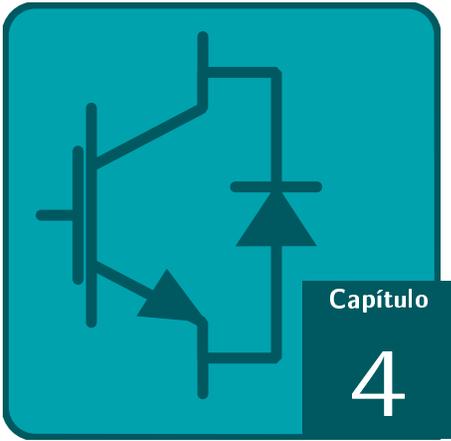
estados y de las entradas del sistema, mientras que el bloque de retardo unitario del software Altair Embed®, implementa la función  $z^{-1}$  que permitirá obtener los estados  $x_{ex}(k)$ . Para el caso del controlador PI, basta con implementar el controlador sintonizado (2.25) como una función de transferencia discreta.

**Secuencia de inicio de operación.**

Debido a que en un entorno de experimentación real se tiene un enlace DC descargado y un UPQC desactivado, se desarrolla sobre el DSP una secuencia de inicio de operación descrita en la Figura 3.24. Esta secuencia garantiza que se activen las diferentes etapas a partir del control de señales digitales generadas internamente dentro del DSP. En primera instancia, al encender el emulador de fallas, el enlace DC comienza a aumentar la tensión a un valor inferior a  $V_s$  debido a la acción de los diodos antiparalelos de los convertidores serie y *shunt*. Posteriormente, se inicia la secuencia de operación aplicando el control de corriente *inrush* en el instante  $t = 0$ , haciendo el correspondiente *bypass* sobre la resistencia puesta en el convertidor *shunt*. En  $t = 0$  se activa también las mediciones por ADC y la sincronización con el PLL. Después, se habilita en un tiempo  $t = 1[s]$  la señal de activación de la etapa “Activación Control” ya que en ese tiempo el PLL ya debe estar en estado estacionario y debe generar una señal adecuada con base en  $v_s(k)$ . A continuación, se habilita la señal *En* sobre todas las etapas, habilitando los canales ePWM. En este punto, las referencias  $V_{dc}^*$ ,  $v_L^*(k)$  e  $i_s^*(k)$  comienzan a aumentar su amplitud con base en la pendiente de recta del generador de la rampa en la etapa “Generación de Referencias”. En este punto, el enlace DC aumenta su tensión gradualmente hasta que la rampa se satura en un valor unitario, obteniendo, gracias al control PI, que  $v_{dc} \rightarrow V_{dc}^*$ . Por último, el sistema de control es capaz de funcionar adecuadamente según los objetivos de diseño.



**Figura 3.24:** Secuencia de inicio de operación para el sistema de control del UPQC.



# Resultados Experimentales

---

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

4.1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS DE EJECUCIÓN DE EXPERIMENTOS

4.2 COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS

4.3 COMPENSACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

4.4 COMPENSACIÓN DE VARIACIONES DE TENSIÓN

4.5 ANÁLISIS DE LAS SEÑALES DE CONTROL

---

En este capítulo se describen los resultados experimentales del sistema de control sobre el Compensador de Calidad de Potencia UPQC. Se describen los resultados de compensación de armónicos, compensación del factor de potencia, y compensación ante variaciones de tensión de la red de alimentación. Las pruebas desarrolladas se ejecutan sobre cargas resistivas, inductivas y cargas no lineales de diferentes impedancias. Se evalúan los criterios de desempeño propuestos para todas las señales controladas y en general el cumplimiento de los objetivos de control propuestos.

### 4.1

## DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS DE EJECUCIÓN DE EXPERIMENTOS

---

El sistema de control se implementó con base en los valores asignados en Tabla 4.1 teniendo en cuenta los parámetros del modelo del UPQC y las constantes seleccionadas para el diseño y sintonización del sistema de control. El tiempo de muestreo  $T_m$  seleccionado se basa en la expresión (1.13) teniendo en cuenta que el valor  $\Lambda_c = 9,35 \times 10^3$ , hallado con el modelo continuo con los parámetros numéricos del UPQC. El valor de  $f_m$  se basó también en la frecuencia de conmutación  $f_s$  que se seleccionó a raíz de la frecuencia de corte de los filtros LC descrita como  $f_c = 1/\sqrt{LC}$  y con el criterio mostrado en (1.12).

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

**Tabla 4.1:** Valores de los parámetros de implementación y sintonización del sistema de control del UPQC.

Categoría	Parámetro	Nomenclatura	Valor	
Parámetros de la Planta	Inductancia de la línea	$L_l$	$700\mu\text{H}$	
	Resistencia de la línea	$R_l$	$2\Omega$	
	Inductancia de los filtros	$L_{se}; L_{sh}$	$1.365\text{mH}$	
	Resistencia de los filtros	$R_{se}; R_{sh}$	$0.85\Omega$	
	Capacitancia de los Filtros	$C_{se}; C_{sh}$	$40\mu\text{F}$	
	Capacitancia equivalente enlace DC	$C_{dc}$	$1.88\text{mF}$	
Parámetros del Sistema de Control	Tensión de referencia enlace DC	$V_{dc}^*$	$220\text{V}$	
	Amplitud de tensión de $v_L$ y $v_s$	$V_L^*; V_s$	$110\text{V}_{\text{RMS}}$	
	Frecuencia fundamental	$f_0$	$60\text{Hz}$	
	Frecuencia de corte del filtro DC	$f_{cd}$	$1\text{KHz}$	
	Frecuencia de Muestreo	$f_m$	$10.2\text{KHz}$	
	Frecuencia de Conmutación	$f_s$	$18\text{KHz}$	
	Número de resonadores	$h_v; h_i$	$7$	
	Número de muestras de retardo	$\tau$	$2$	
	Valores de Sintonización	Valor de sintonización peso $Q_o$	$\alpha$	$0.0001$
		Valor de peso sobre los estados	$a$	$10$
Peso sobre estados de retardo		$b$	$2$	
Peso sobre los resonadores		$\gamma$	$0.001$	
Peso sobre la entrada del ESO		$\varepsilon$	$0.1$	
Peso sobre estados realimentados		$\rho$	$5$	
Peso sobre la señal de control		$\nu$	$10$	
Constante proporcional PI enlace DC		$P$	$0.1184$	
Constante integral PI enlace DC	$I$	$0.2239$		

El número de resonadores tanto para tensión como para corriente se seleccionó de tal manera que pudieran ser implementados adecuadamente en el DSP y se cumpliera con el objetivo del índice THD menor al 5 %. El número de resonadores se limita por el consumo de CPU que tiene la plataforma digital de implementación. Los valores de los filtros LC tanto para el convertidor serie como para el convertidor *shunt* son idénticos a los estimados y utilizados por el emulador de fallas. Los valores de inductancia y resistencia de la línea se tomaron con base en la reducción a un

circuito equivalente simplificado tanto del transformador de aislamiento como del transformador de inyección.

Los instrumentos de medición de señales son un osciloscopio digital común y un analizador de calidad de potencia del fabricante FLUKE modelo 43B [57].

Con base en los valores numéricos para la planta y el sistema de control, se obtiene una respuesta en frecuencia para el sistema  $\mathbf{G}_{cl}$ , tal y como observa en la Figura 4.1. Las señales de salida pueden hacer un seguimiento de las señales de referencia porque las ganancias de magnitud son 0 dB a la frecuencia fundamental  $f_0$ . Para el caso de las perturbaciones, se observa que los siete primeros armónicos de la tensión  $v_s$  y de la corriente  $i_L$  no tienen inferencia en las señales  $v_L$  e  $i_s$  ya que las señales que ingresen con frecuencias iguales a los armónicos impares, adquieren una magnitud inferior a los -50dB. De igual manera el lazo cerrado exhibe un desacoplamiento entre las referencias  $\mathbf{r}(k)$  y las salidas  $\mathbf{y}(k)$  ya que la referencia  $v_L^*(k)$  tiene un efecto muy bajo sobre la salida  $i_s(k)$  mientras que la referencia  $i_s^*(k)$  hacia la salida  $v_L(k)$  cumple el mismo principio. Considerando que las perturbaciones  $v_s(k)$  e  $i_L(k)$  siguen el modelo mostrado en (2.2) y (2.3), también tienen un efecto muy bajo sobre las señales de salida ya que las ganancias a las frecuencias que son múltiplos impares de  $f_0$  son inferiores a -50dB. Este hecho garantiza que la compensación de armónicos se cumple desde el diseño del sistema de control.

## 4.2

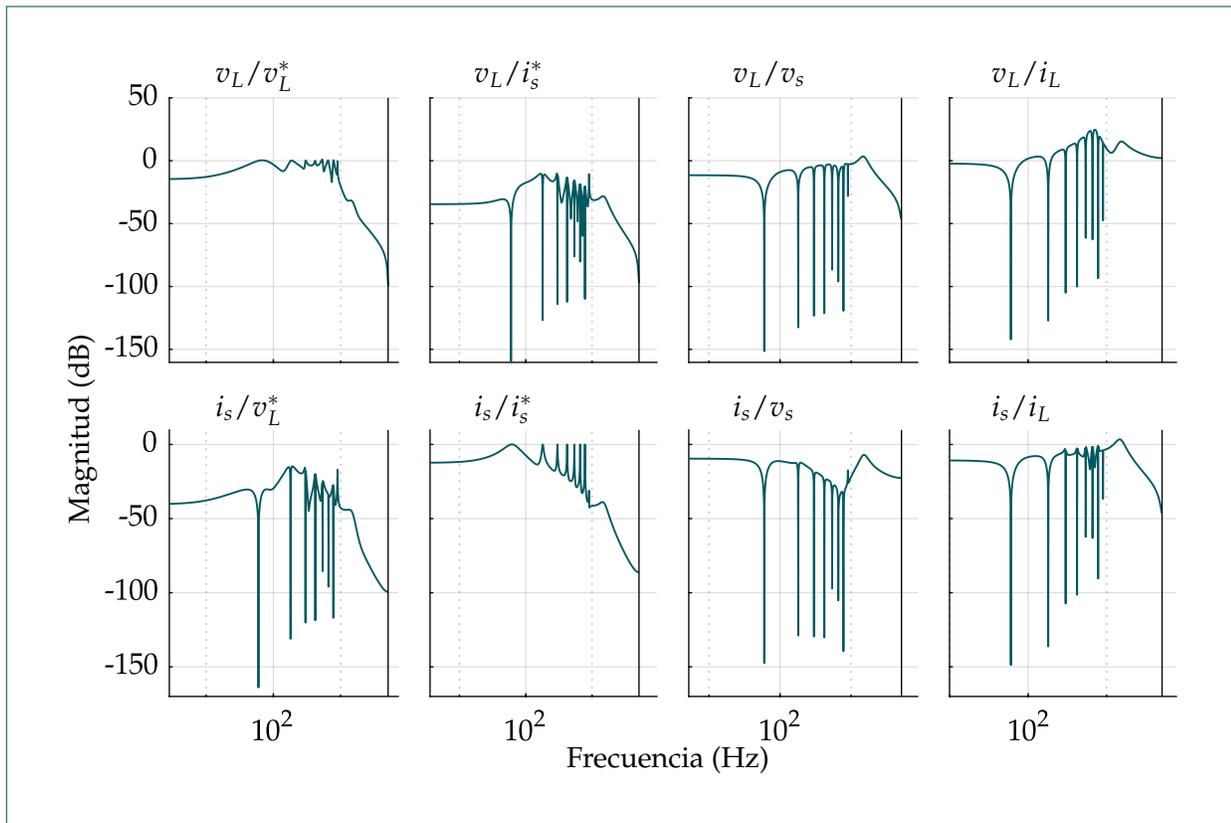
## COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS

La compensación de señales armónicas de tensión de la carga y corriente de la red se desarrolla a partir de la ejecución del UPQC sobre diferentes tipos de cargas resistivas, inductivas y cargas no lineales, con el objetivo de generar armónicos de corriente en la carga. El desempeño del sistema de control del emulador de fallas, los armónicos generados por las cargas conectadas y la compensación hecha por el UPQC repercuten directamente en la tensión  $v_s$ , haciendo que se presente distorsión armónica en esta señal también. El parámetro de evaluación del cumplimiento de los objetivos de control para la compensación de armónicos se enmarca en la medición del índice THD, donde se determinó un límite máximo de 5 % tanto para la tensión  $v_L$  como para la corriente  $i_s$ . En Tabla 4.2 se muestran los resultados generales obtenidos para los diferentes experimentos realizados donde se varió la carga conectada al UPQC.

En todos los casos se observa que el THD tanto de tensión de la carga como la corriente de alimentación se mantuvieron por debajo del índice de distorsión armónica permitido, a pesar que la tensión de alimentación y la corriente de la carga presentan una distorsión armónica significativa. La tensión que recae sobre la carga se mantiene constante en su valor de referencia aunque la tensión del emulador de fallas varíe su amplitud debido a su incapacidad de rechazo de perturbaciones  $i_{Lo}$ . Sin importar que se conecten cargas no lineales o cargas que no son puramente resistivas, cuya carga armónica es superior al 10 % de THD en corriente, el UPQC es capaz de rechazar los armónicos en las señales controladas. Los resultados experimentales para la prueba "R\_50", "RL\_30" y "RNL\_50" se muestran en las Figuras 4.2, 4.3 y 4.4.

Para todos los casos el THD de la tensión  $v_L$  logra disminuirse a valores inferiores al 2 % para las cargas lineales y al 3 % para las cargas no resistivas o que aportan distorsión. Al analizar  $v_L$ ,

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.1:** Respuesta en frecuencia del sistema de control aplicado al UPQC.

**Tabla 4.2:** Resultados experimentales de compensación de armónicos realizados sobre diferentes experimentos.

ítem	Descripción	$v_s$		$i_L$		$v_L$		$i_s$	
		THD (%)	RMS (V)	THD (%)	RMS (A)	THD (%)	RMS (V)	THD (%)	RMS (A)
R_30	Carga resistiva de $30\Omega$	10.3	102	3.1	3.78	0.8	110.1	1.2	4.9
R_50	Carga resistiva de $50\Omega$	2.4	112	2	2.08	0.8	110.1	3.5	2.24
RL_30	Carga RL de $R=30\Omega$ ; $L=35\text{mH}$	4.2	111.3	16.9	2.88	1.4	110.1	2.4	2.76
RNL_50	Carga no lineal $R=50\Omega$	5.4	105.4	78.7	6.56	2.6	110.1	3.7	5.24
RNL_80	Carga no lineal $R=80\Omega$	4.3	109.8	80.8	4.49	2.5	110.1	4.8	3.06

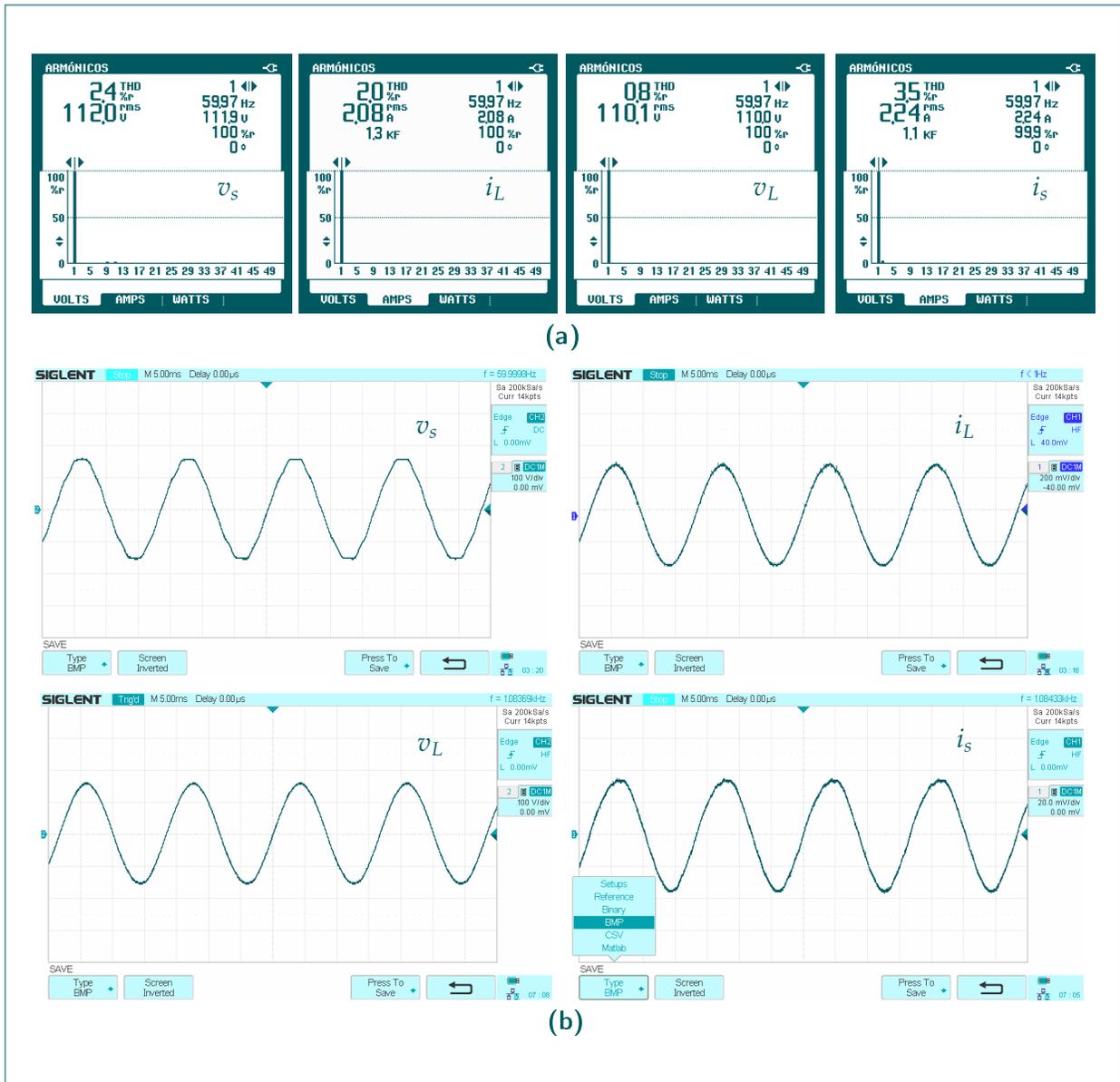
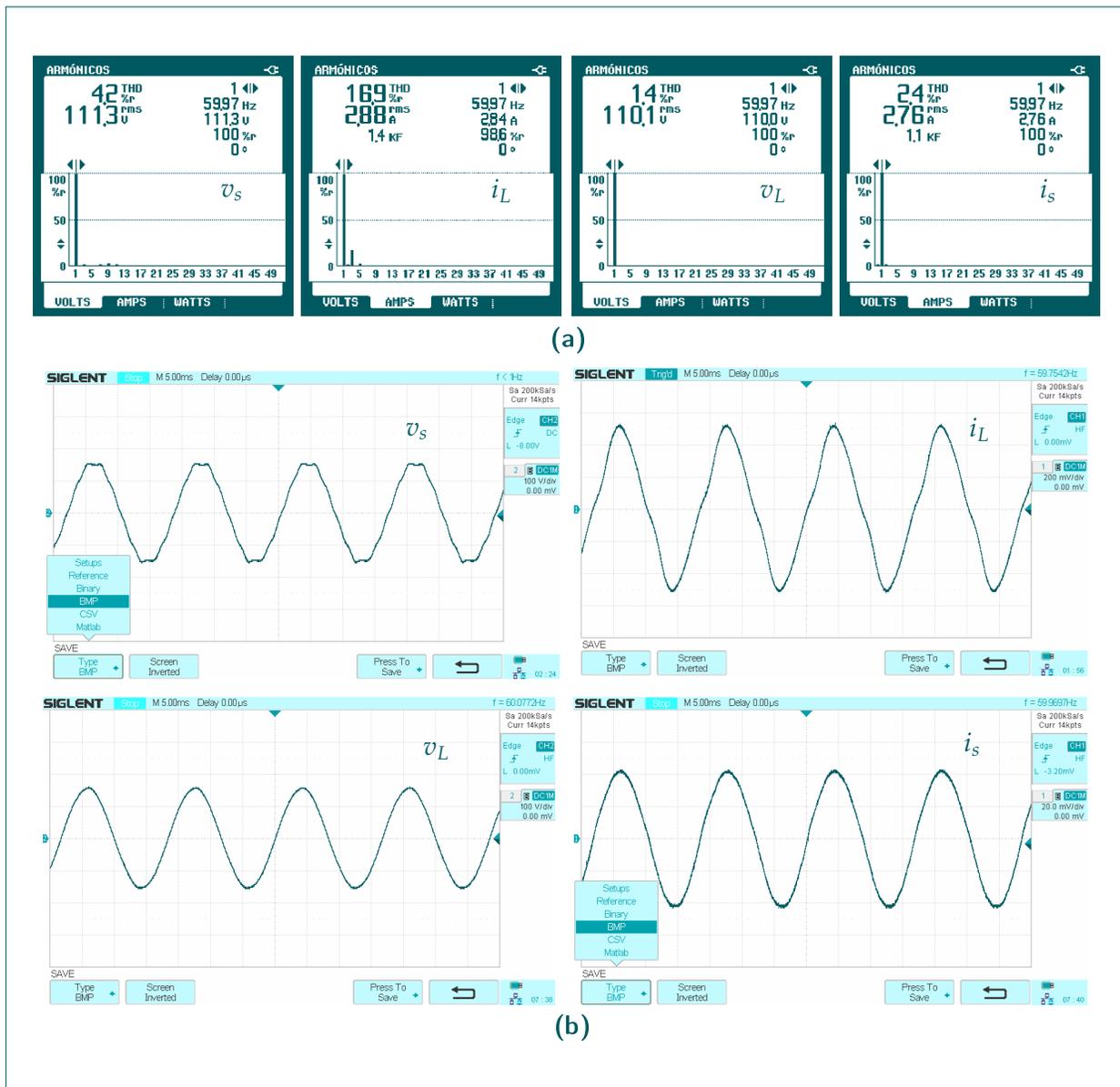


Figura 4.2: Resultados experimentales para la prueba "R\_50". (a) Espectro de las señales, (b) Señales en el dominio del tiempo.

se observan componentes armónicas superiores a la frecuencia del  $h_v$ -ésimo resonador sintonizado en el ESO. Esto indica que los armónicos de tensión rechazan completamente las señales de perturbación a frecuencias que son múltiplo impar de  $f_0$ .

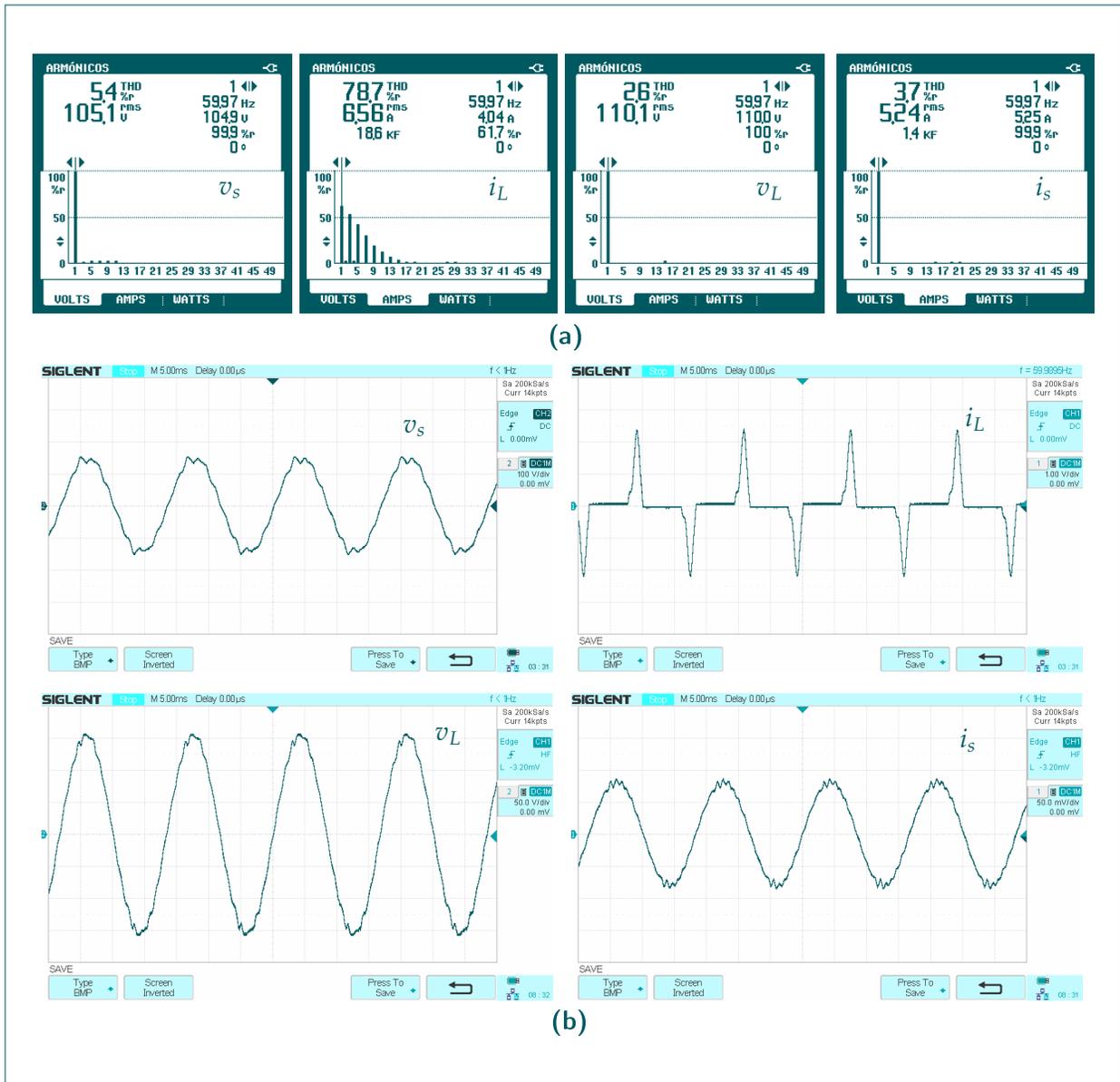
Sin embargo, el THD en la corriente tiende a aumentar si se conectan cargas con alta impedancia, y en especial, con cargas no lineales, la distorsión armónica de  $i_s$  se acerca a los límites impuestos

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES



**Figura 4.3:** Resultados experimentales para la prueba “RL\_30”. (a) Espectro de las señales, (b) Señales en el dominio del tiempo.

por el estándar IEEE 1159-2019. Esto se debe a que el índice THD se basa en un cálculo relativo con la potencia de la componente fundamental. Si la componente es cada vez más pequeña a causa de una alta impedancia de carga, el THD tiende a aumentar debido a que la potencia relativa entre la señal  $f_0$  con respecto a los armónicos será menor. Para el caso de las cargas no lineales, el aumento del THD es particularmente significativo, debido a que las potencias de armónicos superiores al resonador de más alta frecuencia sintonizado a  $(2h_i - 1) f_0$  comienzan a ser significativas en la



**Figura 4.4:** Resultados experimentales para la prueba “RNL\_50”. **(a)** Espectro de las señales, **(b)** Señales en el dominio del tiempo.

distorsión armónica. Componentes como los armónicos 15, 17, 19 o 21 en corrientes bajas tienen un aporte importante al THD tal y como se observa en la Figura 4.4. Esto no sucede con la tensión ya que los valores RMS de la componente fundamental son mucho más altos que los valores RMS de corriente a frecuencia  $f_0$ .

De forma ideal, si se tiene una carga lineal RL conectada, no deberían aparecer componentes ar-

mónicas en  $i_L$ , sin embargo, según se muestra en la Figura 4.3 se observa la aparición de un tercer armónico. Este hecho demuestra que la inductancia de la carga no es completamente lineal. Sin embargo, el sistema UPQC es capaz de eliminar la distorsión sobre la corriente  $i_s$  bajo este escenario.

Considerando los resultados de la Tabla (4.2), resulta llamativo el hecho que la corriente RMS de  $i_s$  sea menor al valor RMS de  $i_L$  para los casos de las cargas no lineales. Este hecho sucede debido a que la corriente en las cargas no resistivas tienen fase, implicando que requieren un flujo de potencia reactiva. Como el UPQC se encarga de compensar el factor de potencia en la alimentación, es natural que la corriente  $i_s$  sea menor, ya que la fuente de alimentación aporta solamente potencia activa. Entre tanto el UPQC se encarga de suministrar la potencia reactiva requerida por la carga no resistiva. Sin embargo, para los experimentos con cargas resistivas de baja impedancia (R\_30), la corriente  $i_L$  es menor a la corriente  $i_s$  ya que la tensión  $v_s$  baja su amplitud, haciendo que la corriente de alimentación aumente para mantener la potencia requerida en la carga.

Se tiene un caso atípico que corresponde al experimento "R\_50" donde se aumenta tanto el valor RMS como el THD de corriente con respecto a  $i_L$ . Este hecho sucede debido a que este tipo de carga hace que el sistema de lazo cerrado genere un segundo armónico que es par, y por lo tanto, no es rechazado por el sistema de control tal y como se observa en la Figura 4.2. Sin embargo, los valores de THD no superan los límites impuestos en los objetivos de control.

### 4.3 COMPENSACIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

---

Debido a la generación de referencias y a la estructura del UPQC, es posible tener una compensación del factor de potencia visto desde la fuente de alimentación. Un factor de potencia unitario indica que la fuente generará un flujo de potencia activa hacia la carga. El UPQC garantiza que a pesar de que las cargas conectadas no sean puramente resistivas, la fuente solamente se encargará de suministrar una potencia activa mientras que el compensador, a través de la energía almacenada en el enlace DC y el convertidor *shunt*, suministrará la potencia reactiva requerida. La principal ventaja de tener un suministro de potencia activa se centra en la optimización de energía de la infraestructura de la red de alimentación, evitando que la potencia que no es directamente aprovechada por la carga se devuelva hacia el sistema de distribución. El principal indicador de una compensación de factor de potencia adecuada consiste en la comparación de la fase entre  $v_s$  e  $i_s$ . Si la diferencia de fase entre estas dos señales es nula, el factor de potencia  $PF$  será el deseado.

En la Tabla 4.3<sup>1</sup> se encuentran los resultados experimentales aplicados sobre las diferentes cargas conectadas. Se hace la prueba con cargas lineales resistivas e inductivas y con cargas no lineales, de forma similar a los experimentos realizados en la compensación de armónicos. Se observa de forma general para todos los experimentos que el factor de potencia en la alimentación es unitario a pesar que las cargas conectadas sean lineales, inductivas o no lineales.

---

<sup>1</sup>El valor de potencia aparente  $S_L$  de la carga no lineal "RNL\_80" que se muestra en la tabla no corresponde con los resultados mostrados en la Figura 4.7b debido a que el instrumento de medición es incapaz de medir la potencia reactiva para este tipo de carga. El resultado de potencia en la figura corresponde al cálculo realizado sobre la componente fundamental de la señal de corriente.

**Tabla 4.3:** Resultados experimentales para la compensación del factor de potencia.

ítem	Descripción	Fuente		Carga	
		Potencia $P_s$ (W)	PF	Potencia $S_L$ (VA)	PF
R_30	Carga Resistiva R=30_Ω	530	1	400	1
R_50	Carga Resistiva R=50_Ω	260	1	230	1
RL_30	Carga RL R=30Ω y L=35mH	320	1	330	0.84
RL_50	Carga RL R=30Ω y L=35mH	210	1	200	0.93
RNL_50	Carga No Lineal R=50Ω	580	1	720	0.57
RNL_80	Carga No Lineal R=80Ω	350	1	495	0.57

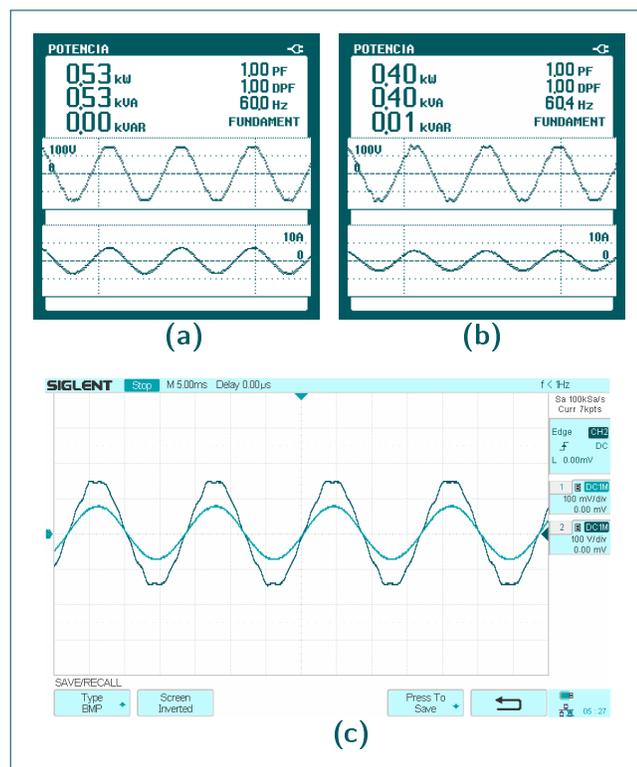
De forma ideal, para las cargas resistivas se tiene que la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la potencia de la carga ya que todo el flujo de potencia es activa. Sin embargo, se observa que la potencia suministrada por la alimentación es mayor que la potencia consumida por la carga. Esto se presenta debido a las pérdidas que pueden provenir de varias fuentes: conmutación de los convertidores DC/AC, pérdidas por calentamiento de los transformadores, y la resistencia de pérdidas de los filtros LC serie y *shunt*. Sin embargo, de forma general, para todos los experimentos de la Tabla 4.3, si se compara el flujo de potencia activa de la fuente como  $P_s = V_s[\mathbf{RMS}] \cdot I_s[\mathbf{RMS}]$  y la potencia activa consumida por la carga  $P_L = S_L \cdot PF$  con  $PF$  como el factor de potencia y  $S_L = V_L[\mathbf{RMS}] \cdot I_L[\mathbf{RMS}]$  como la potencia aparente de la carga, se cumple que  $P_s > P_L$  y la diferencia de estas dos cantidades es la potencia consumida por el UPQC. Las pérdidas sobre el UPQC varían según el consumo de potencia de la carga, ya que las pérdidas de conmutación son proporcionales al flujo de corriente sobre los convertidores. Sin embargo, para el caso de cargas no resistivas, si no se usara un UPQC para la compensación de potencia, la potencia reactiva hacia la carga que debería suministrar la fuente sería mayor a la potencia de pérdidas que presenta el compensador.

Considerando los datos mostrados en la Tabla 4.3, si se tiene en cuenta la potencia aparente consumida por la carga  $S_L$ , es posible afirmar que esta potencia sería la entregada por la red eléctrica en el caso que no se conecte un UPQC. También se puede afirmar que, ya que el UPQC es capaz de compensar el  $PF$  a un valor unitario en todos los experimentos mostrados en la Tabla 4.3, la potencia aparente suministrada por la red eléctrica  $S_s$  será igual a la potencia activa  $P_s$ . Por lo tanto, al comparar los valores de potencia  $S_s$  y  $S_L$  para los experimentos donde se conectaron cargas

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

con factor de potencia inferior a 0,9, la optimización en el flujo de potencia suministrado por la red eléctrica queda demostrada, ya que en todos los experimentos expuestos se cumple que  $S_s < S_L$  o que la potencia aparente suministrada por la red eléctrica con UPQC es menor a la potencia aparente que suministraría sin un UPQC. Esta optimización de potencia se presenta a pesar que el UPQC tiene un consumo asociado a que los componentes de este circuito no son ideales.

Solamente en los experimentos donde se conectaron cargas resistivas y cargas con factor de potencia mayor a 0,9, se tiene que  $S_s > S_L$ , y en este caso, las pérdidas en el UPQC hacen que la fuente suministre más energía en comparación a que no se utilizara el compensador. Sin embargo, si se remite a las características de las cargas conectadas cuando no ocurre esta optimización de energía, se tiene que las cargas resistivas o las cargas lineales con  $PF > 0,9$  no se caracterizan por aportar una potencia reactiva significativa a la red eléctrica, por lo tanto no requerirían la conexión de un UPQC. En consecuencia, el UPQC se debe usar preferiblemente con cargas no lineales o cargas altamente inductivas con  $PF$  menor a 0,9 para tener una reducción de la potencia suministrada por la red eléctrica a causa de la compensación.



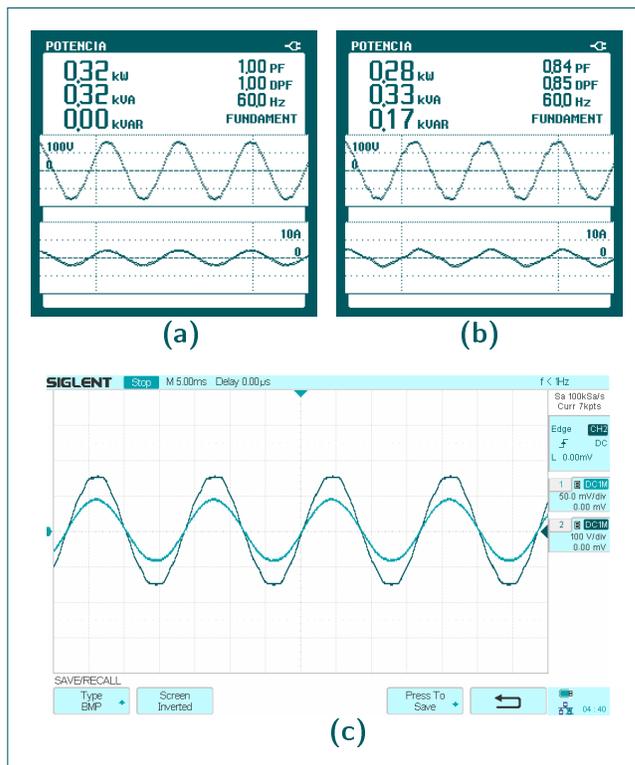
**Figura 4.5:** Compensación de factor de potencia para el experimento “R\_30”. (a) Medidas de potencia del lado de la fuente, (b) Medidas de potencia del lado de la carga. (c) Comparación de la fase entre  $v_s$ ,  $i_s$ .

En las Figuras 4.5, 4.6 y 4.7 se observan los resultados obtenidos con el analizador de PQ (reflejados a su vez en la Tabla 4.3) para los experimentos “R\_30”, “RL\_30” y “RNL\_50” teniendo en cuenta las mediciones de potencia del lado de la fuente con la tensión  $v_s$  e  $i_s$  y la potencia consumida por la carga con las señales  $v_L$  e  $i_L$ . Para todos los casos se observa la potencia activa en [W], la potencia reactiva en [VAR] y la potencia aparente en [VA]. Como es de esperarse, en la carga puramente resistiva no se tiene un flujo de potencia reactiva, y por tanto su medición debe ser de 0 VAR. Para

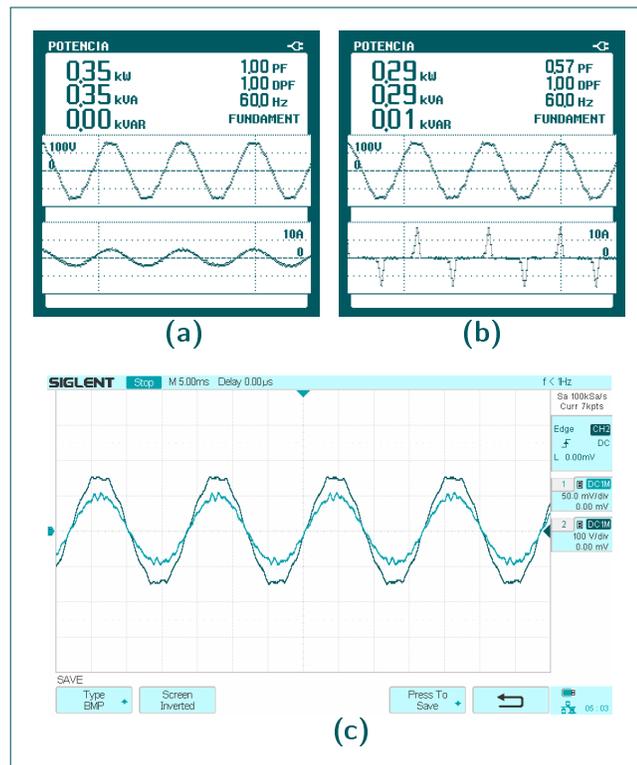
el caso de la carga RL, se observa un cálculo de potencia reactiva acorde con el factor de potencia inductivo. Sin embargo, en el caso de la carga no lineal, el instrumento de medición arroja una medida de 0 VAR, un factor de potencia de 0.57 y un Factor de Potencia de Desplazamiento (DPF) de 1. El cálculo del DPF, al tratarse de una carga no lineal, se basa en la componente fundamental de la señal de corriente  $i_L$ , que se encuentra en fase con la tensión  $v_L$ , dando como resultado un DPF de 1. El valor de PF de 0.57 se basa en el cálculo de potencia activa a partir de la componente fundamental de corriente, en comparación con la potencia aparente de la carga calculada con el valor RMS de  $v_L$  e  $i_L$ .

Las figuras reflejan los discutido anteriormente con respecto a los casos donde existe una optimización en el flujo de potencia suministrado por la fuente. Por ejemplo en la Figura 4.6 se observa que la potencia activa consumida por la carga es de 0.28 [KW] mientras que la potencia activa entregada por la fuente es de 0.32 [KW]. Si el UPQC fuera un sistema ideal, la fuente debería suministrar 0.28 [KW], pero las pérdidas elevan la potencia suministrada. Sin embargo, para este experimento, sí existe una compensación de la potencia entregada por la fuente ya que la potencia aparente de la carga es de 0.33 [KVA] que es menor a la potencia aparente entregada por la fuente de 0.32 [KVA].

Para todos los experimentos, se observa que la diferencia de fase entre  $v_s$  e  $i_s$  es nula mientras que no se presente un valor de potencia reactiva para ningún caso. Por lo tanto, la compensación del factor de potencia se cumple satisfactoriamente con el sistema de control aplicado en el UPQC.



**Figura 4.6:** Compensación de factor de potencia para el experimento “RL\_30”. (a) Medidas de potencia del lado de la fuente, (b) Medidas de potencia del lado de la carga. (c) Comparación de la fase entre  $v_s$ ,  $i_s$ .



**Figura 4.7:** Compensación de factor de potencia para el experimento “RNL\_80”. **(a)** Medidas de potencia del lado de la fuente, **(b)** Medidas de potencia del lado de la carga. **(c)** Comparación de la fase entre  $v_s$ ,  $i_s$ .

## 4.4

## COMPENSACIÓN DE VARIACIONES DE TENSIÓN

Los resultados experimentales mostrados hasta el momento corresponden a características de régimen estacionario del sistema de control. Para este caso, la compensación de las variaciones de tensión corresponden a características de régimen transitorio. Por lo tanto, las pruebas realizadas se ejecutan sobre las cargas conectadas descritas hasta el momento, pero se inclina por las cargas de alta impedancia debido a las limitaciones de potencia que tiene el emulador de fallas. En forma general, una fuente de alimentación en este tipo de experimento debe ser capaz de suministrar la potencia necesaria para cargar el enlace DC y proveer la potencia activa consumida por la carga. Como se ha mostrado en los anteriores experimentos, las cargas de baja impedancia como el caso de la carga resistiva de  $30\Omega$  y la carga no lineal en el experimento “RNL\_50”, bajan la amplitud de la tensión  $v_s$  debido a que se emula un sistema de alimentación débil y susceptible a distorsión armónica. El porcentaje de variación de amplitud para los *sags* se maneja de un 30%, es decir, que en el evento de falla, la tensión de la red eléctrica descenderá a  $0.7V_s$ . La profundidad de un *sag* depende fundamentalmente de dos factores: la potencia máxima suministrada por el emulador de fallas y por la magnitud de tensión nominal que soporta el enlace DC. El valor de caída de tensión considerado para estas pruebas se basa en estas dos restricciones técnicas. Para el caso de los *swells*, se maneja una amplitud de falla de  $1,2V_s$ , respetando las definiciones de variaciones instantáneas y momentáneas de tensión definidas en el estándar [2].

Las variaciones de tensión mostradas son de duración instantánea y momentánea ( $t_{sag} \geq 300ms$ ) aplicando el control manual sobre el emulador de fallas mostrado en el capítulo anterior. Se evalúa específicamente el tiempo de respuesta y el comportamiento en régimen transitorio de  $v_L$  ante cambios repentinos de  $v_s$  (tanto al inicio del evento de variación de tensión como en el restablecimiento). También se evalúa la capacidad de mantener una magnitud de tensión en la carga en el rango de  $0,9V_s \leq V_L \leq 1,1V_s$  durante la falla y las variaciones de tensión en el enlace DC al presentarse estos eventos.

En la Figura 4.8a se observa los resultados experimentales de compensación de *sags* y en la Figura 4.8b para los *swells*, en el caso de una carga de 50 [ $\Omega$ ]. Para ambos casos se observa una compensación satisfactoria debido a que la amplitud de la tensión  $v_L$  se encuentra dentro de los límites requeridos mientras dura la falla, y los tiempos de respuesta al inicio y al final de la perturbación son menores a medio ciclo de señal. Adicionalmente, se observa que la tensión del enlace DC sufre la variación debido al cambio de potencia activa de la red  $P_s$ , pero en un tiempo cercano a los 100 [ms] se restablece a el valor  $v_{dc}$  a la referencia de tensión  $V_{dc}^*$ . Se observa en los experimentos realizados que el tiempo de respuesta de restablecimiento del enlace DC es 30 veces mayor al tiempo de respuesta del sistema de control del UPQC en la variación de tensión. Esto indica que se cumple con el objetivo de control planteado para la tensión DC.

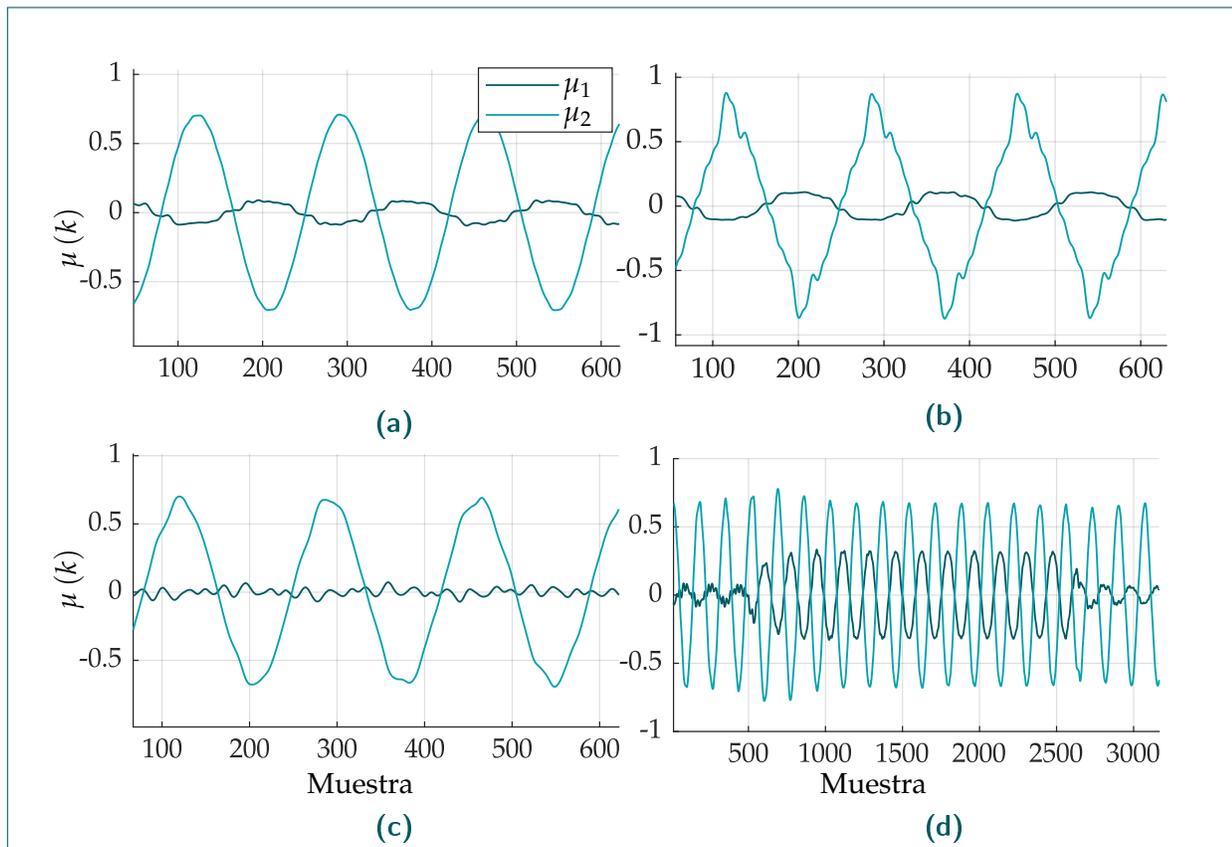
## 4.5

## ANÁLISIS DE LAS SEÑALES DE CONTROL

Las señales de control deben prevenir la saturación en los generadores PWM de los convertidores DC/AC serie y *shunt*. Según los resultados experimentales mostrados en la Figura 4.9, se observa que no hay eventos de saturación en ninguna de las señales de control en cada experimento. Se puede observar también, que la señal  $\mu_1(k)$  aumenta su amplitud cuando las cargas tienen baja impedancia en los casos de régimen estacionario. Esto se debe a que entre más baja impedancia tenga la carga, su valor se acercará a la impedancia de la línea dada por los parámetros  $R_l$  y  $L_l$ . Si la caída de tensión sobre la impedancia de la línea aumenta a causa de una impedancia comparable en la carga, el convertidor serie debe aumentar la tensión  $v_{inj}$  para mantener la tensión  $v_L$  bajo los objetivos de control. Por consiguiente, la señal de control  $\mu_1(k)$  aumenta en amplitud. Esto se evidencia al comparar las señales de control para los experimentos "R\_30" y "R\_80".

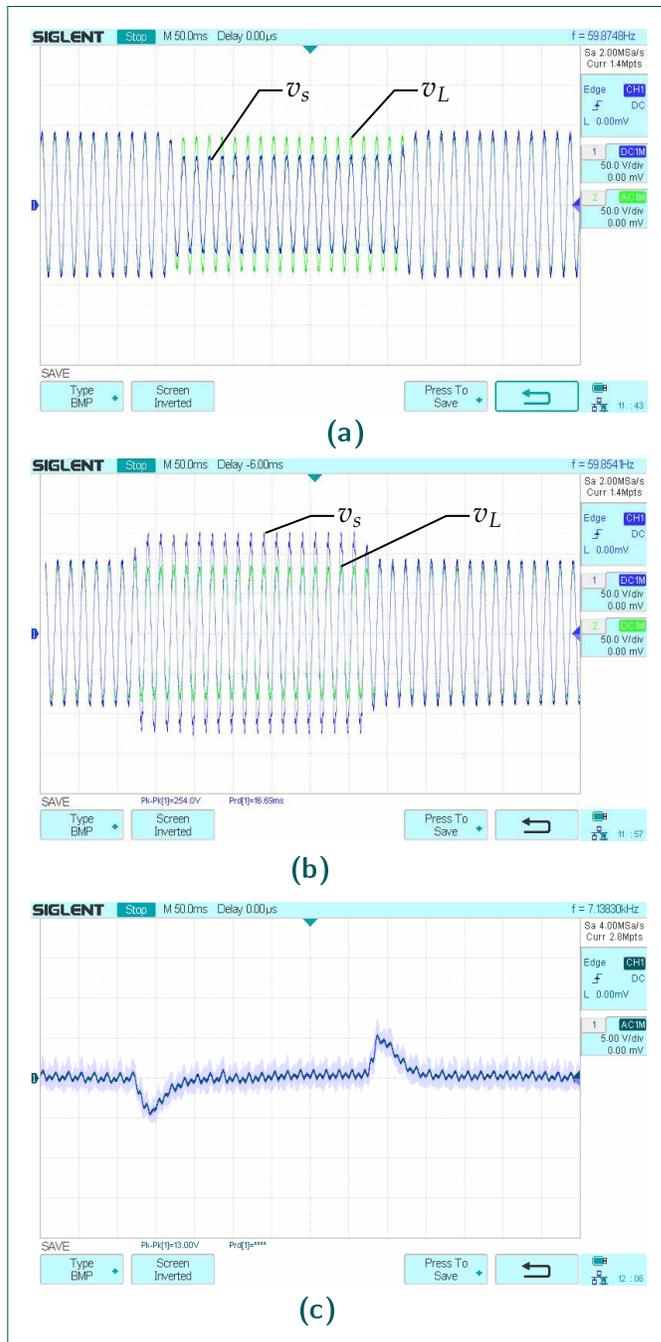
Para el caso de la señal de control  $\mu_2$  sobre el convertidor *shunt* se observa una directa dependencia de la amplitud con la compensación armónica de corriente sobre la carga. En la corriente no lineal, se observa que la señal de control tiene valores cercanos a la saturación debido a que es necesario cancelar los armónicos de la corriente  $i_L$  a partir de  $i_{inj}$ . Además, se observa en estado estacionario que se cumple la condición  $\mu_2 > \mu_1$  gracias a que el convertidor *shunt* debe mantener la tensión del enlace DC constante a lo largo del tiempo. Si la referencia  $V_{dc}^*$  aumentara, la amplitud de  $\mu_2$  en estado estacionario disminuiría según la relación expuesta en (3.1).

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES



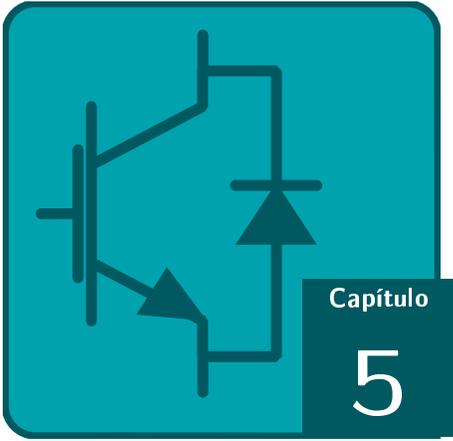
**Figura 4.9:** Resultados experimentales de las señales de control. **(a)** Experimento "RL\_30", **(b)** Experimento "RNL\_50", **(c)** Experimento "R\_80" y **(d)** Experimento de compensación de un *sag*.

Por último, se considera el análisis de las señales de control para el experimento basado en el comportamiento de régimen transitorio en el evento de compensación de *sags*. En la Figura 4.9d se observa que la señal de control  $\mu_1$  aumenta su amplitud en forma proporcional a la caída de tensión de  $v_s$ . También, a causa de los flujos de potencia mostrados en la Figura 1.11, se observa en la Figura 4.9d que la amplitud de  $\mu_2$  baja ligeramente durante la falla. Para todos los casos mostrados, las señales de control fueron adquiridas por medio del DSP, que toma los datos a partir de un buffer donde se asocia un número de muestra  $k$ .



**Figura 4.8:** Resultados de compensación de variaciones de tensión para el experimento "R\_50". **(a)** Compensación de un sag, **(b)** Compensación de un swell, **(c)** Variación de la tensión en el enlace DC.





# Conclusiones y Recomendaciones

---

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

### 5.1 CONCLUSIONES

### 5.2 RECOMENDACIONES

---

En este capítulo se describen las conclusiones y recomendaciones del trabajo de investigación desarrollado.

## 5.1 CONCLUSIONES

---

En este trabajo se desarrolló y se implementó experimentalmente un sistema de control basado en observador de estados extendidos para un compensador de calidad de potencia. El sistema de control diseñado tiene como objetivos hacer seguimiento y rechazo de perturbaciones sobre señales sinusoidales para compensar adecuadamente los problemas más comunes de PQ como la distorsión de la forma de onda y las variaciones de tensión como *sags* e *swells*. Además, cuenta con características de compensación del factor de potencia no unitario causado por las cargas conectadas.

El tipo de compensador de calidad de potencia más adecuado para solucionar los problemas de PQ es el Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (UPQC), ya que se compone de dos dispositivos basados en conmutadores electrónicos como los son el Restaurador Dinámico de Tensión (DVR) y el Filtro Activo de Derivación. La principal ventaja del UPQC consiste en que no requiere sistemas de almacenamiento de energía con todas las implicaciones técnicas y económicas que conllevaría. Con un adecuado accionamiento de los convertidores, este sistema es capaz

de compensar varios de los problemas de PQ que recaen sobre las señales de tensión y corriente de manera simultánea.

Con base en los estándares y normas relacionadas con PQ, se definieron los objetivos de control que debe cumplir el sistema de lazo cerrado teniendo en cuenta el paradigma de la realimentación, seguimiento de señales de referencia y rechazo de perturbaciones. Para cada objetivo de control se definen los parámetros de evaluación de desempeño como los límites de THD para las señales de tensión y de corriente, valores máximos de amplitud en las señales de control, valor deseado de factor de potencia en la red, tiempos de respuesta máximos del lazo cerrado y las características deseadas del enlace DC. Por consiguiente, las normas nacionales e internacionales de PQ son imprescindibles en la definición de los objetivos de diseño del sistema de control, ya que dan parámetros de definición cuantitativa de los objetivos, a partir de indicadores para cada una de las perturbaciones de PQ que se deben compensar.

Considerando el modelamiento del compensador de PQ, un modelo en tiempo continuo con su correspondiente sistema de control en el mismo dominio no garantizaba que la posterior discretización en el DSP tuviera números de condición adecuados. Sin esta propiedad numérica, las características de seguimiento de referencias y rechazo de perturbaciones no corresponderían con los objetivos de control dados por la implementación de los resonadores en el marco del IMP. Además, la estabilidad interna del sistema de control con regímenes transitorios adecuados no se alcanzaba si no se consideraban los retardos en las señales de entrada. Si se contaba con un sistema de control estable sin considerar los retardos en el modelo, el tiempo de respuesta del compensador ante variaciones de tensión era muy alto para lograr una compensación adecuada de este tipo de falla de PQ. Por último, el modelo multivariable permitió describir todos los parámetros y el acoplamiento entre las etapas del UPQC con un alto nivel de detalle, de tal manera que el ancho de banda del posterior sistema de control fue optimizado y así se mejoró la robustez del diseño. Por lo tanto, a pesar que se trata de un sistema con alto nivel de complejidad, se encontró que el modelo dinámico del UPQC en tiempo discreto, multivariable y con retardos en la entrada es la descripción más adecuada del compensador para poder aplicar un sistema de control de alto desempeño con estabilidad robusta.

La arquitectura de control basado en el observador de estados extendidos ofreció la suficiente flexibilidad en el diseño del controlador en referencia al alcance de todos los objetivos de control planteados como el tiempo de respuesta, rechazo de perturbaciones, seguimiento de referencias y prevención de saturación en los actuadores. Las técnicas de diseño del observador y del control de estabilización por realimentación de estados estimados se encuentran definidos para sistemas multivariables, y por esta razón se aplican en el diseño. Con el proceso de sintonización del sistema de control, se encontró que es posible reducir una gran cantidad de valores que componen las matrices de peso a siete parámetros. En conclusión, el diseño del sistema de lazo cerrado es susceptible a modificaciones directas en su diseño ya que se relaciona cada objetivo de control a un parámetro de sintonización determinado.

Si bien tanto el modelo del UPQC como del observador son multivariables acoplados, se encontró que un modelo interno de resonadores desacoplados en tensión y corriente implementado en el ESO es suficiente para lograr el desempeño robusto esperado en la compensación de las distorsiones de forma de onda y en el seguimiento de las señales de referencia. Esto se debe a que el UPQC

cuenta tanto con dos señales de perturbación (una tensión y otra de corriente) como con dos señales de referencia (tensión de la carga y corriente de la red). También, a medida que el modelo interno adquiriría más resonadores tanto de tensión como de corriente, el sistema de lazo cerrado rechazaba una mayor cantidad de armónicos impares y, a su vez, el índice THD de las formas de onda mejoraba. Sin embargo, se encontró con la limitación de la capacidad de procesamiento máxima del DSP en el entorno experimental. Por lo tanto, la arquitectura de control propuesta se limita en su capacidad de compensación de la distorsión de las formas de onda, de acuerdo a las capacidades de procesamiento de la plataforma digital de desarrollo que se maneje en la implementación. No obstante, la cantidad de resonadores usados en el diseño fueron suficientes para cumplir con los objetivos de control relacionados con la compensación de distorsión armónica.

Se presenta un esquema para la configuración experimental del sistema de control donde fue necesario diseñar un emulador de fallas de tensión con el objetivo de replicar las perturbaciones de PQ. También se trabajó con cargas de diferentes tipos, en especial con cargas no lineales que generan una distorsión armónica de corriente significativa e implican un consumo de potencia reactiva. Adicionalmente, se cuenta con un sistema de protecciones con el objetivo de evitar daños permanentes en los componentes del montaje, debido a comportamientos inestables del sistema de control del UPQC o del emulador de fallas. Por lo tanto, la plataforma experimental diseñada cuenta con la robustez técnica para ser implementada en un entorno de investigación, donde se requiere continuamente desarrollar pruebas con cierto nivel de incertidumbre en los resultados. Adicionalmente, la configuración experimental se maneja con un lenguaje de programación por bloques sobre los DSP que componen el montaje. Este lenguaje se caracteriza por su versatilidad y no requiere conocimientos de lenguajes de bajo nivel para la implementación de la programación del sistema de control.

Los resultados presentados respecto a la compensación de armónicos muestran que el sistema de control, con el uso de los siete primeros resonadores impares de corriente y tensión, es capaz de disminuir el índice THD a un valor menor al 5% sin importar si se conectan cargas de alta o baja impedancia lineales o no lineales. También, se encontró que a medida que las cargas conectadas tienen más alta impedancia, la capacidad de compensación de armónicos de corriente del UPQC se deteriora debido a la medición relativa que define el THD, con base en el valor eficaz de corriente a la frecuencia fundamental. Entre más pequeño sea el valor RMS de corriente fundamental, el THD de corriente aumentará. En consecuencia se encuentra que el UPQC es un compensador que debe ser utilizado preferiblemente para cargas que tengan una baja impedancia o un consumo de corriente superior a los 3A. De hecho, las cargas de baja impedancia son las que más afectan la calidad de potencia de la red eléctrica en comparación con cargas de alta impedancia que no generan mayores problemas de PQ.

Según los resultados presentados para la compensación del factor de potencia, se observa que el UPQC tiene la funcionalidad de corregir este aspecto visto desde la red eléctrica. El factor de potencia, a pesar de conectar cargas inductivas y cargas no lineales, es unitario según los resultados presentados. Por lo tanto, el UPQC causa que la red de alimentación solamente suministre potencia activa hacia la carga conectada. Sin embargo, en la conexión de cargas resistivas o cargas con factor de potencia superior a 0.9, la potencia aparente de la red eléctrica es más alta que la potencia aparente consumida por la carga (que es la potencia que suministraría la red eléctrica sin

considerar un UPQC), debido a las pérdidas inherentes al funcionamiento del compensador. No obstante, en cargas no lineales o cargas con factor de potencia menor a 0.9 se presentaba que la potencia aparente de la fuente era menor a la potencia aparente consumida por la carga. Entonces, se puede concluir que el UPQC genera una reducción en la potencia suministrada por la red eléctrica, en comparación con la potencia que debería suministrar a las cargas altamente inductivas o no lineales si no se conectara el compensador. En definitiva, el UPQC es un sistema que debe ser utilizado para cargas no lineales o altamente inductivas para alcanzar una optimización en la potencia suministrada por la red eléctrica en un sistema de distribución.

Con respecto al régimen transitorio del sistema de control diseñado, se observa que la compensación de las variaciones de tensión se llevan a cabo satisfactoriamente, se muestra que la tensión de la carga mantiene la amplitud requerida a pesar que se presenta la falla. Así mismo se observa que el sistema de control cuenta con tiempos de respuesta apropiados para compensar este tipo de perturbaciones y un régimen transitorio que demuestra estabilidad robusta. De igual manera, la tensión sobre el enlace DC varía según los cambios en la potencia consumida o suministrada por la red eléctrica. Sin embargo, se encuentra que la compensación de estas fallas está limitada por la potencia nominal del emulador de fallas. El aumento de potencia activa de alimentación es proporcional a la magnitud de la variación de tensión presentada y a la impedancia de la carga conectada. El principal caso de pérdida de estabilidad del sistema de lazo cerrado se debe a que la fuente de alimentación no es capaz de aumentar su flujo de potencia en un evento de falla, ocasionando que no sea posible cargar el enlace DC del UPQC, y por tanto perder estabilidad de todo el sistema. Así, la compensación de variaciones de tensión para este desarrollo experimental se restringe a dos factores: potencia nominal de la fuente de alimentación, y tensión nominal del enlace DC.

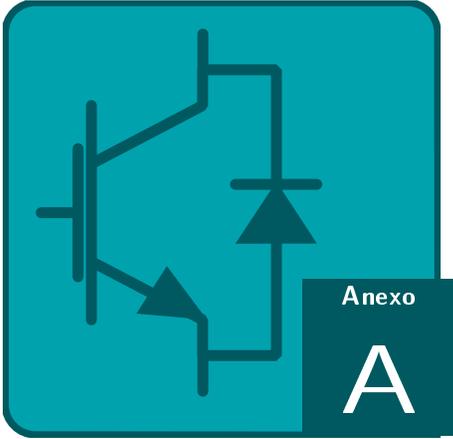
### 5.2 RECOMENDACIONES

---

Se recomienda probar sobre este sistema un modelo interno basado en control repetitivo. Esta estrategia de control teóricamente es capaz de eliminar todos los armónicos presentes en tensión y corriente simultáneamente. Con esto se evitaría la limitación referente a la conexión de cargas con alta impedancia donde no se puede garantizar un desempeño adecuado en la compensación de armónicos de corriente.

El sistema UPQC también puede ser capaz de compensar las variaciones en la frecuencia de la tensión de alimentación tal y como se muestra en [26], y extender su aplicación a microrredes, donde normalmente se tienen sistemas de alimentación débiles a partir de fuentes de generación eléctrica renovables. Sin embargo, para estos casos se deben usar técnicas de control de programación de ganancias (*Gain Scheduling*) o control basado en rechazo activo de perturbaciones (ADRC) ya que el modelo interno variaría su frecuencia de sintonización continuamente.

Se recomienda desarrollar pruebas con una fuente de alimentación emuladora de fallas que tenga una potencia nominal más alta, con el objetivo de desarrollar las pruebas correspondientes a las variaciones de tensión sobre cargas de baja impedancia.



Anexo

A

# Consideración de los retardos en un modelo en espacio de estados discreto

## CONTENIDOS DEL CAPÍTULO

A.1 ESPACIO DE ESTADOS DE SISTEMAS DISCRETOS EN CASCADA

A.2 SISTEMA DINÁMICO DISCRETO CON RETARDOS

### A.1

### ESPACIO DE ESTADOS DE SISTEMAS DISCRETOS EN CASCADA

Considere el caso mostrado en la Figura A.1 donde se quiere hallar el modelo en espacio de estados resultante de la operación  $\mathbf{G}_T = \mathbf{G}_2\mathbf{G}_1$  definiendo tanto  $\mathbf{G}_1$  como  $\mathbf{G}_2$  en (A.1) y (A.2) respectivamente como sistemas multivariables en tiempo discreto con  $\mathbf{y}_1 = \mathbf{u}_2 \in \mathbb{R}^p$  con  $p$  como el número de entradas del sistema  $\mathbf{G}_2$ . También se considera un tiempo de muestreo igual para ambos sistemas.

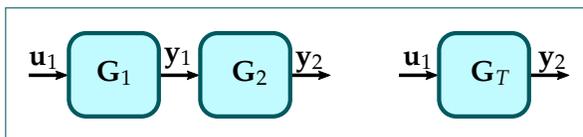


Figura A.1: Simplificación de dos sistemas en cascada.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1(k+1) &= \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{y}_1 &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1(k) \end{aligned} \tag{A.1}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_2(k+1) &= \mathbf{A}_2\mathbf{x}_2(k) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}_2 \\ \mathbf{y}_2 &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}_2(k) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Por consiguiente, el número de salidas de  $\mathbf{G}_1$  debe ser igual al número de entradas de  $\mathbf{G}_2$ . Al reemplazar la definición de  $\mathbf{y}_1$  de (A.1) en (A.2) se obtiene la realización en espacio de estados de  $\mathbf{G}_T$ :

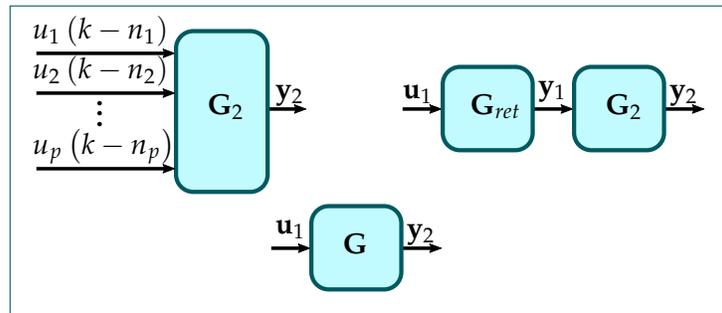
$$\begin{aligned} \mathbf{x}_2(k+1) &= \mathbf{A}_2\mathbf{x}_2(k) + \mathbf{B}_2\mathbf{C}_1\mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_1(k+1) &= \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{y}_2 &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}_2(k) \end{aligned}$$

Al escribir las ecuaciones de estados y de salida resultantes de forma matricial por bloques, se obtiene un sistema aumentado teniendo en cuenta los estados de ambos sistemas:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2(k+1) \\ \mathbf{x}_1(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2\mathbf{C}_1 \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2(k) \\ \mathbf{x}_1(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{y}_2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_2 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2(k) \\ \mathbf{x}_1(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

## A.2

### SISTEMA DINÁMICO DISCRETO CON RETARDOS



**Figura A.2:** Inclusión de retardos en un sistema dinámico.

Considerando el caso de la inclusión de retardos a la entrada de un sistema dinámico que se muestra en la Figura A.2, se parte del hecho que los retardos se representan como un sistema multivariable completamente desacoplado con el mismo número de entradas y salidas. Las entradas corresponden a las señales sin retardos mientras que las salidas son las señales con retardos. Por lo tanto, su realización en como matriz de transferencia se describe como:

$$\mathbf{G}_{ret}(z) = \begin{bmatrix} z^{-n_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z^{-n_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z^{-n_p} \end{bmatrix}$$

donde los valores de  $n_1, n_2 \dots n_p$  corresponden al número de retardos por cada entrada del sistema  $G_2$ , cuya representación en espacio de estados se define en (A.2). Con la realización en espacio de estados para un sistema  $z^{-i}$ , con  $i$  como el número de retardos que se describe como:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ \vdots \\ x_i(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0_{1,i} \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0_{2,i} \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0_{3,i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0_{i,i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ret}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ \vdots \\ x_i(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{ret}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}_{ret}} u \quad (\text{A.4})$$

$$y = \underbrace{[0 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 1]}_{\mathbf{c}_{ret}} \mathbf{x}_{ret}(k)$$

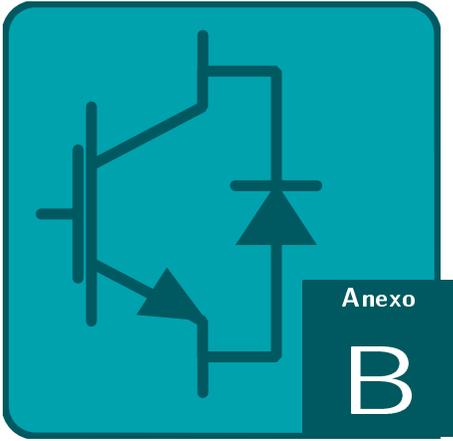
El sistema de múltiples retardos  $G_{ret}$  tiene una realización en espacio de estados como un sistema aumentado completamente desacoplado:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{n_1+} \\ \mathbf{x}_{n_2+} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{n_p+} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{ret1} & & & \\ & \mathbf{A}_{ret2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{A}_{ret-p} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{n_1} \\ \mathbf{x}_{n_2} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{n_p} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{b}_{ret1} & & & \\ & \mathbf{b}_{ret1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{b}_{ret-p} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_1}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_p \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{c}_{ret1} & & & \\ & \mathbf{c}_{ret1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{c}_{ret-p} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{n_1} \\ \mathbf{x}_{n_2} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{n_p} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1}$$

Posteriormente, se aplica (A.3) para hallar el sistema aumentado multivariable de la planta  $G$  con retardos incluidos a la entrada.





## Sistema de Lazo Cerrado de la Arquitectura de Control

Considere el sistema de control con la arquitectura mostrada en la Figura 2.2 y se requiere hallar el sistema de lazo cerrado para esta configuración. Con las ecuaciones de estados tanto del UPQC como del ESO, se procede a reemplazar la ley de control (2.19) tanto en (2.8) como en (1.14) obteniendo las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_{\zeta} \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{A}_{\zeta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{b_{\zeta}} \end{bmatrix} (-\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} - \hat{\zeta}) + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_p \\ \mathbf{L}_{\zeta} \end{bmatrix} [\mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{r} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}]$$

Aplicando la correspondiente simplificación, se obtienen las siguientes ecuaciones teniendo en cuenta que  $\hat{\zeta} = \mathbf{C}_{\zeta}\hat{\mathbf{x}}_{\zeta}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{B}\mathbf{C}_{\zeta}\hat{\mathbf{x}}_{\zeta} + \mathbf{E}\delta \\ \hat{\mathbf{x}}(k+1) &= (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K} - \mathbf{L}_p\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{C}_{\zeta}\hat{\mathbf{x}}_{\zeta} - \mathbf{B}\hat{\zeta} + \mathbf{L}_p\mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{L}_p\mathbf{r} - \mathbf{L}_p\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta}(k+1) &= \mathbf{A}_{\zeta}\hat{\mathbf{x}}_{\zeta} + \mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{r} - \mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{aligned}$$

Al expresar de forma matricial las ecuaciones de estado, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{K} & -\mathbf{B}\mathbf{C}_{\zeta} \\ \mathbf{L}_p\mathbf{C} & \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K} - \mathbf{L}_p\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{C} & -\mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{C} & \mathbf{A}_{\zeta} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{eq}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{E} \\ -\mathbf{L}_p & \mathbf{0} \\ -\mathbf{L}_{\zeta} & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{eq}} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \delta \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Posteriormente, se aplica una transformación del espacio de estados para que el sistema de lazo cerrado pueda ser expresado en términos del error de estimación del ESO  $\mathbf{e}_o = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ . La transformación de estados se realiza por medio de la matriz  $\mathbf{P}$  definida como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{I} & -\mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{e}_o \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta} \end{bmatrix}$$

Aplicando la transformación de similaridad cuya demostración se detalla en [31], se aplican las siguientes ecuaciones sobre (B.1) para obtener la correspondiente representación de estados con respecto a  $\mathbf{e}_o(k)$ :

$$\bar{\mathbf{A}}_{eq} = \mathbf{P}\mathbf{A}_{eq}\mathbf{P}^{-1}$$

$$\bar{\mathbf{B}}_{eq} = \mathbf{P}\mathbf{B}_{eq}$$

Sabiendo que para este caso particular  $\mathbf{P} = \mathbf{P}^{-1}$ , se obtiene finalmente:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{e}_o(k+1) \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK} & \mathbf{BK} & -\mathbf{BC}_{\zeta} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{L}_p\mathbf{C} & -\mathbf{BC}_{\zeta} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\zeta}\mathbf{C} & \mathbf{A}_{\zeta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{e}_o(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_{\zeta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{E} \\ \mathbf{L}_p & \mathbf{E} \\ -\mathbf{L}_{\zeta} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \delta \end{bmatrix}$$

# Bibliografía

- [1] “Calidad de potencia eléctrica - Definiciones y aspectos fundamentales,” *Norma Técnica Colombiana ICONTEC NTC 5000*, 2013.
- [2] “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” *IEEE Std. 1159*, 2019.
- [3] “Calidad de la potencia eléctrica. Límites y metodología en punto de conexión común,” *Norma Técnica Colombiana ICONTEC NTC 5001*, 2008.
- [4] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods,” *IEC International Standard IEC61000-4-30*, 2015.
- [5] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,” *IEEE Std. 519*, 2014.
- [6] “Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto,” *IEC International Standard IEC61000-4-7*, 2008.
- [7] S. Bhattacharyya, “Power quality requirements and responsibilities at the point of connection,” Ph.D. dissertation, Technische Universiteit Eindhoven, 2011.
- [8] T. Dao, B. T. Phung, and T. Blackburn, “Effects of voltage harmonics on distribution transformer losses,” in *2015 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Nov 2015, pp. 1–5.
- [9] M. Kolcun, A. Gawlak, M. Kornatka, and Z. Conka, “Active and reactive power losses in distribution transformers,” *Acta Polytechnica Hungarica*, vol. 17, no. 1, pp. 161–174, 2020.
- [10] S. Dwivedi, S. Jain, K. K. Gupta, and P. Chaturvedi, *Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements*. Elsevier Science, 2018. [Online]. Available: <https://books.google.com.co/books?id=chdqDwAAQBAJ>
- [11] J. Hamachi, Kristina; Eto, “Understanding the Cost of Power Interruptions to U.S. Electricity Consumers,” University of California Berkeley, Tech. Rep., 2004. [Online]. Available: <https://emp.lbl.gov/sites/all/files/lbnl-55718.pdf>

- [12] Suxia Jiang, Guangzhao Cui, Lingzhi Cao, and Chunwen Li, "Design of  $H_{\infty}$  robust control for single-phase shunt Active Power Filters," in *2008 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*. IEEE, 2008, pp. 4639–4642. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4593672/>
- [13] Zhiqiang Wu and Guorong Zhang, "Research on sliding mode control based on exact feedback linearization for single-phase shunt APF," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. IEEE, may 2016, pp. 1350–1356. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7512486/>
- [14] F. R. Jimenez, J. M. Salamanca, and P. F. Cardenas, "Modeling and circuit analysis of a Single Phase Shunt Active Power Filter," in *2014 IEEE 5th Colombian Workshop on Circuits and Systems (CWCAS)*. IEEE, oct 2014, pp. 1–10. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6994611/>
- [15] M. Ramasamy and S. Thangavel, "Experimental verification of PV based Dynamic Voltage Restorer (PV-DVR) with significant energy conservation," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 49, pp. 296–307, jul 2013. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S014206151300046X>
- [16] K. Chandrasekaran and V. Ramachandaramurthy, "An improved Dynamic Voltage Restorer for power quality improvement," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 82, pp. 354–362, nov 2016. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142061516303015>
- [17] S. Kim, H.-G. Kim, and H. Cha, "Dynamic Voltage Restorer Using Switching Cell Structured Multilevel AC/AC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8406–8418, nov 2017. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7801050/>
- [18] M. Farhadi-Kangarlu, E. Babaei, and F. Blaabjerg, "A comprehensive review of dynamic voltage restorers," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 92, pp. 136–155, nov 2017. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142061516328149>
- [19] E. Fuchs, "Unified Power Quality Conditioner (UPQC)," in *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. Elsevier, 2008, pp. 443–468. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780123695369500127>
- [20] G. A. Ramos, R. Isaza, and R. Costa-Castello, "Robust Repetitive Control of Power Inverters for Standalone Operation in DG Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 1, pp. 237–247, mar 2020. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8879486/>
- [21] W. Chankhamrian and K. Bhumkittipich, "The Effect of Series-Connected Transformer in DVR Applications," *Energy Procedia*, vol. 9, pp. 306–315, 2011. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1876610211017863>

- [22] S. Sasitharan, M. K. Mishra, B. K. Kumar, and V. Jayashankar, "Rating and design issues of DVR injection transformer," *International Journal of Power Electronics*, vol. 2, no. 2, p. 143, 2010. [Online]. Available: <http://www.inderscience.com/link.php?id=31191>
- [23] B. Li, S. Choi, and D. Vilathgamuwa, "On the injection transformer used in the dynamic voltage restorer," in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, vol. 2. IEEE, pp. 941–946. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/897147/>
- [24] E. Babaei and M. Farhadi Kangarlu, "Operation and control of dynamic voltage restorer using single-phase direct converter," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 8-9, pp. 2965–2972, aug 2011. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0196890411001440>
- [25] M. Fatiha, M. Mohamed, and A.-A. Nadia, "New hysteresis control band of an unified power quality conditioner," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 9, pp. 1743–1753, sep 2011. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378779611001064>
- [26] Kian Hoong Kwan, Yun Chung Chu, and Ping Lam So, "Model-Based  $H_\infty$  Control of a Unified Power Quality Conditioner," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2493–2504, jul 2009.
- [27] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Boston, MA: Springer US, 2001. [Online]. Available: [https://www.cambridge.org/core/product/identifier/CBO9781107415324A009/type/book\\_parthttp://link.springer.com/10.1007/b100747](https://www.cambridge.org/core/product/identifier/CBO9781107415324A009/type/book_parthttp://link.springer.com/10.1007/b100747)
- [28] R. K. Patjoshi and K. Mahapatra, "High-performance unified power quality conditioner using non-linear sliding mode and new switching dynamics control strategy," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 8, pp. 863–874, jun 2017. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2014.0881>
- [29] M. H. Rashid, K. Afridi, J. M. Alonso, I. Batarseh, A. Bryant, J. Carrasco, L. Chaar, A. K. Chattopadhyay, M. Chow, H. S. H. Chung, and Others, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*, ser. Engineering. Elsevier Science, 2010. [Online]. Available: <https://books.google.com.co/books?id=41-7BMFjnnsC>
- [30] P. Li, Y. Li, and Z. Yin, "Realization of UPQC  $H_\infty$  coordinated control in Microgrid," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 65, no. 9, pp. 443–452, feb 2015. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S037877961100109Xhttps://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0142061514006358>
- [31] C. T. Chen, *Analog and Digital Control System Design: Transfer-function, State-space, and Algebraic Methods*, ser. Oxford series in electrical and computer engineering. Saunders College Pub., 1993. [Online]. Available: <https://books.google.com.co/books?id=U1-EQgAACAAJ>

- [32] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, jan 2006, vol. 1, no. 1. [Online]. Available: <http://www.morganclaypool.com/doi/abs/10.2200/S00047ED1V01Y200609PEL002>
- [33] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli, and R. Zane, *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*, ser. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley, 2015. [Online]. Available: <https://books.google.com.co/books?id=FMfCCQAAQBA>
- [34] I. Melo, "Diseño, implementación y evaluación de diferentes estrategias de control orientadas al rechazo activo de perturbaciones para un rectificador PFC que permitan obtener una alta calidad de energía eléctrica medida desde los parámetros de PF y THD de corriente," M.Sc. Thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2015.
- [35] R. D. Patidar and S. P. Singh, "Harmonics estimation and modeling of residential and commercial loads," in *2009 International Conference on Power Systems*. IEEE, 2009, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5442731/>
- [36] J. Ruiz and F. Ortiz, "Metodologías para Identificar Fuentes Armónicas en Sistemas Eléctricos," Bsc Thesis, Universidad Tecnológica de Pereira, 2007. [Online]. Available: <https://core.ac.uk/download/pdf/71394321.pdf>
- [37] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Accurate state space realisations of resonant filters for high performance inverter control applications," in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, dec 2016, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7846186/>
- [38] B. Francis and W. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, sep 1976. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0005109876900066>
- [39] H. Bueno-Contreras and G. A. Ramos, "Optimal control of an upqc to assure power quality in electric distribution grids," in *2019 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 2019, pp. 1–6.
- [40] —, "Extended state observer based control of an upqc to assure power quality in electric distribution grids," in *2019 IEEE 4th Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, 2019, pp. 1–6.
- [41] K. Zhou, J. C. Doyle, and . Glover K. (Keith), *Robust and optimal control*. Upper Saddle River, N.J. : Prentice Hall, 1996.
- [42] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 7th ed. USA: Prentice Hall Press, 2014.
- [43] Texas Instruments, "TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual," TMS320x2833x Datasheet, 2020.

- 
- [44] L. Lizarazo, "Plataforma experimental para el rechazo de perturbaciones periódicas," B.Sc. Thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2017.
- [45] Kemet Charged, "Box Capacitors Switching Applications," C4ATFBW5400A3NJ Datasheet.
- [46] ON Semiconductor, "STK581U3C2D-E Evaluation Board User's Manual," STK581U3C2DGEVB Datasheet, 2014.
- [47] —, "STK581U3C2D-E Application Note," Appl. Note, 2014.
- [48] Texas Instruments, "TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module," Reference Guide, 2008.
- [49] V. Espinoza, "Inveror Trifasico con IGBT's aplicando técnica PWM," B. Sc. Thesis, Escuela Politécnica Nacional, 2000. [Online]. Available: <https://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/9242/3/T1571.pdf>
- [50] LEM, "Voltage Transducer LV 25-P," LV 25-P Datasheet, 2014.
- [51] —, "Current Transducer LA 55-P," LA 55-P Datasheet, 2018.
- [52] —, "Current Transducer HX 03 ... 50-P," HX 10-P Datasheet, 2019.
- [53] H. Bueno-Contreras, G. A. Ramos, and R. Costa-Castelló, "Robust  $H_\infty$  Design for Resonant Control in a CVCF Inverter Application over Load Uncertainties," *Electronics*, vol. 9, no. 1, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/9/1/66>
- [54] M. F. Byl, S. J. Ludwick, and D. L. Trumper, "A loop shaping perspective for tuning controllers with adaptive feedforward cancellation," *Precision Engineering*, vol. 29, no. 1, pp. 27–40, 2005. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0141635904000546>
- [55] V. S. R. V. Oruganti, V. S. S. S. Sarma Dhanikonda, and M. Godoy Simões, "Scalable Single-Phase Multi-Functional Inverter for Integration of Rooftop Solar-PV to Low-Voltage Ideal and Weak Utility Grid," *Electronics*, vol. 8, no. 3, p. 302, mar 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/3/302>
- [56] Mathworks Inc., "Simscape PLL," 2020.
- [57] Fluke Corporation, "Fluke 43B Power Quality Analyzer," Fluke 43B datasheet, 2005.



Muchas cargas altamente inductivas y cargas no lineales ocasionan altos flujos de potencia reactiva en la red, ya que el factor de potencia en el suministro de energía no es unitario. En consecuencia, el sistema de distribución eléctrica comienza a perder robustez y calidad de potencia en otros nodos. Esto se ve representado en fenómenos, definidos en la norma técnica colombiana NTC 5000-2013, como distorsión de la forma de onda y variaciones de tensión de corta duración como sags e  $\textit{swells}$ . Con el objetivo de solucionar los inconvenientes mencionados, este documento describe el diseño de un sistema de control basado en un modelo multivariable de un Acondicionador Unificado de Calidad de potencia (UPQC por sus siglas en inglés), haciendo uso de una estructura basada en observador. El controlador diseñado y evaluado muestra tres resultados fundamentales: (1) Compensación de sags, e  $\textit{swells}$  de tensión, (2) Compensación del factor de potencia percibido por la red eléctrica a un valor unitario, y (3) Reducción del índice de Distorsión Armónica Total de la tensión en las cargas conectadas y en la señal de corriente suministrada por la fuente a valores menores al 5%. Estos resultados fueron corroborados en un entorno experimental de un sistema monofásico.