

UNIVERSIDAD DE CONCEPCION  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:  
Dr. José R. Espinoza

# **Control Robusto de un UPQC Trifásico**

Leonardo Mauricio Landaeta Novoa

Informe de Memoria de Título  
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

Julio 2006

## Resumen

En el presente informe de Memoria de Título se desarrolla una estrategia de Control Robusto para un UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) trifásico, basando su diseño en un adecuado modelo matemático que caracteriza la operación del equipo y que asegura el correcto funcionamiento de la estructura ante determinadas variaciones de parámetros y carga, y distorsiones del voltaje de la red.

El UPQC está compuesto por dos convertidores fuente de voltaje, y es posible demostrar matemáticamente que la estrategia de control a proponer sobre la estructura total puede considerar la operación y control de ambos convertidores de manera independiente y sin acoplo. Es así como se propone una estrategia de control mixto basado en un LQR (*Linear Quadratic Regulator*) con acción Integral y un control PI (*Proportional Integral*) de lazos SISO (*Single Input Single Output*).

La estructura de control propuesta asegura el correcto desempeño del equipo ante variaciones en el voltaje de red, en el factor de potencia de carga y en parámetros del modelo del equipo. En particular, resultados en simulaciones computacionales corroboran una correcta operación ante variaciones del factor de potencia de carga y en la amplitud de la tensión de red en rangos entre 0.7 ~ 0.9 y entre 0.92 ~ 1.05 p.u. respectivamente.

Para validar la operación conjunta de la estructura con la estrategia de control mixto, se incluyen resultados de simulación obtenidos en el software *PowerSim*.



## **Agradecimientos**

A todas las personas que me han acompañado durante el largo camino que finaliza en el presente trabajo, especialmente a mis Padres.

A las personas que colaboraron en el desarrollo de este trabajo, especialmente al Prof. José Espinoza y a los miembros que integran el Laboratorio de Control Digital Aplicado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción.

# Tabla de Contenidos

<b>Lista de Tablas.....</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Figuras.....</b>	<b>viii</b>
<b>Nomenclatura.....</b>	<b>ix</b>
<b>Abreviaciones.....</b>	<b>x</b>
<b>Capítulo 1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1    Introducción General.....	1
1.2    Trabajos Previos .....	2
1.2.1    UPQC y topologías orientadas a la calidad de suministro .....	2
1.2.2    Estrategias de Control .....	4
1.3    Hipótesis de Trabajo.....	6
1.4    Objetivos .....	6
1.3.1    Objetivo General .....	6
1.3.2    Objetivos Específicos.....	7
1.5    Alcances y Limitaciones .....	8
1.6    Metodología y Temario.....	8
<b>Capítulo 2. Análisis del UPQC .....</b>	<b>10</b>
2.1    Introducción .....	10
2.2    Configuración del UPQC .....	10
2.3    Modelación.....	11
2.3.1    Modelo en ejes $abc$ .....	11
2.3.2    Modelo en ejes $dq$ .....	12
2.3.3    Linealización .....	13
2.4    Pares entrada / salida y grado de acoplamiento del UPQC .....	14
2.4.1    Análisis en un Punto de Operación .....	14
2.4.2    Análisis en una Región de Operación .....	17
2.5    Discusión y Conclusiones .....	24
<b>Capítulo 3. Control.....</b>	<b>25</b>
3.1    Introducción .....	25
3.2    Control del Compensador Paralelo .....	25
3.2.1    Fundamento del controlador LQR con acción Integral .....	27
3.2.2    Principio Matemático del LQR .....	28
3.2.3    Condiciones para la existencia de solución del controlador LQR y elección de las Matrices Q y R .....	29
3.2.4    Diseño del controlador LQR con acción Integral.....	30

3.3	Control del Compensador Serie .....	33
3.4	Discusión y Conclusiones .....	34
<b>Capítulo 4. Evaluación de la Estrategia de Control .....</b>		<b>36</b>
4.1	Introducción .....	36
4.2	Diseño de Controladores .....	36
4.2.1	Diseño del Controlador del Compensador Paralelo .....	36
4.2.2	Diseño del Controlador del Compensador Serie .....	38
4.3	Resultados de Simulación .....	40
4.3.1	Operación ante ocurrencia de <i>sag</i> y <i>swell</i> .....	40
4.3.2	Operación ante ocurrencia de <i>sag</i> y variaciones de $f_{pload}$ .....	43
4.3.3	Operación ante ocurrencia de <i>sag</i> y variaciones de $R_p$ .....	45
4.3.4	Operación con carga no-lineal y ocurrencia de <i>sag</i> .....	46
4.4	Discusión y Conclusiones .....	49
<b>Capítulo 5. Conclusiones.....</b>		<b>51</b>
5.1	Sumario .....	51
5.2	Conclusiones .....	53
5.3	Trabajos Futuros.....	56
<b>Bibliografía .....</b>		<b>57</b>
<b>Anexo A. Publicaciones.....</b>		<b>60</b>
<b>Anexo B. Pares Entrada / Salida.....</b>		<b>67</b>
<b>Anexo C. Modelo del Compensador Paralelo.....</b>		<b>72</b>

## Lista de Tablas

TABLA 2.1 Condición Nominal de Operación del UPQC .....	17
TABLA 2.2 Información Pares Entrada / Salida en función de $R_p$ .....	19
TABLA 2.3 Información Pares Entrada / Salida en función de $f\hat{p}_{load}$ .....	21
TABLA 4.1 Parámetros de Operación del UPQC .....	37
TABLA 4.2 Parámetros del Controlador del Compensador Serie .....	39
TABLA 4.3 Referencias para el Control del Compensador Serie.....	39
TABLA 4.4 Salidas deseadas .....	40

## Lista de Figuras

Figura 2.1 Esquema del UPQC .....	11
Figura 2.2 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de $R_p$ .....	20
Figura 2.3 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de $\hat{f}p_{load}$ .....	22
Figura 2.4 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de $k = f(R_p, \hat{f}p_{load})$ . ....	23
Figura 3.1 Esquema de operación del Compensador Paralelo .....	26
Figura 3.2 Esquema Operacional del control LQR .....	27
Figura 3.3 Esquema del LQR con acción Integral .....	31
Figura 3.4 Esquema de operación del Compensador Serie .....	33
Figura 3.5 Esquema de Control del Compensador Serie .....	34
Figura 4.1 Formas de Onda de las salidas ante ocurrencia de <i>sag</i> y <i>swell</i> .....	41
Figura 4.2 Voltajes en el PCC y en la Carga ante ocurrencia de <i>sag</i> y <i>swell</i> .....	42
Figura 4.3 Formas de Onda de las salidas ante variaciones en $\hat{f}p_{load}$ .....	43
Figura 4.4 Voltajes y Corrientes en el PCC y en la Carga ante ocurrencia de <i>sag</i> y variaciones de $\hat{f}p_{load}$ .....	44
Figura 4.5 Formas de Onda de las salidas ante variaciones en $R_p$ .....	46
Figura 4.6 Formas de Onda de corrientes de carga y en el PCC .....	47
Figura 4.7 Contenido armónico en la corriente de carga y del PCC .....	48
Figura 4.8 Formas de Onda de las salidas operando con carga no-lineal .....	49
Figura B.1 Elementos de $W_1$ en función de $R_p$ . ....	67
Figura B.2 Elementos de $W_2$ en función de $R_p$ . ....	68
Figura B.3 Elementos de $W_3$ en función de $R_p$ . ....	68
Figura B.4 Elementos de $W_4$ en función de $R_p$ . ....	69
Figura B.5 Elementos de $W_1$ en función de $\hat{f}p_{load}$ . ....	69
Figura B.6 Elementos de $W_2$ en función de $\hat{f}p_{load}$ . ....	70
Figura B.7 Elementos de $W_3$ en función de $\hat{f}p_{load}$ . ....	70
Figura B.8 Elementos de $W_4$ en función de $\hat{f}p_{load}$ . ....	71



## Nomenclatura

### Matrices

- A, B, C, D** : matrices de coeficientes sistema linealizado en torno a  $\mathbf{x}_0$   
**A<sub>p</sub>, B<sub>p</sub>, C<sub>p</sub>, D<sub>p</sub>**,  
**E<sub>p</sub>, F<sub>p</sub>** : matrices de coeficientes subsistema paralelo linealizado en torno a  $\mathbf{x}_{p0}$   
**T<sub>dq0-abc</sub>** : matriz de transformación de ejes  $dq0$  a  $abc$ , dimensión 3·3.  
**H(s)** : matriz de transferencia  $\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}$ .  
**K** : matriz de realimentación de estados.  
**A, B** : matrices de coeficientes subsistema paralelo extendido.

### Vectores

- x** : vector de  $n$  variables de estados,  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$   
**u** : vector de  $r$  variables de entrada,  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_r]^T$   
**y** : vector de  $q$  variables de salida,  $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$   
**x<sub>p</sub>** : vector de  $n$  variables de estados subsistema paralelo,  $\mathbf{x}_p = [x_{p1} \ x_{p2} \ \dots \ x_{pn}]^T$   
**u<sub>p</sub>** : vector de  $r$  variables de entrada subsistema paralelo,  $\mathbf{u}_p = [u_{p1} \ u_{p2} \ \dots \ u_{pr}]^T$   
**y<sub>p</sub>** : vector de  $q$  variables de salida subsistema paralelo,  $\mathbf{y}_p = [y_{p1} \ y_{p2} \ \dots \ y_{pq}]^T$   
  
**p** : vector de  $m$  perturbaciones,  $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$   
**x<sup>abc</sup>** : vector de tres variables de estados,  $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$  (ejes estacionarios  $abc$ ).  
**x<sup>dq</sup>** : vector de dos variables de estados,  $\mathbf{x}^{dq} = [x^d \ x^q]^T$  (ejes rotatorios  $dq$ ).  
**x<sub>0</sub>** : vector de estados en el punto de operación,  $\mathbf{x}_0 = [x_{10} \ x_{20} \ \dots \ x_{n0}]^T$   
**u<sub>0</sub>** : vector de entradas en el punto de operación,  $\mathbf{u}_0 = [u_{10} \ u_{20} \ \dots \ u_{p0}]^T$   
**y<sub>0</sub>** : vector de salidas en el punto de operación,  $\mathbf{y}_0 = [y_{10} \ y_{20} \ \dots \ y_{q0}]^T$   
**y<sub>d</sub>** : vector deseado (referencia) de  $q$  variables de salida,  $\mathbf{y}_d = [y_{1d} \ y_{2d} \ \dots \ y_{qd}]^T$   
**p<sub>0</sub>** : vector de perturbaciones en el punto de operación,  $\mathbf{p}_0 = [p_{10} \ p_{20} \ \dots \ p_{q0}]^T$   
**Δx** : variación del vector de estados  $\mathbf{x}$  en torno a  $\mathbf{x}_0$ ,  $\Delta\mathbf{x} = [\Delta x_1 \ \Delta x_2 \ \dots \ \Delta x_n]^T$   
**Δu** : variación del vector de entradas  $\mathbf{u}$  en torno a  $\mathbf{u}_0$ ,  $\Delta\mathbf{u} = [\Delta u_1 \ \Delta u_2 \ \dots \ \Delta u_p]^T$   
**Δy** : variación del vector de salidas  $\mathbf{y}$  en torno a  $\mathbf{y}_0$ ,  $\Delta\mathbf{y} = [\Delta y_1 \ \Delta y_2 \ \dots \ \Delta y_q]^T$   
**Δp** : variación del vector de perturbaciones  $\mathbf{p}$  en torno a  $\mathbf{p}_0$ ,  $\Delta\mathbf{p} = [\Delta p_1 \ \Delta p_2 \ \dots \ \Delta p_m]^T$

### Escalares

- $x_k$  :  $k$ -ésima variable de estado.  
 $dx_k/dt = \dot{x}_k$  : derivada de la  $k$ -ésima variable de estado.  
 $u_k$  :  $k$ -ésima variable de entrada.  
 $y_k$  :  $k$ -ésima variable de salida.  
 $p_k$  :  $k$ -ésima perturbación.

## Abreviaciones

### Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
M. de T.	: matriz de transferencia.
S.S.	: estado estacionario.
SISO	: sistema de una entrada y una salida (single input single output).
MIMO	: sistema de varias entradas y varias salidas (multiple inputs multiple outputs).
LQR	: linear quadratic regulator.
P.I.	: controlador proporcional integral.
UPQC	: Unified Power Quality Conditioner.
UPFC	: Unified Power Flow Conditioner.
SSSC	: Static Synchronous Series Compensator.
STATCOM	: Static Compensator.
PCC	: Punto de Común Acoplamiento.
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
DC	: corriente continua.
AC.	: corriente alterna.
RMS	: root mean square.
LMI	: Linear Matrix Inequalities.
PSS	: Power System Stabilizer.

### Minúsculas

$fp$	: factor de potencia.
$dq$	: eje sincrónico.
$abc$	: eje trifásico.



# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1 Introducción General

La demanda ascendente de energía eléctrica de equipos con características no lineales ha provocado una degradación cada vez mayor de la calidad de suministro en sistemas de transmisión y distribución. La contaminación a la red producida por estos equipos (armónicas en las corrientes) ha provocado, entre otras cosas, un aumento en la contaminación del voltaje de red y potencia reactiva.

Así también, un problema de larga data es la característica inductiva de la mayoría de las cargas industriales, lo que redundará en la necesidad de potencia reactiva para su operación, y que significa sobredimensionar las capacidades del sistema y componentes en equipos. A la vez, nuevas aplicaciones electrónicas críticas en procesos de producción de diversos rubros requieren tensiones perfectamente sinusoidales para asegurar su funcionamiento. Entonces, es necesario incluir algún grado de compensación para asegurar la calidad de suministro [1] [2] [3].

El equipo con el que se trabajará en el presente documento se utiliza para mejorar la calidad de energía en aplicaciones de media tensión, el cual recibe el nombre de UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*). El objetivo central de operación de este equipo es mejorar la calidad de suministro que entrega un distribuidor o que consume un usuario. Una descripción operacional del UPQC se muestra en el presente informe.

El aporte fundamental de este trabajo estará centrado en plantear una alternativa de Control Robusto, que sea capaz de operar correctamente en un amplio rango de cargas lineales, y además absorber adecuadamente eventuales variaciones de parámetros del equipo. La operación frente a cargas no-lineales también será posible, no obstante, su correcto desempeño dependerá del ancho de banda del lazo de control.

## 1.2 Trabajos Previos

Se ha realizado una variada revisión bibliográfica con el objeto de conocer los trabajos hasta el momento realizados sobre el UPQC en cuanto a análisis de su estructura, modelación y técnicas para su control. Así también, se han analizado trabajos en los cuales se plantean estrategias de control con características de robustez en su operación aplicadas a sistemas MIMO, en particular a sistemas orientados al área de la electrónica de potencia. Para esto se han revisado principalmente publicaciones de revistas y conferencias disponibles del IEEE, y trabajos de tesis de distintas universidades.

Así, el análisis bibliográfico que se presentará a continuación se desglosa en dos partes: trabajos relacionados directamente a la topología del UPQC o equipos de características similares; y trabajos orientados principalmente a estrategias de control que servirán como referencias a la estrategia de control a plantear en el presente documento.

### 1.2.1 UPQC y topologías orientadas a la calidad de suministro

El UPFC (*Unified Power Flow Controller*) es una topología similar al UPQC, la diferencia entre ambos radica principalmente en los objetivos de operación de cada uno. En los trabajos revisados sobre el primero de éstos está [1], donde se presenta un análisis teórico y un esquema de control para el UPFC, a base de simulaciones computacionales y experimentación. El análisis teórico que ahí se realiza permite revelar que un esquema de control convencional hace que el UPFC induzca fluctuaciones de potencia en estados transientes, destacándose que tal estrategia de control no es capaz de eliminar aquellas fluctuaciones, por lo que se propone un esquema avanzado de control que permite eliminarlas. El esquema propuesto por [1], en términos prácticos, hace que el UPFC actúe como un “damping resistor” contra las fluctuaciones de potencia, comprobándose su correcta operación mediante resultados experimentales. Por otro lado, en [2] fue posible encontrar un análisis transiente de un UPFC, realizándose además el diseño del condensador de enlace DC que esta configuración posee. Además, en dicho análisis transiente se plantea la discusión sobre el flujo de potencia activa existente al lado AC del compensador serie, lo que permite determinar que cantidad de energía eléctrica absorbe o entrega el condensador del enlace DC a través de éste, llegándose a la conclusión de que durante estados transientes la potencia activa que fluye fuera del

compensador serie es almacenada en la inductancia de línea como energía magnética, entonces, el rápido control de flujo de potencia en la línea de transmisión induce una gran cantidad de flujo de potencia activa entre el inductor de línea y el compensador serie; así, la potencia activa inducida es inversamente proporcional al tiempo de respuesta del control de flujo de potencia.

Otro trabajo acerca del UPFC se presenta en [3], donde describe un modelo analítico para la operación en condiciones de desbalance en las tensiones de fase. El modelo no-lineal tiempo invariante planteado es expresado en términos de sus componentes dinámicas simétricas y fue validado sobre una experimentación realizada en laboratorio. Es destacable como se plantea el análisis del modelo dinámico a través de fasores dinámicos, ya que se simplifica sustancialmente el análisis de operación y estabilidad, lo que también se traduce en tiempos de simulación inferiores comparado con otros métodos. El método de análisis propuesto es aplicable directamente a topologías como un STATCOM (*Static Compensator*) o un SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), topologías que en conjunto componen la estructura de un UPFC o un UPQC.

De manera de lograr una familiarización con topologías de filtros activos, fue necesario analizar trabajos como el presentado en [4] y [5]. En particular, en [4] se presenta el análisis y la modelación de sistemas de filtros activos utilizando el método de *espacio de estados promedio*. Las ecuaciones no-lineales que caracterizan la operación de dichos filtros son convertidas a un modelo de espacio de estados lineal, mediante lo cual es posible obtener una rápida y confiable aproximación del modelo original. Mediante el método planteado se pretende hacer más rápido y exacto la obtención del modelo de los filtros, evitando largos tiempos de ejecución de programas y problemas de divergencia en soluciones numéricas. La ventaja del método propuesto es que es aplicable a distintas topologías y esquemas de control. En efecto, en [4] se muestran los resultados de modelación y simulación obtenidos para un filtro activo monofásico serie y otro paralelo, además de un filtro activo paralelo trifásico. El método planteado se basa en la Transformada de Fourier para señales no periódicas.

Así también, en [5] se realiza un análisis dinámico de filtros activos, presentando en detalle la obtención del modelo matemático que definen los convertidores estáticos. Si bien se aborda el tema desde la modelación hasta el control de los convertidores (configuración *back to back* particularmente), fue de la etapa de modelación de la que se obtuvo mayores beneficios, ya que se

realiza un completo análisis dinámico de todas las variables de estado involucradas, además considerando un sistema trifásico, aplicándose la Transformada de Park para la obtención de un modelo final en ejes  $dq$ .

En el material revisado relacionado al UPQC está [6], donde se detallan las características de operación del equipo, mencionándose que éste apunta a la integración de filtros activos serie y paralelo y sus objetivos principales de operación radican en compensar desbalances/fluctuaciones de tensión, potencia reactiva, secuencia negativa de corriente y armónicos. En otras palabras, el UPQC tiene la capacidad de mejorar la capacidad de potencia en un punto de instalación sobre sistemas de distribución de energía o sistemas industriales de potencia. En particular, [6] discute acerca de la estrategia de control del UPQC, enfocado al flujo potencia instantánea activa y reactiva dentro del equipo. Teóricamente, la comparación entre tres métodos de control para el filtro activo serie permitirá dejar claro que la combinación en los métodos de detección de corriente y voltaje son suficientes para compensar de una manera adecuada los desbalances/fluctuaciones de tensión y la distorsión armónica. Además, se deja claramente demostrado que la inserción del filtro activo serie es eficaz para la regulación del voltaje DC. Aunque en este trabajo no se menciona la capacidad de controlar el factor de potencia mediante el UPQC, se deja de manifiesto que si es posible de realizar.

### **1.2.2 Estrategias de Control**

Se han revisado también diversos documentos donde se plantean estrategias de control que otorgan algún grado de robustez en la operación de diversos tipos de sistemas. En los trabajos revisados no se encontró desarrolladas muy a fondo estrategias de control que condicionaran su diseño en la robustez frente a variaciones de distintos tipos sobre la estructura del UPQC. No obstante, [7] plantea un controlador con características de robustez para la operación del UPQC, eso si, sólo en la estrategia de control aplicada sobre el compensador serie que lo compone, destacándose también que el autor propone la implementación de estrategias de control separadas para la operación de cada compensador, ya que para el compensador paralelo se plantea una estrategia basado en el modelo lineal que define el sistema, aplicando desacopladores para poder operar con lazos SISO en el control de sus variables de salida.

En [8] se plantea una estrategia de control robusto basado en LMIs (del inglés *Linear Matrix Inequalities*) para un control mixto  $H_2/H_\infty$ . Lo interesante de este trabajo es la inclusión en el análisis de las incertidumbres asociadas a parámetros de la planta, expresadas como una transformación lineal fraccional, y planteándose además un procedimiento definido para la inclusión en el modelo de la representación de dichas incertidumbres. El control propuesto es aplicado sobre un PSS (*Power System Stabilizer*).

Un enfoque similar al anterior es el encontrado en [9], donde se diseña un controlador para la estructura VSC HVDC con características de robustez sobre un rango determinado de puntos de operación. El rango de operación es caracterizado como una región de incertidumbre entorno a un modelo lineal nominal usando los puntos de operación extraídos desde la representación no-lineal original del sistema. La síntesis del control propuesto es realizada a partir de una formulación basada en LMIs, intentando maximizar la región de incertidumbre en que el sistema en lazo cerrado es estable.

Otro trabajo en el que se plantea el diseño de un controlador con características de robustez es [10], donde se propone un PSS difuso para sistemas eléctricos de potencia, considerando variaciones aleatorias de carga. La estrategia se basa en el empleo de LMIs limitando las entradas de control generadas partir de un esquema de control lógico difuso. La evaluación de la estrategia propuesta presenta buenos resultados ante variaciones en la carga, confirmado las características de robustez propuestas en el diseño de la estrategia.

Dentro de los trabajos que se revisaron y fueron considerados como referencia para la estrategia de control a proponer se encuentran [11] y [12], en el que se propone un método basado en la teoría del control cuadrático lineal para un rectificador PWM con corriente de entrada sinusoidal. Se plantea que el control por realimentación de estados es una eficaz herramienta para sistemas MIMO, como lo es el rectificador PWM (y por cierto el UPQC). La estrategia propuesta se basa en un regulador cuadrático lineal discreto, fundamentando que dicha estrategia provee un sistema realimentado robusto que permite cero error en estado estacionario frente a cambios escalón en las entradas (referencias y perturbaciones). La evaluación de la estrategia propuesta es realizada en forma experimental, presentándose buenos resultados. El mismo autor presenta también



[Fukuda2], donde se presenta la misma estrategia de control, pero esta vez aplicado a un Rectificador Boost NPC.

De las aplicaciones revisadas en [11][12][13], destaca la robustez que entrega a un sistema en L.C. el empleo de un LQR, esto mejorado con la inserción de la acción integral que proponen los autores. Basado en estos trabajos, se consideró relevante investigar un poco más sobre las características del control LQR, encontrándose por ejemplo [14], en el cuál se plantea la revisión sobre las propiedades de robustez de dicho control. Si bien el objetivo central de [14] es cuestionar las características de robustez del LQR, se concluye finalmente que son posibles considerarlas, eso si, bajo algunas determinadas consideraciones. Así también, en trabajos como [15] y [16] se señalan que existen consideraciones a las cuales debe atenderse el planteamiento de un controlador LQR a partir de sus características de robustez, ya que bajo determinadas condiciones sus atractivos márgenes de ganancia y fase pueden ser reducidos considerablemente.

### **1.3 Hipótesis de Trabajo**

Es posible modelar y controlar el UPQC y exigir en su operación robustez ante variaciones de carga y variaciones de parámetros propios del modelo del equipo. Específicamente, se demostrará que ante variaciones en el factor de potencia de carga y variaciones en algún parámetro que represente pérdidas asociadas a la operación del equipo, es posible ejercer un control que asegure estabilidad y un correcto seguimiento de los valores de consigna en las salidas del sistema.

Para el control del UPQC, se demostrará que es posible considerar desacoplada la operación de los compensadores que componen el equipo y aplicar técnicas de control independientes y diferentes sobre éstos.

### **1.4 Objetivos**

#### **1.3.1 Objetivo General**

El objetivo de este trabajo es presentar una estrategia alternativa de control robusto capaz de operar correctamente en un amplio rango de cargas lineales, y además absorber adecuadamente

eventuales variaciones de parámetros del equipo. En particular, se evaluará la robustez frente a distintos factores de potencia de carga y parámetros propios del modelo, operando el equipo con un control mixto PI / regulador óptimo cuadrático lineal (LQR) con acción integral para asegurar el correcto funcionamiento del equipo.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

Los objetivos específicos a lograr en la presente Memoria de Título son los siguientes:

- Realizar un acabado análisis de la operación del UPQC, describiendo cuales son las funcionalidades que su topología ofrece en un sistema eléctrico.
- Presentar un modelo matemático del UPQC que permita plantear de una forma adecuada la posterior estrategia de control a desarrollar.
- Determinar mediante un adecuado método matemático cuales son los pares entrada / salida que definen el sistema, y que permiten realizar el control más adecuado del equipo de forma de obtener los valores de consigna en las salidas de éste.
- Determinar mediante un adecuado método matemático el grado de acoplamiento entre eventuales lazos de control y del sistema completo y, si es el caso, realizar las acciones necesarias de forma de asegurar la correcta operación de la estrategia de control a desarrollar.
- Presentar una región de operación que indique las eventuales zonas de acoplo / desacoplo del sistema, en función de los parámetros que afecten la robustez del controlador.
- Desarrollar una estrategia de Control Robusto que sea capaz de hacer operar correctamente el equipo ante eventuales variaciones de parámetros propios del modelo y variaciones del factor de potencia de carga. Los objetivos de control específicos serán detallados en el correspondiente capítulo de este documento.
- Realizar una simulación computacional que permita evaluar el desempeño del UPQC operando a partir de la estrategia de control propuesto. Dicha simulación será realizada mediante el software PSIM, controlando el equipo a través de librerías “.dll” previamente compiladas a partir de los algoritmos de control diseñados en *lenguaje C*.

## 1.5 Alcances y Limitaciones

- En la presente Memoria de Título se trabajará con la estructura del UPQC empleada en [7], la que se compone por dos convertidores puente de Graetz, empleando en cada uno de ellos 6 IGBTs con diodos en *antiparalelo*. Los convertidores se encuentran unidos en sus lados DC a través de un enlace de tensión. Los convertidores serán denominados en adelante como compensador serie y compensador paralelo.
- El compensador serie se encuentra unido a la red a través de tres transformadores monofásicos.
- El compensador paralelo está conectado directamente a los terminales de la carga.
- Los IGBTs a emplear serán considerados ideales.
- Se considerará el sistema de alimentación balanceado en amplitud y fase, al igual que las cargas a emplear.
- El filtro LC al lado AC del compensador serie es diseñado con el fin de extraer los armónicos producidos por la conmutación de los switches.
- La resistencia al lado AC del compensador paralelo será empleada para representar variaciones de parámetros del modelo del UPQC, asignándosele un significado físico en función de la variación de las pérdidas asociadas a la operación de la estructura del equipo.
- La carga empleada será modelada como una componente lineal RL, operando con diferentes factores de potencia a compensar.
- La estrategia de control cumplirá requerimientos de robustez destinados a absorber incertidumbres asociadas a variaciones en el factor de potencia de carga y variaciones en el valor resistivo del filtro del lado AC del compensador paralelo, sin sufrir alteración en el seguimiento de los valores de consigna o referencia en las salidas en estado estacionario. No serán consideradas variaciones de algún otro parámetro.
- Las salidas a controlar son: el voltaje del enlace DC; el factor de potencia en el PCC; y el valor RMS del voltaje de carga, a través de sus componentes  $d$  y  $q$ .

## 1.6 Metodología y Temario

La metodología con la que se desarrollará el presente trabajo se basa, inicialmente, en una adecuada modelación matemática de la estructura operacional del UPQC, lo que permitirá plantear

adecuadamente la estrategia de control. El desempeño de dicha estrategia será corroborado posteriormente mediante simulación computacional.

En tanto, temáticamente, el presente trabajo es iniciado a partir de una revisión bibliográfica orientada a trabajos relacionados con equipos cuyos objetivos de operación son asegurar la calidad de suministro. Dentro de esto, se analizan trabajos hasta el momento realizados sobre el UPQC en cuanto a análisis de su estructura, modelación y técnicas para su control. Orientando el estudio a trabajos en los cuales se plantean estrategias de control con características de robustez en su operación, es que se revisan técnicas aplicadas a distintos sistemas MIMO, con el objeto de poder determinar una apropiada técnica que se ajuste a la operación del UPQC y que asegure cumplir con determinados requerimientos. Posterior a aquel estudio, se describe la hipótesis de trabajo y objetivos con la que se regirán los lineamientos principales en el desarrollo del presente documento, detallando también cuales son los alcances y limitaciones previamente considerados. Lo anterior es presentado en su totalidad en el primer capítulo.

El segundo capítulo se compone del análisis de la estructura del UPQC, describiendo la composición de la topología y además obteniendo el modelo matemáticos en ejes  $abc$  que lo representa a partir de ecuaciones de nodos y ramas con leyes de Kirchoff. También se emplea la Transformada de Park, para obtener un modelo en ejes  $dq\theta$ . A partir de ello, se describen las salidas de acuerdo a los objetivos principales de operación del UPQC. Luego, se realiza un análisis del el grado de acoplamiento y los pares entrada-salida más apropiados para el control del equipo, esto realizado en un punto de operación y, posteriormente, en una región de operación.

El tercer capítulo consiste del desarrollo teórico de la estrategia de control para el UPQC, detallando las características que poseen para su elección y el fundamento matemático en que ésta se basa.

En el cuarto capítulo se aplica la estrategia de control desarrollada para el UPQC, evaluando su desempeño a través de simulaciones computacionales, ante diversas condiciones de operación.

Finalmente, en el quinto capítulo, se realiza un sumario del trabajo realizado y se detallan las conclusiones y resultados obtenidos a partir del presente trabajo.

## Capítulo 2. Análisis del UPQC

---

### 2.1 Introducción

En el presente capítulo se dará a conocer la estructura operacional del UPQC, detallando su composición y la funcionalidad que ofrece el empleo de este equipo, corroborando dicha descripción mediante una adecuada modelación matemática.

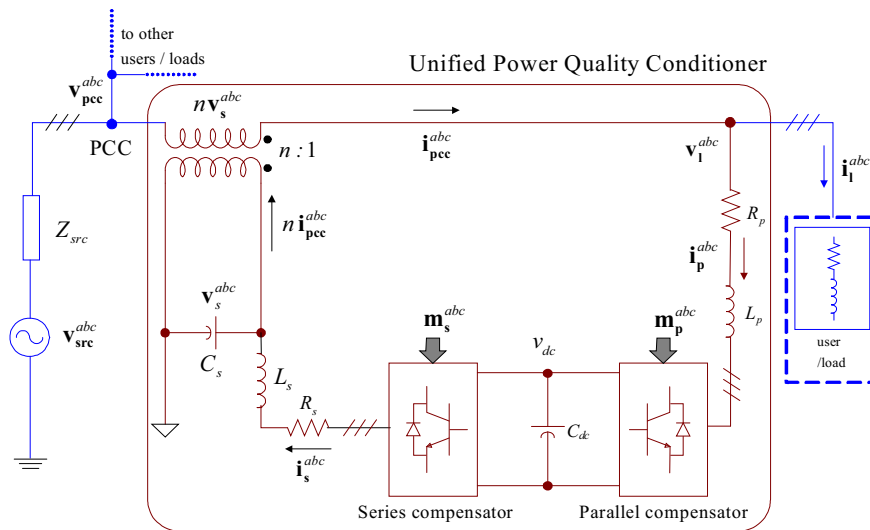
Hasta el momento, trabajos previos sobre el UPQC asumen características de operación intuitivas a partir de la experiencia adquirida mediante el manejo de topologías con convertidores estáticos, no obstante, no se ha encontrado en la literatura trabajos en los cuales se realice un análisis matemático acabado sobre los pares entrada / salida a considerar para realizar un correcto control y un estudio que asegure fehacientemente la independencia entre la acción de control al generar las señales moduladoras para los convertidores que, como se verá más adelante, componen el equipo mediante un análisis del grado de acoplamiento total del sistema. Tal análisis será realizado en este trabajo y se pretende confirmar las características de operación del UPQC, lo que permitirá asegurar de mejor forma la robustez de la estrategia de control a aplicar.

### 2.2 Configuración del UPQC

Tal como se muestra en la Figura 2.1, el equipo consta de una combinación de dos inversores en configuración *back to back*, un compensador serie y un compensador paralelo o *shunt* unidos por un enlace DC, el cual permite el intercambio de potencia activa entre ambos.

El compensador serie (inversor de la izquierda) se emplea principalmente para compensar distorsiones de las tensiones de entradas. En tanto, el compensador paralelo es el encargado de absorber o inyectar los armónicos de corriente, compensar reactivos y mantener el nivel de enlace DC entre ambos convertidores.

El enlace de tensión DC une ambos convertidores a través de sus lados DC, aportando un camino para el flujo de potencia activa, y sirviendo como fuente continua que suministra la tensión necesaria para generar las corrientes y voltajes que compensan las distorsiones en el sistema.



**Figura 2.1 Esquema del UPQC**

El objetivo de operación del UPQC para un usuario debe ser aislar una carga crítica de posibles deterioros en la calidad de suministro y devolver una corriente con un factor de potencia deseado y sinusoidal hacia la red. Mientras para un distribuidor, el objetivo estará centrado en asegurar la calidad de suministro óptima en el PCC (Punto de Común Acoplamiento).

## 2.3 Modelación

El modelo del UPQC será abordado obviando la existencia del filtro LC al lado AC del compensador serie, ya que su objetivo único es eliminar la distorsión armónica generada por la conmutación de los switches y, si es bien diseñado, prácticamente no afecta la dinámica del resto del equipo. El modelo incluye las dinámicas asociadas a las corrientes de entrada del compensador paralelo y la tensión del enlace DC.

### 2.3.1 Modelo en ejes $abc$

Empleando leyes de voltaje y corriente es posible presentar las ecuaciones que describen las dinámicas asociadas al UPQC como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_p^{abc} &= \frac{1}{L_p} \left\{ -R_p \cdot \mathbf{i}_p^{abc} + \frac{n}{2} \mathbf{m}_s^{abc} v_{Cdc} - \frac{1}{2} \mathbf{m}_p^{abc} v_{Cdc} + \mathbf{v}_{pcc}^{abc} \right\} \\ \frac{d}{dt} v_{Cdc} &= \frac{1}{C_{dc}} \left\{ -n \mathbf{m}_s^{abcT} (\mathbf{i}_p^{abc} + \mathbf{i}_l^{abc}) + \mathbf{m}_p^{abcT} \mathbf{i}_p^{abc} \right\} \end{aligned} \quad (2.1)$$

donde  $\mathbf{i}_p^{abc}$  son las corrientes de entrada al compensador paralelo,  $v_{Cdc}$  es la tensión de enlace DC entra ambos convertidores,  $\mathbf{m}_s^{abc}$  son las señales moduladoras del compensador serie ( $-1 < \mathbf{m}_s^{abc} < 1$ ),  $\mathbf{m}_p^{abc}$  son las señales moduladoras del compensador paralelo ( $-1 < \mathbf{m}_p^{abc} < 1$ ),  $\mathbf{i}_l^{abc}$  son las corrientes que fluyen a través de la carga, y  $\mathbf{v}_{pcc}^{abc}$  son los voltajes en el PCC. Es importante señalar que las señales moduladoras constituyen las entradas a manipular para obtener los objetivos de operación del UPQC

### 2.3.2 Modelo en ejes $dq$

Se empleará la Transformada de Park potencia invariante de modo de transformar el modelo del sistema en una representación en ejes sincrónicos. Al ser considerado un sistema balanceado, la componente 0 no será incluida en el modelo. Entonces:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_p^d &= \omega i_p^q + \frac{1}{L_p} \left\{ -R_p i_p^d + \frac{n}{2} m_s^d v_{Cdc} - \frac{1}{2} m_p^d v_{Cdc} + v_{pcc}^d \right\} \\ \frac{d}{dt} i_p^q &= -\omega i_p^d + \frac{1}{L_p} \left\{ -R_p i_p^q + \frac{n}{2} m_s^q v_{Cdc} - \frac{1}{2} m_p^q v_{Cdc} + v_{pcc}^q \right\} \\ \frac{d}{dt} v_{Cdc} &= \frac{1}{2C_{dc}} \left\{ -n m_s^d i_p^d - n m_s^q i_p^q - n m_s^d i_l^d - n m_s^q i_l^q + m_p^d i_p^d + m_p^q i_p^q \right\} \end{aligned} \quad (2.2)$$

El sincronismo para la Transformada de Park es extraído desde el voltaje en el PCC  $\mathbf{v}_{pcc}^{abc}$  y  $\omega$  corresponde a la frecuencia angular en el PCC. El vector de estados es  $\mathbf{x} = [i_p^d \ i_p^q \ v_{Cdc}]^T$ , el vector de entradas es  $\mathbf{u} = [m_p^d \ m_p^q \ m_s^d \ m_s^q]^T$ , el vector de salidas es  $\mathbf{y} = [v_{Cdc} \ \phi \ v_l^d \ v_l^q]^T$  donde  $\phi$  es el ángulo de desplazamiento de la corriente en el PCC,  $v_l^d$  y  $v_l^q$  son las componentes dq del voltaje de carga, y  $v_{Cdc}$  es la tensión del enlace DC. Finalmente, las salidas señaladas en función de las variables de estado pueden representarse como sigue [7],

$$\begin{aligned}
y_1 &= v_{Cdc} \\
y_2 &= \phi = \tan^{-1}[(i_p^q + i_l^q)/(i_p^d + i_l^d)] \\
y_3 &= v_l^d = \frac{n}{2} m_s^d v_{Cdc} + v_{pec}^d \\
y_4 &= v_l^q = \frac{n}{2} m_s^q v_{Cdc}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Como se observa en (2.2) y (2.3), el sistema posee cuatro entradas y cuatro salidas. La salida  $y_1$  corresponde al nivel de tensión del enlace DC necesario para generar las corrientes y voltajes que compensan las distorsiones en el sistema, la salida  $y_2$  que es el ángulo de desplazamiento de la corriente de entrada representará el factor de potencia deseado en el PCC, mientras  $y_3$  e  $y_4$  corresponden a las salidas destinadas a la regulación del nivel de tensión en la carga.

### 2.3.3 Linealización

Al observar (2.2), el sistema es no-lineal sobre sus estados. Así también (2.3) indica que el sistema es no-lineal sobre sus salidas. Como se verá más adelante, el análisis del equipo requiere una representación lineal del sistema; entonces es necesario obtener una representación en espacio de estados como sigue:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\
\mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{u} \text{ ,}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

donde,  $\mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$ ,  $\mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_0$ ,  $\mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_0$ ,  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ , y  $\mathbf{D}$  son definidas en (2.5) y el subíndice 0 indica que las variables de estado y salida corresponden a su valor en un punto de operación, el cual corresponde a los valores de la TABLA 2.1.



$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L_p} & \omega & \frac{nm_{so}^d - m_{po}^d}{2L_p} \\ -\omega & -\frac{R_p}{L_p} & \frac{nm_{so}^q - m_{po}^q}{2L_p} \\ \frac{-nm_{so}^d + m_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{-n \cdot m_{so}^q + m_{po}^q}{2C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_p} v_{Cdc0} & 0 & \frac{n}{2L_p} v_{Cdc0} & 0 \\ -\frac{1}{2L_p} v_{Cdc0} & 0 & \frac{n}{2L_p} v_{Cdc0} & 0 \\ \frac{i_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{i_{po}^q}{2C_{dc}} & \frac{-n(i_{po}^d + i_{lo}^d)}{2C_{dc}} & \frac{-n(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{2C_{dc}} \end{bmatrix} \\
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{-(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & \frac{i_{po}^d + i_{lo}^d}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} s_{so}^d \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} s_{so}^q \end{bmatrix} & \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} v_{Cdc0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n}{2} v_{Cdc0} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

## 2.4 Pares entrada / salida y grado de acoplamiento del UPQC

### 2.4.1 Análisis en un Punto de Operación

Tal como se señala en 2.2, es posible separar la acción de control de las moduladoras que se inyectan a ambos convertidores, es decir, las moduladoras del compensador serie se encargan de regular la tensión de carga, en tanto las moduladoras del compensador paralelo operaran de modo de controlar el factor de potencia en el PCC y el voltaje DC del enlace.

A continuación se verificará lo anterior mediante un adecuado análisis matemático de forma de fundamentar la interacción y grado de acoplamiento entre las señales moduladoras y las salidas del sistema (en ejes  $dq0$ ), y así diseñar adecuadamente el controlador. El siguiente análisis será realizado empleando “*descomposición en valores singulares*” de la Matriz de Transferencia del sistema descrito en (2.4). Esto puede ser escrito de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}(s) &= \mathbf{U}(s) \mathbf{V}(s)^H \\
&= \sum_{j=1}^r \sigma_j(s) \mathbf{u}_j(s) \mathbf{v}_j(s)^H = \sum_j \sigma_j(s) \mathbf{W}_j(s)^H,
\end{aligned} \tag{2.6}$$

donde  $\Sigma(s)$  está compuesta por los valores singulares de  $\mathbf{H}(s)$ ,  $\sigma_j$  son los valores singulares de  $\mathbf{H}(s)$ ,  $\mathbf{u}_j$  son los vectores singulares de salida,  $\mathbf{v}_j$  son los vectores singulares de entrada, y  $\mathbf{W}_j$  representa las matrices de rotación que son definidas por  $\mathbf{W}_j = \mathbf{u}_j(s)\mathbf{v}_j(s)^H$ .

Para cuantificar el grado de interacción es preciso definir un espacio con matrices de dimensión  $q \times p$  elementos. Dicho espacio considera un producto punto  $\langle \mathbf{X}, \mathbf{Y} \rangle$  y una norma  $\|\mathbf{X}\|$  a definir,

$$\langle \mathbf{X}, \mathbf{Y} \rangle = \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^q \mathbf{x}_{ij} \mathbf{y}_{ij}^* \quad \text{y} \quad \|\mathbf{X}\| = \sqrt{\langle \mathbf{X}, \mathbf{X} \rangle} \quad (2.7)$$

Sea un espacio de matrices rotacionales desacopladas identificadas por  $\mathbf{D}_{m\tilde{n}}$ . Existirán  $j$  matrices rotacionales desacopladas y cada una tiene el elemento en la posición  $m\tilde{n} = 1$  y cero para los restantes. Cada matriz rotacional  $\mathbf{W}_j$  se puede escribir como la suma de dos matrices ortogonales; por lo tanto,

$$\mathbf{W}_j = \overline{\mathbf{W}}_j + \tilde{\mathbf{W}}_j \quad (2.8)$$

Así, la proyección de  $\mathbf{W}$  en el espacio no-acoplado es,

$$\mathbf{W} = \mathbf{D}_{m\tilde{n}} \langle \mathbf{W}_j, \mathbf{D}_{m\tilde{n}} \rangle \quad (2.9)$$

Y una medida del ángulo entre la matriz rotacional  $\mathbf{W}_j$  y su proyección ortogonal (matriz rotacional desacoplada) está dada por:

$$\cos(\theta_j) = \frac{\|\overline{\mathbf{W}}_j\|}{\|\mathbf{W}_j\|} \quad (2.10)$$

Los ángulos  $\theta_j$  son definidos para cuantificar el grado de interacción, y están dados por:

$$\cos(\theta_j) = \frac{\|\overline{\mathbf{W}}_j\|}{\|\mathbf{W}_j\|} = \sqrt{(w_{m\tilde{n}})_j (w_{m\tilde{n}})_j^*} \quad , \quad (2.11)$$

donde  $(w_{m\tilde{n}})_j$  es el mayor elemento de  $\mathbf{W}_j$  que está ubicado en la posición  $m\tilde{n}$  de  $\mathbf{W}_j$ . Entonces, la cuantificación del acoplamiento total está dado por,

$$\cos(\theta) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2 \cos^2(\theta_j)}{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2}} \quad (2.12)$$

Si  $\theta < 15^\circ$  la interacción es moderada y se puede utilizar controladores SISO y si  $\theta > 15^\circ$  se recomienda utilizar desacopladores [19]. A su vez, la posición  $m\tilde{n}$  indica el par que puede ser empleado entre la salida que requiere control y la entrada que puede ser usada para controlar dicha salida. Usando el modelo lineal obtenido en (2.4), el punto de operación dado por los valores indicados en la **TABLA 2.1**, es posible obtener la Matriz de Transferencia, su descomposición en valores singulares y finalmente las cuatro matrices de rotación que permiten obtener los ángulos  $\theta_j$ ,  $j = 1, \dots, 4$ , como se indica en (2.11) resultando en:

$$\begin{aligned} w_{1,1} = \cos(\theta_1) &= 0.968 \rightarrow \theta_1 = 14.83^\circ \\ w_{4,4} = \cos(\theta_2) &= 0.998 \rightarrow \theta_2 = 4.763^\circ \\ w_{3,3} = \cos(\theta_3) &= 0.967 \rightarrow \theta_3 = 14.12^\circ \\ w_{2,2} = \cos(\theta_4) &= 0.997 \rightarrow \theta_4 = 0.571^\circ \end{aligned} \quad (2.13)$$

El resultado obtenido para el grado de acoplamiento total (2.12) es igual a  $\theta = 14.822^\circ$ , lo que indica que no es necesario el uso de desacopladores en el sistema [19]. Además, se verifica claramente que las salidas  $y_1$  e  $y_2$  son controladas por las entradas  $u_1$  y  $u_2$ , es decir, el voltaje del enlace DC y el factor de potencia en el PCC son regulados por las señales moduladoras del compensador paralelo. En tanto, las salidas  $y_3$  e  $y_4$ , que corresponden al voltaje de carga en eje directo y en cuadratura, son controladas por las entradas  $u_3$  y  $u_4$ , que son las señales moduladoras del compensador serie.

El análisis anterior permite realizar la implementación de un control independiente en cada uno de los compensadores que conforman al UPQC. Es decir, a partir de los resultados obtenidos (que corresponden a resultados desde un punto de operación específico), es posible controlar el equipo considerando dos subsistemas que operan separadamente. Es más, de ser válidos dichos resultados para un amplio margen de operación, la estrategia de control para cada uno de éstos puede ser completamente distinta. Por ejemplo, emplear una técnica multivariable para controlar la

tensión del enlace DC y el factor de potencia en el PCC, y por otro lado, dada la forma de  $y_3$  e  $y_4$  en (2.3), controlar mediante lazos SISO la tensión de carga en eje directo y cuadratura.

**TABLA 2.1 Condición Nominal de Operación del UPQC**

Parámetro	Valor	Referencia	Valor
$f_{supply}$	50 Hz	$v_{Cdc}$	900 V
$V_{L rms}$	220 V	$\phi$	$-\cos^{-1}(0.97)$
$V_{PCC rms}$	0.9 $V_{L rms}$	$v_L^d$	$\sqrt{3}v_{L rms} \cos(\alpha)$
$n$	0.3	$v_L^q$	$\sqrt{3}v_{L rms} \sin(\alpha)$
$R_L$	11.7641	$\alpha$	11.772 °
$L_L$	18 mH		
$f_{Pload}$	0.9		
$R_P$	1		
$L_P$	10 mH		
$C_{dc}$	2.5 mF		

## 2.4.2 Análisis en una Región de Operación

Como ya se mencionó anteriormente, los resultados obtenidos en el apartado anterior parten desde una Matriz de Transferencia determinada de un modelo lineal del sistema, lo que corresponde al comportamiento del equipo en un punto de operación específico, por lo que resultará muy conveniente observar dicho grado de acoplamiento no sólo en un punto particular de operación, sino en una determinada región de operación. Esta información es muy relevante dado los requerimientos de robustez del controlador, ya que los resultados permitirán validar el correcto funcionamiento del controlador propuesto.

Los requerimientos de robustez del controlador están enfocados principalmente a obtener un correcto funcionamiento del equipo ante variaciones en la carga y variaciones de algún parámetro que represente alguna condición física real del comportamiento del UPQC. Como se dio a conocer en la introducción de este trabajo, las variaciones de carga están enfocadas principalmente a variaciones del factor de potencia, por lo tanto, ante dichas variaciones el controlador debe ser capaz de mantener el factor de potencia de consigna en el PCC. Por otro lado, el índice que se empleará

para representar las variaciones de parámetros del equipo estará ligado a la variación de las pérdidas asociadas la operación de los convertidores. El valor de la resistencia  $R_p$  a la salida del compensador paralelo puede representar dichas pérdidas [18].

De lo anterior, el siguiente análisis se basará en presentar el comportamiento de los pares entrada / salida y del grado de acoplamiento total del UPQC empleando las expresiones (2.11) y (2.12) en función del factor de potencia de carga ( $fp_{load}$ ) y en función de la resistencia  $R_p$ .

$$\theta_j(k) = \cos^{-1} \left( \sqrt{(w_{m\bar{n}}(k))_j (w_{m\bar{n}}(k))_j^*} \right), \quad (2.14)$$

$$\theta(k) = \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2(k) \cos^2(\theta_j(k))}{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2(k)}} \right), \quad (2.15)$$

donde  $k = f(R_p, fp_{load})$ .

#### **A. Región de Operación en función de $R_p$**

El primer análisis será determinar como afecta la variación de  $R_p$  ( $R_p = 0.1, \dots, 5$ ) sobre los pares entrada / salida y el grado de acoplamiento total del equipo. Para ello, se graficará la evolución de los elementos de las matrices de rotación  $\mathbf{W}_j$  que permitirá determinar si se ven afectados los valores encontrados en (2.13).

Por lo extenso que resulta mostrar la evolución de todos los elementos de las cuatro matrices de rotación  $\mathbf{W}_j$ , éstas serán mostradas en el anexo B de este trabajo. Tal como se puede ver en dicho anexo, la información acerca de los pares entrada / salida a considerar para el control del UPQC no se ve afectada respecto a lo encontrado en el punto de operación del apartado anterior, ya que los elementos predominantes de las cuatro matrices de rotación son los mismos, lo que se muestra en la siguiente tabla:

**TABLA 2.2 Información Pares Entrada / Salida en función de  $R_p$**

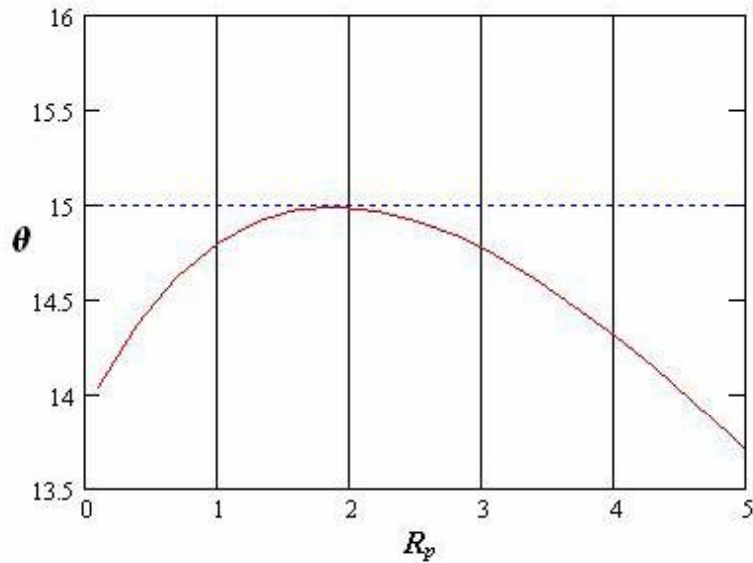
<b>Matriz de Rotación</b>	<b>Elemento <math>m\tilde{n}</math> Predominante</b>
$\mathbf{W}_1(R_p)$	(1 ,1)
$\mathbf{W}_2(R_p)$	(4 ,4)
$\mathbf{W}_3(R_p)$	(3 ,3)
$\mathbf{W}_4(R_p)$	(2 ,2)

Por lo tanto, ya es posible señalar que ante variaciones de parámetros, en particular variaciones en la resistencia  $R_p$ , que representa fielmente variaciones de pérdidas en los convertidores, el sistema no se ve alterado en cuanto a los pares entrada / salida a considerar para el control del UPQC.

Lo siguiente es determinar como se ve afectado el grado de acoplamiento total (2.15) en función del parámetro mencionado. Así, la evolución de dicho índice se muestra en la Fig. 2.2, donde se observa claramente que el grado de acoplamiento total es siempre menor que  $15^\circ$ , existiendo un máximo para un valor cercano a los 2 en  $R_p$ . Nótese que nuevamente se ha empleado la variación de  $R_p$  en el mismo rango ( $R_p = 0.1, \dots, 5$  ).

La información entregada por la Fig. 2.2 es muy relevante, ya que señala que es posible controlar al UPQC en un amplio rango de operación, sin que exista acoplo entre sus lazos de control.

En resumen, se ha verificado que ante condiciones normales de operación, la variación en las pérdidas asociadas a los convertidores representadas por la resistencia  $R_p$  ubicada al lado AC del compensador paralelo no afectan la información que entrega el método matemático de descomposición en valores singulares, en cuanto a los pares entrada / salida que este método recomienda mediante las matrices de rotación. Por otro lado, la información que este método entrega respecto al grado de acoplamiento total del sistema señala que no existe acoplamiento para el rango de  $R_p$  estudiado, lo que asegura la correcta operación del control a emplear, aspecto que no será menor a la hora de evaluar la robustez de éste.



**Figura 2.2 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de  $R_p$**

### **B. Región de Operación en función de $fp_{load}$**

Como se mencionó anteriormente, la robustez del controlador a diseñar será evaluado también operando ante distintas cargas, en particular, dicha evaluación será verificar el comportamiento del equipo ante variaciones del factor de potencia de carga. Para el correcto diseño del controlador, es preciso conocer de antemano como afectarán dichas variaciones sobre los pares entrada / salida de control y el acoplamiento que presenta el equipo.

Al igual que para el caso anterior, se graficará la evolución de los elementos de las matrices de rotación  $\mathbf{W}_j$ , esta vez en función del factor de potencia de carga  $fp_{load}$  ( $fp_{load} = 0.5, \dots, 0.9$ )

Nuevamente, por lo extenso que resulta mostrar la evolución de todos los elementos de las cuatro matrices de rotación  $\mathbf{W}_j$ , éstas también serán mostradas en el anexo B de este trabajo. Como se puede ver en dicho anexo, la información acerca de los pares entrada / salida a considerar para el control del UPQC tampoco se ve afectada respecto a lo ya encontrado empleando el punto de operación, debido a que (al igual que para variaciones en  $R_p$ ) los elementos predominantes de las cuatro matrices de rotación son los mismos, tal como se aprecia en la siguiente tabla:

**TABLA 2.3 Información Pares Entrada / Salida en función de  $f_{pload}$**

<b>Matriz de Rotación</b>	<b>Elemento <math>m\tilde{n}</math> Predominante</b>
$\mathbf{W}_1(f_{pload})$	(1 ,1)
$\mathbf{W}_2(f_{pload})$	(4 ,4)
$\mathbf{W}_3(f_{pload})$	(3 ,3)
$\mathbf{W}_4(f_{pload})$	(2 ,2)

Entonces, también es posible señalar que ante variaciones del factor de potencia el sistema no se ve alterado en cuanto a los pares entrada / salida a considerar para el control del UPQC.

Ahora, es preciso determinar como se ve afectado el grado de acoplamiento total (2.15) en función del factor de potencia de carga. La evolución de dicho índice se muestra en la Fig. 2.3, donde se observa que existe una zona en la cual el grado de acoplamiento total se encuentra sobre los  $15^\circ$ , es decir, existe una zona donde determinados factores de potencia de carga provocan que el sistema presente acoplamiento. El límite entre sistema acoplado y no acoplado se presenta específicamente en un factor de potencia de carga igual a  $f_{pload} = 0.64$ , es decir, para factores de potencia de carga menores a tal valor el sistema presenta acoplamiento y es preciso el uso de desacopladores entre eventuales lazos de control; para valores iguales o mayores a  $f_{pload} = 0.64$  el sistema no presenta acoplamiento y la información que entrega el método es la misma que la encontrada al hacer el análisis en el punto de operación descrito anteriormente. No obstante, la región encontrada donde no existe acoplamiento no deja de ser significativa, considerando que un amplio espectro de cargas presentan factor de potencia típicos de operación sobre el límite dado por  $f_{pload} = 0.64$ .

Las conclusiones obtenidas a partir del análisis recién hecho deberán ser consideradas en el diseño del controlador del UPQC debido a que los requerimientos de robustez que se impondrán sobre éste pueden ser afectados por el acoplamiento del sistema.



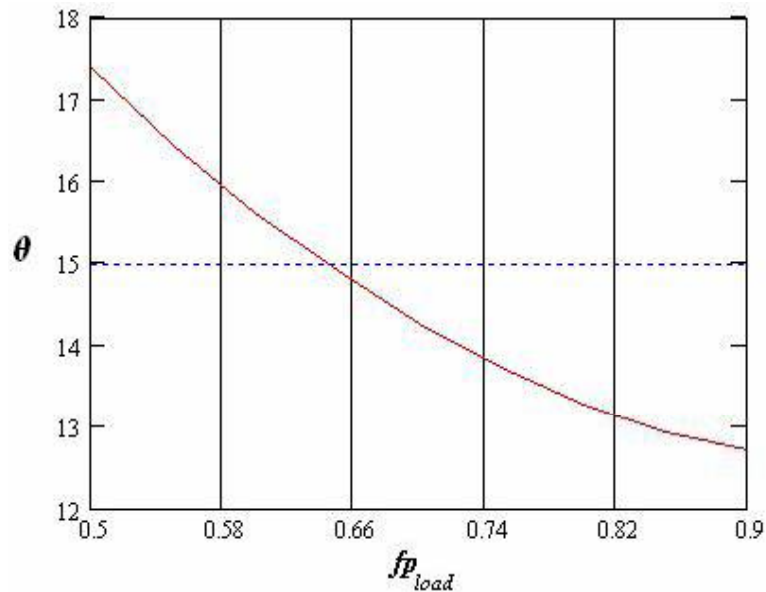
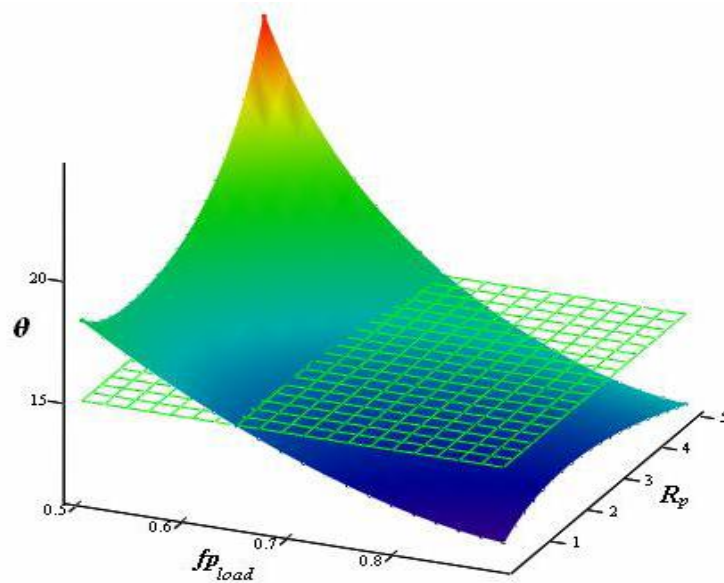


Figura 2.3 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de  $fp_{load}$

**C. Región de Operación en función de  $k = f(R_p, fp_{load})$ .**

El análisis realizado hasta el momento considera la obtención de regiones de operación considerando variaciones independientes para el factor de potencia de carga ( $fp_{load}$ ) y para el parámetro asociado a las pérdidas ( $R_p$ ). Si bien las conclusiones que han entregado dichos análisis son significativas en cuanto a la información que ofrecen del sistema, será interesante también conocer como se comporta el sistema cuando dichas variaciones ocurren simultáneamente, lo que será realizado a continuación.

Para realizar este análisis se empleará (2.15), donde el barrido de las variables que están en función del índice o grado de acoplamiento será el mismo al empleado recientemente, es decir,  $fp_{load} = 0.5, \dots, 0.9$  y  $R_p = 0.1, \dots, 5$ , y contemplará todas las combinaciones posibles entre ambas variables. El resultado se aprecia en la Fig. 2.4, donde el plano cuadrículado delimita la zona de acoplamiento, ya que corresponde a un plano ubicado en  $\theta = 15^\circ$ .



**Figura 2.4 Grado de Acoplamiento Total (en grados) en función de  $k = f(R_p, fp_{load})$ .**

Al observar la Fig. 2.4 se aprecia claramente que la variación combinada de ambas variables provoca cambios en la información entregada por el método empleado. Así es como la región de operación presenta zonas donde el sistema se encuentra con acoplamiento y otras en las que no. Aspecto importante es observar que la variable que condiciona claramente la zona de acoplo es el factor de potencia de carga, imponiendo un límite entre  $fp_{load} = 0.65 \sim 0.67$ , valor similar al ya encontrado en la región de operación que solo dependía de esta variable. Específicamente, para valores de factor de potencia de carga superiores a  $fp_{load} = 0.675$ , las variaciones en las pérdidas representadas por  $R_p$  no afectan sobre el acoplamiento del sistema.

En cuanto a la información entregada respecto a los pares entrada / salida de control, esta no se vio afectada respecto a lo encontrado anteriormente, por lo que es válido para este caso lo entregado por las tablas TABLA 2.2 y TABLA 2.3. Lo que también generaliza, en cuanto a pares entrada/salida, lo determinado en la sección 2.3.1 a partir del punto de operación mencionado.

## 2.5 Discusión y Conclusiones

- Se ha presentado la configuración del UPQC, exponiendo su funcionalidad y características de operación, describiendo la función de los componentes que lo conforman.
- También se ha presentado el modelo matemático que lo describe mediante leyes de voltajes, obviando la existencia del filtro LC al lado AC del compensador serie.
- Para simplificar el análisis, se encontró un modelo en ejes sincrónicos empleando la Transformada de Park potencia invariante, mediante el cual se han definido las nuevas variables de estado, entradas, salidas y perturbaciones del sistema.
- Se empleó el método matemático de descomposición en valores singulares para determinar los pares entrada / salida y grado de acoplamiento que caracterizan al UPQC a partir de un punto de operación específico, determinándose que en tal caso, el equipo no presenta acoplamiento, y es posible operarlo mediante lazos de control mono-variables.
- Para generalizar lo encontrado a partir de un punto de operación, se procedió a obtener una región de operación para los pares entrada / salida y grado de acoplamiento del equipo, en función de dos variables sobre las cuales se pretenderá obtener un control robusto ante sus variaciones. Dicho análisis fue realizado considerando variaciones independientes para ambas variables, y también considerando su variación en forma conjunta, encontrándose zonas en las cuales las conclusiones son diferentes para el grado de acoplamiento del sistema, y no así para los pares entrada / salida de control.
- En particular, se determinó que la forma apropiada de controlar el equipo está dada por: las salidas  $y_1$  e  $y_2$  son controladas por las entradas  $u_1$  y  $u_2$ , es decir, el voltaje del enlace DC y el factor de potencia en el PCC son regulados por las señales moduladoras del compensador paralelo; en tanto, las salidas  $y_3$  e  $y_4$ , que corresponden al voltaje de carga en eje directo y en cuadratura, son controladas por las entradas  $u_3$  y  $u_4$ , que son las señales moduladoras del compensador serie. Entonces, se fundamentó matemáticamente que es posible separar la acción de control de las moduladoras que se inyectan a ambos convertidores, existiendo plena libertad en la técnica de control a emplear en cada uno de ellos.

## Capítulo 3. Control

---

### 3.1 Introducción

Como se ha mencionado en el presente trabajo, los requerimientos para el control que operará al UPQC están orientados a otorgar un margen de robustez en su operación ante dos fenómenos particulares: variaciones en la carga y variaciones en algún parámetro del equipo. Ante tales variaciones, el controlador debe hacer que el equipo responda adecuadamente en cuanto a estabilidad y objetivos de operación, es decir, las salidas del sistema deben permanecer en su valor de consigna o referencia. Para cumplir con aquello, la información entregada por el análisis matemático realizado en el capítulo anterior es fundamental, ya que otorga la libertad de poder realizar el control de los subsistemas dados por los compensadores serie y paralelo independientemente, lo que hace que su diseño se oriente a cumplir objetivos más específicos para cada uno de éstos y que además puede reducir la complejidad del control del equipo, al tener que manejar una cantidad inferior de variables de estado, control y salidas.

El presente capítulo intentará satisfacer los requerimientos de diseño del controlador, y su desarrollo estará dividido en dos partes centrales: el diseño del controlador para el compensador paralelo y el diseño del controlador para el compensador serie.

### 3.2 Control del Compensador Paralelo

Es necesario aplicar una técnica de control que sea capaz de absorber adecuadamente variaciones en la carga y en la componente  $R_p$  a la salida del compensador paralelo. La técnica de control a emplear para cumplir con dicho objetivo será un regulador óptimo cuadrático lineal (LQR) con acción Integral.

El desacoplo estudiado en el capítulo anterior para la operación entre los compensadores serie y paralelo permite analizar la operación del subsistema compuesto por este último tal como se observa en la Fig. 3.3. En rigor, tal figura corresponde a la configuración de un Static Compensator

(STATCOM) [17], equipo que compone la estructura final del UPQC. Como se observa en Fig. 3.1, en lugar del compensador serie se ha agregado una fuente de tensión  $\mathbf{v}_s^{abc}$  que en términos prácticos, visto desde la operación del compensador paralelo, es la utilidad que se ha determinado entregará a la configuración completa del UPQC.

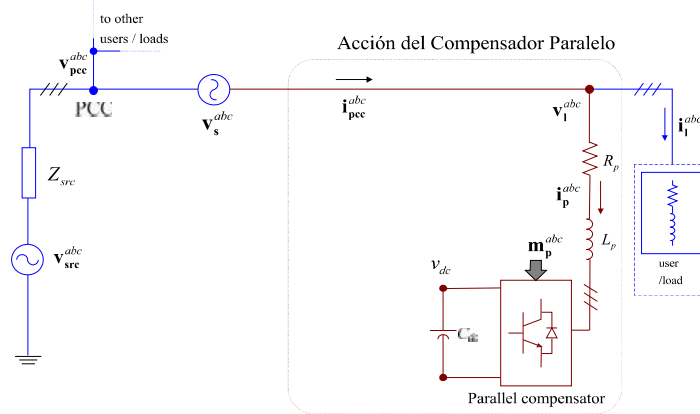


Figura 3.1 Esquema de operación del Compensador Paralelo

El objetivo central de operación del subsistema asociado a la operación del compensador paralelo será mantener constante el nivel de tensión DC en el enlace y mantener en un valor deseado el factor de potencia en el PCC.

El diseño del controlador estará basado en el modelo lineal que representa el subsistema compuesto por las variables asociadas a la operación del compensador paralelo. El modelo lineal que representa dicho subsistema está dado por (3.1).

$$\dot{\mathbf{x}}_p(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}_p(t) + \mathbf{E}_p \mathbf{p}_p(t)$$

$$\mathbf{y}_p(t) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(t) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{x}_p = \begin{bmatrix} i_p^d & i_p^q & v_{Cdc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_p = \begin{bmatrix} m_p^d & m_p^q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_p = \begin{bmatrix} v_{Cdc} & \phi \end{bmatrix}$$

donde,  $\mathbf{A}_p$  y  $\mathbf{x}_p$  son idénticos a  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{x}$  como encontrado en (2.5). El vector  $\mathbf{u}_p$  contiene las señales moduladoras en ejes  $dq$  del compensador paralelo. Las matrices  $\mathbf{B}_p$ ,  $\mathbf{C}_p$  y  $\mathbf{E}_p$  son detalladas en el anexo C.

La representación en espacio de estados (3.1) es obtenida en torno al punto de operación descrito por los valores de la TABLA 2.1, esto precisado por el término que acompaña a las variables del modelo.

### 3.2.1 Fundamento del controlador LQR con acción Integral

Como se ve en (3.1), el sistema a controlar está dado por un sistema multivariable (MIMO). Al ser el LQR una técnica de control para sistemas MIMO, éste presenta claramente una característica que permitirá abordar el control obviando el uso de desacopladores en su implementación, al contrario de lo observado en trabajos previos como [7], donde se privilegia el empleo de lazos de control SISO. Además, también es posible destacar las siguientes características que hacen que la técnica de control escogida para el subsistema compuesto por el compensador paralelo sea una buena alternativa [13]:

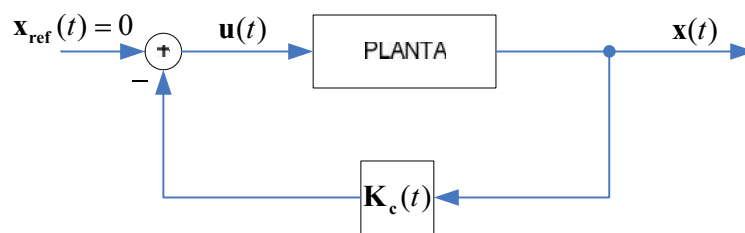


Figura 3.2 Esquema Operacional del control LQR

- (i) Garantiza estabilidad del sistema en lazo cerrado.
- (ii) Insensibilidad ante determinadas variaciones de parámetros.
- (iii) Cero error en estado estacionario ante cambios en la referencia y/o perturbaciones (gracias a la acción integral).
- (iv) Obtención sencilla mediante software, i.e. Matlab.

El control LQR además de asegurar la estabilidad de un sistema en lazo cerrado es un control con características robustas, ya que presenta amplios márgenes de ganancia y fase. Teóricamente ofrece un margen de ganancia entre -6 y +inf db y en cuanto a fase se asegura un margen entre -60° y +60° [15].

Estas características descritas permiten suponer que la técnica de control será capaz de operar correctamente frente a variaciones del factor de potencia de carga y variaciones de parámetros del UPQC. La correcta operación estará condicionada netamente a que el equipo sea capaz de mantener los valores de referencia impuestos al vector de salidas del sistema  $\mathbf{y}_p$ , es decir, mantener el valor de consigna del voltaje del enlace DC y del factor de potencia en el PCC representado por el ángulo de desplazamiento de la corriente en el PCC,  $\phi$ , lo que será verificado posteriormente mediante simulación.

### 3.2.2 Principio Matemático del LQR

Dado un sistema lineal descrito en el espacio de estados, y considerando el esquema básico de operación del LQR que se observa en la Fig. 3.2, se busca una matriz de ganancia  $\mathbf{K}_c$ , tal que

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_c(t)\mathbf{x}(t), \quad (3.2)$$

minimice una función de costo dada por

$$J = \int_0^T (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt + \mathbf{x}(T)^T \mathbf{M} \mathbf{x}(T) \quad (3.3)$$

donde  $\mathbf{x}$  representa los estados de la representación lineal del sistema, y  $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ ,  $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0$  y  $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T \geq 0$  son matrices de peso [11] Hermitian definidas positivas. El primer término de (3.3) es una medida de la desviación de los estados respecto de los estados deseados. El segundo término de (3.3) es una medida del esfuerzo de control. El tercer término es una medida de la desviación de los estados respecto de los estados deseados en el instante final del intervalo de optimización. Si la solución de (3.3) existe, el sistema en lazo cerrado (3.4) es estable para cualesquier valor asignado a las matrices  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{M}$ .

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}\mathbf{K}_c\mathbf{x}, \quad \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}_c)\mathbf{x} \quad (3.4)$$

La solución para la matriz de realimentación  $\mathbf{K}_c$  está dada por:

$$\mathbf{K}_c(t) = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t), \quad (3.5)$$

donde  $\mathbf{P}(t)$  se determina mediante la ecuación de Riccati (3.6) [11], considerando la condición de contorno (3.7)

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{P}(t) = \mathbf{M} \quad (3.7)$$

Considerando que el intervalo de control es infinito, la matriz  $\mathbf{P}$  resultante de la ecuación de Riccati es constante, por lo tanto la matriz de realimentación  $\mathbf{K}_c$  también es constante, entonces:

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_c \mathbf{x}(t) \quad (3.8)$$

Frente a la anterior observación, la solución de la ecuación de Riccati será independiente de la matriz  $\mathbf{M}$  en estado estacionario. De esta forma, es posible simplificar la función de costo minimizada por la matriz  $\mathbf{K}_c$ , quedando entonces dada por:

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (3.9)$$

Por lo tanto, para la obtención de la matriz de realimentación de (3.8), sólo será necesaria la especificación, por parte del diseñador, de las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$ .

Resolver la ecuación de Riccati (3.6) y calcular la matriz de realimentación (3.5) puede ser engorroso, no obstante ésta última es sencilla de encontrar empleando la función *lqr* del Control Toolbox de Matlab.

### 3.2.3 Condiciones para la existencia de solución del controlador LQR y elección de las Matrices $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$

La existencia de solución del problema del LQR está condicionada a que la representación lineal del sistema sea observable y controlable, es decir el par  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  sea controlable, y el par  $(\mathbf{A}, \mathbf{C})$



sea observable. Entonces, para tal caso existe una única matriz de realimentación que hace que el sistema en lazo cerrado sea asintóticamente estable.

Respecto a la elección de las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$ , no existe un método determinado para escogerlas. No obstante, un camino puede ser escoger  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$  diagonales, y asignarle un peso mayor a aquellas variables que se desee minimizar. Sin embargo, una buena elección está ligada a sintonizar distintos controladores, y verificar su operación mediante simulación computacional. Aún así, los valores de  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$  siempre deben ser mayores o iguales que 0.

Otro aspecto destacable del control LQR es que independiente de los valores que se escojan para las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$ , el algoritmo siempre asegura la estabilidad del sistema en lazo cerrado.

### 3.2.4 Diseño del controlador LQR con acción Integral

Hasta el momento se ha detallado el control LQR sin la acción Integral. La inserción de la acción Integral permitirá, entre otras cosas, poder exigir valores de referencia no nulos en las variables de control del sistema. En particular, la acción Integral será agregada mediante el aumento de variables del sistema.

Tal como se observa en la Fig. 3.3, la implementación del control se hará en tiempo discreto, de modo de poder asemejar el desarrollo a sistemas reales. Para tal efecto, a continuación se presenta el modelo (3.1) en su representación discreta.

$$\mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{A}_{pd} \mathbf{x}_p(k) + \mathbf{B}_{pd} \mathbf{u}_p(k) + \mathbf{E}_{pd} \mathbf{p}_p(k), \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y}_p(k) = \mathbf{C}_{pd} \mathbf{x}_p(k), \quad (3.11)$$

De acuerdo al esquema de control (Fig. 3.2) y de modo de incluir la acción integral, es preciso extender el espacio de estados incluyendo una nueva variable de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}(k) = \int_0^k (\mathbf{y}_{p\_ref}(k) - \mathbf{y}_p(k)) dt, \quad \dot{\mathbf{v}}(k) = \mathbf{v}(k-1) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{v}(k+1) = \mathbf{v}(k) + \mathbf{y}_{p\_ref}(k) - \mathbf{y}_p(k) \quad (3.13)$$

Reemplazando  $\Delta y_p(k)$  en (3.13) por (3.11) se obtiene,

$$y_p(k+1) = y_p(k) - C_{pd} x_p(k) + y_{p\_ref}(k) \quad (3.14)$$

Pero  $\Delta u_p(k)$  puede ser escrito como (3.15):

$$u_p(k) = -K_y v(k) - K_x x_p(k) \quad (3.15)$$

Ahora reemplazando (3.12) en (3.15) se obtiene:

$$u_p(k) = -K_y (y_p(k) + y_{p\_ref}(k) - C_{pd} x_p(k)) - K_x x_p(k) \quad (3.16)$$

Y ahora reemplazando (3.16) en (3.10) finalmente se obtiene:

$$x_p(k+1) = A_{pd} x_p(k) + B_{pd} K_y C_{pd} x_p(k) - B_{pd} K_x x_p(k) + \dots - B_{pd} K_y y_p(k) - B_{pd} K_y y_{p\_ref}(k) + E_{pd} p_p(k) \quad (3.17)$$

No obstante, el objetivo del LQR es encontrar una entrada determinada que minimice las variables de estado de un sistema. La acción integral agregada al esquema busca minimizar el error entre referencias y salidas, para cumplir con dicho objetivo es preciso que las variables de estado

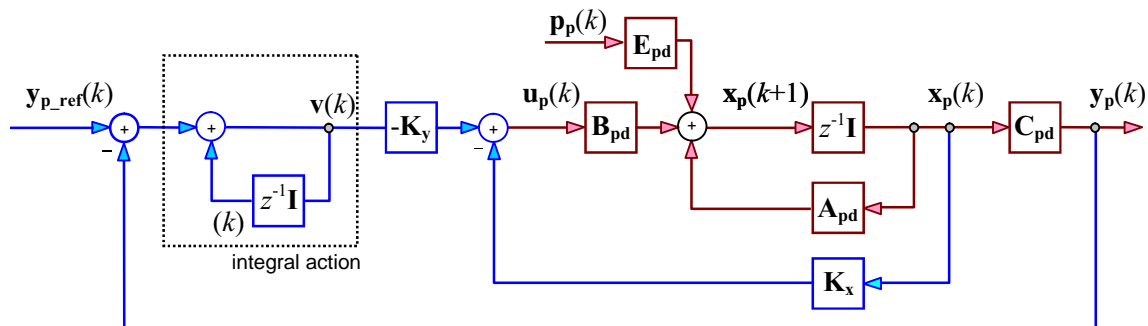


Figura 3.3 Esquema del LQR con acción Integral

originales del sistema lleguen a un cierto valor, posiblemente distinto de cero. Por lo cual es preciso definir un nuevo set de variables, en este caso, las variables a minimizar serán la diferencia de primer orden entre las variables de estado, teniéndose entonces [11][12]:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_p(k) &= \mathbf{x}_p(k) - \mathbf{x}_p(k-1) \\ \tilde{y}_p(k) &= y_p(k) - y_p(k-1)\end{aligned}\quad (3.18)$$

Para simplificar la expresión final de la representación de estados, es conveniente también definir:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_{p\_ref}(k) &= \mathbf{y}_{p\_ref}(k) - \mathbf{y}_{p\_ref}(k-1) \\ \tilde{\mathbf{p}}_p(k) &= \mathbf{p}_p(k) - \mathbf{p}_p(k-1)\end{aligned}\quad (3.19)$$

Lo que permite obtener la siguiente representación en espacio de estados:

$$\begin{aligned}\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{y}_p(k+1) \\ \tilde{\mathbf{x}}_p(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{C}_{pd} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{pd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{y}_p(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_p(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} - \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{pd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{K}_y & \mathbf{K}_x - \mathbf{K}_y \mathbf{C}_{pd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{y}_p(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_p(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} + \\ &\quad \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{B}_{pd} \mathbf{K}_y \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{pd} \mathbf{K}_y} \tilde{\mathbf{y}}_{p\_ref}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{E}_{pd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_{pd}} \tilde{\mathbf{p}}_p(k)\end{aligned}\quad (3.20)$$

donde se obtienen finalmente las matrices A y B necesarias para determinar la matriz de ganancia K que permitirá minimizar las nuevas variables de estado definidas en (3.18). Como se observa en (3.20), K es una matriz compuesta por una combinación de dos sub-matrices  $\mathbf{K}_y$  y  $\mathbf{K}_x - \mathbf{K}_y \mathbf{C}_{pd}$ .

### 3.3 Control del Compensador Serie

Como ya ha sido mencionado, las salidas  $y_3$  e  $y_4$ , que corresponden al voltaje de carga en eje directo y en cuadratura, son controladas por las entradas  $u_3$  y  $u_4$  respectivamente y sin acoplo entre ambos lazos. Por otro lado, considerando que el control del compensador paralelo será el encargado de mantener constante el nivel de tensión en el enlace DC, y además considerando el estudio de desacoplo realizado en el capítulo anterior, es posible analizar la operación del compensador serie tal como se observa en la Fig. 3.4.

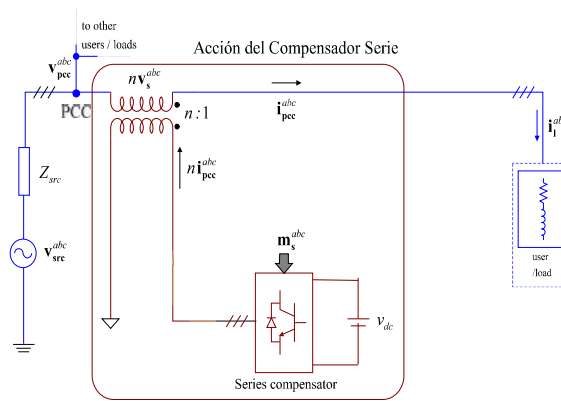


Figura 3.4 Esquema de operación del Compensador Serie

Nótese que el enlace de tensión DC ha sido sustituido por una fuente de tensión continua debido a la acción de control del compensador paralelo sobre esa variable. Bajo este supuesto, y considerando la forma de  $v_l^d$  y  $v_l^q$  en (3.20), el esquema de control propuesto estará dado por dos lazos PI SISO [1], de modo de asegurar cero error en estado estacionario, incluyéndose en éste una prealimentación con el objeto de eliminar el efecto de la perturbación dada por el voltaje en el PCC.

$$\begin{aligned} v_l^d &= \frac{n}{2} m_s^d v_{Cdc} + v_{pcc}^d \\ v_l^q &= \frac{n}{2} m_s^q v_{Cdc} \end{aligned} \quad (3.21)$$

La Fig. 3.5 muestra el esquema de control que comandará la operación del compensador serie.

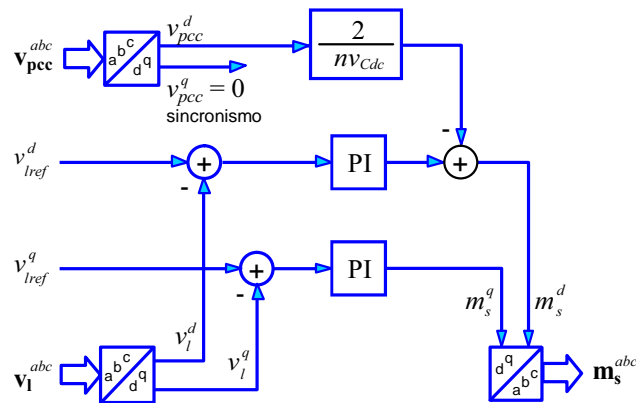


Figura 3.5 Esquema de Control del Compensador Serie

### 3.4 Discusión y Conclusiones

En el presente capítulo se han diseñado las estructuras de control que permitirán operar al UPQC apropiadamente. Previo a ello, se ha detallado que la operación del equipo debe satisfacer requerimientos de robustez ante variaciones del factor de potencia y variaciones de parámetros propios del modelo, como también ante perturbaciones provenientes desde el voltaje de red obtenido desde el PCC.

El análisis realizado en el capítulo anterior otorga la libertad de poder plantear estructuras de control independientes para la operación de los compensadores serie y paralelo, es por ello que se ha diseñado un control mixto para el control del UPQC completo: un LQR con acción Integral para la operación del compensador paralelo; y dos lazos SISO para el control del compensador serie. La acción integral en ambos controladores permitirá obtener un seguimiento con cero error en estado estacionario de las variables de salida deseadas, eliminando la influencia de perturbaciones presentes en la operación del equipo.

El regulador cuadrático lineal (LQR) se basa en la minimización de las variables de estado del sistema a partir de una función de costo definida, por lo tanto, para poder agregar la acción Integral en el control del compensador paralelo ha sido necesario (basado en el modelo lineal del sistema) obtener una nueva representación en el espacio de estados que permita minimizar de alguna

forma el error entre las salidas y sus valores de consigna, para lo cual se realizó un desarrollo matemático de modo de poder obtener dicha representación.

Las ventajas asociadas al empleo del LQR radican en la estabilidad asintótica que asegura al sistema en L.C., la sencillez de su implementación y sus características de robustez: baja sensibilidad ante variaciones de parámetros; y considerables márgenes de fase y ganancia.

En cuanto al control del compensador serie, su diseño se simplifica considerando que la tensión del enlace DC puede ser considerada constante, debido al control que el compensador paralelo ya ejerce sobre éste. Por lo tanto, su estructura, basada en las ecuaciones que definen las salidas  $y_1$  e  $y_2$ , es sencilla de determinar.

## Capítulo 4. Evaluación de la Estrategia de Control

---

### 4.1 Introducción

En el presente capítulo se realizará el diseño de los controladores que comandarán por separado la operación de los compensadores serie y paralelo, a partir de las estructuras presentadas en el capítulo anterior. Luego, se evaluará el funcionamiento del UPQC operando bajo las estrategias de control propuestas. En particular, la evaluación de la operación UPQC se hará ante variaciones de cargas lineales, específicamente ante cambios en el factor de potencia de la carga y también se considerarán variaciones en el parámetro utilizado para representar pérdidas del equipo, y ocurrencias de perturbaciones como *sags* y *swells* en la tensión en el PCC.

La evaluación será presentada mediante simulaciones computacionales realizadas en el software PSIM.

### 4.2 Diseño de Controladores

#### 4.2.1 Diseño del Controlador del Compensador Paralelo

El diseño del controlador del compensador paralelo está centrado en determinar la matriz de ganancia que minimiza los estados de la representación encontrada en (3.20). Como ya fue demostrado, la obtención de dicha matriz está condicionada a la minimización de la función de costo

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \begin{bmatrix} \tilde{\phantom{x}}(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_p(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \tilde{\phantom{x}}(k) \\ \tilde{\mathbf{x}}_p(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{pd} \end{bmatrix}^T \mathbf{R} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{pd} \end{bmatrix} \right], \quad (4.1)$$

matriz de ganancias que será determinada empleando la función “*lqr*” del *Control Toolbox* de *Matlab*. Tal como se detalla en dicho *toolbox*, la obtención de K esta dado por:

$$\mathbf{K} = lqrd(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}, T_s), \quad (4.2)$$

donde es necesario ingresar como argumentos en dicha función las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$  de la representación lineal del sistema, como también las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$ . La elección de éstas últimas permitirá definir la dinámica con la que evolucionará el sistema, no obstante, cualesquiera sea el valor escogido para éstas, el sistema siempre será estable. El parámetro  $T_s$  corresponde al tiempo de muestreo con el que se sensorán las variables del sistema, y que también corresponde a la frecuencia con la que se generarán los pulsos de disparo hacia los semiconductores.

Las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$  de la representación en espacio de estados (3.20) son obtenidas en torno al punto de operación descrito por los valores de la TABLA 4.1, donde también se detallan los valores deseados de las salidas a controlar a partir de la operación del compensador paralelo.

**TABLA 4.1 Parámetros de Operación del UPQC**

Parámetro	Valor	Referencia	Valor
$f_{supply}$	50 Hz	$v_{Cdc}$	900 V
$V_{L rms}$	220 V	$\phi$	$-\cos^{-1}(0.97)$
$V_{PCC rms}$	0.9 $V_{L rms}$		
$n$	0.3		
$R_L$	11.7641		
$L_L$	18 mH		
$f_{pload}$	0.9		
$R_p$	1		
$L_p$	10 mH		
$C_{dc}$	2.5 mF		

Las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$  que permitieron obtener los mejores resultados son las que se muestran a continuación:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$



Las que permitieron obtener la siguiente matriz de ganancia  $\mathbf{K}$ :

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0.5324 & 0.4019e-1 & -0.1206 & -0.8559e-2 & -0.1257 \\ -0.3905e-1 & 0.5402 & 0.3234e-2 & -0.1229 & 0.9039e-2 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Por lo tanto, empleando lo obtenido en (3.20),

$$\mathbf{K}_y = \begin{bmatrix} 0.5324 & 0.5324 \\ -0.3905e-1 & 0.5402 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{K}_x - \mathbf{K}_y \mathbf{C}_{pd} = \begin{bmatrix} -0.1206 & -0.8559e-2 & -0.1257 \\ 0.3234e-2 & -0.1229 & 0.9039e-2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Despejando (4.6) se tiene finalmente:

$$\mathbf{K}_x = \begin{bmatrix} -0.1206 & 0.316e-1 & 0.4068 \\ 0.3234e-2 & 0.4173 & -0.3001e-1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Con la obtención de (4.5) y (4.7) ya es posible realizar la implementación del control del compensador paralelo.

## 4.2.2 Diseño del Controlador del Compensador Serie

El diseño del controlador del compensador serie (Fig. 3.5), está condicionado a determinar los parámetros asociados a los bloques PI que componen su estructura. Su obtención fue realizada con la ayuda de simulaciones computacionales. En la **TABLA 4.2** se detallan los valores con los que se obtuvieron los mejores resultados.

Como ya ha sido mencionado, el compensador serie se encargará de mantener un nivel de tensión constante en la carga, en particular, dicho valor corresponde a 220 V RMS. No obstante, al estar diseñado el esquema de control en ejes  $dq$ , es posible exigir un ángulo  $\alpha$  de desplazamiento en

dicha tensión de carga. Este ángulo permite minimizar un determinado índice de pérdidas como visto en [7], y se determina que su valor óptimo es cuando

$$\alpha = \phi + \beta, \quad (4.8)$$

donde:  $\phi$  es el ángulo de desplazamiento de la corriente en el PCC y  $\beta$  es el ángulo que corresponde al factor de potencia de la carga RL equivalente.

**TABLA 4.2 Parámetros del Controlador del Compensador Serie**

Parámetro	Valor	Descripción
$K_P^d$	50 $\mu$	Ganancia Proporcional eje d
$K_I^d$	0.9	Ganancia Integrativa eje d
$K_P^q$	50 $\mu$	Ganancia Proporcional eje q
$K_I^q$	1.125	Ganancia Integrativa eje q

La expresión (4.8) señala entonces que las pérdidas se minimizan cuando todas las corrientes tienen la misma fase.

Al no estar dentro de los objetivos de este trabajo el control de dicho ángulo, su valor será en todo momento fijo, considerando eso si su valor óptimo de acuerdo a (4.8) en el punto de operación descrito en el capítulo 2 de este documento. Así, los valores de las salidas deseadas a obtener mediante la operación del compensador serie se detallan en la **TABLA 4.3**, considerando  $v_{Lrms} = 220$  V.

**TABLA 4.3 Referencias para el Control del Compensador Serie**

Referencia	Valor
$v_L^d$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \cos(\alpha)$
$v_L^q$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \sin(\alpha)$
$\alpha$	11.772

### 4.3 Resultados de Simulación

Tal como se detalló anteriormente, la técnica de modulación empleada es SPWM. La frecuencia de la portadora fue escogida en 4.5 kHz, frecuencia a la cual también es realizado el muestro de las señales y, por tanto, la acción de control sobre ambos convertidores.

En la TABLA 4.4 se detallan los valores de las salidas deseadas en la operación del UPQC, es decir, los valores que deberá satisfacer el sistema considerando la operación conjunta de las estrategias de control propuestas sobre el compensador serie y compensador paralelo.

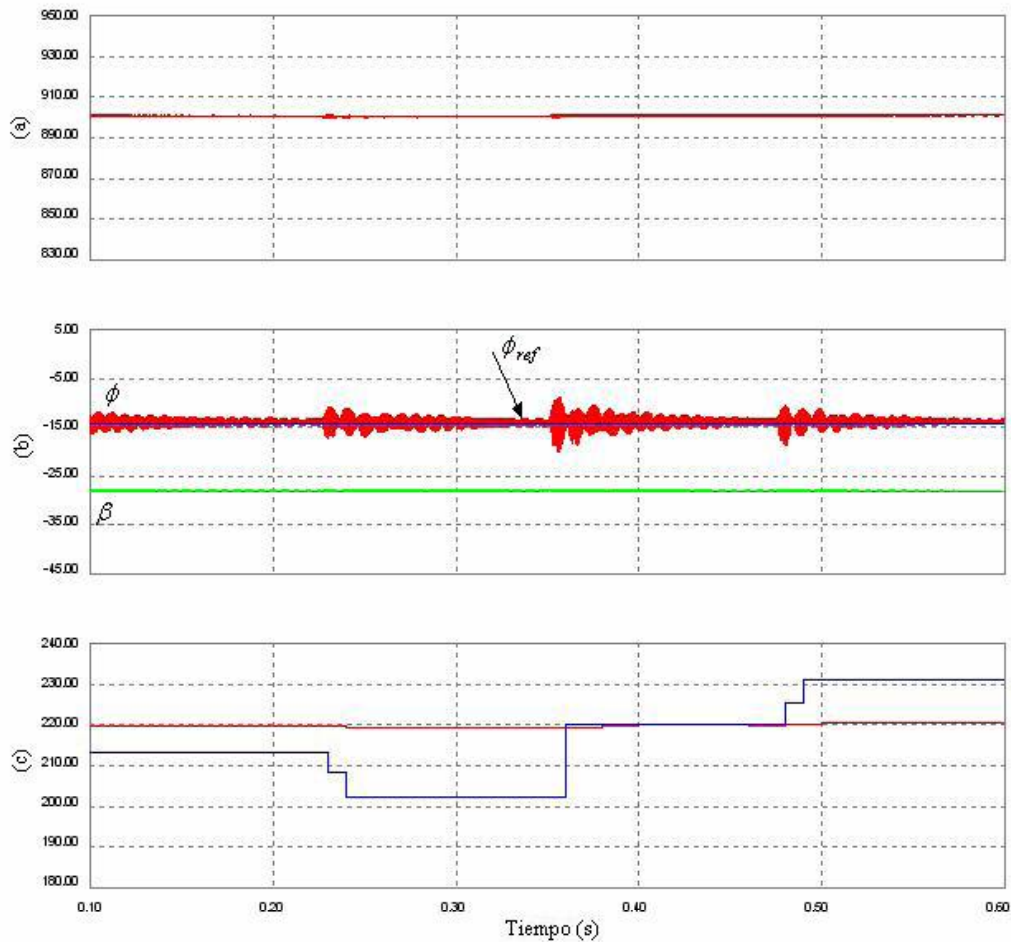
TABLA 4.4 Salidas deseadas

Referencia	Valor	Descripción
$v_{Cdc}$	900 V	Voltaje en el enlace DC
$\phi$	$-\cos^{-1}(0.97)$	Ángulo de desplazamiento corriente $i_{pcc}^{abc}$
$v_L^d$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \cos(\alpha)$ V	Voltaje de carga eje d
$v_L^q$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \sin(\alpha)$ V	Voltaje de carga eje q

#### 4.3.1 Operación ante ocurrencia de sag y swell

En la presente simulación se observa la operación del UPQC controlado frente a la ocurrencia de un *sag* (caída de tensión bajo el valor nominal) y un *swell* (alza de tensión sobre el valor nominal). Se mostrarán 500 ms de simulación, con  $100 \text{ ms} < t < 600 \text{ ms}$ , donde en un comienzo la tensión del PCC se encuentra con una amplitud de 0.97 p.u.. A los 225 ms ocurre un *sag* de 0.9 p.u. que disminuye la tensión RMS en el PCC de los 213.4 V a los 198 V. Posteriormente, a los 475 ms la tensión de red en el PCC se ve afectada por un *swell* de 1.1 p.u. aumentando su valor RMS a los 242 V. Finalmente, a los 400 ms la tensión en el PCC es afectada por un *sag* de 0.93 p.u. cambiando su valor RMS a los 204.6 V. Los valores de tensión *por unidad* son considerados respecto al valor deseado de tensión de carga.

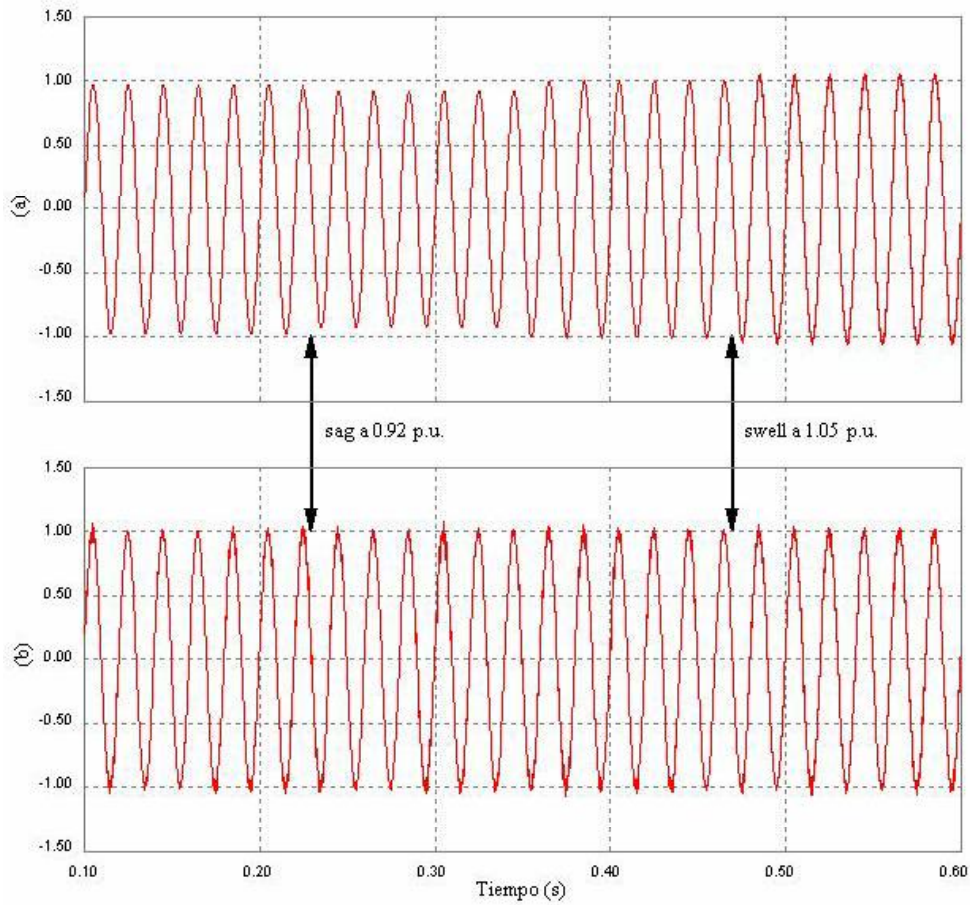
La carga considerada es de potencia igual a 10 KW con factor de potencia igual a  $fp_{load} = 0.9$ , modelada en este caso como una carga lineal RL. Para esta simulación no se modificará ningún parámetro de carga.



**Figura 4.1 Formas de Onda de las salidas ante ocurrencia de sag y swell**

(a) voltaje DC de enlace,  $v_{dc}$ ; (b) ángulo desplazamiento corriente en el PCC,  $\phi$ , y en la carga,  $\beta$ ; (c) voltajes RMS en el PCC,  $v_{PCC}$ , y en la carga  $v_L$ .

La Fig. 4.1 muestra la evolución de todas las variables de salida del UPQC, donde es posible apreciar la correcta acción del control mixto aplicado sobre el equipo, ya que las salidas asociadas a la operación de los compensadores serie y paralelo son mantenidas en sus valores de consigna independiente de las perturbaciones presentadas por la variación del voltaje en el PCC. El voltaje del enlace DC,  $v_{dc}$ , sufre pequeñas variaciones respecto a su valor deseado, demostrando el buen control que está realizando el LQR con acción integral. Lo que es confirmado al observar la evolución del ángulo de desplazamiento de la corriente en el PCC, ya que se compensa satisfactoriamente el factor de potencia de carga. En efecto, el factor de potencia deseado en el PCC es de 0.97 inductivo, que equivale un ángulo  $\phi = -14.1^\circ$ , valor en torno al cual se mantiene efectivamente, esto frente a una carga RL con ángulo de desplazamiento en su corriente igual a  $\beta = -28^\circ$ .



**Figura 4.2 Voltajes en el PCC y en la Carga ante ocurrencia de *sag* y *swell***

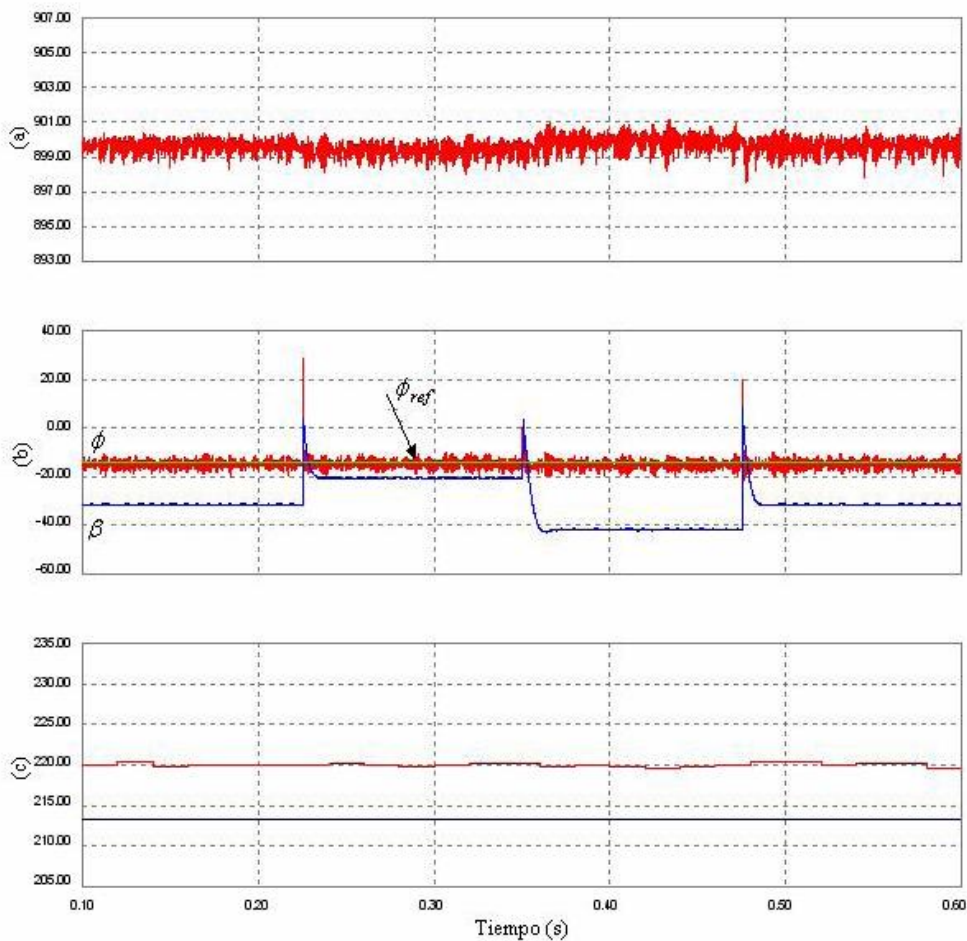
(a) voltaje p.u. en el PCC, fase *a*; (b) voltaje p.u. en la carga, fase *a*.

La regulación del voltaje de carga también es realizada de una forma adecuada ante variaciones en el voltaje en el PCC, esto gracias a la prealimentación agregada al esquema de control (Fig. 3.5), haciendo que cualquier fluctuación en dicha tensión se vea reflejada inmediatamente en las señales moduladoras del compensador serie. Como se aprecia en Fig. 4.2, la ocurrencia tanto de *sag* como de *swell* son correctamente compensados en la tensión de carga ya que su valor se mantiene alrededor de los 220 V RMS deseados.

### 4.3.2 Operación ante ocurrencia de *sag* y variaciones de $fp_{load}$

En esta simulación se observará la operación del UPQC controlado frente a la ocurrencia de variaciones en el factor de potencia de carga. Se mostrarán 500 ms de simulación, con  $100\text{ ms} < t < 600\text{ ms}$ . En un comienzo el factor de potencia de carga es de 0.8. A los 225 ms el factor de potencia de carga aumenta a 0.9. Posteriormente, a los 350 ms, éste disminuye a 0.68. Finalmente, a los 475 ms se aumenta definitivamente a un  $fp_{load} = 0.8$ .

El valor de tensión en el PCC se mantiene durante toda la simulación en 0.97 p.u..

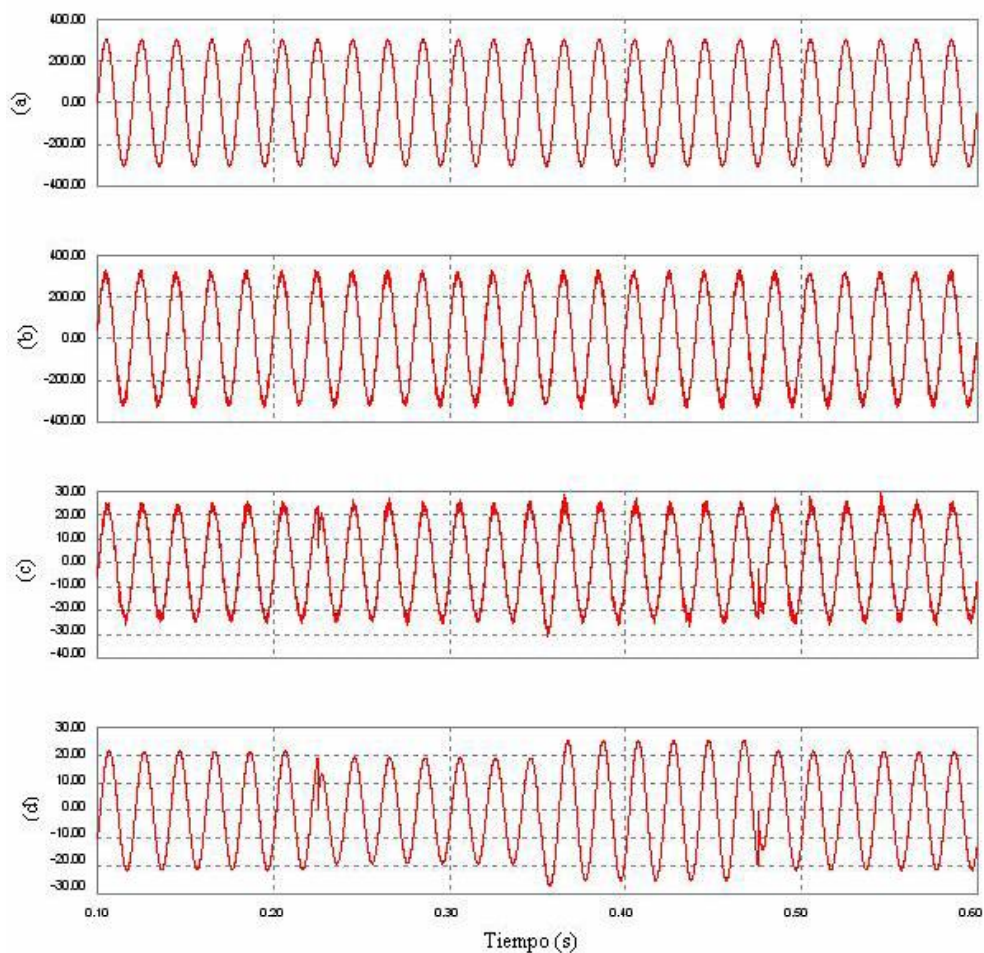


**Figura 4.3 Formas de Onda de las salidas ante variaciones en  $fp_{load}$**

(a) voltaje DC de enlace,  $v_{dc}$ ; (b) ángulo desplazamiento corriente en el PCC,  $\phi$ , y en la carga,  $\beta$ ; (c) voltajes RMS en el PCC,  $v_{PCC}$ , y en la carga  $v_L$ .

Tal como se observa en la Fig. 4.3, el control del UPQC responde satisfactoriamente, permitiendo mantener un factor de potencia deseado en el PCC ante variaciones del factor de potencia de carga. Además, considerando que el equipo opera durante todo el tiempo de simulación con un *sag* de 0.97 p.u., y sobre eso se presentan variaciones de  $fp_{load}$ , el equipo es capaz de regular correctamente la tensión de carga.

El cumplimiento de los objetivos de operación del UPQC es alcanzado gracias al correcto control que se realiza para mantener, en torno a su valor de diseño, el voltaje del enlace DC, que es la tensión necesaria que permite mitigar fluctuaciones en el nivel de voltaje en el PCC y además compensar los reactivos producidos por la carga.



**Figura 4.4 Voltajes y Corrientes en el PCC y en la Carga ante ocurrencia de *sag* y variaciones de  $fp_{load}$**

Fase *a* de: (a) voltaje en el PCC; (b) voltaje en la carga; (c) corriente en el PCC; (d) corriente de carga.

En Fig. 4.4 se observa la tensión perfectamente sinusoidal y en su valor de amplitud deseado que se entrega a la carga. Además, se aprecia el desfase existente entre las corrientes en el PCC y en la carga, gracias a compensación del factor de potencia.

### 4.3.3 Operación ante ocurrencia de *sag* y variaciones de $R_p$

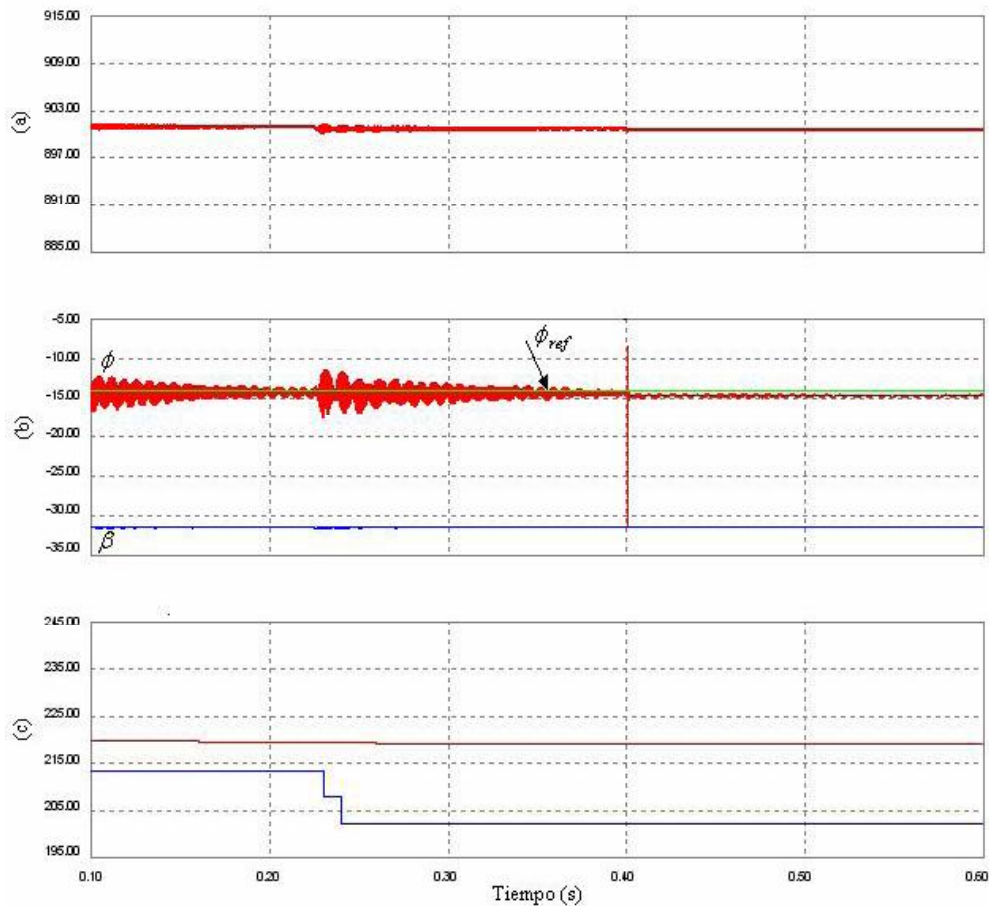
En la siguiente simulación se analiza el comportamiento del UPQC ante variaciones de parámetros propios del modelo del equipo. En particular, se evalúa la operación ante cambio escalón en las pérdidas a la salida del compensador paralelo, representado por una variación en el valor de  $R_p$ . En los 500 ms que dura la simulación con  $100 \text{ ms} < t < 600 \text{ ms}$ , también el sistema se ve afectado por la ocurrencia de un *sag* en el voltaje en el PCC. En el comienzo, la tensión de red en el PCC se encuentra con una amplitud de 0.97 p.u.. Posteriormente, en  $t = 225 \text{ ms}$ , ésta se ve afectada por un *sag* de 0.92 p.u..

Inicialmente, las pérdidas a la salida del compensador paralelo son aproximadamente iguales a 35 W, representado por una resistencia  $R_p$  igual a  $0.5 \text{ } \Omega$ . Para  $t = 400 \text{ ms}$  ocurre un cambio escalón en dichas pérdidas, estableciéndose su valor en 0.3 kW, esto debido al cambio de  $R_p$  a un valor igual a  $5 \text{ } \Omega$ .

Tal como es posible observar en Fig. 4.5, la respuesta del control mixto aplicado al UPQC responde satisfactoriamente, ya que permite minimizar el efecto sobre las salidas de las perturbaciones que aparecen durante su operación. Esta simulación demuestra claramente las características ya mencionadas del LQR con acción Integral, ya que se aprecia su baja sensibilidad a variaciones de parámetros, en este caso variaciones de  $R_p$ , demostrado con el correcto seguimiento de los valores de consigna en las salidas sobre las que este control actúa: el voltaje del enlace DC se mantiene en torno a su valor de referencia, 900 V; y por su parte, el factor de potencia en el PCC, representado por el ángulo  $\phi$ , también es mantenido en torno a su valor deseado,  $14.069^\circ$ .

En tanto, el control del compensador serie realizado por dos lazos PI SISO también actúa correctamente, ya que logra regular el voltaje de carga en torno a su valor de referencia. El cambio escalón en el voltaje en el PCC en  $t = 225 \text{ ms}$ , es correctamente compensado, ya que el valor RMS del voltaje de carga logra ser mantenido en los 220 V.





**Figura 4.5 Formas de Onda de las salidas ante variaciones en  $R_p$**

(a) voltaje DC de enlace,  $v_{dc}$ ; (b) ángulo desplazamiento corriente en el PCC,  $\phi$ , y en la carga, ; (c) voltajes RMS en el PCC,  $v_{PCC}$ , y en la carga  $v_L$ .

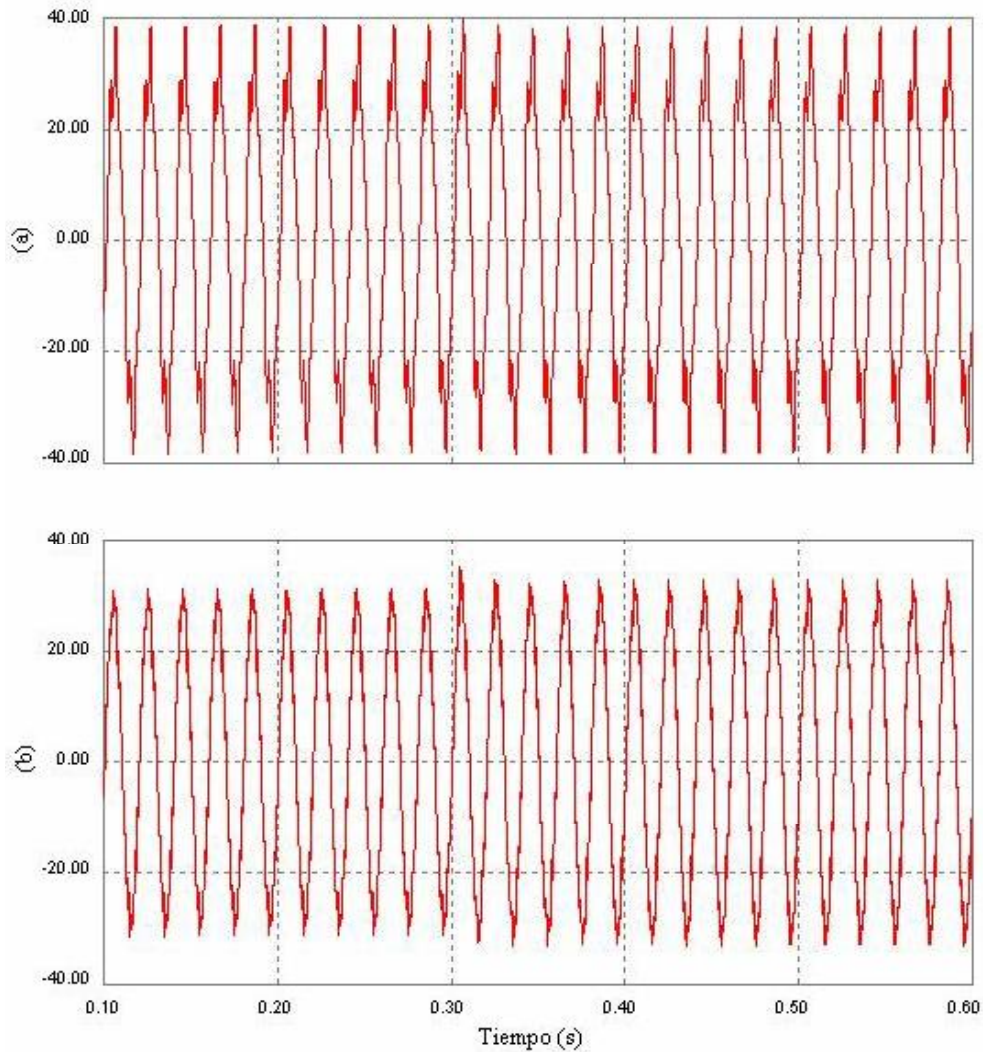
#### 4.3.4 Operación con carga no-lineal y ocurrencia de *sag*

Otra característica de la operación del UPQC es su capacidad de compensar armónicos. Se evaluará en la siguiente simulación la capacidad de la estrategia de control de lograr tal objetivo, y además ser capaz de compensar variaciones del voltaje en el PCC, y además corregir el factor de potencia devuelto a la red desde la carga.

(4.9)

En particular, se hará operar al equipo frente a una combinación entre una carga lineal RL y otra no-lineal dada por un rectificador de seis pulsos. Además, la tensión de red en el PCC se verá afectada por un *sag* de 0.92 p.u. en  $t = 300$  ms.

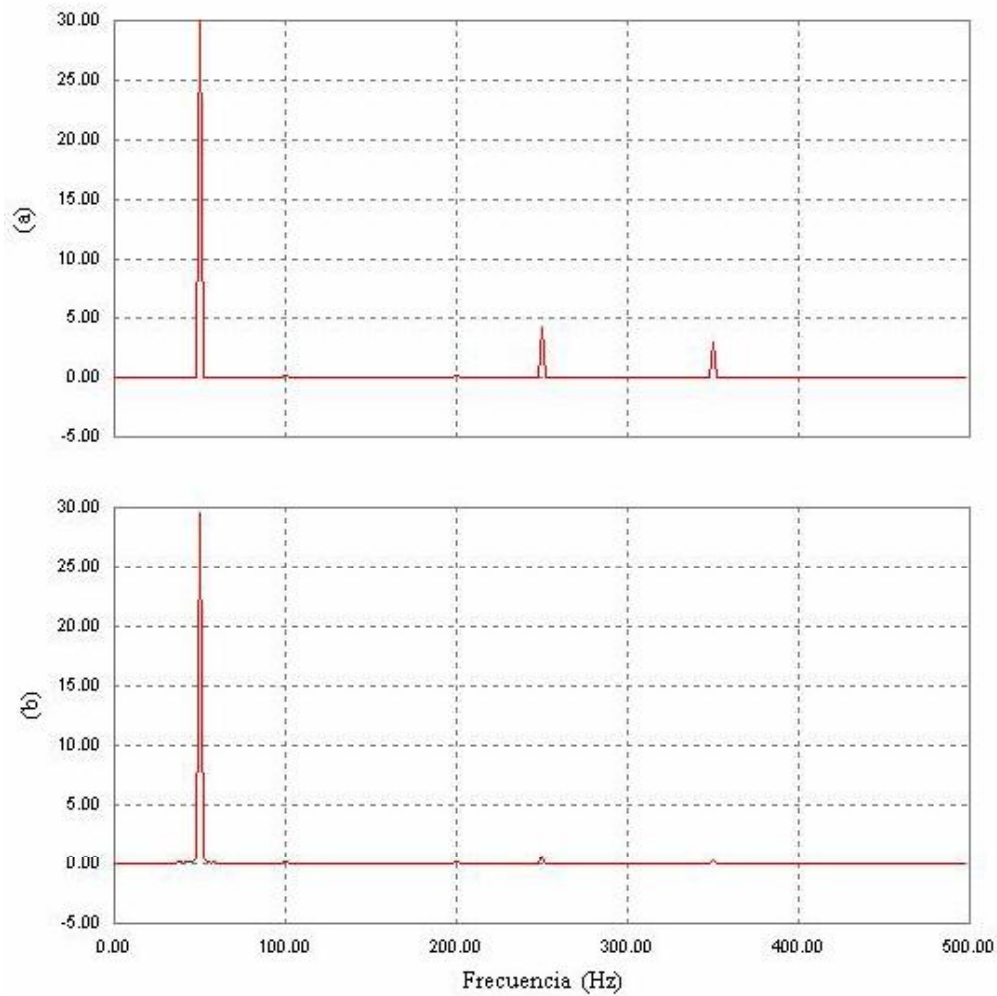
Como es posible apreciar en Fig. 4.6, la estrategia de control permite al UPQC compensar armónicos de corriente inyectados desde una carga no-lineal, ya que la forma de onda de la corriente en el PCC presenta una forma más sinusoidal que la corriente consumida por la carga.



**Figura 4.6 Formas de Onda de corrientes de carga y en el PCC**

(a) corriente de carga, fase  $a$ ; (b) corriente en el PCC, fase  $a$

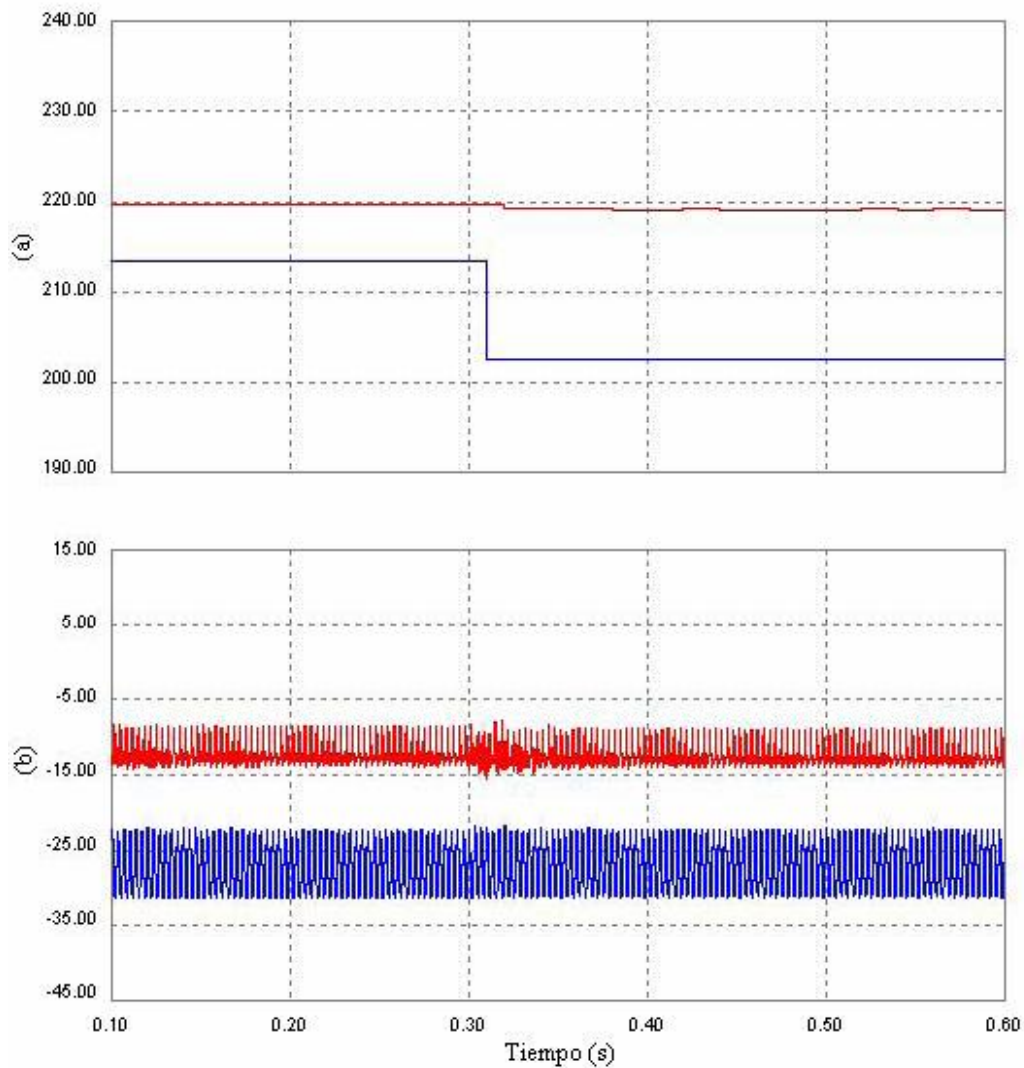
Lo anterior es posible verificar observando el espectro en frecuencia de ambas señales, mostrado en Fig. 4.7, donde se aprecia claramente una disminución considerable en amplitud de la quinta y séptima armónica.



**Figura 4.7 Contenido armónico en la corriente de carga y del PCC**

(a) contenido armónico corriente de carga, fase  $a$ ; (b) contenido armónico corriente en el PCC, fase  $a$

Por otro lado, también es posible verificar la correcta operación en cuanto al control sobre el factor de potencia en el PCC, representado en Fig. 4.8(b) por el ángulo de desplazamiento,  $\phi$ , y sobre la regulación del voltaje de carga mostrado en Fig. 4.7(a).



**Figura 4.8 Formas de Onda de las salidas operando con carga no-lineal**

(a) voltajes RMS en el PCC,  $v_{PCC}$ , y en la carga  $v_L$ ; (b) ángulo desplazamiento corriente en el PCC,  $\phi$ , y en la carga,  $\theta$ .

## 4.4 Discusión y Conclusiones

Basado en las estructuras propuestas en el capítulo anterior, se han diseñado los parámetros de los controladores que operarán al UPQC. El controlador del compensador paralelo exige especificar los valores de las matrices  $\mathbf{Q}$  y  $\mathbf{R}$ , que determinarán la dinámica con la cual evolucionen las variables de salida. Su determinación se basó en escoger los valores que permitieran obtener una

estabilización rápida de éstas, lo que fue evaluado a partir de simulaciones computacionales. Las simulaciones fueron posibles de obtener una vez empleada la función *lqrd*, del *Control Toolbox* de *Matlab* para determinar la matriz de ganancia  $K$ .

Para la sintonización de los parámetros de los bloques PI del controlador del compensador serie se utilizó un camino similar, ya que sus valores fueron determinados a partir de simulación computacional, escogiendo dichos valores que permitieran obtener un mejor desempeño en cuanto a seguimiento de los valores de referencia para las salidas del sistema.

Diversas simulaciones fueron realizadas de modo de poner a prueba el comportamiento de las estructuras de control. Se evaluó la operación del equipo ante ocurrencias de *sag*, *swells*, variaciones del factor de potencia de carga, variaciones de parámetros, obteniéndose satisfactorios resultados en cuanto a estados transientes y estacionarios en las variables de salida previamente definidas.

La evaluación tuvo considerado el análisis realizado en el capítulo 2, donde se determina la región de operación del UPQC en función de variaciones del factor de potencia y de parámetros, en particular del parámetro  $R_p$ , el que fue empleado para representar variaciones en las pérdidas a la salida del compensador paralelo.

También fue posible verificar la capacidad de la estructura de control mixta de permitir al UPQC compensar armónicos de corriente provenientes de una carga no-lineal, representada por un rectificador de seis pulsos, esto verificado mediante la comparación del espectro en frecuencia de las corrientes en el PCC y en la carga.

Los resultados permiten concluir que la estructura de control planteada para el UPQC satisface los requerimientos de robustez planteados al comienzo de este trabajo, ya que ante variaciones de parámetros de carga y de modelo, el equipo es capaz de responder adecuadamente en cuanto al seguimiento de las variables de salida deseadas y a la estabilidad del sistema completo.

## Capítulo 5. Conclusiones

---

### 5.1 Sumario

1. Se realizó una revisión bibliográfica de la literatura existente sobre el UPQC y topologías relacionadas a la calidad de suministro, como también sobre las estrategias de control con las que éstos operan. También se analizaron estrategias de control destinadas a operar diferentes tipos de equipos, en las cuales los requerimientos estaban orientados a otorgar algún grado de robustez sobre los sistemas que controlan.
2. Se presentó el modelo matemático que define la operación del UPQC en ejes  $abc$ , empleando ecuaciones de nodos y ramas con leyes de Kirchoff. En la obtención de dicho modelo se obvió la existencia del filtro LC al lado AC del compensador serie.
3. Empleando la Transformada de Park, se obtuvo el modelo en ejes  $dq0$ . Al considerarse el sistema trifásico balanceado la componente  $0$  es despreciada, quedando finalmente el modelo en ejes  $dq$ , el que simplifica el análisis del sistema y el posterior desarrollo de controladores.
4. Se definieron las salidas de acuerdo a los objetivos principales de operación del UPQC, las que son: el factor de potencia en el PCC, el voltaje en el enlace DC y el voltaje RMS en la carga.
5. Se determinó un modelo lineal del sistema, y, a partir de la descomposición en valores singulares de la M. de T. del sistema, se determina el grado de acoplamiento y los pares entrada-salida más apropiados para el control del equipo, basándose en el punto de operación en torno al cual fue obtenido el modelo lineal.
6. Se extendió el análisis del grado de acoplamiento y pares entrada-salida basado en el método de la descomposición en valores singulares de la M. de T. del sistema a una región

de operación, en función de la variación del factor de potencia de carga y la variación en las pérdidas a la salida del compensador paralelo, representado por variaciones en  $R_p$ .

7. En función de los requerimientos de robustez, se propusieron estructuras de control independientes para la operación de los compensadores paralelo y serie.
8. Para el control del compensador paralelo se diseñó un LQR con acción Integral, el cual se basa en la realimentación de estados controlados por una matriz de ganancia determinada a partir de una función de costo a minimizar. La acción integral es obtenida gracias a la definición de nuevas variables de estado que permiten incluir en el control el error entre las variables de salida y sus referencias.
9. El control del compensador serie fue realizado a partir de dos lazos SISO, regulados a través de bloques PI.
10. Se diseñaron los parámetros de los controladores basado en la evaluación de diversas simulaciones computacionales.
11. Para la conmutación de los switches se empleó SPWM, considerándose éstos como ideales. Los pulsos de disparo de los semiconductores fueron obtenidos a una frecuencia de 4.5 KHz.
12. Las simulaciones fueron realizadas en el software PSIM, desarrollándose los algoritmos de control en lenguaje C, para posterior compilación a librerías *.dll*, las que interactúan con la estructura de potencia diseñada en el software.
13. La evaluación de la estrategia de control mixto del UQPC fue realizada a través de diversas simulaciones de modo de poner a prueba su comportamiento. En particular, se evaluó la operación del equipo ante ocurrencias de *sag*, *swells*, variaciones del factor de potencia de carga, variaciones de parámetros

## 5.2 Conclusiones

1. El UPQC está compuesto por dos compensadores (serie y paralelo) y su operación puede ser considerada de manera independiente. Para demostrar lo anterior, es posible emplear el método matemático de descomposición en valores singulares, de modo de determinar los pares entrada / salida y grado de acoplamiento que caracterizan al UPQC.
2. Considerando que los objetivos de robustez sobre el controlador a desarrollar para el equipo están limitados a considerar variaciones en parámetros de carga y de modelo, es posible encontrar una región de operación que determine el grado de acoplamiento y los pares entrada / salida a considerar para el control, en función de dichos parámetros. En particular, se determinó que factores de potencia de carga inferiores a 0.675 hacen que el equipo posea acoplamiento en su operación. En cuanto a la región de operación sobre los pares entrada / salida para el control, se determinó que la variación en función de los parámetros mencionados no afecta la información que el método entrega.
3. A partir del análisis del grado de acoplamiento y pares entrada / salida se determinó que es posible proponer estrategias de control independientes sobre cada uno de los compensadores, limitado, eso si, por el factor de potencia de carga capaz de compensar.
4. La información entregada por el análisis respecto a los pares entrada / salida a considerar para el control fue que las salidas  $y_1$  e  $y_2$  deben ser controladas por las entradas  $u_1$  y  $u_2$ , es decir, el voltaje del enlace DC y el factor de potencia en el PCC son regulados por las señales moduladoras del compensador paralelo; en tanto, las salidas  $y_3$  e  $y_4$ , que corresponden al voltaje de carga en eje directo y en cuadratura, deben ser controladas por las entradas  $u_3$  y  $u_4$ , que son las señales moduladoras del compensador serie.
5. La libertad de poder implementar técnicas de control independientes para cada los convertidores que componen la estructura del UPQC permitió proponer un LQR con acción Integral para la operación del compensador paralelo y dos lazos SISO para el control del compensador serie.



6. La estrategia de control planteada para la operación del compensador serie también posee características robustas, ya que la acción integral agregada en los dos lazos SISO que la componen más la prealimentación de la perturbación proveniente del voltaje en el PCC, permiten asegurar una correcta regulación del voltaje de carga debido al cero error en estado estacionario que asegura su estructura.
7. A partir de la función *lqrd*, del *Control Toolbox* de *Matlab*, y una vez obtenida la representación en espacio de estados del modelo, es muy sencillo obtener el resultado de la matriz de realimentación que minimiza los estados, permitiendo dicha herramientas obviar la resolución de la ecuación de Riccati para obtener la matriz mencionada.
8. Tal como fue mostrado en las simulaciones, el UPQC puede operar con modulación SPWM, no obstante, es posible hacerlo operar a partir de otros tipos de modulación como por ejemplo: vectores espaciales, sinusoidal con adición de secuencia cero u otras.
9. A partir de diversas simulaciones realizadas en el software PSIM, fue posible evaluar el comportamiento de las estructuras de control. En particular, se evaluó la operación del equipo ante ocurrencias de *sag*, *swells* en la tensión del PCC, variaciones en el factor de potencia de carga lineal RL, variaciones de parámetros, obteniéndose satisfactorios resultados en cuanto a estados transientes y estacionarios en las variables de salida previamente definidas.
10. Las variaciones de parámetros del modelo del UPQC fueron representadas por variaciones en el valor resistivo del filtro del lado AC del compensador paralelo. Su variación puede tener un significado físico en cuanto a la variación de las pérdidas asociadas a la operación de los convertidores estáticos.
11. La simulación consideró el análisis previo respecto al grado de acoplamiento y pares entrada / salida en una región de operación en función de variaciones del factor de potencia de carga y de parámetros, de modo de no llevar la operación del controlador a una zona donde pueda existir acoplamiento en el sistema. En particular, se evaluó la operación con

factores de potencia de carga superiores a 0.675, destacándose el desacople observado en la operación del sistema.

12. Los resultados obtenidos en las simulaciones permitieron verificar la correcta operación de la estructura de control propuesto. Ante perturbaciones provenientes desde la tensión en el PCC (*sags* y *swells*) el equipo fue capaz de mantener un nivel de tensión constante en la carga. En particular, se evaluó la operación ante variaciones entre 0.92 y 1.05 p.u. en la tensión en el PCC, obteniéndose siempre el valor deseado de la tensión en la carga. Así también ocurrió ante variaciones en el factor de potencia de carga, el que fluctuó entre 0.7 y 0.9, obteniéndose también el valor deseado en el factor de potencia en el PCC. En cuanto a la variación de  $R_p$ , la estrategia de control permitió al equipo operar correctamente, sin afectar el seguimiento de los valores de salida respecto a sus referencias en estado estacionario y la estabilidad del sistema. El valor de  $R_p$  fluctuó entre 0.5 y 5 , que representó una variación en las pérdidas a la salida del compensador paralelo entre los 35 y 300 W respectivamente.
13. En resumen, los resultados permiten concluir que la estructura mixta de control planteada para la operación UPQC fue capaz de satisfacer de buena forma los requerimientos de robustez planteados como objetivos principales en el desarrollo del presente trabajo, ya que ante variaciones de parámetros de carga y de modelo, el equipo ha sido capaz de responder adecuadamente en cuanto al seguimiento de las variables de salida deseadas y a la estabilidad del sistema completo.

### 5.3 Trabajos Futuros

Como trabajo futuro se propone la implementación de un prototipo en laboratorio de la estrategia de control que en este trabajo ha sido propuesta para el UPQC, con los algoritmos de control sobre algún dispositivo de procesamientos de señales como DSP o FPGA. Un primer paso para aquello puede ser, por ejemplo, desarrollar la estrategia de control para el compensador paralelo sobre la topología del STATCOM, ya que su implementación es más sencilla que realizar inmediatamente la topología completa del UPQC.

Extender la topología del UPQC a una multinivel y probar la viabilidad de controlarlo mediante una técnica como la planteada en el presente trabajo.

También puede ser de gran aporte obtener una región de operación para el grado de acoplamiento y de los pares entrada / salida del UPQC que considere una mayor cantidad parámetros que puedan variar con la operación del equipo.

Dada la característica no lineal del modelo del UPQC y considerando la gran cantidad de tipos de estrategias de control desarrolladas para diversas aplicaciones, otra estrategia de control aplicada al equipo puede ser parte de un trabajo futuro, como son controladores no-lineales, controladores adaptivos, controladores lógicos difusos, etc., y que permitan controlar al UPQC sin separar la acción de control sobre cada uno de los convertidores que componen su estructura.

## Bibliografía

---

- [1] Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, and Hirofumi Akagi, "Control and Analysis of a Unified Power Flow Controller," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1021-1027, November 1999.
- [2] Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, and Hirofumi Akagi, "Transient Analysis of a Unified Power Flow Controller and its Application to Design of the DC-Link Capacitor," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 16, no 5, pp. 735-740, September 2001.
- [3] Predrag C. Stefanov and Aleksandar M. Stankovic, "Modeling of UPFC Operation Under Unbalanced Conditions With Dynamic Phasors," *IEEE Trans. On Power Systems*, vol. 17, no. 2, pp. 395-403, May 2002.
- [4] A. Nasiri, and A. Emadi, "Modeling, Simulation, and Analysis of Active Filter Systems Using Generalized State Space Averaging Method," in *Conf. Rec. IEEE-IECON*, vol. 3, pp. 1999-2004, November 2003.
- [5] A. Carlsson, "The back to back converter, control and design," Industrial Electrical Engineering Thesis, Lund Institute of Technology, Sweden, May 1998.
- [6] Hideaki Fujita, and Hirofumi Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 315-322, March 1998.
- [7] Cristian A. Sepúlveda, José R. Espinoza, Luis Morán and Romeo Ortega, "Analysis and Design of a Linear Control Strategy for Three-Phase UPQCs," in *IEEE IECON*, 2004, vol. 3, pp. 3060–3065.
- [8] Herbert Werner, P. Korba, and T. Yang, "Robust Tuning of Power System Stabilizers Using LMI-Techniques," *IEEE Trans. On Control Systems*, 2003, vol. 11, no. 1 pp. 147–152.

- [9] Martyn Durrant, Herbert Werner, and K. Abbott, "Synthesis of Multi-Objective Controllers for a VSC HVDC Terminal Using LMIs," *IEEE Conf. On Decision and Control*, 2004, vol. 4, pp. 4473-4478.
- [10] N. Arrifano, V. Oliveira, and R. Ramos, "Design and Application of Fuzzy PSS for Power Systems Subject to Random Abrupt Variations of the Load," in *American Control Conf.*, Julio 2004.
- [11] S. Fukuda, Y. Matsumoto, A. Saqawa. "Optimal-Regulator-Based Control of NPC Boost Rectifiers for Unity Power Factor and Reduced Neutral-Point-Potential Variations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46 N° 3, pp. 527-534, June 1999.
- [12] S. Fukuda, Y. Iwaji, T. Aoyama. "Modeling and Control of Sinusoidal PWM Rectifiers," *European Conf. on Power Electronics and Applicat.*, 1993, vol. 4, pp. 115-120.
- [13] S. Fukuda, "LQ control of sinusoidal current PWM rectifiers," *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Applicat.*, 1997, vol. 144, no. 2, pp. 95–100.
- [14] Cishen Zang, and Minyue Fu, "A Revisit to the Gain and Phase Margins of Linear Quadratic Regulators," *IEEE Trans. On Automatic Controls*, 1996 vol. 41, no. 10 pp. 1527-1530.
- [15] John C. Doyle, "Guaranteed Margins for LQG Regulators," *IEEE Trans. On Automatic Controls*, 1978 vol. ac-23, no. 4 pp. 756-757.
- [16] E. Soroka, and U. Shaked, "On the Robustness of LQ Regulators," *IEEE Trans. On Automatic Controls*, 1984 vol. ac-29, no. 4 pp. 664-665.
- [17] Sung-Min Woo, Dae-Wook Kang, Woo-Chol Lee and Dong-Seok Hyun, "The Distribution STATCOM for Reducing the Effect of Voltage Sag and Swell," in *IEEE IECON*, 2001, vol. 2, pp. 1132–1137.
- [18] A. Ghosh, A. Jindal, and A. Joshi, "Inverter Control Using Output Feedback for Power Compensating Devices," in *IEEE TENCON*, 2003, vol. 1, pp. 48–52.

- [19] Multivariable Feedback Control, analysis and Design, S. Skogestad and I. Postlethwaite. John Wiley & Sons, 1996.

## Anexo A. Publicaciones

---

Se presenta a continuación el documento enviado y aceptado en la Conferencia Anual del IEEE *Industrial Electronics Society* (IECON'06), Paris, Francia. El documento es, en términos prácticos, un resumen del trabajo presentado en esta Memoria de Título.

## A Mixed LQRI / PI based Control for Three-Phase UPQCs

**Leonardo M. Landaeta**

Dept. de Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción  
CHILE  
lelandae@udec.cl

**Cristian A. Sepúlveda**

Dept. de Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción  
CHILE  
crsepulveda@udec.cl

**José R. Espinoza**

Dept. de Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción  
CHILE  
jose.espinoza@udec.cl

**Carlos R. Baier**

Dept. de Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción  
CHILE  
cbaier@udec.cl

**Abstract** - A mixed Linear Quadratic Regulator with an Integral action control technique applied to a Unified Power Quality Conditioner (UPQC) is presented. The UPQC is based on a back-to-back connected series and parallel compensators sharing a common DC link. The proposed control approach becomes a robust control scheme that is able to keep regulation and stability even under extreme parameter and load power factor variations. The design of the controller parameters uses the well known Riccati equation based on the discrete approximation of the linearized model of the UPQC. Key waveforms based on simulated extensive work shows the feasibility of the proposed approach.

### I. INTRODUCTION

The rising demand of electric energy of equipments with non-linear characteristics has caused an increasing degradation of the quality of the electrical transmission and distribution. In fact, the harmful effects aggravated by the pollution on the electrical network, which are produced by these equipments (e.g. harmonics on the currents), have increased the supply voltage pollution and the total reactive power flow.

Another age-old problem is the inductive characteristic of the most part of the industrial loads which results in reactive power necessity for its operation also implying system capacity and equipment components oversizing. At the same time, new electronics applications that are critical to the production processes in different fields require mostly near sinusoidal voltages to ensure its correct operation. Then, it is needed to include some compensation level to assure Power Quality in the electrical system [1] [2] [3].

An interesting alternative to improve Power Quality in medium voltage applications is the Unified Power Quality Conditioner (UPQC). Its main operational objective is to enhance Power Quality supplied by a distributor or consumed by an industrial customer. A critical aspect in the equipment operation is its susceptibility in front of load variations, in particular with the load power factor.

The objective of this work is to present an alternative control strategy in order to correctly operate even when a wide load parameter variation occurs. In particular, robustness will be evaluated in front to load power factor and model parameter variations. The strategy is based upon a mixed *PI / optimal linear quadratic regulator with integral action* to ensure an appropriate system operation.

### II. THE UPQC CONFIGURATION

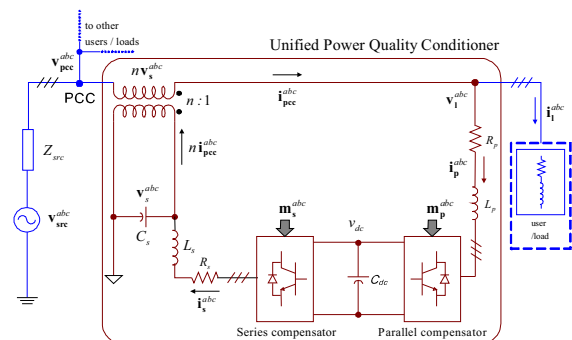
The UPQC, Fig. 1, is composed by a combination of two inverters in a *back to back* configuration, which involves series and parallel (shunt) compensators with a common DC link that permits an active power flow through it. The series compensator (left-hand inverter) is employed to compensate the voltage distortions that may exist in the Point of Common Coupling (PCC). Meanwhile, the parallel compensator (right-hand inverter) is in charge of to absorb or to inject currents harmonics, to compensate reactive power and to maintain the DC link voltage between both converters, [1]. The DC link voltage connects both converters by its DC sides constituting a path for the active power flow. This voltage must remain constant in order to be used as a source to generate the currents and voltages needed to compensate the system distortions.

### III. THE MODEL OF THE SYSTEM

The UPQC model is going to be approached obviating the existence of the LC filter of the AC side of the series compensator. In fact, its only objective is to eliminate the harmonic distortion caused by the commutation of the switches, and if it is well-designed, it practically does not affect the dynamic of the rest of the equipment. The model includes the dynamics associated with the parallel compensator input currents and the DC voltage link.

#### A. Model in the stationary *abc* frame

Using voltage and current laws, it can be written the



**Fig. 1.** Scheme of the UPQC.



following,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_p^{abc} = \frac{1}{L_p} \left\{ \begin{array}{l} -R_p \cdot \mathbf{i}_p^{abc} + \frac{n}{2} \mathbf{m}_s^{abc} v_{Cdc} + \dots \\ -\frac{1}{2} \mathbf{m}_p^{abc} v_{Cdc} + \mathbf{v}_{pcc}^{abc} \end{array} \right\}, \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} v_{Cdc} = \frac{1}{C_{dc}} \left\{ -n \mathbf{m}_s^{abcT} (\mathbf{i}_p^{abc} + \mathbf{i}_l^{abc}) + \mathbf{m}_p^{abcT} \mathbf{i}_p^{abc} \right\}$$

where  $\mathbf{i}_p^{abc}$  are the input currents to the parallel compensator,  $v_{Cdc}$  is the DC link voltage between both converters,  $\mathbf{m}_s^{abc}$  are the modulating signals of the series compensator ( $-1 < \mathbf{m}_s^{abc} < 1$ ),  $\mathbf{m}_p^{abc}$  are the modulating signals of the parallel compensator ( $-1 < \mathbf{m}_p^{abc} < 1$ ),  $\mathbf{i}_l^{abc}$  are the currents that flow through the load, and  $\mathbf{v}_{pcc}^{abc}$  are the voltages on the PCC. It is important to point out that the modulating signals constitute the inputs to be manipulated in order to achieve the objectives of the UPQC.

#### A. Model in the synchronized dq0 frame

It will be used the power invariant Park Transformation in order to transform the system model to a synchronous axis representation. Thus, when a balanced system is considered the 0 component is not included as the three-phase electrical variables add-up to zero. Thus,

$$\frac{d}{dt} i_p^d = \omega i_p^q + \frac{1}{L_p} \left\{ \begin{array}{l} -R_p i_p^d + \frac{n}{2} m_s^d v_{Cdc} + \\ -\frac{1}{2} m_p^d v_{Cdc} + v_{pcc}^d \end{array} \right\}$$

$$\frac{d}{dt} i_p^q = -\omega i_p^d + \frac{1}{L_p} \left\{ \begin{array}{l} -R_p i_p^q + \frac{n}{2} m_s^q v_{Cdc} + \\ -\frac{1}{2} m_p^q v_{Cdc} + v_{pcc}^q \end{array} \right\}, \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} v_{Cdc} = \frac{1}{2C_{dc}} \left\{ \begin{array}{l} -n m_s^d i_p^d - n m_s^q i_p^q - n m_s^0 i_l^0 + \\ -n m_s^q i_l^q + m_p^d i_p^d + m_p^q i_p^q \end{array} \right\}$$

The synchronism for the Park Transformation is extracted

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L_p} & \omega & \frac{nm_{so}^d - m_{po}^d}{2L_p} \\ -\omega & -\frac{R_p}{L_p} & \frac{nm_{so}^q - m_{po}^q}{2L_p} \\ \frac{-nm_{so}^d + m_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{-n \cdot m_{so}^q + m_{po}^q}{2C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_p} v_{Cdc} & 0 & \frac{n}{2L_p} v_{Cdc} & 0 \\ -\frac{1}{2L_p} v_{Cdc} & 0 & \frac{n}{2L_p} v_{Cdc} & 0 \\ \frac{i_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{i_{po}^q}{2C_{dc}} & \frac{-n(i_{po}^d + i_{lo}^d)}{2C_{dc}} & \frac{-n(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{2C_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{-(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & \frac{i_{po}^d + i_{lo}^d}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} s_{so}^d \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} s_{so}^q \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n}{2} v_{Cdc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n}{2} v_{Cdc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

from the PCC voltage  $\mathbf{v}_{pcc}^{abc}$  and  $\omega$  corresponds to the angular frequency in the PCC. The state vector is  $\mathbf{x} = [i_p^d \ i_p^q \ v_{Cdc}]^T$ , the input vector is  $\mathbf{u} = [m_p^d \ m_p^q \ m_s^d \ m_s^q]^T$ , the output vector is  $\mathbf{y} = [v_{Cdc} \ \phi \ v_l^d \ v_l^q]^T$  where  $\phi$  is the displacing angle of the current in the PCC,  $v_l^d$  and  $v_l^q$  are the dq components of the load voltage, and  $v_{Cdc}$  is the DC link voltage. Finally, the outputs as a function of the state variables can be represented as [1],

$$y_1 = v_{Cdc}, \quad y_2 = \phi = \tan^{-1}[(i_p^q + i_l^q)/(i_p^d + i_l^d)]$$

$$y_3 = v_l^d = \frac{n}{2} m_s^d v_{Cdc} + v_{pcc}^d, \quad y_4 = v_l^q = \frac{n}{2} m_s^q v_{Cdc} \quad (3)$$

#### B. Linearization

In (2) it can be observed that the system is non-linear on its states and in (3) it can be observed that is non-linear on its outputs also. The proposed controller requires a linear representation of the system; therefore it is necessary to obtain a state space representation as the following,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{u} \quad (4)$$

where,  $\mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$ ,  $\mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_0$ ,  $\mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_0$ ,  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ , and  $\mathbf{D}$  are defined in (5) and the sub-index 0 indicates that the state and input variables correspond to the value of an operating point, which corresponds to the values given in the TABLE I.

#### C. UPQC input/output pairing

As it is indicated in Section II, is possible to separate the control action of the modulating signals that are injected into both converters. Thus, the modulating signals of the series compensator is in charge of regulating the load voltage and the modulating signals of the parallel compensator operate in order to control the PCC power factor and the DC link voltage. In fact, single variable controllers can be used assuming a total decoupling.

Next on, the previous paragraph is going to be verified, through an adequate mathematical analysis, in order to support the interaction and coupling grade between the

modulating signals and the system outputs (*in dq0 axis*), and on this way, the controller can be systematically designed. The analysis is done using the *singular values decomposition* of the Transfer Matrix of the system described in (4), which can be written as,

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{U}(s) \Sigma(s) \mathbf{V}(s)^H$$

$$= \sum_{j=1}^r \sigma_j(s) \mathbf{u}_j(s) \mathbf{v}_j(s)^H = \sum_{j=1}^r \sigma_j(s) \mathbf{W}_j(s)^H, \quad (1)$$

where  $\Sigma(s)$  is composed by the singular values of  $\mathbf{H}(s)$ ,  $\sigma_j$  are the actual singular values,  $\mathbf{u}_j$  are the output singular vectors,  $\mathbf{v}_j$  are the input singular vectors, and  $\mathbf{W}_j$  represents the rotation matrices which are defined by  $\mathbf{W}_j = \mathbf{u}_j(s) \mathbf{v}_j(s)^H$ . The  $\theta_j$  angles are defined to quantify the interaction grade and are given by,

$$\cos(\theta_j) = \|\overline{\mathbf{W}}_j\| = \sqrt{(w_{m\bar{n}})_j (w_{m\bar{n}})_j^*}, \quad (2)$$

where  $(w_{m\bar{n}})_j$  is the largest element of  $\mathbf{W}_j$  which is located in the  $m\bar{n}$  position of  $\mathbf{W}_j$ . Thus, the quantification of the total coupling is given by,

$$\cos(\theta) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2 \cos^2(\theta_j)}{\sum_{j=1}^r \sigma_j^2}}. \quad (3)$$

If  $\theta < 15^\circ$  the interaction is moderate and single variable controllers can be used, and if  $\theta > 15^\circ$  is suggested to use decouplers [8]. Also, the  $m\bar{n}$  position indicates the pairs which should be used between the output that requires control and the input that should be used for controlling this output. Using the linear model obtained in (4), the operating point given by the values indicated in the TABLE I, it is possible to obtain the Transfer Matrix, its singular values decomposition, and finally the four rotation matrices which allow to obtain the angles  $\theta_j$ ,  $j = 1, \dots, 4$ , as indicated by (7) resulting in,

$$\begin{aligned} w_{1,1} = \cos(\theta_1) &= 0.968 & \rightarrow & \theta_1 = 14.83^\circ \\ w_{4,4} = \cos(\theta_2) &= 0.998 & \rightarrow & \theta_2 = 4.763^\circ \\ w_{3,3} = \cos(\theta_3) &= 0.967 & \rightarrow & \theta_3 = 14.12^\circ \\ w_{2,2} = \cos(\theta_4) &= 0.997 & \rightarrow & \theta_4 = 0.571^\circ \end{aligned} \quad (4)$$

The result obtained for the total coupling (8) is equal to  $\theta = 14.822^\circ$ , which indicates that is not necessary the use of decouplers in the system [8]. Besides, it is clearly verified that the  $y_1$  e  $y_2$  outputs are controlled by the  $u_1$  y  $u_2$  inputs, that is, the DC link voltage and the power factor in the PCC are regulated by the modulating signals of the parallel compensator. While the  $y_3$  e  $y_4$  outputs, correspond to the load voltage in *dq* axis, respectively, are controlled by the  $u_3$  and  $u_4$  inputs, which are the modulating signals of the series compensator.

The previous analysis allows the implementation of an independent control in both compensators that conforms the

TABLE I  
Nominal Operating Condition of the UPQC

Parameter	Value	Reference	Value
$f_{supply}$	50 Hz	$v_{Cdc}$	900 V
$V_{Lrms}$	220 V	$\phi$	$-\cos^{-1}(0.97)$
$V_{PCCrms}$	$0.9V_{Lrms}$	$v_L^d$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \cos(\alpha)$
$n$	0.3	$v_L^q$	$\sqrt{3}v_{Lrms} \sin(\alpha)$
$R_L$	11.7641	$\alpha$	$11.772^\circ$
$L_L$	18 mH		
$f_{pload}$	0.9		
$R_p$	1		
$L_p$	10 mH		
$C_{dc}$	2.5 mF		

UPQC. That is, it is possible to control the equipment considering two sub-systems that operate separately. In addition to that, the control strategy for each one of these sub-systems can be completely different from each other. For example, using a multivariable technique to control the DC link voltage and the power factor in the PCC, and on the other hand, the forms of the  $y_3$  e  $y_4$  outputs which are seen in (3), suggests the control with single variable loops over the load voltage in the *dq* axis.

## I. THE CONTROL STRATEGY

As stated in the previous section, it is possible to implement the control of the UPQC considering two independent sub-systems for both compensators. However, there is a common objective for both compensators which is to operate in a robust way when eventual load and model parameter variations are faced.

In particular, the RL component in the output of the parallel compensator will be changed to emulate a variation of a parameter associated to the model. The presence of  $R_p$  in the model is to consider the electrical losses associated to the switches commutation, which reflects a real variation of the equipment in practice. On the other hand, the load variations, particularly the load power factor, affect both the PCC power factor and the DC link voltage level.

The previous statement indicates that is necessary to use a control technique which must provide a margin of robustness under model uncertainties. This margin can be obtained through the appropriate control over the parallel compensator, whereas the series compensator, which allows regulation of the load voltage only, will be controlled through single variable PI loops.

### A. Parallel compensator control

As it was already mentioned, it is necessary to use a control technique, which must be able to appropriately absorb variations of the load and of the impedance of the parallel compensator. The proposed control technique is an

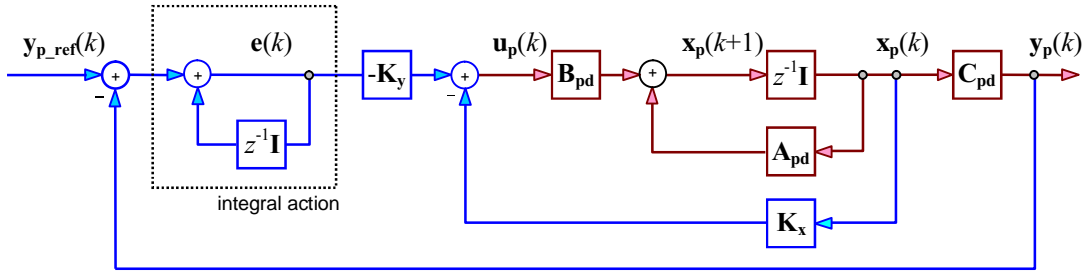


Fig. 1. Scheme of the LQR with integral action.

optimal linear quadratic regulator (LQR) with integral action due to the following features [5],

- (i) Closed loop stability in the operating region of the system.
- (ii) High insensitivity to parameter variations.
- (iii) Zero steady-state error in response to a step change in the reference and disturbance rejection.
- (iv) Simple controller design through the use of standard engineering software (e.g. Matlab).

The LQR control not only ensures the stability of a closed loop system, but it is also a controller with robustness features, due to the wide gain and phase margins. Theoretically, it can provide a gain margin between  $-6$  and  $+6$  db and a phase margin between  $-60^\circ$  and  $+60^\circ$  [7]. Also, it provides a low sensibility of the complete system.

**The operation principle of the LQR.** When a linear system is given and described in the state space, a gain matrix  $\mathbf{K}_e$ , such as,

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}_e \mathbf{x}(t), \quad (1)$$

minimizes a cost function given by,

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (2)$$

where  $\mathbf{x}$  is the state vector of the linear system representation, and  $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ ,  $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T \geq 0$  are Hermitian positive-defined weighting matrices [4]. The first term of (11) is a measure of the deviation between the states and its expected values. The second term of (11) is a measure of the control effort. If the solution of (11) exists, the closed loop system given by,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} - \mathbf{B} \mathbf{K}_e \mathbf{x}, \quad \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_e) \mathbf{x}, \quad (3)$$

is stable.

The existence of the LQR problem solution is conditioned to the linear representation of the system that has to be *observable* and *controllable*. That is, the  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  pair must be *controllable*, and the  $(\mathbf{A}, \mathbf{C})$  pair must be *observable*. If these conditions are satisfied, the solution in steady-state exists. In particular, in this case exists a unique solution for  $\mathbf{P}$  ( $\mathbf{P}$  is a positive semi-defined matrix) that is solution of the Riccati equation [4],

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = \mathbf{0}, \quad (4)$$

and if,

$$\mathbf{K}_e = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}, \quad (5)$$

the system in closed loop is stable.

To solve manually the Riccati equation (13) and calculate the feedback matrix (14) could be difficult, but this equation is easy to solve using the *lqr* function of the Matlab Control Toolbox.

In respect of the selection of the  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  matrices, there is not a determined method for choosing them [7]. However, an alternative is to choose diagonal  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  matrices, and assign a larger weight to those variables which are expected to minimize. However, a good election is related to the fact that different controllers are tuned, and their operations are verified through computational simulation. Even when this happens the values of  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  must remain greater or equal than zero. Independently from the chosen values for these matrices, the algorithm always ensures the stability of the closed loop system.

**LQR Design for the UPQC** [4], [5]. As it was shown in Fig. 2, the control will be realized in discrete time, then a similar representation is necessary for the model. The linear model that represents the parallel compensator subsystem is,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p(t) &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}_p(t) + \mathbf{E}_p \mathbf{p}_p(t) \\ \mathbf{y}_p(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(t) \end{aligned}, \quad (6)$$

where,  $\mathbf{A}_p$  and  $\mathbf{x}_p$  are identical to  $\mathbf{A}$  and  $\mathbf{x}$  as was found in (5). The vector  $\mathbf{u}_p$  contains the modulating signals in  $dq$  axis of the parallel compensator. The matrices  $\mathbf{B}_p$ ,  $\mathbf{C}_p$  and  $\mathbf{E}_p$  are given in the Appendix.

After linearization, the equations are transformed in a discrete time system as,

$$\mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{A}_{pd} \mathbf{x}_p(k) + \mathbf{B}_{pd} \mathbf{u}_p(k) + \mathbf{E}_{pd} \mathbf{p}_p(k), \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_p(k) = \mathbf{C}_{pd} \mathbf{x}_p(k), \quad (8)$$

According to the control scheme (Fig.2) that includes integral action, is precise to extend the state space adding a new variable in the following way,

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}_p(k) - \mathbf{y}_{ref}(k) + \mathbf{e}(k-1), \quad (9)$$

Replacing  $\Delta \mathbf{y}_p(k)$  in (18) by (17) we get,

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k) &= \mathbf{y}_{ref}(k) - \mathbf{C}_{pd} \mathbf{x}_p(k) + \mathbf{e}(k-1) \\ \mathbf{e}(k+1) &= \mathbf{y}_{ref}(k+1) - \mathbf{C}_{pd} \mathbf{x}_p(k+1) + \mathbf{e}(k) \end{aligned}. \quad (10)$$

Resulting in,

$$\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{y}_{\text{ref}}(k+1) - \mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{A}_{\text{pd}} \mathbf{x}_p(k) - \mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{B}_{\text{pd}} \mathbf{u}_p(k) - \mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{E}_{\text{pd}} \mathbf{p}_p(k) + \mathbf{e}(k). \quad (1)$$

Achieving the following state space representation,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(k+1) \\ \mathbf{x}_p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{A}_{\text{pd}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \mathbf{x}_p(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{y}_{\text{ref}}(k+1) + \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{B}_{\text{pd}} \\ \mathbf{B}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(k) + \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{E}_{\text{pd}} \\ \mathbf{E}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \mathbf{p}_p(k) \quad (2)$$

Then in the previous sampling step the representation is,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \mathbf{x}_p(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{A}_{\text{pd}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k-1) \\ \mathbf{x}_p(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{y}_{\text{ref}}(k) + \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{B}_{\text{pd}} \\ \mathbf{B}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(k-1) + \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{E}_{\text{pd}} \\ \mathbf{E}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \mathbf{p}_p(k-1) \quad (3)$$

Subtracting (21) from (22) and defining,

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k) &= \mathbf{e}(k) - \mathbf{e}(k-1) \\ \mathbf{x}_p(k) &= \mathbf{x}_p(k) - \mathbf{x}_p(k-1), \\ \mathbf{u}_p(k) &= \mathbf{u}_p(k) - \mathbf{u}_p(k-1) \end{aligned} \quad (4)$$

Furthermore, considering zero the difference between two consecutives samples of the references and perturbations, then the following state space representation is finally obtained,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(k+1) \\ \mathbf{x}_p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{A}_{\text{pd}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}(k) \\ \mathbf{x}_p(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{B}_{\text{pd}} \\ \mathbf{B}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(k) \quad (5)$$

that could be summarized as,

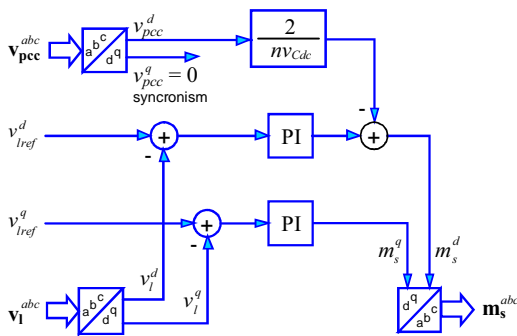


Fig. 1. Control Scheme of the Series Compensator.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \quad (6)$$

where  $\mathbf{x}(k) = [\mathbf{e}(k) \quad \mathbf{x}_p(k)]^T$ ,  $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}_p(k)$ ,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{A}_{\text{pd}} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{pd}} \end{bmatrix} \text{ and } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\mathbf{C}_{\text{pd}}\mathbf{B}_{\text{pd}} \\ \mathbf{B}_{\text{pd}} \end{bmatrix}.$$

Applying this new representation in (14) results in a gain matrix composed by two sub-matrices (as shown in Fig. 2),

$$\mathbf{K}_c = [\mathbf{K}_y \quad \mathbf{K}_x], \quad (7)$$

where  $\mathbf{K}_y$  represents the gain sub-matrix that minimize the state  $\mathbf{e}(k+1)$  and  $\mathbf{K}_x$  is the sub-matrix that minimize the state  $\mathbf{x}_p(k+1)$ .

#### A. Series compensator control

As it was mentioned, the  $y_3$  and  $y_4$  outputs, corresponding to the load voltage in its direct and quadrature components, respectively, are controlled by the  $u_3$  and  $u_4$  inputs, respectively, without coupling between both loops. Thus, the proposed control scheme is presented by two single variable PI loops [1], in such a way to assure zero error in steady-state. A feedforward loop is added in order to further minimize the effects of the PCC voltage perturbances.

## I. SIMULATED RESULTS

The simulation considers the parameters and references shown in TABLE I. The  $\alpha$  angle of the load voltage was determined considering the nominal operating condition [1]. A sinusoidal PWM modulating technique is used at a switching and sampling frequency of 4.5 kHz.

Simulations show that best results are obtained if the  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  matrices are chosen as,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

leading to the gain matrix,

$$\mathbf{K}_c = \begin{bmatrix} 0.8624 & 0.2460e-1 & -0.1105 & 0.7723e-2 & 0.3568 \\ 0.2325e-1 & 0.2195 & 0.3459e-2 & 0.9330e-1 & 0.9616e-2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Key simulated waveforms are depicted in Fig. 4 for a step change in the load power factor and Fig. 5 for a step change in the PCC voltage and UPQC parameter. Specifically, Fig. 4 shows a step change from 0.82 to 0.94 and then to 0.5 lagging power factor while the PCC, load, and DC link voltages remain constant. Fig. 5 shows that the load and DC link voltages remain unchanged while a step change takes place in the PCC voltage.

## II. CONCLUSIONS

It is established mathematically, through the singular values decomposition, the viability of a independent control

method applied to the subsystems given by the series and parallel compensators of the UPQC. Additionally, it is established that is possible to use different control techniques in each subsystem. The first one corresponds to the LQR with Integral action control to set the DC link voltage and the PCC power factor. The second control technique is implemented through the use of two SISO loops to regulate the dq load voltage components. The technique can overcome the load power factor changes and parameter variations as well as voltage perturbations in the PCC in terms of stability and regulation. Simulated results demonstrate the feasibility of the control approach.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the financial support from the Chilean Fund for Scientific and Technological Development (FONDECYT) through project 105-0958.

#### REFERENCES

- [1] Cristian A. Sepúlveda, José R. Espinoza, Luis Morán and Romeo Ortega, Analysis and Design of a Linear Control Strategy for Three-Phase UPQCs, in IEEE IECON, 2004, vol. 3, pp. 3060–3065.
- [2] Hideaki Fujita, and Hirofumi Akagi, *The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters*, IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp. 315-322, March 1998.
- [3] Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, and Hirofumi Akagi, *Control and Analysis of a Unified Power Flow Controller*, IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 14, no. 6, pp. 1021-1027, November 1999.
- [4] S. Fukuda, Y. Matsumoto, A. Saqawa, "Optimal-Regulator-Based Control of NPC Boost Rectifiers for Unity Power Factor and Reduced Neutral-Point-Potential Variations", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46 N° 3, pp. 527-534, June 1999.
- [5] S. Fukuda, "LQ control of sinusoidal current PWM rectifiers," Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Applicat., vol. 144, no. 2, pp. 95–100, 1997.
- [6] C. Zhang and M. Fu, "A revisit to the gain and phase margins of linear quadratic regulators," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 14, No. 10, pp. 1527-1530, 1996

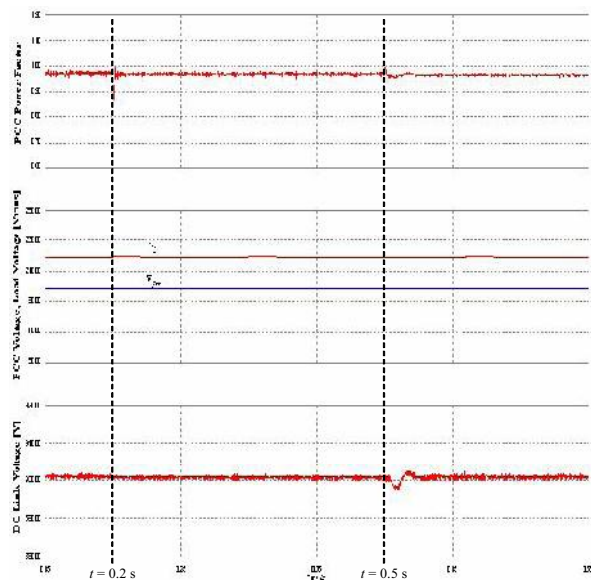


Fig. 1. Responses to step changes in the load power factor  $PF = 0.82 (t = 0s) \rightarrow 0.94 (t = 0.2s) \rightarrow 0.5 (t = 0.4s)$ .

- [7] J. C. Doyle, "Guaranteed margins for LQG regulators", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 23: 756-757, 1978.
- [8] Multivariable Feedback Control, analysis and Design, S. Skogestad and I. Postlethwaite. John Wiley & Sons, 1996.

#### APPENDIX

The vectors and matrices corresponding to the linearization of the parallel compensator subsystem are,

$$\mathbf{x}_p = \begin{bmatrix} i_p^d & i_p^q & v_{Cdc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_p = \begin{bmatrix} m_p^d & m_p^q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_p = \begin{bmatrix} v_{Cdc} & \phi \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L_p} & \omega & \frac{mm_{so}^d - m_{po}^d}{2L_p} \\ -\omega & -\frac{R_p}{L_p} & \frac{mm_{so}^q - m_{po}^q}{2L_p} \\ \frac{-nm_{so}^d + m_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{-nm_{so}^q + m_{po}^q}{2C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} -v_{Cdc0}/(2L_p) & 0 \\ 0 & -v_{Cdc0}/(2L_p) \\ i_{po}^d/(2C_{dc}) & i_{po}^q/(2C_{dc}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{-(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & \frac{i_{po}^d + i_{lo}^d}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

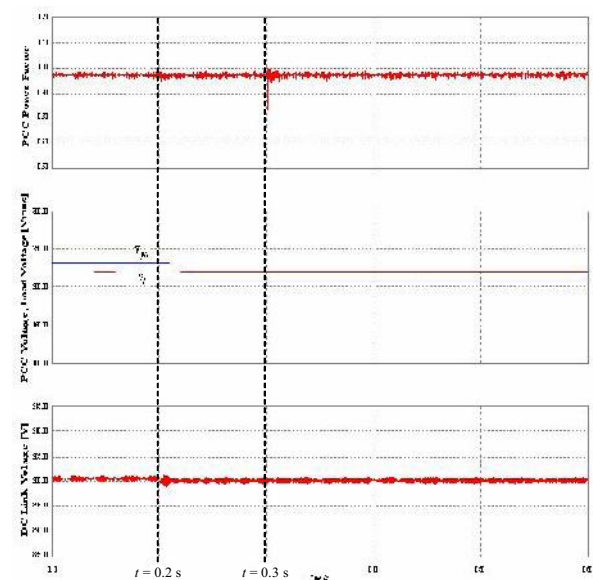
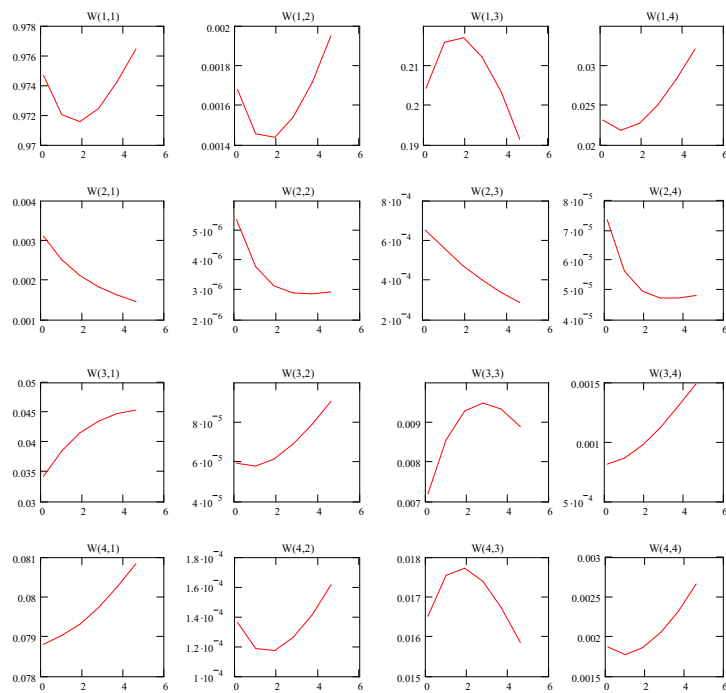


Fig. 2. Responses to step changes in PCC voltage  $V_{pcc} = 1.05 \text{ p.u. } (t = 0s) \rightarrow 0.95 \text{ p.u. } (t = 0.2s) \rightarrow 0.5 \text{ p.u. } (t = 0.3s)$ .

## Anexo B. Pares Entrada / Salida

En el presente anexo se muestran la evolución que tienen los elementos de las matrices de rotación  $\mathbf{W}$ , demostrando que los elementos predominantes mantienen la misma tendencia frente a variaciones en  $f_{pload}$  y  $R_p$ .



**Figura B.1 Elementos de  $\mathbf{W}_I$  en función de  $R_p$ .**

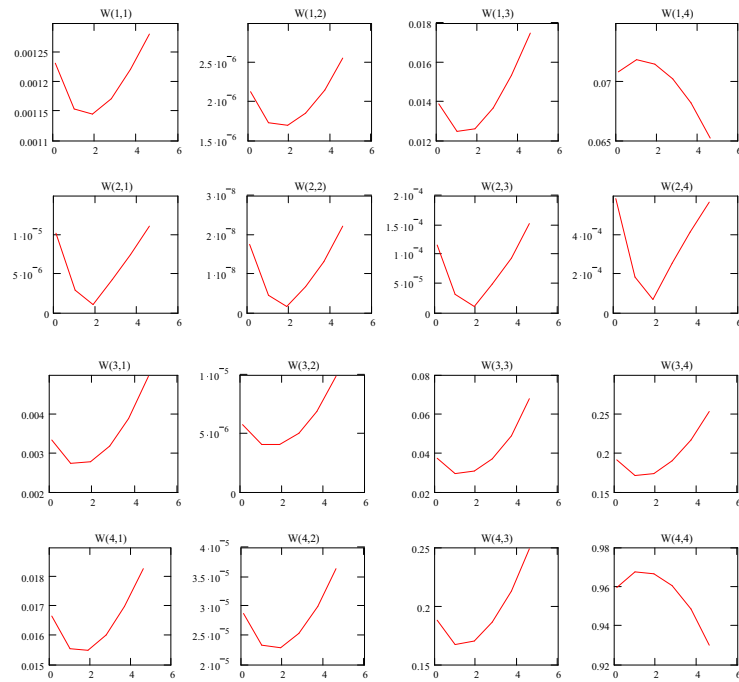


Figura B.2 Elementos de  $W_2$  en función de  $R_p$ .

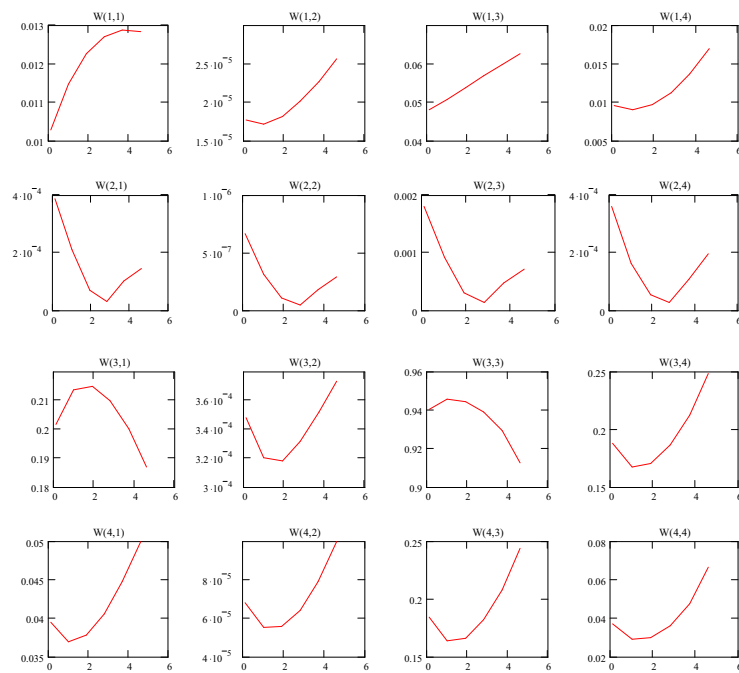


Figura B.3 Elementos de  $W_3$  en función de  $R_p$ .

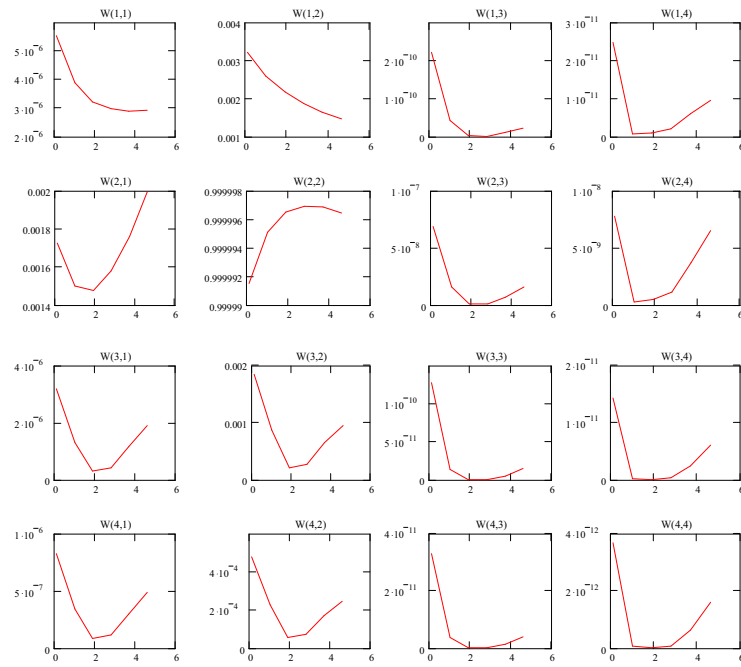


Figura B.4 Elementos de  $W_4$  en función de  $R_p$ .

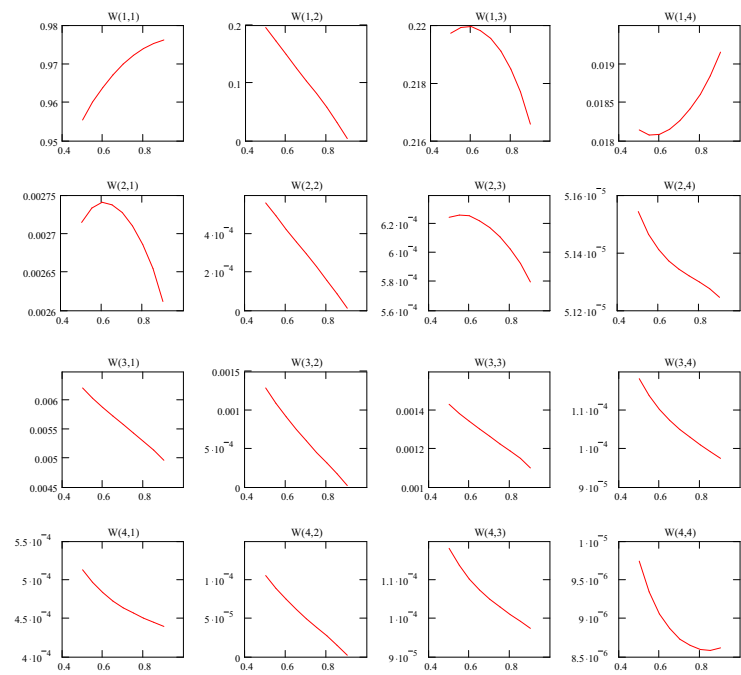
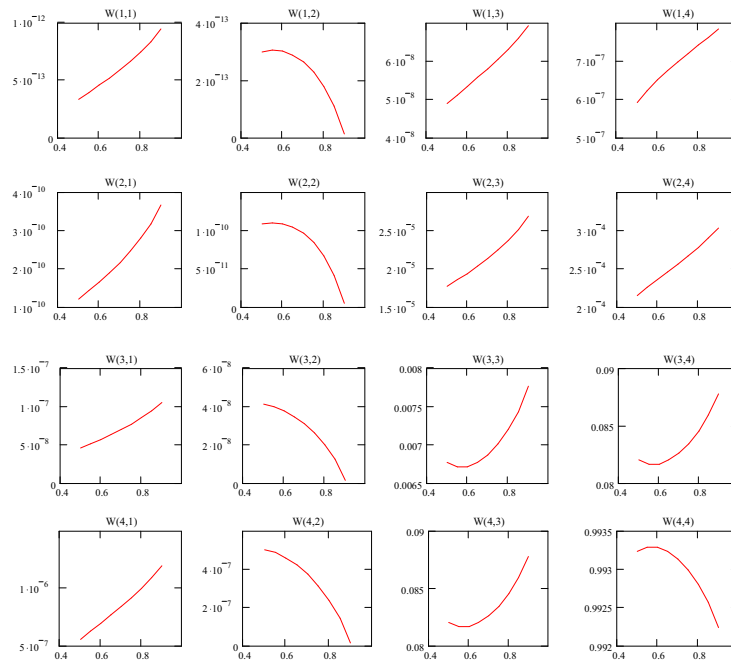
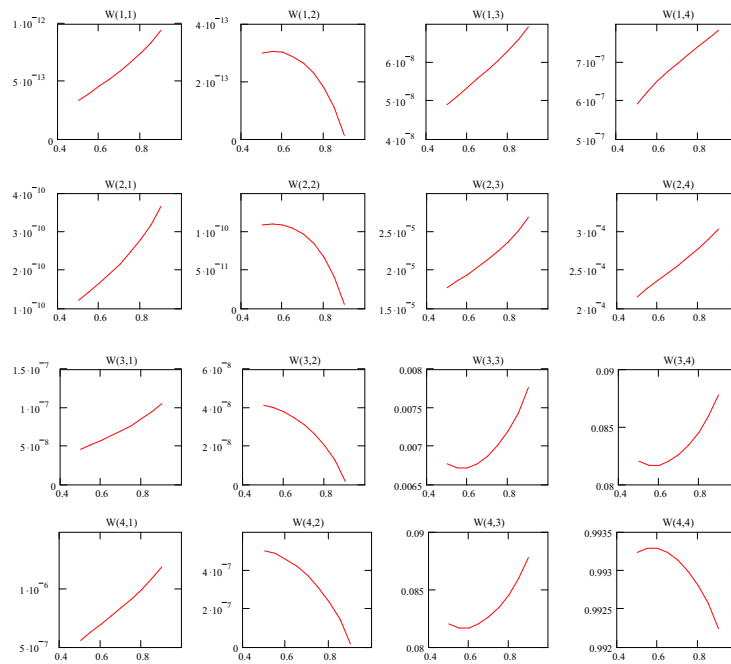


Figura B.5 Elementos de  $W_1$  en función de  $f_{pload}$ .

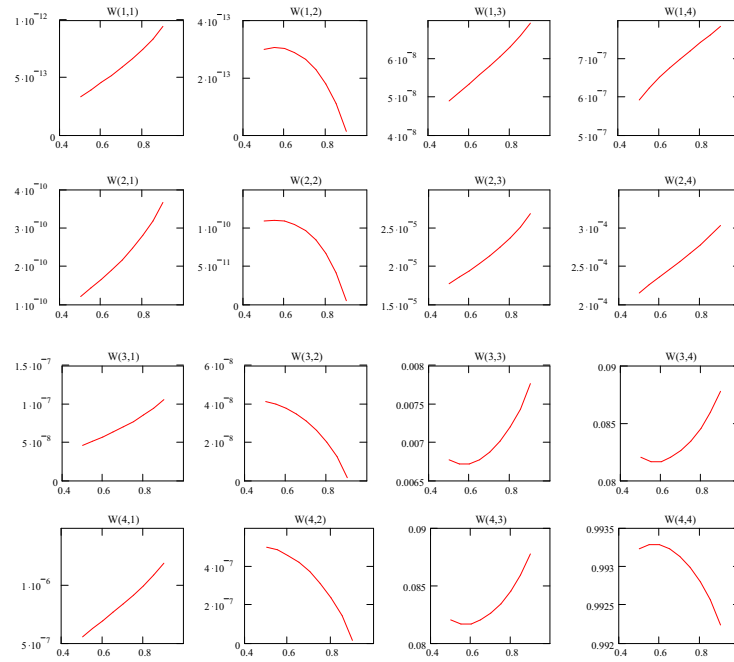




**Figura B.6** Elementos de  $W_2$  en función de  $f_{load}$ .



**Figura B.7** Elementos de  $W_3$  en función de  $f_{load}$ .



**Figura B.8** Elementos de  $W_4$  en función de  $f_{load}$ .

## Anexo C. Modelo del Compensador Paralelo

---

Los vectores de estado, entrada y salida del modelo que representa la operación del compensador paralelo son:

$$\mathbf{x}_p = \begin{bmatrix} i_p^d & i_p^q & v_{Cdc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_p = \begin{bmatrix} m_p^d & m_p^q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_p = \begin{bmatrix} v_{Cdc} & \phi \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

Y las matrices del modelo lineal de la representación en espacio de estados del compensador paralelo son:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L_p} & \omega & \frac{nm_{so}^d - m_{po}^d}{2L_p} \\ -\omega & -\frac{R_p}{L_p} & \frac{nm_{so}^q - m_{po}^q}{2L_p} \\ \frac{-nm_{so}^d + m_{po}^d}{2C_{dc}} & \frac{-nm_{so}^q + m_{po}^q}{2C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} -v_{Cdc0}/(2L_p) & 0 \\ 0 & -v_{Cdc0}/(2L_p) \\ i_{po}^d/(2C_{dc}) & i_{po}^q/(2C_{dc}) \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ \frac{-(i_{po}^q + i_{lo}^q)}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & \frac{i_{po}^d + i_{lo}^d}{(i_{po}^d + i_{lo}^d)^2 + (i_{po}^q + i_{lo}^q)^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

$$\mathbf{D}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$\mathbf{E}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$