

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS DE MADRID

Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ICAI)

Departamento de Electrónica y Automática

MODELADO, CONTROL Y APLICACIÓN
DE DISPOSITIVOS “FACTS” BASADOS EN
INVERSORES FUENTE DE TENSIÓN

PABLO GARCÍA GONZÁLEZ

Tesis para la obtención del Doctorado



Madrid 2000

A mis padres,
que me han facilitado la formación
necesaria para abordar este trabajo

... A Carmen y a Yago,
con todo mi amor

Agradecimientos

Para realizar el ingente trabajo de una tesis doctoral es necesario recibir el apoyo y la ayuda de un gran número de personas. Creo que es de justicia que la última hoja que escribo esté dedicada a todas ellas.

Aurelio ha sido el director de esta tesis. Él confió en mí y me brindó la oportunidad de volver a esta universidad para hacer lo que yo quería, investigar. Su dirección ha sido ejemplar: cercana pero dejando trabajar, crítica pero razonable y, sobre todo, con una visión de conjunto imprescindible para dar a cada problema su justa medida.

La tesis se ha realizado en el Departamento de Electrónica y Automática, donde he encontrado el apoyo de todos sus miembros y en muchos casos incluso su amistad. Cuando tenía una duda de control, ahí estaban Ramón o Juan Luis. Cuando no sabía como enfocar un problema, Roberto me escuchaba. Y, cuando no tenía con quien ir a comer, Pepe me acompañaba. Juan Luis, además, ha revisado el documento concienzudamente y sus opiniones y sugerencias han sido de gran valor en su redacción final.

Dani merece una mención especial. Siempre tiene tiempo para escuchar, siempre tiene tiempo para ayudar y, sin embargo, sus problemas siempre están en un segundo plano. Ojalá todos nos pareciésemos un poco más a Dani.

También me he sentido apoyado por muchas personas ajenas a este departamento. Siempre he tenido alguien con quien tomarme un café y olvidarme un poco de la tesis. Gracias Mariano, gracias Paloma. Con Fidel he compartido las penurias de realizar una tesis con una parte experimental muy importante. Su ayuda ha sido inestimable y me ha prestado todo su trabajo sin pedir nada a cambio. Gracias Fidel. También tengo que

recordar a Andy, él fue el primero en montar un prototipo en el LAE (Laboratorio de Accionamientos Eléctricos), su experiencia y su trabajo ha sido fundamental para los que hemos ido detrás.

Por último, quiero agradecer a toda mi familia el apoyo que siempre me han dado y, por encima de todo, a Carmen y a Yago. Ellos son las víctimas de la tesis, pero también son los que le dan sentido. ¿Para qué tanto trabajo si no tienes con quien compartirlo? ¡Qué duro habría sido sin su consuelo en los momentos difíciles!

Índice General

1	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Antecedentes	2
1.3	Planteamiento de la tesis	5
1.4	Organización de la exposición	8
2	Modelo de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica	11
2.1	Introducción	11
2.2	Descripción y principios de funcionamiento de un UPFC	12
2.3	Modelo trifásico de un UPFC	16
2.4	Modelo adimensional de un UPFC	19
2.5	Modelos de los Compensadores Serie y Paralelo en un sistema de referencia arbitrario	21
2.6	Teoría de la potencia reactiva instantánea	23
2.6.1	Concepto de potencia reactiva instantánea	24

2.6.2	Sistema de referencia para el control de la potencia real y reactiva instantánea	28
2.7	Modelo de los Compensadores Serie y Paralelo en un sistema de referencia solidario a la tensión en el PCC	29
2.8	Modelo de un UPFC en tiempo continuo para control	31
2.8.1	Ecuaciones de estado del Compensador Serie	31
2.8.2	Ecuaciones de estado del Compensador Paralelo	32
2.8.3	Modelo del circuito de corriente continua	33
2.9	Modelo de un UPFC en tiempo discreto para control	33
2.9.1	Ecuaciones de estado del Compensador Serie	34
2.9.2	Ecuaciones de estado del Compensador Paralelo	35
2.9.3	Modelo del circuito de corriente continua	36
2.10	Resumen y conclusiones	36
3	Control del Compensador Serie	39
3.1	Introducción	39
3.2	Control por realimentación del estado	41
3.2.1	Respuesta temporal	42
3.2.2	Control proporcional por realimentación del estado	44
3.2.3	Introducción de la referencia	45
3.2.4	Diseño de una ley de control dinámica	45
3.2.5	Diseño de un control proporcional-integral	47

3.2.6	Diseño de un control teniendo en cuenta el retraso en los cálculos	49
3.3	Control desacoplado	50
3.3.1	Descomposición del Compensador Serie en subsistemas de control	51
3.3.2	Descomposición del Compensador Serie en subsistemas de control teniendo en cuenta el retraso en los cálculos	52
3.3.3	Diseño de un control desacoplado proporcional integral	55
3.4	Análisis de la robustez del sistema de control	58
3.4.1	Sensibilidad de los autovalores ante cambios en los parámetros	58
3.4.2	Asignación robusta de autovectores	60
3.4.3	Análisis de la robustez del control desacoplado	64
3.4.4	Caso ejemplo	65
3.5	Resumen y conclusiones	73
4	Control coordinado de los Compensadores Serie y Paralelo: el UPFC	75
4.1	Introducción	75
4.2	Principios de funcionamiento del Compensador Paralelo	77
4.2.1	Control interno: control de la potencia del Compensador Paralelo	79
4.2.2	Control externo: control de la tensión de los condensadores de aco- plamiento	83
4.3	Sistema de control del UPFC	84
4.4	Resultados de simulación: simulador simplificado	89
4.5	Control de los inversores fuente de tensión: Alternativas para sistemas de gran potencia	98

4.6	Compensación de la rotación del sistema de referencia del control	103
4.7	Resultados de simulación: simulador detallado	106
4.8	Resumen y Conclusiones	114
5	Extensión del Compensador Paralelo al STATCOM	117
5.1	Introducción	117
5.2	Principios de funcionamiento de un STATCOM	118
5.3	Sistema de control de un STATCOM	121
5.4	Análisis de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red	121
5.4.1	Modelo de las pérdidas en ejes $d - q$	122
5.4.2	Compensación de las pérdidas mediante una prealimentación	125
5.5	Resultados de simulación: simulador detallado	128
5.6	Resumen y conclusiones	134
6	Descripción del prototipo de laboratorio	137
6.1	Introducción	137
6.2	Descripción del prototipo	138
6.2.1	Descripción de la instalación	138
6.2.2	Descripción del Compensador Serie	141
6.2.3	Descripción del STATCOM	143
6.3	Implantación del sistema de control	144
6.3.1	Descripción del Hardware	144

6.3.2	Instrumentación	146
6.4	Sistema de desarrollo para tiempo real	147
6.5	Resumen	149
7	Resultados experimentales	151
7.1	Introducción	151
7.2	Resultados experimentales del UPFC	151
7.2.1	Selección de los polos en lazo cerrado del sistema de control	152
7.2.2	Transitorios de potencia real y de la potencia reactiva instantánea	154
7.2.3	Oscilaciones de potencia: caracterización del UPFC en lazo cerrado	165
7.2.4	Transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento	169
7.3	Resultados experimentales del STATCOM	172
7.3.1	Transitorios de potencia reactiva instantánea	173
7.3.2	Oscilaciones de potencia	179
7.4	Resumen y conclusiones	182
8	Ejemplo de Aplicación: Amortiguamiento de oscilaciones electromecánicas	185
8.1	Introducción	185
8.2	Caso ejemplo	187
8.3	Sistema de control	188
8.3.1	Control en nivel aplicación con control de potencia en lazo cerrado	189

8.3.2	Control en nivel aplicación con el UPFC controlado como una fuente de tensión	191
8.4	Resultados de simulación	193
8.5	Resumen y conclusiones	198
9	Compensación del <i>flicker</i> producido por un horno de arco	199
9.1	Introducción	199
9.2	Método para medir el flicker	200
9.3	Descripción de la instalación	202
9.4	Reducción del <i>flicker</i> utilizando un TCR	205
9.5	Reducción del <i>flicker</i> utilizando un STATCOM	207
9.6	Resultados de simulación	209
9.7	Resumen y conclusiones	213
10	Conclusiones, aportaciones y sugerencias	215
10.1	Introducción	215
10.2	Conclusiones y aportaciones	215
10.2.1	Modelado y control de un UPFC	215
10.2.2	Modelado y control del STATCOM	219
10.2.3	Ejemplos de aplicación	220
10.3	Sugerencias sobre futuros trabajos	221
A	Número de condición	233

B	Cálculo de la matriz de realimentación del estado	239
C	Modelo del subsistema inercial	243
D	Control de las fuentes de tensión	245
D.1	Referencia de tensión para los inversores serie y paralelo	245
D.2	Modulación del Vector Espacial	246
D.3	Cálculo de los tiempos de conmutación	249

Índice de Figuras

2.1	Esquema unifilar de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.	13
2.2	Esquema simplificado de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.	14
2.3	Cálculo gráfico de la corriente reactiva instantánea.	26
2.4	Sistema de referencia para el control de p y q	28
3.1	Descripción del control desacoplado del Compensador Serie.	57
3.2	Ejemplo de un Compensador Serie aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.	66
3.3	Selección de los autovectores del sistema en lazo cerrado.	67
3.4	Evolución de la cota r de los autovalores para diferentes controles y ante cambios en los parámetros.	69
3.5	Autovalores del sistema en lazo cerrado ante incrementos de L de $\pm 25\%$ sobre su valor nominal.	70
3.6	Evolución de r para autovalores complejos ante cambios en los parámetros.	71
3.7	Transitorios de i_{sd} e i_{sq} para controles de rapidez similar y con (a) $\zeta = 1$, (b) $\zeta = 0,7$ y (c) $\zeta = 0,4$	72

4.1	(a) Circuito físico y (b) Circuito simplificado del Compensador Paralelo.	78
4.2	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento.	79
4.3	Descripción del control desacoplado del Compensador Paralelo.	82
4.4	Esquema de control de la tensión del condensador de acoplamiento.	84
4.5	Esquema simplificado de un UPFC.	85
4.6	Sistema de control de un UPFC. Se ha supuesto que el Compensador Paralelo no realiza compensación de potencia reactiva.	87
4.7	Ejemplo de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.	89
4.8	Diagrama $P - Q$ de la potencia consumida en el PCC en función de la tensión del Compensador Serie.	90
4.9	Respuesta temporal del UPFC ante escalones en las referencias de p y q	92
4.10	Diagramas de Bode de las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencia de la prealimentación.	93
4.11	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación unitaria.	94
4.12	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica con filtrado.	95
4.13	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado.	96
4.14	Respuesta temporal del UPFC ante escalones en la referencia de v_C para $p = 1$ p.u. y $q = 0$ p.u..	97
4.15	Esquema unifilar de un inversor multipulso.	99
4.16	Esquema unifilar de una topología multiconvertidor de 8 inversores.	101

4.17	Formas de onda del UPFC en régimen permanente.	102
4.18	Tensión del inversor en un sistema de referencia estático y proyección instantánea en el sistema de referencia del control.	104
4.19	Evolución de la tensión del inversor en el sistema de referencia del control.	104
4.20	Transitorios de p y q con prealimentación dinámica sin filtrado y sin compensación del giro de los ejes.	108
4.21	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado y sin compensación del giro de los ejes.	109
4.22	Transitorios de p y q con prealimentación dinámica sin filtrado y con compensación del giro de los ejes.	110
4.23	Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado y con compensación del giro de los ejes.	111
4.24	Comportamiento dinámico del sistema de control completo del UPFC utilizando prealimentación unitaria.	112
4.25	Comportamiento dinámico del sistema de control completo del UPFC utilizando prealimentación dinámica con filtrado.	113
4.26	Comportamiento dinámico de las variables trifásicas más relevantes.	115
5.1	Circuito físico y modelo de un STATCOM.	119
5.2	Estructura de control de un STATCOM.	122
5.3	Control de la tensión de los condensadores con prealimentación para compensar la potencia consumida en el filtro de conexión a red.	126
5.4	Diagrama de Bode de la función de transferencia de las pérdidas en el filtro de conexión.	127
5.5	Ejemplo de un STATCOM aplicado a un punto de la red de transporte de energía eléctrica.	129

5.6	Transitorios de potencia reactiva instantánea sin compensación de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red.	131
5.7	Transitorios de potencia reactiva instantánea con compensación de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red.	132
5.8	Transitorios de potencia reactiva instantánea con compensación de la potencia real consumida en L_P	133
5.9	Transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $q_P = 1$ p.u..	135
6.1	Prototipo de un UPFC. Esquema de potencia.	140
6.2	(a) Esquema simplificado y en régimen permanente de un UPFC aplicado un sistema de transporte. (b) Fasores de las variables del sistema.	142
6.3	Montaje para validar el control del Compensador Serie.	143
6.4	Prototipo del STATCOM.	144
6.5	Diagrama de bloques del hardware en el que se ha implantado el sistema de control.	145
6.6	Diagrama de Bode del filtro digital que elimina la componente continua de las medidas.	148
7.1	Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = 0$ kVAr.	155
7.2	Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = 2$ kVAr.	156
7.3	Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = -2$ kVAr.	157

7.4	Comparación entre los resultados experimentales (en trazo continuo) y los obtenidos con el simulador simplificado (en trazo discontinuo). Detalle del transitorio de p de 0 kW a 10 kW con $q = 0$ kVAr.	158
7.5	Transitorios de q para referencias de 2 kVAr, -2 kVAr y 0 kVAr con una potencia real $p = 10$ kW.	160
7.6	Transitorios de q para referencias de 2 kVAr, -2 kVAr y 0 kVAr con una potencia real $p = -10$ kW.	161
7.7	Registro en el osciloscopio de un transitorio de p de -10 kW a 10 kW con $q = 1$ kVAr.	162
7.8	Registro en el osciloscopio de un transitorio de q de -5 kVAr a 5 kVAr con $p = 10$ kW.	164
7.9	Seguimiento del UPFC a oscilaciones en la referencia de potencia real de 1,5 Hz y $\pm 1,5$ kW. El punto de trabajo del sistema es $p = 9$ kW y $q = 1$ kVAr.	166
7.10	Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado que relaciona la potencia real en la línea de transporte con su referencia ($p(j\omega)/p^r(j\omega)$).	167
7.11	Diagrama de Bode experimental de la función de transferencia en lazo cerrado que relaciona la potencia reactiva instantánea en la línea de transporte con la referencia de potencia real ($q(j\omega)/p^r(j\omega)$).	168
7.12	Escalón de 620 V a 640 V en la referencia de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $p = 8$ kW y $q = 0$ kVAr.	170
7.13	Escalón de 640 V a 620 V en la referencia de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $p = 8$ kW y $q = 0$ kVAr.	171
7.14	Transitorios de q_P de -1 kVA a $-7,5$ kVA y de $-7,5$ kVA a -3 kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua no se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. .	174
7.15	Transitorios de q_P de -1 kVA a $-7,5$ kVA y de $-7,5$ kVA a -3 kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. . . .	176

7.16	Comparación entre las dos alternativas del control de tensión de los condensadores de acoplamiento.	177
7.17	Transitorio de la potencia reactiva instantánea que suministra el STAT-COM de $-0,3$ kVA a $-4,5$ kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red.. . . .	178
7.18	Oscilaciones de la potencia reactiva instantánea de 1 Hz y ± 1 kVAr sobre un punto de trabajo $q = 6$ kVAr.	180
7.19	Oscilaciones de la potencia reactiva instantánea de 2 Hz y ± 1 kVAr sobre un punto de trabajo de $q = 6$ kVAr.	181
8.1	Esquema unifilar del caso ejemplo.	187
8.2	Control jerárquico de un UPFC.	189
8.3	Control en nivel aplicación para amortiguar oscilaciones electromecánicas con el UPFC con control de potencia en lazo cerrado.	190
8.4	Diagramas de Bode de las funciones de transferencia de las intensidades en ejes d y q respecto a las tensiones en ejes d y q del Compensador Serie del UPFC.	192
8.5	Control en nivel aplicación para amortiguar oscilaciones electromecánicas con el UPFC controlado como una fuente de tensión.	193
8.6	Comportamiento del sistema ante una falta lejana sin el UPFC.	195
8.7	Comportamiento del sistema ante una falta lejana con el UPFC con control de potencia en lazo cerrado.	196
8.8	Comportamiento del sistema ante una falta lejana con el UPFC controlado como fuente de tensión.	197
9.1	Diagrama de bloques del flicómetro CEI.	201

9.2	Amplitud del filtro de ponderación del flicómetro UIE.	203
9.3	Esquema de la instalación de un horno de arco.	204
9.4	Esquema unifilar de un TCR.	205
9.5	Corrientes y tensiones en una reactancia controlada por tiristores.	206
9.6	Esquema de control de un TCR.	207
9.7	Control de un STATCOM para mitigar <i>flicker</i>	208
9.8	Valores instantáneos de <i>flicker</i> en la fase de calentamiento inicial o taladrado.	210
9.9	Valores instantáneos de <i>flicker</i> en la fase de fusión.	211
9.10	Valores instantáneos de <i>flicker</i> en la fase de afino.	212
D.1	Inversor fuente de tensión trifásico.	247
D.2	Vectores espaciales de la tensión del inversor.	248

Índice de Tablas

2.1	Selección de las magnitudes base y cálculo de las magnitudes reales en función de su valor en unitarias.	20
2.2	Asignación de las magnitudes base y resumen de los valores nominales de las variables físicas y en ejes $d - q$, en unitarias.	31
4.1	Autovalores en lazo cerrado de los subsistemas de control del UPFC.	91
5.1	Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM.	130
6.1	Parámetros nominales del prototipo experimental en magnitudes reales y en unitarias.	141
7.1	Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del UPFC para los ensayos realizados con el prototipo completo del UPFC.	153
7.2	Polos en lazo cerrado del Compensador Serie para los ensayos realizados con el prototipo simplificado.	154
7.3	Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM. Los subsistemas de control de i_{pd} e i_{pq} se han diseñado como sistemas de segundo orden con amortiguamiento $\zeta = 0,707$	172
7.4	Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM. Los subsistemas de control de i_{pd} e i_{pq} se han diseñado como sistemas de primer orden.	173

8.1	Datos numéricos del caso ejemplo para analizar la capacidad de un UPFC para amortiguar oscilaciones electromecánicas.	194
D.1	Modos del inversor.	246
D.2	Tensiones del inversor.	247

Lista de símbolos

Letras mayúsculas

A	Amplitud de una onda senoidal
A	Matriz de estado en tiempo continuo de un sistema lineal, en general. También es la amplitud de la señal portadora de una señal modulada en amplitud con moduladora senoidal
A, B	Matrices genéricas
A_P, A_S	Matrices de estado en tiempo continuo para los sistemas lineales correspondientes al Compensador Paralelo y al Compensador Serie, respectivamente
B	Matriz que relaciona las derivadas de las variables de estado con las entradas, en una representación de estado en tiempo continuo genérica
B_P, B_S	Matriz que relaciona las derivadas de las variables de estado con las entradas, en una representación de estado en tiempo continuo para los sistemas lineales correspondientes al Compensador Paralelo y al Compensador Serie, respectivamente
C	Capacidad de los condensadores de acoplamiento del UPFC o de los condensadores STATCOM
C	Matriz que relaciona las salidas con las variables de estado, en una representación de estado en general

\mathbf{C}_c	Matriz que relaciona las variables de mando con las variables de estado de una ley de control dinámica en tiempo discreto
\mathbf{D}	Matriz que relaciona las salidas directamente con las entradas, en una representación de estado en general
D	Coefficiente de amortiguamiento del subsistema inercial de una máquina síncrona
$\mathbf{D}_c^a, \mathbf{D}_c^b$	Matriz que relaciona las variables de mando en el instante k con las referencias y las variables de estado, respectivamente, en una ley de control dinámica en tiempo discreto
E	Valor eficaz de la tensión de fase del Compensador Serie
F	Filtro de la prealimentación en el sistema de control del UPFC. También es la función de transferencia que modela la potencia consumida en el filtro de conexión del STATCOM
G_{Pd}	Función de transferencia del control de potencia real del Compensador Paralelo en lazo cerrado
\hat{G}_{Pd}	Función de transferencia teórica del control de potencia real del Compensador Paralelo en lazo cerrado
\mathbf{E}	Matriz cuadrada cuyos elementos están comprendidos entre -1 y 1
H	Constante de inercia del subsistema inercial de una máquina síncrona
\mathbf{H}	Matriz diagonal que contiene los autovalores de Φ
\mathbf{H}_d	Matriz diagonal que contiene los autovalores asociados a las variables de estado de eje d
\mathbf{H}_q	Matriz diagonal que contiene los autovalores asociados a las variables de estado de eje q
I	Corriente eficaz
I_B	Corriente base

I_{nom}	Corriente eficaz nominal
I_L	Corriente eficaz en la autoinducción de un TCR
I_1, I_2	Inversor paralelo e inversor serie, respectivamente
I	Matriz identidad
K	Matriz de realimentación del estado en general
\mathbf{K}_I	Matriz de realimentación de las integrales de las variables de estado
\mathbf{K}_P	Matriz de realimentación de las variables de estado de un sistema con una ley de control proporcional integral
\mathbf{K}_{Pd}	Matriz de realimentación de las variables de estado del eje d del Compensador Paralelo
\mathbf{K}_{Pq}	Matriz de realimentación de las variables de estado del eje q del Compensador Paralelo
\mathbf{K}_r	Matriz que relaciona las variables de estado en el instante $k + 1$ con sus referencias en el instante k
\mathbf{K}_S	Matriz de realimentación del estado del Compensador Serie
\mathbf{K}_{Sd}	Matriz de realimentación de las variables de estado del eje d del Compensador Serie
\mathbf{K}_{Sq}	Matriz de realimentación de las variables de estado del eje q del Compensador Serie
L	Autoinducción total del sistema de transporte y del Compensador Serie vista desde el punto de conexión del UPFC. También es la autoinducción total de un TCR
L_B	Autoinducción base
L_F	Autoinducción del filtro de conexión a red
L_P	Autoinducción total del Compensador Paralelo o del STATCOM

L_{T1}, L_{T2}	Inductancias de dispersión de los transformadores serie y paralelo, respectivamente
L_1, L_2	Autoinducción de las impedancias de salida vistas desde el punto de conexión del UPFC mirando hacia los nudos emisor y receptor, respectivamente
M	Matriz que selecciona las variables de estado a las que se les va a aplicar un control proporcional integral
N	Número de ramas de un inversor multipulso
P	Potencia activa consumida en un punto genérico del sistema de transporte. También es la función de transferencia de la prealimentación en el sistema de control del UPFC ($P(z)$)
P'	Potencia activa consumida en el punto de conexión del UPFC
P_P	Potencia activa suministrada al sistema eléctrico por el STATCOM
P	Matriz que define una transformada de Park genérica
Q	Potencia reactiva consumida en un punto genérico del sistema de transporte
Q'	Potencia reactiva consumida en el punto de conexión del UPFC
P_P	Potencia reactiva suministrada al sistema eléctrico por el STATCOM. Compensación de potencia reactiva con un STATCOM
R	Resistencia que engloba la del sistema de transporte visto desde el punto de conexión del UPFC y la del Compensador Serie
R_F	Resistencia de pérdidas por conducción del filtro de conexión a red
R_P	Resistencia total del Compensador Paralelo o del STATCOM
R_{T1}, R_{T2}	Resistencia de pérdidas por conducción de los transformadores serie y paralelo, respectivamente

R_1, R_2	Resistencias de salida vistas desde el punto de conexión del UPFC mirando hacia los nudos emisor y receptor, respectivamente
S_B	Potencia base
S_{cc}	Potencia de cortocircuito de la línea que alimenta al horno de arco en su punto de conexión
S_{nom}	Potencia aparente nominal
$S(t)$	Medida instantánea de <i>flicker</i> que proporciona la Salida 5 del flicómetro
S_i	Matriz que contiene en sus columnas la base del subespacio vectorial de los autovectores posibles asociados al autovalor λ_i
T_1, T_2	Transformador paralelo y transformador serie, respectivamente
U	Tensión de fase en el punto de conexión del TCR y del STATCOM en un horno de arco
V	Tensión eficaz de fase en el punto de conexión del STATCOM
V_B	Tensión base en el sistema trifásico
V_B^{cc}	Tensión base para los condensadores de acoplamiento del UPFC o para los condensadores del STATCOM
V_E	Valor eficaz de la tensión de fase en el nudo emisor
V_f	Tensión eficaz de fase
V_{nom}	Tensión eficaz de fase nominal
V_{nom}^{cc}	Tensión nominal de los condensadores de acoplamiento del UPFC o de los condensadores del STATCOM
V_R	Valor eficaz de la tensión de fase en el nudo receptor
\mathbf{V}	Matriz de autovectores derechos

$\mathbf{V}_d, \mathbf{V}_q$	Matrices de autovectores derechos asociados a los autovalores de ejes d y q del Compensador Serie con control desacoplado
\mathbf{V}_1	Submatriz de \mathbf{V}
\mathbf{W}	Matriz de autovectores izquierdos
\mathbf{W}_1	Submatriz de \mathbf{W}
\mathbf{W}_c	Matriz de controlabilidad de un sistema en tiempo discreto
\mathbf{W}_{Sd}	Matriz de controlabilidad de los subsistemas de ejes d y q del Compensador Paralelo
\mathbf{W}_{Sd}	Matriz de controlabilidad del subsistema de eje d del Compensador Serie
X	Reactancia total vista desde un punto del sistema de transporte
X_E	Reactancia de salida del Área Emisora
X_{L1}, X_{L2}	Reactancias de las líneas $L1$ y $L2$, respectivamente
X_P	Reactancia total del filtro de conexión del STATCOM
X_R	Reactancia de salida del Área Receptora
Z	Impedancia genérica
Z_B	Impedancia base
Z_L	Impedancia genérica
\mathbf{Z}	Matriz llena de ceros

Letras minúsculas

d	Radio del círculo que delimita, en un diagrama $P - Q$, el flujo de potencia que puede controlar un UPFC para una tensión del Compensador Serie constante en módulo
-----	--

d_{\max}	Radio del círculo que delimita, en un diagrama $P - Q$, el flujo de potencia máximo que puede controlar un UPFC C
e	Tensión de una fase del inversor serie en un esquema unifilar
e_a, e_b, e_c	Componentes trifásicas de la tensión del inversor serie
e_d^c, e_q^c	Salidas del sistema de control del Compensador Serie. Tensión de referencia del inversor serie en ejes $d - q$
e_{ds}, e_{qs}	Componentes de la tensión de un inversor genérico en un sistema de referencia estático
e_o, e_d, e_q	Componentes de la tensión del inversor serie en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
e_o, e_x, e_y	Componentes de la tensión del inversor serie en un sistema de referencia arbitrario
e_P	Tensión de una fase del inversor paralelo en un esquema unifilar
e_{Pa}, e_{Pb}, e_{Pc}	Componentes trifásicas de la tensión del inversor paralelo
e_{Pd}^c, e_{Pq}^c	Salidas del sistema de control del Compensador Paralelo o del STAT-COM. Tensión de referencia del inversor serie en ejes $d - q$
e_{Po}, e_{Pd}, e_{Pq}	Componentes de la tensión del inversor paralelo en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
e_{Po}, e_{Px}, e_{Py}	Componentes de la tensión del inversor paralelo en un sistema de referencia arbitrario
\mathbf{e}_{dq}	Vector que contiene las componentes de la tensión del inversor serie en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
\mathbf{e}_{dq}^c	Vector que contiene las componentes de la tensión de salida del sistema de control del Compensador Serie en ejes $d - q$.
\mathbf{e}_{dqs}	Vector que contiene las componentes de la tensión del inversor serie en un sistema de referencia estático

\mathbf{e}_{Pdq}	Vector que contiene las componentes de la tensión del inversor paralelo en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
\mathbf{e}_{Pdq}^c	Vector que contiene las componentes de la tensión de salida del sistema de control del Compensador Paralelo en ejes $d - q$
\vec{e}	Vector espacial de la tensión del inversor serie
\vec{e}_P	Vector espacial de la tensión del inversor paralelo
f_h	Frecuencia del armónico h
f_m	Frecuencia de muestreo. También es la frecuencia de la moduladora en una modulación SPWM
f_p	También es la frecuencia de la portadora en una modulación SPWM
h	Es un número entero que identifica a un armónico genérico de una onda
i	Corriente de una fase en un punto genérico del sistema de transporte
i_c	Corriente en una fase del Compensador Serie o Paralelo después de compensar el <i>offset</i> de la sonda
i_d, i_q	Componentes de la corriente de ejes d y q en un punto genérico del sistema de transporte. También es la corriente total que entra en el punto de conexión del UPFC (suma de las corrientes de los Compensadores Serie y Paralelo)
i_{dc}	Valor medio de la corriente medida en una fase del Compensador Serie o del Paralelo
i_{ds}, i_{qs}	Componentes la corriente en un punto del sistema de transporte en un sistema de referencia estático
i_m	Corriente medida en una fase del Compensador Serie o del Paralelo
i_P	Corriente de una fase del Compensador Paralelo

i_{Pa}, i_{Pb}, i_{Pc}	Componentes trifásicas de la corriente del Compensador Paralelo
i_{Pd}^r, i_{Pq}^r	Referencias de las corrientes en ejes $d - q$ del Compensador Paralelo
i_{Po}, i_{Pd}, i_{Pq}	Componentes de la corriente del Compensador Paralelo en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
i_{Po}, i_{Px}, i_{Py}	Componentes de la corriente del Compensador Paralelo en un sistema de referencia arbitrario
i_S	Corriente de una fase del Compensador Serie
i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	Componentes trifásicas de la corriente del Compensador Serie
i_{Sd}^r, i_{Sq}^r	Referencias de las corrientes en ejes $d - q$ del Compensador Serie, respectivamente
i_{So}, i_{Sd}, i_{Sq}	Componentes de la corriente del Compensador Serie en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
i_{So}, i_{Sx}, i_{Sy}	Componentes de la corriente del Compensador Serie en un sistema de referencia arbitrario
\mathbf{i}_{Pdq}	Vector que contiene las componentes de la corriente del Compensador Paralelo en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
\mathbf{i}_{Sdq}	Vector que contiene las componentes de la corriente del Compensador Serie en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
\vec{i}	Vector espacial de la corriente por una línea genérica
\vec{i}_q	Vector espacial de la corriente en un punto en cuadratura con el vector espacial de su tensión. Se conoce con el nombre de corriente reactiva instantánea
\vec{i}_p	Vector espacial de la corriente en un punto colineal con el vector espacial de su tensión
\vec{i}_P	Vector espacial de la corriente del Compensador Paralelo

\vec{i}_S	Vector espacial de la corriente del Compensador Serie
k	Índice de una sucesión de números que generalmente provienen del muestreo de una señal en tiempo continuo
k_{Pd}, k_{Id}, k_{Rd}	Elementos de la matriz de realimentación del estado para un control proporcional integral con compensación del retraso en los cálculos, del subsistema de eje d del Compensador Serie o Paralelo.
k_1, k_2	Constantes que definen las distintas transformadas de Park
m	Amplitud de la señal moduladora de una señal modulada en amplitud con moduladora senoidal
n	Número de variables de estado totales de un sistema. También es el número de pulsos de un inversor multipulso
n_P	Relación de transformación del transformador paralelo
n_S	Relación de transformación del transformador serie
p	Potencia real consumida en un punto genérico del sistema de transporte
p^r	Referencia potencia real para el UPFC
p_e	Potencia real que absorbe el Compensador Serie del sistema de transporte y que suministra a los condensadores de acoplamiento
p_E	Potencia eléctrica de una máquina síncrona
p_{ep}	Potencia real que extrae el Compensador Paralelo de los condensadores de acoplamiento. También es la potencia real que extrae el STATCOM de sus condensadores
p_F	Potencia real consumida en el filtro de conexión
p_{LP}	Potencia real consumida en la autoinducción del filtro de conexión
p_M	Potencia mecánica de una máquina síncrona

p_P	Potencia real que inyecta el Compensador Paralelo o el STATCOM en el punto de conexión al sistema eléctrico
p_P^r	Referencia de potencia real para Compensador Paralelo o para el STATCOM
p_{RP}	Pérdidas resistivas del filtro de conexión a red
p_S	Potencia real que inyecta el Compensador Serie en el punto de conexión al sistema eléctrico
p_S^r	Referencia de potencia real para el Compensador Serie
p_i	Autovalor i -ésimo en tiempo continuo de una matriz genérica
p_d, p_q	Autovalores en tiempo continuo de las corrientes de ejes d y q del Compensador Serie
q	Potencia reactiva instantánea consumida en un punto genérico del sistema de transporte
q^r	Referencia potencia reactiva instantánea para el UPFC
q_P	Potencia reactiva instantánea que inyecta el Compensador Paralelo o el STATCOM en el punto de conexión al sistema eléctrico
q_S	Potencia reactiva instantánea que inyecta el Compensador Serie en el punto de conexión al sistema eléctrico
q_S^r	Referencia de potencia reactiva instantánea para el Compensador Serie o para el STATCOM
s_i	Sensibilidad del autovalor i -ésimo de una matriz frente a cambios en sus elementos
s_{\max}	Valor a final de escala de un sensor
t	Tiempo
t_m	Tiempo de muestreo

u_d, u_q	Entradas de los sistemas desacoplados de ejes $d - q$ del Compensador Serie
u_d^c, u_q^c	Salidas de los controles de ejes $d - q$ del Compensador Serie
u_{Pd}, u_{Pq}	Entradas de los sistemas desacoplados de ejes $d - q$ del Compensador Paralelo
u_{Pd}^c, u_{Pq}^c	Salidas de los controles de ejes $d - q$ del Compensador Paralelo
\mathbf{u}	Vector de entradas en una representación de estado en general
\mathbf{u}^c	Vector de salidas de un control en variables de estado en general
v	Tensión de una fase en un punto genérico del sistema de transporte
v_C	Tensión de los condensadores de acoplamiento del UPFC o de los condensadores del STATCOM
v_{ds}, v_{qs}	Componentes de la tensión en un punto genérico del sistema de transporte en un sistema de referencia estático
v_E	Tensión de una fase en el nudo emisor
v_{Ea}, v_{Eb}, v_{Ec}	Componentes trifásicas de las tensiones en el nudo emisor
v_{Eo}, v_{Ed}, v_{Eq}	Componentes de la tensión en el nudo emisor en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
v_{Eo}, v_{Ex}, v_{Ey}	Componentes de la tensión en el nudo emisor en un sistema de referencia arbitrario
v_{Fd}, v_{Fq}	Componentes de la caída de tensión en el filtro de conexión en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
v_o, v_d, v_q	Componentes de la tensión en un punto de la red en un sistema de referencia que gira a ω_{red}
v_o, v_x, v_y	Componentes de la tensión en el punto de acoplamiento del UPFC o del STATCOM en un sistema de referencia arbitrario

v_R	Tensión de una fase en el nudo receptor
v_{Ra}, v_{Rb}, v_{Rc}	Componentes trifásicas de la tensiones en el nudo receptor
v_{Ro}, v_{Rd}, v_{Rq}	Componentes de la tensión en nudo receptor en un sistema de referencia síncrono a la tensión de red
v_{Ro}, v_{Rx}, v_{Ry}	Componentes de la tensión en el nudo receptor en un sistema de referencia arbitrario
$\mathbf{v}(\lambda_i)$	Vector columna que depende de λ_i y que determina el subespacio de autovectores posibles asociados este autovalor
$\mathbf{v}_d, \mathbf{v}_q$	Autovectores asociados los autovalores λ_d y λ_q del Compensador Serie cuando se realiza un control desacoplado
\mathbf{v}_i	Autovector derecho asociado al autovalor λ_i
$\tilde{\mathbf{v}}_i$	Autovector derecho asociado al autovalor λ_i de un sistema con variaciones en sus elementos frente sus valores teóricos
\vec{v}	Vector espacial de la tensión en un punto genérico del sistema de transporte
$\vec{v}_a, \vec{v}_b, \vec{v}_c$	Vectores espaciales de las tensiones de las fases a , b y c , respectivamente, en un punto genérico del sistema de transporte
w_i	Autovector izquierdo asociado al autovalor λ_i
\tilde{w}_i	Autovector izquierdo asociado al autovalor λ_i de un sistema con variaciones en sus elementos frente sus valores teóricos
x	Variable de estado genérica
x_{Id}, x_{Iq}	Variables de proporcionales a las integrales de las corrientes de ejes d y q , respectivamente, del Compensador Serie o del Compensador Paralelo
x_1	Señal de salida del Bloque 1 del flicómetro

x_3	Señal de salida del Bloque 3 del flicómetro
x_a, x_b, x_c	Componentes trifásicas de una variable genérica
x_o, x_x, x_y	Componentes de una variable genérica en un sistema de referencia arbitrario
\mathbf{x}	Vector de variables de estado en general
\mathbf{x}_a	Vector de variables de estado de un sistema ampliado con nuevos estados
\mathbf{x}_{Pa}	Vector de las variables de estado ampliadas del Compensado Paralelo
\mathbf{x}_{Pd}	Vector de las variables de estado ampliadas de eje d del Compensado Paralelo
\mathbf{x}_{Pq}	Vector de las variables de estado ampliadas de eje q del Compensado Paralelo
\mathbf{x}_{Sa}	Vector de las variables de estado ampliadas del Compensado Serie
\mathbf{x}_{Sd}	Vector de las variables de estado ampliadas de eje d del Compensado Serie
\mathbf{x}_{Sq}	Vector de las variables de estado ampliadas de eje q del Compensado Serie
\mathbf{x}_I	Vector de variables proporcionales a las integrales de las variables de estado
\mathbf{x}_c	Vector de variables de estado de una ley de control dinámica
\mathbf{x}_r	Vector de referencias de las variables de estado
z	Variable de la transformada z
\mathbf{z}	Vector de variables de estado de un sistema con una matriz de estados diagonal
\mathbf{z}_i	Variables de estado genérica de un sistema con una matriz de estados diagonal

Letras griegas

α	Ángulo de disparo de los tiristores de un TCR
β	Ángulo entre el vector espacial de la tensión del Compensador Serie y el vector espacial de la tensión en el punto de conexión del UPFC
Γ	Matriz que relaciona las variables de estado en el instante $k + 1$ con las entradas en el instante k en una representación de estado en tiempo discreto en general
Γ_a	Matriz que relaciona las variables de estado ampliadas en el instante $k + 1$ con las entradas en el instante k
Γ_c^a, Γ_c^b	Matriz que relaciona las variables de estado de un control dinámico en tiempo discreto en el instante $k + 1$ con las referencias y las variables de estado del sistema en el instante k , respectivamente
Γ_P, Γ_S	Matriz que relaciona las variables de estado en el instante $k + 1$ con las entradas en el instante k , en una representación de estado en tiempo discreto para los sistemas lineales correspondientes al Compensador Paralelo y al Compensador Serie, respectivamente
Γ_r	Matriz que relaciona las variables de estado ampliadas en el instante $k + 1$ con sus referencias en el instante k
Γ_{Sa}	Matriz que relaciona las variables de estado ampliadas del Compensado Serie en el instante $k + 1$ con sus entradas en el instante k
Γ_{Sr}	Matriz que relaciona las variables de estado ampliadas del Compensado Serie en el instante $k + 1$ con sus referencias en el instante k
$\gamma_{P1}, \gamma_{P2}, \gamma_{S1}, \gamma_{S2}$	Elementos de las matrices Γ_P y Γ_S , respectivamente
δ	Desfase entre el nudo emisor y el nudo receptor de una línea de transporte (ángulo de transporte). También es la posición angular eléctrica del rotor de una máquina síncrona respecto a un eje solidario su estator

δ_E	Desfase entre la tensión del Compensador Serie y la tensión en el nudo receptor de la línea de transporte
δ_P	Desfase entre la tensión en el punto de conexión del STATCOM y la tensión de su inversor
ε	Número real positivo que multiplica a \mathbf{E} para modelar los errores en los elementos de una matriz
ζ	Coefficiente de amortiguamiento del autovalor dominante (o autovalores si son complejos conjugados) de un sistema en lazo cerrado
θ	Ángulo entre el sistema de referencia trifásico definido por los ejes coordenados abc y un sistema de referencia arbitrario
θ_{dq}	Ángulo entre los autovectores \mathbf{v}_d y \mathbf{v}_q asociados a las corrientes de ejes d y q del Compensador Serie con control desacoplado
θ_{ij}	Ángulo entre los autovectores \mathbf{v}_i y \mathbf{v}_j
θ_{min}	Mínimo de todos los θ_{ij}
θ_{red}	Ángulo entre el vector espacial de la tensión de red en un punto y el eje ds de un sistema de referencia estático
$\kappa(\mathbf{V})$	Número de condición de una matriz cuyos matriz de autovectores derechos es \mathbf{V}
λ	Factor de olvido de una media móvil
λ_d, λ_q	Autovalores en tiempo discreto asociados a las corrientes de ejes d y q del Compensador Serie con control desacoplado
λ_i	Autovalor i -ésimo de Φ
$\tilde{\lambda}_i$	Autovalor i -ésimo de $\tilde{\Phi}$
σ	Desviación típica de una variable aleatoria
σ_i	Valor singular i -ésimo

τ	Constante de tiempo de un sistema de primer orden
Φ	Matriz de estado en tiempo discreto de un sistema lineal en general
Φ_a	Matriz de estado en tiempo discreto de un sistema ampliado con nuevos estados
Φ_c	Matriz de estado en tiempo discreto de una ley de control dinámica en general
Φ_{lc}	Matriz de estado en tiempo discreto de un sistema en lazo cerrado
$\tilde{\Phi}_{lc}$	Matriz de estado en tiempo discreto de un sistema en lazo cerrado y con variaciones de sus elementos frente a los valores teóricos
Φ_P, Φ_S	Matrices de estado en tiempo discreto para los sistemas lineales correspondientes al Compensador Paralelo y al Compensador Serie, respectivamente
Φ_{Sa}	Matriz de estado del Compensador Serie en tiempo discreto ampliada con nuevos estados
ϕ	Desfase entre la tensión de fase y la corriente en un sistema trifásico equilibrado
$\phi_{P1}, \phi_{P2}, \phi_{S1}, \phi_{S2}$	Elementos de las matrices Φ_P y Φ_S , respectivamente
φ	Desfase, en un punto genérico del sistema de transporte, entre el vector espacial de la corriente y el vector espacial de la tensión. Si el sistema está equilibrado coincide con el desfase entre el primer armónico de la corriente y de la tensión de cada una de las fases
ω	Velocidad angular de un sistema de referencia arbitrario o velocidad angular eléctrica de una máquina síncrona
ω_n	Módulo del autovalor dominante (o autovalores si son complejos conjugados) de un sistema en lazo cerrado
ω_N	Velocidad angular eléctrica nominal o de sincronismo de una máquina síncrona

ω_m	Pulsación de la señal moduladora de una señal modulada en amplitud con moduladora senoidal
ω_p	Pulsación de la señal portadora de una señal modulada en amplitud con moduladora senoidal
ω_{red}	Velocidad angular del vector espacial de la tensión de red

Operaciones

\mathbf{A}^H	Matriz conjugada y traspuesta de \mathbf{A}
\mathbf{A}^T	Matriz traspuesta de \mathbf{A}
\mathbf{A}^{-1}	Matriz inversa de \mathbf{A}
$\Delta\mathbf{A}$	Incremento de alguno de los elementos de la matriz \mathbf{A}
$\ \mathbf{A}\ _2$	Norma-2 de la matriz \mathbf{A}
G^{-1}	Inversa de la función de transferencia G
$\hat{a}(k+1)$	Predicción en el instante k de la variable a en $k+1$
$\hat{a}(k+1/k)$	Predicción en el instante k de la variable a en $k+1$ a partir de la información disponible hasta k
Δa	Incremento de la variable a
\bar{x}	Valor medio de las componentes de un vector

Capítulo 1

Introducción

En esta tesis se aborda el problema del control del flujo de potencia de una línea de transporte de energía eléctrica mediante dispositivos de electrónica de potencia basados en inversores fuente de tensión. Se revisan los dispositivos existentes y se proponen nuevos algoritmos de control que mejoran sus prestaciones. Se analiza en detalle la implantación de estos algoritmos y se prueban en un prototipo experimental a escala. Por último, mediante simulación se estudian algunas aplicaciones de estos dispositivos.

1.1 Motivación

El consumo de energía eléctrica está en constante crecimiento a causa del aumento del consumo industrial, comercial y doméstico. Sin embargo, la escasez de recursos energéticos así como factores económicos y medioambientales retrasan la construcción de nuevas unidades de generación y líneas de transporte. Como consecuencia, es imprescindible sacar el máximo partido a los medios existentes, siendo necesaria la utilización de compensadores que permitan acercarse a los límites térmicos de las líneas sin problemas de estabilidad.

Por otro lado, las interconexiones entre los grandes sistemas permiten aprovechar más los recursos existentes y reducir las reservas de energía de las áreas interconectadas.

Sin embargo, esto hace que cada vez sea más difícil conseguir que la energía siga el camino establecido y mientras algunas líneas están infrautilizadas otras se acercan a sus límites térmicos.

Los dispositivos FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems* o sistemas flexibles para el transporte de energía en corriente alterna) han irrumpido en el sector eléctrico una vez que la tecnología básica (semiconductores de potencia y microelectrónica) han alcanzado suficiente grado de madurez. Tienen la capacidad de controlar los parámetros básicos del transporte de energía por las líneas (tensión en el punto de conexión, impedancia y ángulo de transporte) además de suministrar o absorber en régimen permanente potencia reactiva del sistema. De esta manera se convierten en una herramienta ideal para optimizar el flujo de la potencia activa y reactiva de las líneas de transporte y, como consecuencia, optimizar la explotación de un sistema eléctrico. Además, su control es muy rápido frente a las perturbaciones dinámicas más típicas, de manera que pueden reducir sus efectos significativamente.

Los FACTS también son interesantes para los usuarios que posean grandes cargas. Su capacidad para absorber o suministrar potencia reactiva les permite mejorar su factor de potencia y evitar que las variaciones en el consumo de potencia reactiva se transmitan al resto del sistema y se produzcan caídas de tensión en las líneas.

1.2 Antecedentes

Con el nombre genérico de FACTS se agrupan todos aquellos equipos de electrónica de potencia que han sido concebidos para (Hingorani, 1993), (Hingorani, 1995) (Moore y Ashmole, 1995a) y (Moore y Ashmole, 1995b):

- Ampliar la capacidad de transporte de energía en los sistemas eléctricos aproximándose a sus límites térmicos.
- Aumentar el control sobre las potencias activa y reactiva de las líneas, de manera que sigan las rutas preestablecidas.

- Aumentar la seguridad en el transporte de energía entre diferentes áreas, pudiéndose reducir las reservas de generación de cada una.
- Reducir los efectos de las faltas evitando que se produzcan faltas en cascada.
- Amortiguar oscilaciones de potencia, que pueden producir daños en los equipos y reducen la energía que se puede transportar.

Los dispositivos FACTS se pueden dividir en dispositivos FACTS convencionales y avanzados (Gyugyi, 1992) y (Gyugyi, 1993), aunque no es una terminología formalmente establecida. Esta clasificación atiende tanto a criterios temporales (los dispositivos FACTS convencionales son anteriores a los dispositivos FACTS avanzados) como a criterios conceptuales (aunque persiguen los mismos fines usan medios diferentes). Los dispositivos FACTS convencionales utilizan condensadores, reactancias y transformadores accionados por tiristores. Desde un punto de vista funcional se comportan como elementos pasivos (condensadores, reactancias y transformadores) variables de modo continuo. Sin embargo, el elemento fundamental de los dispositivos FACTS avanzados es el inversor (tanto inversor fuente de tensión como inversor fuente de corriente) y desde un punto de vista funcional se comportan como fuentes de tensión o de corriente completamente controlables (Gyugyi, 1994).

En (Edris et al., 1997) el Grupo de Trabajo sobre FACTS del IEEE establece las definiciones para la terminología asociada a los dispositivos FACTS. En este trabajo la clasificación se realiza en función del tipo de conexión y se establecen las siguientes categorías: (a) controladores conectados en serie, (b) controladores conectados en paralelo y (c) controladores en conexión combinada serie y paralelo.

Los dispositivos FACTS convencionales son similares a los compensadores tradicionales con conmutadores mecánicos, pero sus respuestas son bastante más rápidas. En general, mediante el control de los tiristores se consigue que se comporten como condensadores, reactancias o transformadores desfasadores, todos ellos controlables. Por lo tanto, pueden suministrar o absorber potencia reactiva del sistema y modificar algunos de los parámetros que regulan el transporte de energía por una línea (impedancia efectiva de la línea y ángulo de transporte). Sin embargo, tienen el inconveniente de que en determinados casos interactúan eléctricamente con otros condensadores y reactancias del sistema.

Por ejemplo, en el caso concreto de una compensación paralelo capacitiva, el compensador puede resonar con la impedancia inductiva de la línea a una frecuencia por encima de la frecuencia de red, concretamente del orden de los armónicos dominantes (3° , 5° ó 7°). Por otro lado, con compensación serie capacitiva puede aparecer una resonancia eléctrica a pocos hercios por debajo de la frecuencia de red entre los condensadores del compensador y la impedancia de la línea. Cuando esta resonancia eléctrica interacciona con un modo de la oscilación mecánica del conjunto turbina-generator que alimenta a la línea, se dice que se produce resonancia subsíncrona (*SubSynchronous Resonance* o SSR (Yu, 1983)) y se pueden ocasionar daños importantes en el eje de la máquina.

Eliminar oscilaciones sostenidas, fruto de la compensación paralelo, puede hacerse poniendo filtros LC sintonizados a las frecuencias de interés del compensador paralelo. En cuanto a la SSR que produce la compensación serie su atenuación requiere un amortiguamiento activo, a través del control de la máquina o controlando adecuadamente los semiconductores del compensador serie.

En principio, los dispositivos FACTS avanzados pueden estar realizados con inversores fuente de tensión o con inversores fuente de corriente, aunque al igual que la literatura especializada esta tesis se centra en los inversores fuente de tensión por ser la práctica más extendida y la más prometedora. Los inversores fuente de tensión tienen la capacidad de suministrar o absorber potencia reactiva sin que la energía almacenada en sus condensadores cambie. En consecuencia, en las aplicaciones en las que sólo se requiere compensación de potencia reactiva, con un condensador relativamente pequeño será suficiente para garantizar el funcionamiento del dispositivo y absorber o suministrar del sistema eléctrico la potencia reactiva que se desee. Además, mediante el control adecuado de los inversores se pueden modificar algunos de los parámetros que regulan el transporte de energía por una línea.

Los dispositivos FACTS avanzados también pueden realizar compensación de potencia activa. En estos casos los condensadores se sustituyen por un sistema de almacenamiento de energía. En (Schoenung y Burns, 1996) se proponen varias alternativas: bobinas superconductoras, sistemas inerciales, depósitos de aire comprimido, almacenamiento por bombeo de agua... Estas alternativas, en cualquier caso, exigen que el intercambio de potencia activa sea tal que el sistema de almacenamiento no se quede sin energía, o lo que es lo mismo, el flujo neto de potencia activa debe de ser cero.

En general, las ventajas fundamentales de los dispositivos FACTS avanzados sobre los convencionales son las siguientes:

- No provocan resonancias no deseadas.
- La potencia reactiva que suministran o intercambian con el sistema no depende de la tensión en el punto de conexión ni del tamaño del condensador del inversor.
- Un dispositivo puede ser controlado para modificar la impedancia efectiva de la línea, y con otro control ese mismo dispositivo puede modificar por ejemplo el ángulo de transporte de la línea.
- Su control es mucho más rápido y como consecuencia pueden compensar los efectos de las perturbaciones dinámicas más típicas en los sistemas de energía eléctrica, por ejemplo amortiguar oscilaciones de potencia.

El UPFC (*Unified Power Flow Controller* o controlador unificado de flujo de potencia) (Edris et al., 1997) es el dispositivo FACTS teóricamente más completo. Está compuesto por dos inversores, uno en conexión serie y el otro en conexión paralelo, que comparten los condensadores de corriente continua (en adelante condensadores de acoplamiento). Tienen la capacidad de controlar simultáneamente todos los parámetros que regulan el transporte de potencia activa y de potencia reactiva por una línea: tensión, impedancia y ángulo de transporte. Se consigue aglutinar en un solo dispositivo todas las virtudes de los dispositivos FACTS, pudiendo realizar el control del parámetro que se desee en cada momento o simultáneamente de todos ellos (Gyugyi, 1992), (Gyugyi, 1993) y (Gyugyi, 1994).

1.3 Planteamiento de la tesis

El objetivo general de la tesis es la investigación en el campo de los UPFCs. Su potencial teórico está sobradamente expuesto en la literatura (Hingorani, 1993), (Gyugyi, 1992), (Gyugyi, 1993) y (Gyugyi, 1994), pero para llevarlo a cabo es necesario desarrollar un

sistema de control apropiado. El control de los dispositivos FACTS requiere el diseño coordinado de dos niveles de control¹: control en nivel aplicación y control en nivel fuente.

Control en nivel aplicación su objetivo es el control de los parámetros propios de los sistemas de transporte de energía eléctrica, generando las consignas para el control en nivel fuente. Las consignas que genera dependen de cada dispositivo e incluso, para el caso concreto del UPFC, no hay una única consigna posible porque existen diferentes posibilidades para el control en nivel fuente.

Control en nivel fuente tiene como misión conseguir que el dispositivo FACTS siga, con precisión y rapidez suficiente, la consigna que requiere el control en nivel aplicación.

Las aplicaciones teóricas de los UPFCs son muy numerosas y en cada caso requieren un control en nivel aplicación diferente. Sin embargo, las posibilidades para el control en nivel fuente son limitadas y el mismo control se puede utilizar en múltiples aplicaciones. En la literatura se describen fundamentalmente cuatro modos de control en nivel fuente (Schauder et al., 1998) y (Gyugyi et al., 1997): control como fuente de tensión, control como desfasador de ángulo, control como impedancia variable y control de flujo de potencia en lazo cerrado. Los tres primeros modos de funcionamiento son controles en lazo abierto y actúan directamente sobre los parámetros que regulan el transporte de potencia por una línea. De estos tres modos el control como fuente de tensión es el más extendido con mucha diferencia. Con este modo de control el UPFC inyecta la tensión en serie con la línea que solicita el control en nivel aplicación.

El control de flujo de potencia en lazo cerrado establece la potencia activa y la potencia reactiva que se consumen en el punto de conexión del UPFC. La selección de estas potencias pertenece al control en nivel aplicación. El control de flujo de potencia en lazo cerrado es el que más interés ha despertado en la literatura especializada, porque permite seleccionar los caminos más apropiados para los flujos de potencia, limitar de forma natural la corriente que se transporta por determinadas líneas y, sin ninguna acción

¹Esta propuesta de separación fue hecha por el Prof. F. L. Pagola y de las Heras en el marco de un proyecto de colaboración (AMAS-500) entre el Instituto de Investigación Tecnológica (IIT) de la Universidad Pontificia Comillas de Madrid y Red Eléctrica de España, S.A. (Pagola y de las Heras et al., 1995).

de control adicional, elimina las oscilaciones de potencia de la línea en la que está instalado (Gyugyi et al., 1995). Por todas estas razones esta tesis se ha centrado en el control de flujo de potencia en lazo cerrado mediante un UPFC.

La idea básica de este modo de control se presentó en (Gyugyi et al., 1995), sin embargo, no se entra en detalle en el desarrollo del sistema de control y únicamente se presentan resultados con un modelo muy simplificado. Los trabajos de (Round et al., 1996), (Yu et al., 1996) y (Fujita et al., 1998) mejoran esta estructura de control y proponen algoritmos que aseguran el control rápido de las potencias activa y reactiva consumidas en el punto de conexión del UPFC. Sin embargo, todos los controles propuestos presentan en régimen dinámico importantes acoplamientos entre la potencia activa y la potencia reactiva controlada². Desde el punto de vista de la aplicación es importante reducir al máximo estos acoplamientos, de manera que al hacer compensación de potencia activa o de la potencia reactiva no se produzcan perturbaciones cruzadas. Además, hay muy pocos autores que presenten resultados en los que se tienen en cuenta la tensión de los condensadores de acoplamiento y en todos los casos el control es deficiente (Liu y Song, 1996), (Makombe y Jenkins, 1999), (Fujita et al., 1999) y (Round et al., 1996). Por último, los resultados experimentales encontrados en la literatura se centran en el control principal del UPFC, control del flujo de potencia, y se presta poca atención al comportamiento global del sistema de control. Por todas estas razones, los objetivos concretos de esta tesis son:

- Mejorar la estructura de control de los UPFCs teniendo en cuenta el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento.
- Obtener unos algoritmos de control que permitan el control rápido y desacoplado de las potencias real³ y reactiva instantánea⁴ que se consumen en el punto de conexión del UPFC.
- Caracterizar el comportamiento en lazo cerrado de un UPFC. De esta manera, cuando se definan las necesidades del control en nivel aplicación se podrá comprobar si el UPFC responde a las expectativas.

²Realmente, potencia real y potencia reactiva instantánea como se verá más adelante.

- Diseñar un prototipo de laboratorio que permita validar los resultados principales e ilustrar el sistema de control global del UPFC.

En la literatura especializada existen otros dispositivos cuyos circuitos de potencia son prácticamente idénticos al de un UPFC. Son los llamados "acondicionadores de línea universales" (Yeves et al., 1996) o "acondicionadores unificados de la calidad de servicio" (*Unified Power Quality Conditioner*) (Akagi, 1996) y representan el caso más general de la aplicación de los filtros activos (conexión combinada serie y paralelo). Sin embargo, desde el punto de vista de su función, análisis y filosofía de control estos dispositivos son completamente distintos a los dispositivos FACTS (Akagi, 1996) motivo por el que su estudio está fuera del alcance del presente trabajo. Esta separación no es original de esta tesis y ya parece consagrada en (Hingorani y Gyugyi, 1999) donde se revisan los conceptos y las aplicaciones establecidas para los dispositivos FACTS y en ningún momento se incluye su utilización como filtros activos o acondicionadores de línea.

1.4 Organización de la exposición

Esta tesis se ha dividido en 10 capítulos y 4 apéndices. Se ha procurado concentrar en los capítulos el trabajo esencial de la tesis y los apéndices contienen información adicional que no es imprescindible para seguir el hilo conductor de la exposición, aunque sí para profundizar en determinados aspectos.

En el Capítulo 2 se obtienen los modelos de un UPFC que se utilizarán a lo largo de esta tesis. Para el diseño del control se propone un modelo basado en vectores espaciales, en el que los controles de potencia del UPFC se reducen a controles lineales de corriente. Además, en este capítulo se introduce el concepto de la potencia reactiva instantánea.

³Se utiliza el concepto de potencia real, en vez del de potencia activa, porque es una variable de carácter instantáneo. La potencia activa es un valor medio y, por lo tanto, no tiene sentido hablar de variaciones en tiempos inferiores a un periodo de red. Notese, que en un sistema trifásico y en régimen permanente senoidal la potencia activa y la potencia real coinciden.

⁴En esta tesis también se trabaja con el concepto de potencia reactiva instantánea, que se explica en detalle en el Capítulo 2. Además, en este mismo capítulo, se demuestra que en régimen permanente senoidal la potencia reactiva instantánea coincide con la potencia reactiva.

En el Capítulo 3 se presentan los algoritmos de control del Compensador Serie que aseguran el control rápido y desacoplado de las potencias real y reactiva instantánea consumidas en el punto de conexión del UPFC. Éste es el control principal del UPFC. Los algoritmos de control se han desarrollado utilizando el modelo dinámico del Compensador Serie, pero todos los resultados que se obtienen son directamente aplicables para el control de potencia del Compensador Paralelo.

En el Capítulo 4 se presenta el sistema de control completo del UPFC. En primer lugar se presentan los principios de funcionamiento del Compensador Paralelo y su sistema de control. Luego se integran los sistemas de control del Compensador Serie y del Compensador Paralelo. Se presenta el sistema de control coordinado de ambos compensadores (sistema de control del UPFC), que asegura que no hay acoplamientos entre ambos compensadores y que minimiza las variaciones de tensión de los condensadores de acoplamiento. En este capítulo se presentan resultados de simulación que ilustran el control global del UPFC.

El Capítulo 5 está dedicado a un dispositivo FACTS en conexión paralelo: un STATCOM (*STATic synchronous COMpensator* o Compensador Estático de Potencia Reactiva en conexión paralelo) (Edris et al., 1997). El STATCOM es igual que el Compensador Paralelo de un UPFC pero sin tener que compartir los condensadores de acoplamiento con otro inversor. Su misión es hacer compensación de potencia reactiva instantánea, y en este capítulo se propone un sistema de control que permite el intercambio rápido de ésta con el sistema eléctrico y que asegura que la tensión de sus condensadores se mantiene prácticamente constante.

En el Capítulo 6 se describe el prototipo de laboratorio que se ha diseñado para obtener los resultados experimentales de esta tesis. El prototipo permite validar el sistema de control de un UPFC y de un STATCOM. También se exponen algunos problemas que se han presentado a la hora de poner en funcionamiento tanto el UPFC como el STATCOM y se presentan las soluciones que se han adoptado.

En el Capítulo 7 se presentan los resultados experimentales de los sistemas de control propuestos para el UPFC y para el STATCOM. Además, se ha hecho un esfuerzo por caracterizar el comportamiento dinámico en lazo cerrado del UPFC, con el objetivo

de evaluar su capacidad para mitigar las perturbaciones más típicas en los sistemas de transporte de energía eléctrica, fundamentalmente oscilaciones electromecánicas.

Los últimos capítulos de esta tesis, antes de las conclusiones, se han dedicado al control en nivel aplicación. El objetivo de estos capítulos es comprobar la validez de los controles en nivel fuente del UPFC y del STATCOM para atender algunas de las expectativas teóricas de los dispositivos FACTS. En el Capítulo 8 se aplica el UPFC para amortiguar oscilaciones de potencia, y para enlazar con los resultados experimentales se ha utilizado exactamente el mismo control en nivel fuente que se utilizó en las pruebas experimentales. En el Capítulo 9 se aplica el STATCOM para mitigar el *flicker* que produce un horno de arco. Los resultados se comparan con los que se obtienen utilizando un dispositivo FACTS tradicional, en concreto un TCR (*Thyristor Controlled Reactors* o Reactancias Controladas por Tiristores), y se discuten las ventajas e inconvenientes de cada dispositivo.

Por último, en el Capítulo 10 se resumen las conclusiones de esta tesis, se resaltan las aportaciones originales y se proponen las líneas de trabajo futuras que surgen del trabajo que se ha realizado.

En el Apéndice A se estudia la influencia de los autovectores de un sistema en la sensibilidad de sus autovalores ante cambios en los parámetros del sistema. En el Apéndice B se explica cómo se calcula una ley de control proporcional por realimentación del estado que asigna al sistema en lazo cerrado los autovalores y los autovectores que se desee (siempre que sea posible). En el Apéndice C se presenta el modelo del subsistema inercial de un generador síncrono. Por último, en el Apéndice D se describen los detalles de los controles de los inversores que se han utilizado en el prototipo experimental.

Capítulo 2

Modelo de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica

2.1 Introducción

Para simular el comportamiento de un UPFC y diseñar su sistema de control es necesario tener un modelo dinámico del mismo. En este capítulo se proponen varios modelos, que se utilizarán a lo largo de la tesis según convenga.

Algunos autores, para diseñar el sistema de control del UPFC utilizan modelos de régimen permanente basados en fasores (Ooi et al., 1993), (Liu y Song, 1996), (Al-Mawsawi y Coonick, 1996) y, como consecuencia, las prestaciones de sus controles son muy pobres. En (Akagi et al., 1984) se propone la utilización de vectores espaciales para el control dinámico de la potencia reactiva instantánea. La utilización de vectores espaciales tiene la ventaja de que el control de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea se convierten en controles lineales de corriente. La mayoría de las publicaciones de los últimos años utilizan estos modelos (Schauder y Mehta, 1993), (Schauder et al., 1997), (Gyugyi et al., 1995) y (Round et al., 1996), y es la opción que se va a adoptar en esta tesis.

En la Sección 2.2 se describe la estructura de un UPFC y se presentan sus principios de funcionamiento. En la Sección 2.3 se obtiene un modelo matemático del UPFC en el que

aparecen explícitamente las variables eléctricas de cada fase y los parámetros y variables que modelan los principales componentes del dispositivo. A continuación, en la Sección 2.4 se propone la utilización de magnitudes unitarias con el objetivo de poder comparar sistemas de diferente potencia o en diferentes puntos de operación. En la Sección 2.5, utilizando la transformada de Park se obtiene el modelo del UPFC basado en vectores espaciales y para un sistema de referencia genérico. En la Sección 2.6 se presenta el concepto de potencia reactiva instantánea, que es fundamental desde el punto de vista del control dinámico del flujo de potencia de una línea. Para reducir el control de las potencias real y reactiva instantánea a dos controles de corriente es necesario seleccionar convenientemente el sistema de referencia del control, esto se explica en las Secciones 2.7 y 2.8. Por último, en la Sección 2.9 se obtiene el modelo en tiempo discreto del UPFC y que es el que se va a utilizar a lo largo de la tesis para el diseño de su sistema de control.

2.2 Descripción y principios de funcionamiento de un UPFC

En la Figura 2.1 se muestra el circuito de un UPFC aplicado en un punto de la red de transporte de energía eléctrica (*Point of Common Coupling* o PCC). El UPFC se compone, fundamentalmente, de dos inversores fuente de tensión que están unidos por sus circuitos de corriente continua y comparten los condensadores (en adelante condensadores de acoplamiento). El inversor I_2 (inversor serie) está conectado en serie con la línea de transporte a través de los arrollamientos primarios del transformador T_2 (transformador serie). El inversor I_1 (inversor paralelo) está conectado en paralelo con la línea a través de los arrollamientos primarios del transformador T_1 (transformador paralelo) y de un filtro de conexión a red. El filtro de conexión a red tiene como misión limitar las variaciones de la corriente de la rama paralelo del UPFC frente a las variaciones de la tensión del inversor paralelo y se compone de una autoinducción trifásica conectada entre el PCC y el primario del transformador paralelo.

En la Figura 2.2 se presenta un esquema simplificado del UPFC en un punto de la red de transporte de energía eléctrica. La red de transporte, sin el UPFC y vista desde el PCC, se ha modelado como una impedancia predominantemente inductiva que une

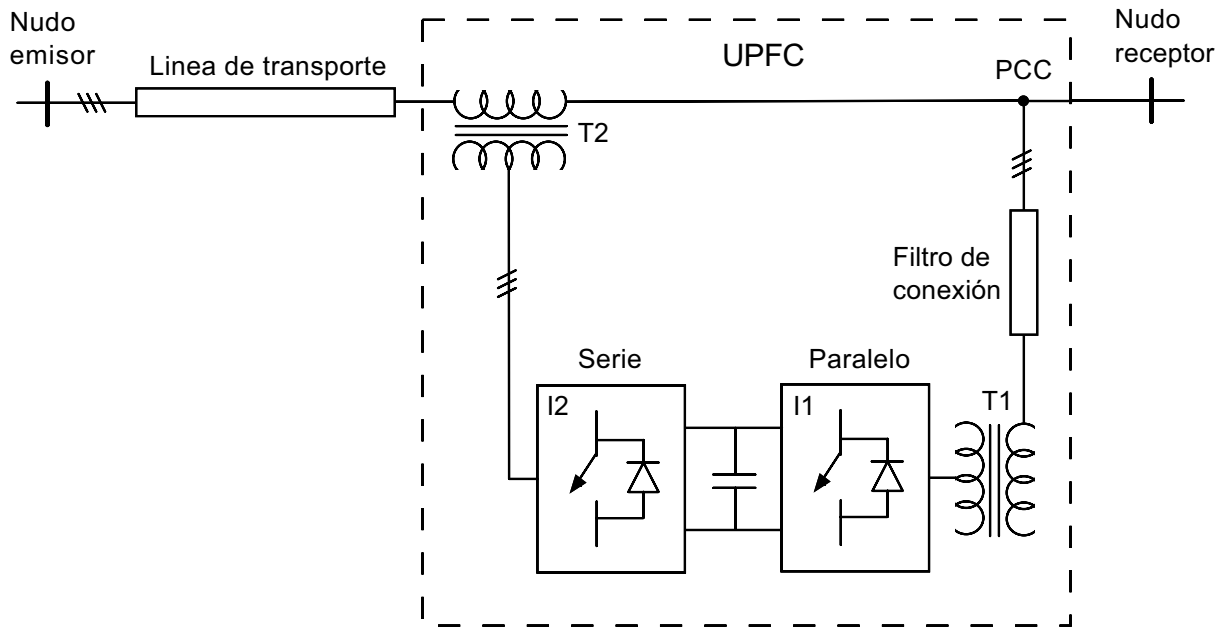


Figura 2.1: Esquema unifilar de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.

dos fuentes de tensión ideales (v_E y v_R), como se propone en (Kundur, 1993). La fuente de tensión v_E es la tensión del sistema en el nudo emisor, sin el UPFC y con la línea de transporte abierta y v_R es la tensión del sistema en el nudo receptor en las mismas condiciones. La impedancia $R_1 + j\omega_{red}L_1$ modela las variaciones de tensión en el PCC (v) debidas a las variaciones de la corriente de la línea, mirando hacia el nudo emisor y sin el UPFC. La impedancia $R_2 + j\omega_{red}L_2$ modela las variaciones de tensión en el PCC en las mismas condiciones, pero mirando hacia el nudo receptor. En los casos en los que el UPFC se instale cerca de un nudo de potencia infinita entonces $L_2 \simeq 0$ y $R_2 \simeq 0$ o $L_1 \simeq 0$ y $R_1 \simeq 0$, según sea el caso. Los inversores fuente de tensión se han sustituido por fuentes de tensión trifásicas controlables en módulo y ángulo. La fuente de tensión e modela la tensión que el inversor serie inyecta en la línea a través del transformador serie (que coincide con la tensión en el primario del transformador serie) y e_p modela la tensión del inversor paralelo vista desde el primario del transformador paralelo. La autoinducción L_{T2} modela la impedancia de dispersión del transformador serie vista desde el primario y la resistencia R_{T2} modela sus pérdidas por conducción; en concordancia, los parámetros del transformador paralelo son L_{T1} y R_{T1} . Por último, el filtro de conexión a red se ha modelado como una autoinducción con algunas pérdidas (L_F y R_F donde $100\pi L_F \gg R_F$).

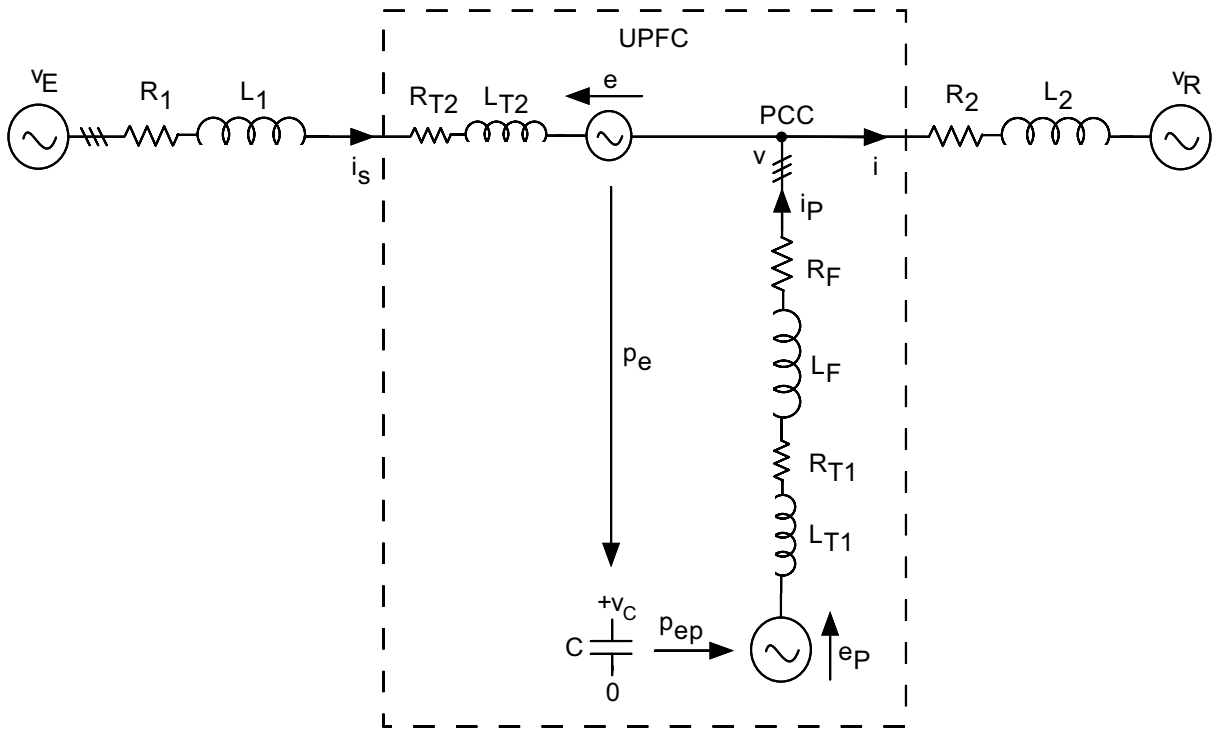


Figura 2.2: Esquema simplificado de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.

Para estudiar el funcionamiento del UPFC éste se ha dividido en el Compensador Serie, el Compensador Paralelo y el circuito de corriente continua. El Compensador Serie agrupa al inversor serie y al transformador serie, el Compensador Paralelo agrupa al inversor paralelo, al transformador paralelo y al filtro de conexión y el circuito de corriente continua está compuesto por los condensadores de acoplamiento.

El Compensador Serie es el elemento fundamental del UPFC. Su misión es el control de la potencia activa y reactiva que se consume en el PCC. Por simplicidad y claridad en la exposición, se va a suponer que $R_2 \simeq 0$ y $L_2 \simeq 0$ y, por lo tanto, la tensión en el PCC es v_R . Si se desprecian las pérdidas, el flujo de potencia consumida en el PCC es

$$P' = \underbrace{3 \frac{V_E V_R}{X} \sin \delta}_P - 3 \frac{E V_R}{X} \sin \delta_E \quad (2.1)$$

$$Q' = \underbrace{3 \frac{V_E V_R}{X} \left(\cos \delta - \frac{V_R}{V_E} \right)}_Q - 3 \frac{E V_R}{X} \cos \delta_E \quad (2.2)$$

donde

V_E, V_R y E Valores eficaces de las tensiones de fase en el nudo emisor, nudo receptor y del inversor serie visto desde el PCC

δ y δ_E Desfases de la tensión del nudo emisor y del inversor serie, medidos respecto a la tensión del nudo receptor. El ángulo δ se conoce como ángulo de transporte

X Reactancia total del sistema a frecuencia de red (en España 50 Hz)

Los términos P y Q son la potencia activa y reactiva que se consume en el PCC sin el UPFC. Mediante el control de la tensión del Compensador Serie se puede controlar el flujo de potencia de la línea. Nótese que se dispone de dos grados de libertad E y δ_E , por lo que se pueden conseguir simultáneamente la P' y la Q' que se desee.

En una situación genérica, el ángulo entre la tensión del Compensador Serie y la corriente de la línea es distinto de 90° . Esto significa que el Compensador Serie necesita consumir o suministrar potencia activa al sistema eléctrico para controlar P' y Q' . En esta situación la energía almacenada en los condensadores de acoplamiento cambia, pudiendo crecer indefinidamente o hacerse cero según sea el caso. La misión del Compensador Paralelo es devolver o absorber del sistema eléctrico la energía consumida o suministrada por el Compensador Serie. De esta manera se conserva la energía y se mantiene constante la tensión de los condensadores de acoplamiento.

Adicionalmente, el Compensador Paralelo también puede hacer compensación de potencia reactiva. Esta capacidad adicional se explorará en la Sección 5.

2.3 Modelo trifásico de un UPFC

Las ecuaciones dinámicas del UPFC se van a dividir en las del Compensador Serie, las del Compensador Paralelo y las del circuito de corriente continua.

- Las ecuaciones dinámicas del Compensador Serie son:

$$v_{Ea} - v_{Ra} - e_a = Ri_{Sa} + L \frac{di_{Sa}}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_{Eb} - v_{Rb} - e_b = Ri_{Sb} + L \frac{di_{Sb}}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_{Ec} - v_{Rc} - e_c = Ri_{Sc} + L \frac{di_{Sc}}{dt} \quad (2.5)$$

siendo

R Resistencia total del sistema de transporte y del Compensador Serie ($R = R_1 + R_2 + R_{T2}$)

L	Autoinducción total del sistema de transporte y del Compensador Serie ($L = L_1 + L_2 + L_{T2}$)
i_{Sa}, i_{Sb} e i_{Sc}	Corrientes de las fases a, b y c , respectivamente, del Compensador Serie
v_{Ea}, v_{Eb} y v_{Ec}	Tensiones de las fases a, b y c , respectivamente, de la fuente de tensión v_E
v_{Ra}, v_{Rb} y v_{Rc}	Tensiones de las fases a, b y c , respectivamente, de la fuente de tensión v_R
e_a, e_b y e_c	Tensiones de las fases a, b y c , respectivamente, en los arrollamientos primarios del transformador serie. Por sencillez se denominarán tensiones del inversor serie o del Compensador Serie

Los parámetros y las variables del Compensador Serie están referidas al primario del transformador serie. Si n_S es el cociente entre el número de espiras del secundario y del primario, las tensiones de salida del inversor serie se obtienen multiplicando e_a, e_b y e_c por n_S y las corrientes en los semiconductores se obtienen dividiendo i_{Sa}, i_{Sb} e i_{Sc} por n_S .

- Las ecuaciones dinámicas del Compensador Paralelo son:

$$e_{Pa} - v_a = R_P i_{Pa} + L_P \frac{di_{Pa}}{dt} \quad (2.6)$$

$$e_{Pb} - v_b = R_P i_{Pb} + L_P \frac{di_{Pb}}{dt} \quad (2.7)$$

$$e_{Pc} - v_c = R_P i_{Pc} + L_P \frac{di_{Pc}}{dt} \quad (2.8)$$

siendo

R_P	Resistencia total del Compensador Paralelo ($R_P = R_{T1} + R_F$)
L_P	Autoinducción total del Compensador Paralelo ($L_P = L_{T2} + L_F$)
v_a, v_b y v_c	Tensiones de las fases a, b y c , respectivamente, de la tensión en el PCC

i_{Pa}, i_{Pb} e i_{Pc}	Corrientes de las fases a, b y c , respectivamente, del Compensador Paralelo
e_{Pa}, e_{Pb} y e_{Pc}	Tensiones de las fases a, b y c , respectivamente, de los arrollamientos del transformador paralelo conectados al sistema de transporte. Por sencillez se denominarán tensiones del inversor paralelo o del Compensador Paralelo

Los parámetros y las variables del Compensador Paralelo se han expresado referidos al circuito del sistema de transporte. Se ha considerado el punto de conexión al sistema de transporte como el primario del transformador paralelo y n_P es el cociente entre el número de espiras del secundario y del primario. Por lo tanto, para obtener las tensiones del inversor paralelo habrá que multiplicar e_{Pa} , e_{Pb} y e_{Pc} por n_P y para obtener las corrientes en los semiconductores habrá que dividir i_{Pa} , i_{Pb} y i_{Pc} por n_P .

Los condensadores de acoplamiento están compuestos por una batería de condensadores, acoplados en serie y paralelo para cumplir las especificaciones de tensión y capacidad del dispositivo. Su misión es proporcionar a los inversores la tensión constante necesaria para su funcionamiento.

- La ecuación del circuito de corriente continua es:

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{p_e}{v_C} - \frac{p_{ep}}{v_C} \quad (2.9)$$

siendo

C	Capacidad de los condensadores de acoplamiento
v_C	Tensión en los condensadores de acoplamiento
p_e	Potencia real que absorbe el Compensador Serie del sistema de transporte y que suministra a los condensadores de acoplamiento

p_{ep} Potencia real que extrae el Compensador Paralelo de los condensadores de acoplamiento

La ecuación (2.9), que describe la dinámica de la tensión de los condensadores de acoplamiento, es una ecuación no lineal. Sin embargo, la ecuación que describe la energía almacenada en los condensadores de acoplamiento es:

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_C^2}{dt} = p_e - p_{ep} \quad (2.10)$$

que es lineal para v_C^2 como variable de estado. En esta tesis se utilizará la ecuación (2.10) para el diseño del sistema de control de la tensión de los condensadores de acoplamiento.

Si se desprecian las pérdidas en los inversores serie y paralelo, se obtiene que

$$p_e = e_a i_{Sa} + e_b i_{Sb} + e_c i_{Sc} \quad (2.11)$$

$$p_{ep} = e_{Pa} i_{Pa} + e_{Pb} i_{Pb} + e_{Pc} i_{Pc} \quad (2.12)$$

Las ecuaciones (2.11) y (2.12) relacionan las variables trifásicas con las variables del circuito de corriente continua. El conjunto (2.10), (2.11) y (2.12) describen, completamente, el comportamiento dinámico de la tensión de los condensadores de acoplamiento en función de las variables de los Compensadores Serie y Paralelo.

2.4 Modelo adimensional de un UPFC

En general, los modelos adimensionales permiten reducir el número de parámetro de los que depende el modelo del sistema y permiten comparar sistemas de diferente potencia o en diferentes puntos de operación. Además, las variables expresan directamente su valor relativo respecto a las magnitudes base.

Para obtener el modelo adimensional del UPFC, se ha definido un conjunto de magnitudes base que se recogen en la Tabla 2.1. Se han tomado la potencia y la tensión

Variable	Magnitudes base	Magnitudes reales
Potencia	S_B	$p = p(\text{p.u.})S_B$
Tensión de fase	V_B	$v = v(\text{p.u.})V_B$
Corriente	$I_B = S_B/V_B$	$i = i(\text{p.u.})I_B$
Impedancia	$Z_B = V_B/I_B$	$R = R(\text{p.u.})Z_B$
Autoinducción	$L_B = Z_B/\omega_{red}$	$L = L(\text{s})L_B$
Tensión c.c.	V_B^{cc}	$v_C = v_C(\text{p.u.})V_B^{cc}$
Impedancia c.c.	$Z_B^{cc} = (V_B^{cc})^2/S_B$	
Capacidad	$C_B = 1/(Z_B^{cc}\omega_{red})$	$C = C(\text{s})C_B$

Tabla 2.1: Selección de las magnitudes base y cálculo de las magnitudes reales en función de su valor en unitarias.

como magnitudes base. El resto de las magnitudes base se deriva de éstas, con el objetivo de que las ecuaciones del UPFC tengan el mismo aspecto en magnitudes reales que en unitarias. Nótese que las bases correspondientes a la tensión de fase y a la tensión de corriente continua son diferentes. Esto se puede hacer porque, entre ciertos márgenes, la tensión de los inversores es independiente de la tensión del condensador de acoplamiento (este tema se discute en detalle en el Capítulo 4).

Para obtener el modelo adimensional de los Compensadores Serie y Paralelo, hay que sustituir en las ecuaciones (2.3), (2.4), (2.5) y (2.6), (2.7), (2.8) de los Compensadores Serie y Paralelo, respectivamente, las magnitudes reales por su valor en función de las magnitudes unitarias y las bases. De esta manera, las ecuaciones de los Compensadores Serie y Paralelo, con los parámetros y variables en magnitudes unitarias, quedan de la siguiente manera:

- Ecuaciones adimensionales del Compensador Serie

$$v_{Ea} - v_{Ra} - e_a = Ri_{Sa} + L \frac{di_{Sa}}{dt} \quad (2.13)$$

$$v_{Eb} - v_{Rb} - e_b = Ri_{Sb} + L \frac{di_{Sb}}{dt} \quad (2.14)$$

$$v_{Ec} - v_{Rc} - e_c = Ri_{Sc} + L \frac{di_{Sc}}{dt} \quad (2.15)$$

- Ecuaciones adimensionales del Compensador Paralelo

$$e_{Pa} - v_a = R_P i_{Pa} + L_P \frac{di_{Pa}}{dt} \quad (2.16)$$

$$e_{Pb} - v_b = R_P i_{Pb} + L_P \frac{di_{Pb}}{dt} \quad (2.17)$$

$$e_{Pc} - v_c = R_P i_{Pc} + L_P \frac{di_{Pc}}{dt} \quad (2.18)$$

Procediéndose de la misma forma que para las ecuaciones de los Compensadores Serie y Paralelo, las ecuaciones del circuito de corriente continua, con los parámetros y variables en magnitudes unitarias, son:

- Ecuaciones adimensionales del circuito de corriente continua

$$\frac{1}{2} C \frac{dv_C^2}{dt} = p_e - p_{ep} \quad (2.19)$$

$$p_e = e_a i_{Sa} + e_b i_{Sb} + e_c i_{Sc} \quad (2.20)$$

$$p_{ep} = e_{Pa} i_{Pa} + e_{Pb} i_{Pb} + e_{Pc} i_{Pc} \quad (2.21)$$

2.5 Modelos de los Compensadores Serie y Paralelo en un sistema de referencia arbitrario

Utilizando la transformada de Park (Krause, 1986), se pueden tener diferentes formas de los modelos dinámicos de los Compensadores Serie y Paralelo. La forma genérica de la transformada de Park es

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} k_1 & k_1 & k_1 \\ k_2 \cos \theta & k_2 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & k_2 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -k_2 \operatorname{sen} \theta & -k_2 \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -k_2 \operatorname{sen} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

donde k_1 y k_2 son constantes arbitrarias que determinan las propiedades de la transformada de Park (Lesenne et al., 1981) y θ un ángulo, que puede depender del tiempo, y que define los ejes coordenados en los que se obtienen las variables transformadas.

El paso del conjunto de variables trifásicas (a, b, c) , al conjunto de variables (o, x, y) definido por la matriz \mathbf{P} de cambio de variables, se realiza de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} x_o \\ x_x \\ x_y \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

y como \mathbf{P} es invertible

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} x_o \\ x_x \\ x_y \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Sustituyendo (2.24) en (2.13), (2.14) y (2.15) se obtiene el modelo del Compensador Serie con el nuevo conjunto de variables

$$v_{Eo} - v_{Ro} - e_o = Ri_{So} + L \frac{di_{So}}{dt} \quad (2.25)$$

$$v_{Ex} - v_{Rx} - e_x = Ri_{Sx} - L \frac{d\theta}{dt} i_{Sy} + L \frac{di_{Sx}}{dt} \quad (2.26)$$

$$v_{Ey} - v_{Ry} - e_y = L \frac{d\theta}{dt} i_{Sx} + Ri_{Sy} + L \frac{di_{Sy}}{dt} \quad (2.27)$$

siendo

i_{So}, i_{Sx} e i_{Sy} Corriente homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, del Compensador Serie

v_{Eo}, v_{Ex} y v_{Ey} Tensión homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, de la fuente de tensión v_E

v_{Ro} , v_{Rx} y v_{Ry} Tensión homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, de la fuente de tensión v_R

e_o , e_x y e_y Tensión homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, del inversor serie

Procediendo de la misma forma que con el Compensador Serie, se obtienen unas ecuaciones del Compensador Paralelo con el nuevo conjunto de variables

$$e_{Po} - v_o = R_P i_{Po} + L_P \frac{di_{Po}}{dt} \quad (2.28)$$

$$e_{Px} - v_x = R_P i_{Px} - L_P \frac{d\theta}{dt} i_{Py} + L_P \frac{di_{Px}}{dt} \quad (2.29)$$

$$e_{Py} - v_y = L_P \frac{d\theta}{dt} i_{Px} + R_P i_{Py} + L_P \frac{di_{Py}}{dt} \quad (2.30)$$

siendo

i_{Po} , i_{Px} e i_{Py} Corriente homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, del Compensador Paralelo

v_o , v_x y v_y Tensión homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, en el PCC

e_{Po} , e_{Px} y e_{Py} Tensión homopolar, de eje x y de eje y , respectivamente, del inversor paralelo

2.6 Teoría de la potencia reactiva instantánea

El objetivo general de los dispositivos FACTS es el control del flujo de potencia en los sistemas de transporte de energía eléctrica y, en el caso concreto de un UPFC, el objetivo fundamental de su control en nivel fuente es el control de la potencia que se consume en el PCC. Esto implica el control tanto de la potencia real como el de la potencia reactiva instantánea. En esta sección se recoge el concepto de potencia reactiva instantánea

presentado por (Akagi et al., 1984) y que también se puede encontrar en (Depenbrock et al., 1994), y se demuestra que en régimen permanente senoidal coincide con el concepto clásico de potencia reactiva. Finalmente, se demuestra que seleccionando un conjunto de variables adecuado, el control de la potencia real y reactiva instantánea se reduce a un control de corriente.

2.6.1 Concepto de potencia reactiva instantánea

Para introducir el concepto de la potencia reactiva instantánea es necesario expresar las tensiones y corrientes del sistema de transporte como vectores espaciales. Por simplicidad, se va a suponer que las componentes homopolares de las tensiones y corrientes son nulas o despreciables. En (Akagi et al., 1984) se presenta este mismo estudio sin esta restricción.

Utilizando la transformada de Park particularizada par $k_1 = \sqrt{3}$, $k_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ y $\theta = 0$, el conjunto de variables trifásicas v_a, v_b, v_c e i_a, i_b, i_c se pueden reducir a los pares v_{ds}, v_{qs} e i_{ds}, i_{qs}

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

que también pueden escribirse como números complejos

$$\vec{v} = v_{ds} + jv_{qs} \quad (2.33)$$

$$\vec{i} = i_{ds} + ji_{qs} \quad (2.34)$$

donde \vec{v} es el vector espacial de la tensión en un punto del sistema e \vec{i} es el vector espacial de la corriente por una línea. Resumiendo:

- Los vectores espaciales son variables de carácter instantáneo y no deben de confundirse con los fasores que dan información de régimen permanente
- La información contenida en el conjunto de variables trifásicas v_a, v_b, v_c e i_a, i_b, i_c está resumida en los vectores espaciales \vec{v} e \vec{i}
- Las variables v_{ds}, v_{qs} e i_{ds}, i_{qs} son las componentes de los vectores espaciales \vec{v} e \vec{i} en un sistema de coordenadas ortogonal definido por los ejes ds y qs .

Las propiedades más interesantes de la transformada de Park que se ha utilizado son (Lesenne et al., 1981):

1. La expresión de la potencia es invariante.
2. La transformada de Park de las tensiones de fase es un vector espacial cuyo módulo coincide con la tensión eficaz de línea.
3. La transformada de Park de las corrientes es un vector espacial de módulo $\sqrt{3}$ veces el valor eficaz de las corrientes.
4. Si las tensiones y corrientes están equilibradas y son senoidales puras, los vectores espaciales \vec{v} e \vec{i} son de módulo constante y giran, en cada instante, a la frecuencia de red (ω_{red}).

Por lo tanto, utilizando la propiedad 1 de la transformada de Park, la potencia real que se consume en el PCC del sistema de la Figura 2.2 se puede calcular como

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (2.35)$$

La ecuación (2.35) no es más que el producto escalar de los vectores espaciales \vec{v} e \vec{i} y se puede expresar de la siguiente manera:

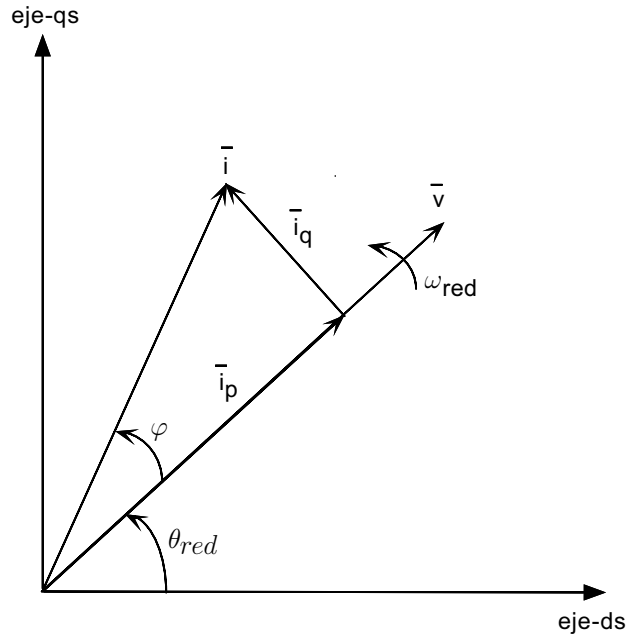


Figura 2.3: Cálculo gráfico de la corriente reactiva instantánea.

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} \quad (2.36)$$

En la Figura 2.3 se han representado los vectores espaciales \vec{v} e \vec{i} . El vector espacial de la corriente se ha descompuesto en \vec{i}_p e \vec{i}_q . En consecuencia, la ecuación (2.36) se reduce a

$$p = \vec{v} \cdot \underbrace{(\vec{i}_p + \vec{i}_q)}_{\vec{i}} = \vec{v} \cdot \vec{i}_p + \underbrace{\vec{v} \cdot \vec{i}_q}_0 = |\vec{v}| |\vec{i}_p| \quad (2.37)$$

De la ecuación (2.37) se deduce que la corriente \vec{i} se puede dividir en: \vec{i}_p que es la corriente que produce potencia real e \vec{i}_q que es la corriente que no produce potencia real. Se denomina a \vec{i}_q como la corriente reactiva instantánea y se define la potencia reactiva instantánea consumida en el PCC como

$$q = -|\vec{v}| |\vec{i}_q| \quad (2.38)$$

Las ecuaciones (2.37) y (2.38) se pueden presentar como:

$$p = |\vec{v}| |\vec{i}| \cos \varphi \quad (2.39)$$

$$q = -|\vec{v}| |\vec{i}| \sin \varphi \quad (2.40)$$

donde φ es el desfase, en cada instante, entre \vec{v} e \vec{i} .

Finalmente, para un sistema trifásico equilibrado y con corrientes y tensiones senoidales puras, utilizando las propiedades 2, 3 y 4 de la transformada de Park, las ecuaciones (2.39) y (2.40) quedan de la siguiente manera:

$$P = 3V_f I \cos \phi \quad (2.41)$$

$$Q = -3V_f I \sin \phi \quad (2.42)$$

siendo

V_f Tensión eficaz de fase

I Corriente eficaz

ϕ Desfase entre la tensión y la corriente en un sistema trifásico equilibrado y que, en estas condiciones, coincide con φ

De la ecuación (2.42) se deduce que, en régimen permanente, para un sistema trifásico equilibrado y con corrientes y tensiones senoidales, la potencia reactiva instantánea coincide con el concepto clásico de potencia reactiva. En las mismas condiciones, como ya se sabe y se deduce de la ecuación (2.41), la potencia real coincide con la potencia activa.

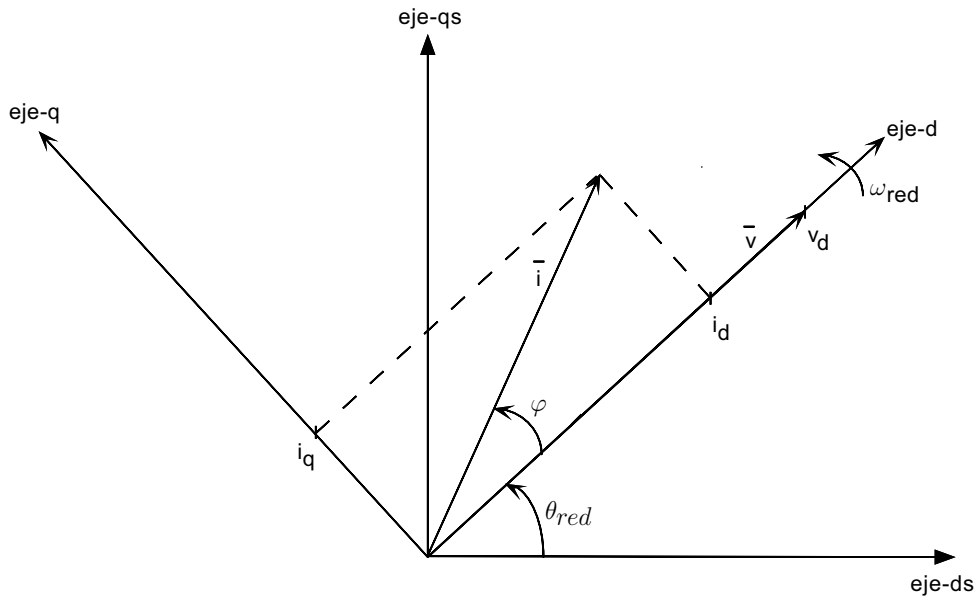


Figura 2.4: Sistema de referencia para el control de p y q .

2.6.2 Sistema de referencia para el control de la potencia real y reactiva instantánea

En la Figura 2.4 se han añadido unos nuevos ejes de coordenadas ortogonales $d - q$. El eje d mantiene en todo momento la dirección del vector espacial \vec{v} y por lo tanto, utilizando notación compleja, los vectores espaciales de la tensión y la corriente se pueden expresar en el nuevo sistema de referencia como:

$$\vec{v} = v_d \quad (2.43)$$

$$\vec{i} = i_d + ji_q \quad (2.44)$$

De forma analítica este nuevo sistema de referencia es el resultado de aplicar la transformada de Park particularizada para $k_1 = \sqrt{3}$, $k_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ y $\theta = \underbrace{\int_0^t \omega_{red} dt}_{\theta_{red}}$.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{red} & \cos \left(\theta_{red} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_{red} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\text{sen } \theta_{red} & -\text{sen} \left(\theta_{red} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left(\theta_{red} - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{red} & \cos \left(\theta_{red} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_{red} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\text{sen } \theta_{red} & -\text{sen} \left(\theta_{red} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\text{sen} \left(\theta_{red} - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.43) y (2.44) en las ecuaciones (2.39) y (2.40), se obtiene:

$$p = v_d i_d \quad (2.47)$$

$$q = -v_d i_q \quad (2.48)$$

Analizando las ecuaciones (2.47) y (2.48) y teniendo en cuenta que la tensión de red es aproximadamente constante o que varía de forma lenta, la potencia real y la potencia reactiva instantánea son proporcionales a las corrientes en ejes d y q , respectivamente. Por lo tanto, si se obtiene un modelo dinámico de los Compensadores Serie y Paralelo en coordenadas $d - q$, el control de la potencia real y reactiva instantánea se reduce al control de unas corrientes en ejes $d - q$.

2.7 Modelo de los Compensadores Serie y Paralelo en un sistema de referencia solidario a la tensión en el PCC

En las ecuaciones (2.13), (2.14) y (2.15) del Compensador Serie y (2.16), (2.17) y (2.18) del Compensador Paralelo, no aparecen explícitamente las expresiones de las potencias real

y reactiva instantánea. En la Sección 2.6 se demostró que la potencia real y la potencia reactiva instantánea son proporcionales a las corrientes en ejes d y q , respectivamente. En esta sección se obtiene el modelo dinámico de los Compensadores Serie y Paralelo en ejes d y q .

Las ecuaciones del Compensador Serie se obtienen particularizando en las ecuaciones (2.25), (2.26) y (2.27) para $\theta = \theta_{red}$, y por lo tanto los ejes x e y coinciden con los ejes d y q . En estas condiciones, las ecuaciones del Compensador Serie son:

$$v_{Eo} - v_{Ro} - e_o = Ri_{So} + L \frac{di_{So}}{dt} \quad (2.49)$$

$$v_{Ed} - v_{Rd} - e_d = Ri_{Sd} - L\omega_{red}i_{Sq} + L \frac{di_{Sd}}{dt} \quad (2.50)$$

$$v_{Eq} - v_{Rq} - e_q = L\omega_{red}i_{Sd} + Ri_{Sq} + L \frac{di_{Sq}}{dt} \quad (2.51)$$

Procediendo de la misma forma que para el Compensador Serie, se obtienen las ecuaciones dinámicas del Compensador Paralelo en ejes d y q .

$$e_{Po} - v_o = R_P i_{Po} + L_P \frac{di_{Po}}{dt} \quad (2.52)$$

$$e_{Pd} - v_d = R_P i_{Pd} - L_P \omega_{red} i_{Pq} + L_P \frac{di_{Pd}}{dt} \quad (2.53)$$

$$e_{Pq} = L_P \omega_{red} i_{Pd} + R_P i_{Pq} + L_P \frac{di_{Pq}}{dt} \quad (2.54)$$

Por último, en la Tabla 2.2 se resume la asignación de las magnitudes base que se va a utilizar a lo largo de esta tesis. También se ha incluido el valor nominal de las variables físicas y de las variables en ejes $d-q$ (en unitarias). Nótese que con esta selección los valores en unitarias de la potencia real y de la corriente en eje d coinciden (lo mismo sucede con la potencia reactiva instantánea y la corriente en eje q) y los valores nominales de la potencia aparente y del módulo del vector espacial de la corriente son 1.

Variable	Magnitudes base	Variables físicas	Variables en ejes $d - q$
Potencias real y reactiva instantánea	$S_B = S_{nom}$	$p = 1 \cos \varphi$ p.u. $q = 1 \sin \varphi$ p.u.	
Tensión de fase en el PCC	$V_B = \sqrt{3}V_{nom}$ (V_{nom} de fase)	$V_f = 1/\sqrt{3}$ p.u.	$v_d = 1$ p.u. $v_q = 0$ p.u.
Corriente consumida en el PCC	$I_B = \sqrt{3}I_{nom}$	$I = 1/\sqrt{3}$ p.u.	$i_d = 1 \cos \varphi$ p.u. $i_q = 1 \sin \varphi$ p.u.
Tensión c.c.	$V_B^{cc} = V_{nom}^{cc}$	$v_C = 1$ p.u.	

Tabla 2.2: Asignación de las magnitudes base y resumen de los valores nominales de las variables físicas y en ejes $d - q$, en unitarias.

2.8 Modelo de un UPFC en tiempo continuo para control

En esta sección se formulan las ecuaciones que se van a utilizar para el diseño del sistema de control del UPFC.

2.8.1 Ecuaciones de estado del Compensador Serie

El modelo del Compensador Serie presentado en la Sección 2.7 se pueden simplificar si se tiene en cuenta lo siguiente:

- Las tensiones de los nudos receptor y emisor tienen dinámicas muy lentas frente a la tensión del inversor serie y se pueden considerar constantes. Por lo tanto, en el modelo incremental del Compensador Serie, las tensiones de los nudos se pueden suprimir. Nótese que este modelo incremental no depende del punto de trabajo.
- La componente homopolar de la tensión del inversor serie es despreciable y, por lo tanto, no se puede controlar la corriente homopolar. La ecuación (2.49) carece de interés desde el punto de vista de control.

Utilizando variables de estado incrementales, las ecuaciones del Compensador Serie son:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_{red} \\ -\omega_{red} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_S} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{Sdq}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_S} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{dq}} \quad (2.55)$$

o también

$$\frac{d\vec{i}_S}{dt} = -\left(\frac{R}{L} + j\omega_{red}\right)\vec{i}_S - \frac{1}{L}\vec{e} \quad (2.56)$$

siendo

\vec{i}_S Vector espacial de la corriente del Compensador Serie ($\vec{i}_S = i_{Sd} + ji_{Sq}$)

\vec{e} Vector espacial de la tensión del inversor serie ($\vec{e} = e_d + je_q$)

2.8.2 Ecuaciones de estado del Compensador Paralelo

De la misma forma, si se desprecia la componente homopolar de la corriente del Compensador Paralelo sus ecuaciones de estado son:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Pd} \\ i_{Pq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_P}{L_P} & \omega_{red} \\ -\omega_{red} & -\frac{R_P}{L_P} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_P} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Pd} \\ i_{Pq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{Pdq}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_P} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_P} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_P} \underbrace{\left[\begin{pmatrix} e_{Pd} \\ e_{Pq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_d \\ 0 \end{pmatrix} \right]}_{\mathbf{e}_{Pdq}} \quad (2.57)$$

o también

$$\frac{d\vec{i}_P}{dt} = -\left(\frac{R_P}{L_P} + j\omega_{red}\right)\vec{i}_P + \frac{1}{L_P}(\vec{e}_P - v_d) \quad (2.58)$$

siendo

\vec{i}_P Vector espacial de la corriente del Compensador Paralelo ($\vec{i}_P = i_{Pd} + ji_{Pq}$)

\vec{e}_P Vector espacial de la tensión del Compensador Paralelo ($\vec{e}_P = e_{Pd} + je_{Pq}$)

2.8.3 Modelo del circuito de corriente continua

Reagrupando términos en (2.19) y sustituyendo en (2.20) y (2.21) las variables trifásicas por sus componentes en coordenadas $d - q$, las ecuaciones dinámicas del circuito de corriente continua son:

$$\frac{dv_C^2}{dt} = \frac{2}{C}(p_e - p_{ep}) \quad (2.59)$$

$$p_e = e_d i_{Sd} + e_q i_{Sq} \quad (2.60)$$

$$p_{ep} = e_{Pd} i_{Pd} + e_{Pq} i_{Pq} \quad (2.61)$$

Nótese que en (2.60) y (2.61) no aparecen sumandos asociados a las corrientes homopolares de los Compensadores Serie y Paralelo. El motivo es que las tensiones homopolares de los inversores son despreciables y, por lo tanto, los productos de las tensiones homopolares por las corrientes homopolares se pueden considerar despreciables. Además, con una selección adecuada del grupo de conexión de los transformadores se puede asegurar que la corriente homopolar de los inversores sea cero.

2.9 Modelo de un UPFC en tiempo discreto para control

El sistema de control del UPFC será implantado, finalmente, en una plataforma digital. Si se obtiene un modelo del UPFC en tiempo discreto pueden tenerse en cuenta de forma natural los efectos de la realización digital de los algoritmos de control.

Para un sistema genérico en tiempo continuo descrito por sus ecuaciones de estado

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (2.62)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \quad (2.63)$$

el sistema equivalente en tiempo discreto es el siguiente:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(k) \quad (2.64)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \quad (2.65)$$

Existen numerosas técnicas para obtener un modelo aproximado en tiempo discreto como el descrito por las ecuaciones (2.62) y (2.63). La que se ha utilizado reconstruye el sistema de forma exacta en los instantes de muestreo si sus entradas son escalonadas o se aplican a través de un retenedor de orden cero (Franklin y Powell, 1980). Esta transformación se dice que es invariante para retenedor de orden cero y los valores de $\mathbf{\Phi}$ y $\mathbf{\Gamma}$ son

$$\mathbf{\Phi} = e^{\mathbf{A}t_m} \quad (2.66)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \left(\int_0^{t_m} e^{\mathbf{A}\eta} d\eta \right) \mathbf{B} \quad (2.67)$$

donde t_m es el periodo de muestreo.

2.9.1 Ecuaciones de estado del Compensador Serie

Procediendo como en (2.66) y (2.67), se obtiene el siguiente modelo en tiempo discreto para Compensador Serie:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) \\ i_{sq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{s1} & \phi_{s2} \\ -\phi_{s2} & \phi_{s1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Phi}_s} \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{s1} & \gamma_{s2} \\ -\gamma_{s2} & \gamma_{s1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Gamma}_s} \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

donde, para un periodo de muestro t_m , los elementos de la matriz son

$$\begin{aligned}
\phi_{S1} &= e^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_{red}t_m) \\
\phi_{S2} &= e^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_{red}t_m) \\
\gamma_{S1} &= \frac{Re^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_{red}t_m) - L\omega_{red}e^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_{red}t_m) - R}{R^2 + (L\omega_{red})^2} \\
\gamma_{S2} &= \frac{Re^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_{red}t_m) + L\omega_{red}e^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_{red}t_m) - L\omega_{red}}{R^2 + (L\omega_{red})^2}
\end{aligned}$$

Comparando las ecuaciones (2.55) y (2.68) se observa que las matrices de estado \mathbf{A}_S y $\mathbf{\Phi}_S$ tienen la misma estructura, independientemente del valor numérico de cada elemento. Sin embargo, no sucede lo mismo con las matrices de entrada \mathbf{B}_S y $\mathbf{\Gamma}_S$. En $\mathbf{\Gamma}_S$ aparece un nuevo elemento, γ_{S2} , debido al proceso de discretización.

2.9.2 Ecuaciones de estado del Compensador Paralelo

Procediendo de la misma forma que con el Compensador Serie se obtiene el siguiente modelo en tiempo discreto del Compensador Paralelo:

$$\begin{bmatrix} i_{Pd}(k+1) \\ i_{Pq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{P1} & \phi_{P2} \\ -\phi_{P2} & \phi_{P1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Phi}_P} \begin{bmatrix} i_{Pd}(k) \\ i_{Pq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{P1} & \gamma_{P2} \\ -\gamma_{P2} & \gamma_{P1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Gamma}_P} \begin{bmatrix} e_{Pd}(k) - v_d(k) \\ e_{Pq}(k) \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

siendo

$$\begin{aligned}
\phi_{P1} &= e^{-\frac{R_P}{L_P}t_m} \cos(\omega_{red}t_m) \\
\phi_{P2} &= e^{-\frac{R_P}{L_P}t_m} \text{sen}(\omega_{red}t_m) \\
\gamma_{P1} &= \frac{-R_P e^{-\frac{R_P}{L_P}t_m} \cos(\omega_{red}t_m) + L_P \omega_{red} e^{-\frac{R_P}{L_P}t_m} \text{sen}(\omega_{red}t_m) + R_P}{R_P^2 + (L_P \omega_{red})^2}
\end{aligned}$$

$$\gamma_{P2} = \frac{-R_P e^{-\frac{R_P}{L_P} t_m} \text{sen}(\omega_{red} t_m) - L_P \omega_{red} e^{-\frac{R_P}{L_P} t_m} \text{cos}(\omega_{red} t_m) + L_P \omega_{red}}{R_P^2 + (L_P \omega_{red})^2}$$

Como sucede con el Compensador Serie, las matrices de entrada \mathbf{B}_P y $\mathbf{\Gamma}_P$ no tienen la misma estructura. En $\mathbf{\Gamma}_P$ aparece un nuevo elemento, γ_{P2} , debido al proceso de discretización de las señales.

2.9.3 Modelo del circuito de corriente continua

Para obtener el modelo en tiempo discreto del circuito de corriente continua se ha aproximado la derivada de v_C^2 mediante la ley rectangular adelantada (Franklin y Powell, 1980)

$$\frac{dv_C^2}{dt}(k) = \frac{v_C^2(k+1) - v_C^2(k)}{t_m} \quad (2.70)$$

De esta manera, las ecuaciones dinámicas en tiempo discreto del circuito de corriente continua son

$$v_C^2(k+1) = v_C^2(k) + \frac{2t_m}{C} [p_e(k) - p_{eP}(k)] \quad (2.71)$$

$$p_e(k) = e_d(k)i_{Sd}(k) + e_q(k)i_{Sq}(k) \quad (2.72)$$

$$p_{ep}(k) = e_{Pd}(k)i_{Pd}(k) + e_{Pq}(k)i_{Pq}(k) \quad (2.73)$$

2.10 Resumen y conclusiones

En este capítulo se han presentado los principios de funcionamiento del UPFC y que en adelante serán la base para desarrollar su sistema de control. El Compensador Serie controla las potencias real y reactiva instantánea que se consumen en el PCC. El control del Compensador Paralelo está subordinado al del Compensador Serie y tiene como objetivo

suministrar la potencia real que el Compensador Serie consume en su funcionamiento. De esta manera la energía total intercambiada por el UPFC es cero y los condensadores de acoplamiento mantienen constante su energía almacenada y su tensión.

Por otro lado, se han obtenido tres modelos fundamentales para el UPFC: el modelo trifásico, el modelo en un sistema de referencia solidario a la tensión en el PCC y el modelo en tiempo discreto para control. Los dos primeros se utilizarán a lo largo de las tesis para simular el comportamiento dinámico del UPFC. En las simulaciones con el modelo trifásico es necesario transformar las variables trifásicas a vectores espaciales para poder implantar los algoritmos de control, por lo que sólo se utilizará cuando se requiera un análisis exhaustivo del sistema de control. El modelo en un sistema de referencia solidario a la tensión en el PCC permite aislar el problema de control del de acondicionamiento y adaptación de señales, por lo que se utilizará en la primera etapa de diseño.

En todos los casos el sistema de control del UPFC se va a implantar en tiempo discreto. El diseño de los algoritmos de control se hará siempre utilizando el modelo en tiempo discreto para control. Con este modelo, los controles de potencia se reducen a controles lineales corriente y el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento también es lineal. Además, en este modelo se refleja el proceso de muestreo y reconstrucción de señales y, por lo tanto, se puede tener en cuenta a la hora de obtener los algoritmos de control.

Capítulo 3

Control del Compensador Serie

3.1 Introducción

En la Sección 2.2 se ha descrito el funcionamiento de un UPFC, que se ha dividido en los Compensadores Serie y Paralelo. El Compensador Serie es el encargado del control del flujo de potencia de la línea. El Compensador Paralelo se encarga del mantener la tensión en los condensadores de acoplamiento y su control está subordinado al del Compensador Serie. Este Capítulo se centra en el control del Compensador Serie.

Los primeros sistemas de control que se presentan en la literatura se basan en que la transferencia de potencia activa por una línea depende, fundamentalmente, del ángulo de transporte, mientras que la transferencia de potencia reactiva depende del módulo de la tensión en los extremos de la línea (Kundur, 1993). En (Ooi et al., 1993), para controlar la potencia real de la línea se ajusta el ángulo de la tensión que suministra el Compensador Serie y para controlar la potencia reactiva instantánea se ajusta su amplitud. Los resultados que se presentan en (Ooi et al., 1993) demuestran que se puede controlar p y q en régimen permanente, aunque durante los transitorios los controles están acoplados: las variaciones en el control de p afectan al control de q que reacciona para restablecer la situación. Como consecuencia, para asegurar la estabilidad del sistema de control y reducir los acoplamientos se diseñan controles de p y q muy lentos, con tiempos de establecimiento por encima de 10 ciclos de red. En (Liu y Song, 1996) se presentan resultados similares,

aunque en este caso únicamente se controla el ángulo de la tensión del Compensador Serie, mientras que su módulo se mantiene constante. Es obvio que de esta forma únicamente se puede controlar la potencia real y el valor de la potencia reactiva instantánea está ligado a ésta. Por último, en (Al-Mawsawi y Coonick, 1996) se demuestra que las variaciones de las potencias real y reactiva instantánea frente cambios en el módulo y en el ángulo de la tensión del Compensador Serie, respectivamente, dependen del punto de trabajo. Por lo tanto, para mejorar las prestaciones de estos sistemas de control y asegurar su estabilidad podrían proponerse técnicas de control no lineal.

Por otro lado, en (Round et al., 1996) se presenta un sistema de control que utiliza variables en ejes d y q (vectores espaciales) y que en la literatura se denomina como *cross-coupling control*. Los vectores espaciales permiten reducir los controles de p y q a sendos controles de corriente (i_d e i_q) y además el modelo dinámico del Compensador Serie basado en vectores espaciales es lineal. En esta publicación se demuestra que por debajo de 10 Hz la ganancia de la función de transferencia que relaciona i_d con e_q (i_d/e_q) es muy superior a la de i_d/e_d , y de la misma forma la ganancia de i_q/e_d es mucho mayor que la de i_q/e_q . Esto conduce a que para controlar la potencia real en régimen permanente es necesario actuar sobre e_q y para la potencia reactiva instantánea sobre e_d . El sistema de control que se propone en (Round et al., 1996) se basa en el diseño de dos reguladores independientes, uno para i_d y otro para i_q , utilizando como variables de mando e_q y e_d , respectivamente. En los resultados de simulación que se presentan se consiguen tiempos de establecimiento del orden de 7,5 ciclos de red y con acoplamientos, aunque éstos no son excesivamente importantes. Sin embargo, en los resultados experimentales los acoplamientos se acentúan.

La línea de trabajo iniciada en (Round et al., 1996) se ha continuado en (Yu et al., 1996), (Fujita et al., 1998) y (Makombe y Jenkins, 1999). En todos los casos los resultados presentan importantes acoplamientos entre p y q , o controles excesivamente lentos con tiempos de establecimiento por encima de 10 ciclos de red. Únicamente en (Fujita et al., 1998) se mejoran parcialmente los resultados compensando los acoplamientos de i_d en i_q mediante acciones de control sobre e_d y, de la misma forma, compensando los acoplamientos i_q en i_d mediante acciones de control sobre e_q ; sin embargo, se siguen produciendo importantes acoplamientos cuando se realizan transitorios bruscos de i_d o de i_q .

El objetivo fundamental de este capítulo es obtener un sistema de control que

asegure el control rápido y desacoplado de p y q . En la Sección 3.2 se presentan los fundamentos del control por realimentación del estado. El estudio comienza con una ley de control proporcional y se extiende hasta llegar al planteamiento de una ley de control dinámica lo más general posible. Como caso particular, pero de suma importancia, se describe la realización de un control proporcional integral en variables de estado. Teniendo en cuenta que a la hora de implantar el sistema de control se utilizará una plataforma digital, toda la exposición de este capítulo se enfoca hacia sistemas modelados en tiempo discreto. Por último, se describe el diseño de un regulador que tiene en cuenta el tiempo de cálculo de los algoritmos de control.

Todos los controles expuestos en la Sección 3.2 se reducen, en último término, al diseño de un control proporcional para un sistema multivariable. En general, la selección de la matriz de realimentación del estado no es única si se utiliza la posición de los polos del sistema en lazo cerrado como único criterio de diseño. En la Sección 3.3 se presenta una estructura de control que además de situar los polos del sistema en lazo cerrado según las especificaciones, asegura que los controles de potencia real y reactiva instantánea son independientes y están desacoplados. Sin embargo, este no es el único criterio a la hora de realizar el diseño del sistema de control. En la Sección 3.4 se introducen criterios de robustez y se estudia la robustez del control desacoplado propuesto con anterioridad.

Los resultados más relevantes de este capítulo se ilustran con un ejemplo en el que el Compensador Serie se ha modelado en tiempo continuo mientras que el control se ha realizado en tiempo discreto.

3.2 Control por realimentación del estado

La exposición de este capítulo está enfocada a sistemas lineales en tiempo discreto y se supone que se pueden medir todas sus variables de estado.

En el caso del Compensador Serie las variables de estado son las corrientes del sistema de transporte y se pueden medir sin dificultad. En la Sección 2.8.1 se demuestra que el Compensador Serie se puede modelar mediante un sistema lineal y en la Sección 2.9.1 se obtiene su modelo en tiempo discreto, utilizando la transformación invariante para

retenedor de orden cero. Por lo tanto, las técnicas descritas en esta sección se pueden aplicar directamente al Compensador Serie.

3.2.1 Respuesta temporal

La descripción en variables de estado de un sistema lineal en tiempo discreto se corresponde con las ecuaciones (2.64) y (2.65) que se reproducen a continuación:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(k) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \quad (3.2)$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{l \times 1}$, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$, $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{R}^{n \times l}$, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$, $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{m \times l}$.

Si la matriz $\mathbf{\Phi}$ es diagonalizable en sentido estricto, esto es

$$\mathbf{\Phi} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \cdots & \mathbf{v}_n \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \cdots & \mathbf{v}_n \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \quad (3.3)$$

siendo λ_i el autovalor i -ésimo de $\mathbf{\Phi}$ y \mathbf{v}_i el autovector derecho asociado al autovalor λ_i , entonces todos los autovectores son linealmente independientes y forman una base que genera todo el espacio vectorial de dimensión n . De la misma manera se definen los autovectores izquierdos como

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^H \\ \vdots \\ \mathbf{w}_n^H \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}^H} \mathbf{\Phi} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^H \\ \vdots \\ \mathbf{w}_n^H \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

donde \mathbf{w}_i es el autovector izquierdo asociado al autovalor λ_i y \mathbf{w}_i^H es su traspuesto y conjugado, por lo tanto, \mathbf{W}^H es la matriz traspuesta y conjugada de \mathbf{W} (si todos los

elementos de \mathbf{W} son reales $\mathbf{W}^H = \mathbf{W}^T$). Despejando \mathbf{H} de (3.3) y (3.4) e igualando términos es fácil comprobar que $\mathbf{V}^{-1} = \mathbf{W}^H$.

Las variables de estado se pueden expresar como una combinación lineal de los autovectores derechos

$$\mathbf{x}(k) = z_1(k)\mathbf{v}_1 + \cdots + z_n(k)\mathbf{v}_n = \mathbf{V}\mathbf{z}(k) \quad (3.5)$$

Sustituyendo (3.5) en (3.1) y teniendo en cuenta (3.3) se obtiene la siguiente ecuación de estado del sistema:

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H}\mathbf{z}(k) + \mathbf{W}^H\mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(k) \quad (3.6)$$

que se puede resolver, en función de los valores iniciales de las variables de estado y de la evolución de la entrada, de forma recursiva como en (Owens, 1981)

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}^k\mathbf{z}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{H}^{k-r-1}\mathbf{W}^H\mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(r) \quad (3.7)$$

Por último, despejando $\mathbf{z}(k)$ de (3.5) y sustituyendo en (3.7) resulta

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{V}\mathbf{H}^k\mathbf{W}^H\mathbf{x}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{V}\mathbf{H}^{k-r-1}\mathbf{W}^H\mathbf{\Gamma}\mathbf{u}(r) \quad (3.8)$$

y por lo tanto, la respuesta libre del sistema es

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{v}_1 (\lambda_1)^k \mathbf{w}_1^H \mathbf{x}(0) + \cdots + \mathbf{v}_n (\lambda_n)^k \mathbf{w}_n^H \mathbf{x}(0) \quad (3.9)$$

Se dice que el sistema descrito por las ecuaciones (3.1) y (3.2) es asintóticamente estable, si y sólo si, la respuesta libre de todas las variables de estado ($\mathbf{x}(k)$) tiende a cero independientemente de su valor inicial ($\mathbf{x}(0)$). Esto equivale a que todos los autovalores de $\mathbf{\Phi}(\lambda_i)$, representados en el plano complejo, estén dentro del círculo unidad (como se deduce de la ecuación (3.9)).

3.2.2 Control proporcional por realimentación del estado

El comportamiento dinámico del sistema descrito por (3.1) se puede modificar si

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(k) \quad (3.10)$$

de manera que el sistema en lazo cerrado se convierte en

$$\mathbf{x}(k+1) = \underbrace{(\Phi - \Gamma\mathbf{K})}_{\Phi_{lc}} \mathbf{x}(k) \quad (3.11)$$

La matriz \mathbf{K} se selecciona para que los autovalores de Φ_{lc} estén situados según los criterios de diseño del control y para que las variables de estado del sistema converjan a cero con la dinámica seleccionada. Para que exista una matriz \mathbf{K} independientemente de la selección de los autovalores del sistema en lazo cerrado, es necesario que el sistema sea completamente controlable.

Se dice que el sistema descrito por las ecuaciones (3.1) y (3.2) es completamente controlable, si para cualquier valor inicial ($\mathbf{x}(0)$) y final ($\mathbf{x}(N)$) de las variables de estado existe una secuencia finita de valores de la entrada ($\mathbf{u}(k) = \{\mathbf{u}(0), \dots, \mathbf{u}(N-1)\}$) que realiza la transición de un estado a otro. La condición necesaria y suficiente para que el sistema sea completamente controlable es que la matriz de controlabilidad

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} \Gamma & \Phi\Gamma & \dots & \Phi^{n-1}\Gamma \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

sea de rango n (Owens, 1981).

Para un conjunto de autovalores dados, la solución \mathbf{K} del problema de asignación de polos es única sólo si el sistema tiene una sola entrada (Owens, 1978) y (Owens, 1981). En caso contrario, es posible encontrar más de una solución. En la literatura se presentan varios criterios para la selección de \mathbf{K} , uno de los más extendidos es el de (Kautsky et al., 1985) en el que se utilizan los grados de libertad para seleccionar aquella matriz que hace

que el sistema en lazo cerrado sea robusto, en el sentido de que los autovalores resultantes son poco sensibles a los cambios en los parámetros del sistema.

3.2.3 Introducción de la referencia

Para que el valor final de las variables de estado del sistema sea distinto de cero, se puede proponer la siguiente ley de control:

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(k) - \mathbf{K}_r\mathbf{x}_r(k) \quad (3.13)$$

donde $\mathbf{x}_r(k)$ es el valor de referencia de las variables de estado del sistema. El sistema en lazo cerrado resultante de aplicar la ley de control (3.13) es:

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{\Phi} - \mathbf{\Gamma}\mathbf{K})\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\mathbf{K}_r\mathbf{x}_r(k) \quad (3.14)$$

Si el sistema es completamente controlable la selección de la matriz \mathbf{K} situará los polos del sistema (3.14) donde se requiera. La selección de \mathbf{K}_r establece el valor al que tienden las variables de estado y no afecta a los polos del sistema. Si $\mathbf{x}_r(k)$ permanece constante ($\mathbf{x}_r(k) = \mathbf{x}_r$) y se cumple que

$$\mathbf{\Gamma}\mathbf{K}_r = \mathbf{I} - \mathbf{\Phi} + \mathbf{\Gamma}\mathbf{K} \quad (3.15)$$

entonces, las variables de estado tienden a sus referencias y el error en régimen permanente se hace cero. Sin embargo, para que esto se cumpla es necesario conocer el sistema con mucha precisión. En caso contrario, pequeños errores en el modelo hacen que la elección de \mathbf{K} y \mathbf{K}_r no se ajuste a la ecuación (3.15) y pueden llevar a errores en régimen permanente.

3.2.4 Diseño de una ley de control dinámica

Hasta el momento el diseño de la ley de control por realimentación del estado se ha restringido a controles proporcionales. En esta sección se extiende el estudio al diseño de

leyes de control dinámicas.

En (Owens, 1978) y (Owens, 1981) se propone una ley de control dinámica general que incluye integradores y redes de compensación de fase. Utilizando notación en variables de estado esta ley de control queda de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}_c(k+1) = \Phi_c \mathbf{x}_c(k) + \Gamma_c^a \mathbf{x}_r(k) - \Gamma_c^b \mathbf{x}(k) \quad (3.16)$$

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{D}_c^a \mathbf{x}_r(k) - \mathbf{D}_c^b \mathbf{x}(k) \quad (3.17)$$

donde $\mathbf{x}_c \in \mathfrak{R}^{h \times 1}$, $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}^{l \times 1}$, $\Phi_c \in \mathfrak{R}^{h \times h}$, $\Gamma_c^a, \Gamma_c^b \in \mathfrak{R}^{h \times n}$, $\mathbf{C}_c \in \mathfrak{R}^{l \times h}$, $\mathbf{D}_c^a, \mathbf{D}_c^b \in \mathfrak{R}^{l \times n}$ y $\mathbf{x}_c(k)$ es el vector de las variables de estado de la ley de control dinámica.

Si se agrupan las ecuaciones dinámicas del sistema y de la ley de control, el sistema dinámico resultante en lazo abierto es

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_c(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ -\Gamma_c^b & \Phi_c \end{bmatrix}}_{\Phi_a} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_c(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_a(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix}}_{\Gamma_a} \mathbf{u}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \Gamma_c^a \end{bmatrix}}_{\Gamma_r} \mathbf{x}_r(k) \quad (3.18)$$

donde $\mathbf{x}_a \in \mathfrak{R}^{(n+h) \times 1}$, $\Phi_a \in \mathfrak{R}^{(n+h) \times (n+h)}$, $\Gamma_a \in \mathfrak{R}^{(n+h) \times l}$, $\Gamma_r \in \mathfrak{R}^{(n+h) \times n}$ y $\mathbf{x}_a(k)$ el vector ampliado de las variables de estado del sistema, que incluyen las del sistema original y las de la ley de control dinámica. De esta manera, la ley de control para el sistema ampliado se reduce a

$$\mathbf{u}(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_c^b & -\mathbf{C}_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_c(k) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_c^a \mathbf{x}_r(k) \quad (3.19)$$

Por último, el sistema en lazo cerrado se puede expresar de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}_a(k+1) = \underbrace{[\Phi_a - \Gamma_a \mathbf{K}]_{\Phi_{ic}}}_{\Phi_{ic}} \mathbf{x}_a(k) + \begin{bmatrix} \Gamma \mathbf{D}_c^a \\ \Gamma_c^a \end{bmatrix} \mathbf{x}_r(k) \quad (3.20)$$

Si se comparan las ecuaciones (3.14) y (3.20) se observa que el problema de diseño de una ley de control dinámica se puede reducir al de asignación de polos mediante una ley de control proporcional; sin embargo, es necesario decidir de antemano las matrices Φ_c , Γ_c^a , Γ_c^b y \mathbf{C}_c que definen la estructura del control (adelanto de fase, retraso de fase ...).

La solución al problema de asignación de polos es siempre posible si el sistema ampliado (3.18) es completamente controlable, o lo que es lo mismo, si su matriz de controlabilidad

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} \Gamma_a & \Phi_a \Gamma_a & \dots & \Phi_a^{h+n-1} \Gamma_a \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

es de rango $n + h$. Sin embargo, la matriz de controlabilidad (3.21) depende de la selección de la estructura del controlador y por lo tanto, aunque el sistema original sea completamente controlable, no está garantizada la controlabilidad del sistema ampliado.

3.2.5 Diseño de un control proporcional-integral

La ley de control proporcional integral es un caso particular de ley de control dinámica. Sin embargo, debido a que es la ley de control que probablemente más se utiliza merece un tratamiento aparte.

Si se utiliza la integral rectangular retrasada, la ley de control proporcional integral se puede expresar en variables de estado de la siguiente manera (Franklin y Powell, 1980):

$$\mathbf{x}_I(k+1) = \mathbf{x}_I(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{Z} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} [\mathbf{x}_r(k) - \mathbf{x}(k)] \quad (3.22)$$

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}_P \mathbf{x}(k) - \mathbf{K}_I \mathbf{x}_I(k) \quad (3.23)$$

donde $\mathbf{I} \in \mathfrak{R}^{h \times h}$, $\mathbf{Z} \in \mathfrak{R}^{h \times (n-h)}$.

y siendo \mathbf{I} la matriz identidad y \mathbf{Z} una matriz llena de ceros, por lo tanto, únicamente se aplica el control integral a las h primeras variables de estado. Comparando las ecuaciones (3.16) y (3.17) con (3.22) y (3.23), respectivamente, se comprueba que

$$\Phi_c = \mathbf{I} \quad \Gamma_c^a = \mathbf{M} \quad \Gamma_c^b = \mathbf{M} \quad \mathbf{C}_c = -\mathbf{K}_I \quad \mathbf{D}_c^a = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_c^b = \mathbf{K}_P$$

Si se agrupan las ecuaciones dinámicas del sistema y de la ley de control proporcional integral, el sistema dinámico resultante en lazo abierto es

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_I(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ -\mathbf{M} & \mathbf{I} \end{bmatrix}}_{\Phi_a} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_I(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Gamma \\ 0 \end{bmatrix}}_{\Gamma_a} \mathbf{u}(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M} \end{bmatrix}}_{\Gamma_r} \mathbf{x}_r(k) \quad (3.24)$$

mientras que la ley de control se reduce al siguiente control proporcional:

$$\mathbf{u}(k) = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_P & \mathbf{K}_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_I(k) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Por último, las ecuaciones del sistema en lazo cerrado con el control proporcional integral son:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_I(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi - \Gamma\mathbf{K}_P & -\Gamma\mathbf{K}_I \\ -\mathbf{M} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_I(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{M} \end{bmatrix} \mathbf{x}_r(k) \quad (3.26)$$

Por lo tanto, el cálculo del control proporcional integral se reduce al de asignación de polos para el sistema (3.26) mediante la selección de \mathbf{K}_P y \mathbf{K}_I .

3.2.6 Diseño de un control teniendo en cuenta el retraso en los cálculos

Hasta el momento se ha supuesto que el cálculo de los algoritmos de control se realiza de forma instantánea. Sin embargo, esta aproximación sólo es válida si el tiempo de cálculo es mucho menor que el periodo de muestreo. En esta tesis, el tiempo de cálculo de los algoritmos de control ocupa gran parte del periodo de muestreo y además no es constante. Una solución a esta incertidumbre y que permite obtener un modelo sencillo del sistema para el diseño del control, es retrasar la acción de control hasta el comienzo del siguiente periodo, de manera que

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi \mathbf{x}(k) + \Gamma \mathbf{u}(k) \quad (3.27)$$

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}^c(k-1) \quad (3.28)$$

donde $\mathbf{u}^c(k)$ es la salida del sistema de control durante el periodo de muestreo k y $\mathbf{u}(k)$ es la entrada al sistema durante el periodo de muestreo k y que coincide con $\mathbf{u}^c(k-1)$. En forma de variables de estado (3.27) y (3.28) se puede escribir de la siguiente manera (Franklin y Powell, 1980):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{u}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{u}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{u}^c(k) \quad (3.29)$$

donde $\mathbf{u}^c \in \mathfrak{R}^{l \times 1}$ e $\mathbf{I} \in \mathfrak{R}^{l \times l}$.

La ecuación (3.29) se ajusta a la estructura general de los sistemas lineales en tiempo discreto (3.1). Por lo tanto, el diseño del control se reduce a lo expuesto en las secciones previas.

Es sencillo comprobar que la matriz de controlabilidad del sistema ampliado es

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma & \Phi \Gamma & \dots & \Phi^{n-2+l} \Gamma \\ \mathbf{I} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Si el sistema original es completamente controlable el rango de \mathbf{W}_c es $n+l$, por lo tanto, el sistema ampliado es completamente controlable. Por inducción, si el número de retrasos fuese $r \in \mathbb{N}$ y el sistema original es completamente controlable el sistema ampliado sigue siendo completamente controlable. En definitiva, si un sistema es completamente controlable los retrasos al aplicar las variables de entrada no afectan a su controlabilidad si se tienen en cuenta.

3.3 Control desacoplado

En un sistema de energía eléctrica, el control de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea son problemas independientes. En el campo de la estabilidad de pequeña perturbación, el control dinámico de la potencia real está asociado a mantener los generadores del sistema en sincronismo (estabilidad de ángulo); mientras que el control dinámico de la potencia reactiva instantánea tiene como objetivo mantener la tensión de los nudos del sistema en los niveles establecidos (estabilidad de tensiones).

El objetivo del Compensador Serie es el control desacoplado de i_{sd} e i_{sq} , de manera que sea capaz de atender simultáneamente a los problemas de estabilidad de ángulo y estabilidad de tensiones. Esto implica que las acciones del control de i_{sd} no deben afectar a la dinámica de i_{sq} y viceversa. En caso contrario, al resolverse un problema de estabilidad de ángulo se podría crear un problema de estabilidad de tensiones.

El Compensador Serie es un sistema MIMO y por lo tanto, en general, los transitorios afectan a todas las variables de estado del sistema. En esta sección se propone un cambio de variables del Compensador Serie, que transforma su modelo MIMO (que contiene las variables de ejes d y q) en dos subsistemas independientes (uno con las variables de eje d y otro con las variables de eje q). Por lo tanto, el control desacoplado se reduce al diseño de dos controles, uno para el subsistema de eje d y otro para el de eje q . También se demostrará que el control desacoplado se puede reducir a un control por realimentación del estado si se selecciona convenientemente la matriz de realimentación. Por último se presenta el sistema de control desacoplado del Compensador Serie con una ley de control proporcional integral.

3.3.1 Descomposición del Compensador Serie en subsistemas de control

En el Capítulo 2 se ha obtenido un modelo en tiempo discreto del Compensador Serie en ejes $d - q$ y por claridad en la exposición se reproduce a continuación

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{S1} & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & \phi_{S1} \end{bmatrix}}_{\Phi_S} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix}}_{i_{Sdq}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{S1} & \gamma_{S2} \\ -\gamma_{S2} & \gamma_{S1} \end{bmatrix}}_{\Gamma_S} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix}}_{e_{dq}(k)} \quad (3.31)$$

Se ha escogido este modelo porque es un modelo lineal y sus variables de estado son i_{Sd} (proporcional a p) e i_{Sq} (proporcional a q). Además, al ser un modelo en tiempo discreto tiene en cuenta los efectos de la realización digital de los algoritmos de control, el proceso de muestreo de las señales y el de retención de las salidas del control. Sin embargo, en el modelo (3.31) del Compensador Serie se observa que las variaciones de i_{Sd} provocan cambios en i_{Sq} y viceversa; además, las acciones de control sobre e_d y e_q actúan simultáneamente sobre i_{Sd} e i_{Sq} . Por lo tanto, no es posible hacer un control desacoplado de los ejes d y q utilizando e_d y e_q como salidas de control independientes.

Agrupando convenientemente términos en (3.31) se obtiene el siguiente modelo del Compensador Serie:

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 0 \\ 0 & \phi_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

donde

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_{S1} & \gamma_{S2} \\ -\gamma_{S2} & \gamma_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

En (3.32) i_{Sd} e i_{Sq} están desacopladas. En primer lugar, las variaciones de i_{Sd} no afectan a i_{Sq} y viceversa. Además, las acciones de control sobre u_d afectan únicamente a la dinámica de i_{Sd} y las acciones de control sobre u_q sólo afectan a la dinámica de i_{Sq} . Por lo tanto, el modelo MIMO del Compensador Serie (3.32) se puede desdoblar en las ecuaciones

$$i_{Sd}(k+1) = \phi_{S1}i_{Sd}(k) + u_d(k) \quad (3.34)$$

$$i_{Sq}(k+1) = \phi_{S1}i_{Sq}(k) + u_q(k) \quad (3.35)$$

y el diseño del control desacoplado se reduce al diseño de dos controles independientes, con u_d y u_q como entradas controlables.

De la ecuación de desacoplo (3.33) se puede despejar la tensión del inversor serie

$$\begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

La ecuación (3.36) proporciona la tensión que tiene que aplicar el inversor, en función de $i_{Sd}(k)$ e $i_{Sq}(k)$, para producir las salidas requeridas por los controles.

De la ecuación de desacoplo se deduce que para realizar el control desacoplado del Compensador Serie es necesario que exista la matriz inversa de $\mathbf{\Gamma}_S$. Por lo tanto, se tiene que cumplir que $\gamma_{S1}\gamma_{S1} + \gamma_{S2}\gamma_{S2} \neq 0$, que siempre es verdad.

3.3.2 Descomposición del Compensador Serie en subsistemas de control teniendo en cuenta el retraso en los cálculos

En la Sección 3.3.1 se ha supuesto que el tiempo de cálculo de los algoritmos de control es despreciable frente al periodo de muestreo. Sin embargo, como se comentó en la Sección 3.2.6, esta suposición no se ajusta a la realidad. Para tener en cuenta el retraso en los cálculos es necesario obtener un modelo del Compensador Serie análogo al de (3.27)

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & \phi_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{S1} & \gamma_{S2} \\ -\gamma_{S2} & \gamma_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d^c(k-1) \\ e_q^c(k-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{dq}^c(k-1)} \quad (3.37)$$

donde $e_d^c(k-1)$ y $e_q^c(k-1)$ son las componentes en ejes $d-q$ de la tensión de salida del sistema de control del Compensador Serie durante el periodo de muestreo $k-1$, que coinciden con las tensiones del inversor serie durante el periodo de muestreo k ($\mathbf{e}_{dq}(k) = \mathbf{e}_{dq}^c(k-1)$).

Agrupando términos de la misma forma que en la Sección 3.3.1, se puede obtener un modelo desacoplado del Compensador Serie

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 0 \\ 0 & \phi_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ i_{Sq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d^c(k-1) \\ u_q^c(k-1) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

siendo

$$\begin{bmatrix} u_d^c(k) \\ u_q^c(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_{S1} & \gamma_{S2} \\ -\gamma_{S2} & \gamma_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d^c(k) \\ e_q^c(k) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Por último, el sistema desacoplado descrito por (3.38) se puede desdoblar en dos sistemas independientes y, siguiendo los pasos descritos en la Sección 3.2.6, se obtienen las ecuaciones dinámicas de las variables de ejes d y q que se ajustan a la representación clásica en variables de estado de un sistema lineal en tiempo discreto.

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ u_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_d^c(k) \quad (3.40)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Sq}(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_q^c(k) \quad (3.41)$$

En conclusión, el diseño del control desacoplado del Compensador Serie, teniendo en cuenta el retraso en los cálculos, se reduce al diseño de dos controles independientes. Para el diseño del control de eje d se utiliza (3.40) y para el de eje q la ecuación (3.41). Las tensiones en ejes $d - q$ que tiene que aplicar el inversor para generar las salidas de los controles es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} e_d^c(k) \\ e_q^c(k) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ i_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} u_d^c(k) \\ u_q^c(k) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

En este caso, la ecuación de desacoplo depende de valores futuros de las variables de estado. Por lo tanto, para poder realizar un control estrictamente desacoplado es necesario estimar en cada instante el valor de $i_{Sd}(k+1)$ e $i_{Sq}(k+1)$ (obtener $\hat{i}_{Sd}(k+1)$ e $\hat{i}_{Sq}(k+1)$).

$$\begin{bmatrix} e_d^c(k) \\ e_q^c(k) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \phi_{S2} \\ -\phi_{S2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Sd}(k+1) \\ \hat{i}_{Sq}(k+1) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma}_S^{-1} \begin{bmatrix} u_d^c(k) \\ u_q^c(k) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Las corrientes $\hat{i}_{Sd}(k+1)$ e $\hat{i}_{Sq}(k+1)$ se pueden aproximar por la última medida disponible de $i_{Sd}(k)$ e $i_{Sq}(k)$, respectivamente. Es evidente que de esta manera el control nunca será estrictamente desacoplado, pero los resultados pueden ser muy buenos si la frecuencia de muestreo es alta comparada con la dinámica del sistema en lazo cerrado. Para mejorar esta estimación es necesario utilizar un modelo de predicción (Martín Sanchez, 1996).

Si se define el incremento de una variable genérica como $\Delta x(k) = x(k) - x(k-1)$, las corrientes $i_{Sd}(k+1)$ e $i_{Sq}(k+1)$ serán

$$i_{Sd}(k+1) = i_{Sd}(k) + \Delta i_{Sd}(k+1) \quad (3.44)$$

$$i_{Sq}(k+1) = i_{Sq}(k) + \Delta i_{Sq}(k+1) \quad (3.45)$$

Aplicando incrementos en (3.34) y (3.35), se pueden estimar las variables incrementales $\Delta i_{Sd}(k+1)$ e $\Delta i_{Sq}(k+1)$:

$$\widehat{\Delta}i_{Sd}(k+1) = \phi_{S1}\Delta i_{Sd}(k) + \Delta u_d^c(k-1) \quad (3.46)$$

$$\widehat{\Delta}i_{Sq}(k+1) = \phi_{S1}\Delta i_{Sq}(k) + \Delta u_q^c(k-1) \quad (3.47)$$

Por último, sustituyendo en (3.44) y (3.45) las variables incrementales $\Delta i_{Sd}(k+1)$ e $\Delta i_{Sq}(k+1)$ por los resultados de su estimación, se obtiene

$$\widehat{i}_{Sd}(k+1/k) = i_{Sd}(k) + \phi_{S1}\Delta i_{Sd}(k) + \Delta u_d^c(k-1) \quad (3.48)$$

$$\widehat{i}_{Sq}(k+1/k) = i_{Sq}(k) + \phi_{S1}\Delta i_{Sq}(k) + \Delta u_q^c(k-1) \quad (3.49)$$

donde $\widehat{i}_{Sd}(k+1/k)$ ($\widehat{i}_{Sq}(k+1/k)$) es el resultado de la predicción de i_{Sd} (i_{Sq}) para el instante $k+1$ utilizando las medidas disponibles hasta el instante k . Las ecuaciones (3.48) y (3.49) son los modelos de predicción de i_{Sd} e i_{Sq} , respectivamente. En esta tesis se utilizarán estos modelos de predicción para eliminar los acoplamientos entre i_{Sd} e i_{Sq} .

3.3.3 Diseño de un control desacoplado proporcional integral

En la Sección 3.3.2 se obtienen unas ecuaciones dinámicas del Compensador Serie que permiten el diseño de controles independientes para las variables de ejes d y q .

Para aumentar la robustez del sistema y anular el error en régimen permanente, es conveniente realizar un control proporcional integral como se propone en la Sección 3.2.5. La ecuación dinámica en lazo abierto de las variables de eje d es

$$\begin{bmatrix} i_{Sd}(k+1) \\ x_{Id}(k+1) \\ u_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ x_{Id}(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_d^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{Sq}^r(k) \quad (3.50)$$

y la ley de control del eje d se reduce a un control proporcional por realimentación del estado

$$u_d^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{Pd} & k_{Id} & k_{Rd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{Sd}} \begin{bmatrix} i_{Sd}(k) \\ x_{Id}(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

El cálculo de la matriz de realimentación es un problema de asignación de polos para el sistema en lazo cerrado y ya se ha estudiado en la Sección 3.2.2. Para que este problema tenga siempre solución es necesario que el sistema descrito por la ecuación (3.50) sea completamente controlable. La matriz de controlabilidad es

$$\mathbf{W}_{Sd} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \phi_{S1} \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

y el rango de \mathbf{W}_{Sd} es siempre 3. Por lo tanto, el sistema es completamente controlable y el problema de asignación de polos siempre tiene solución.

De la misma forma se obtiene la ecuación dinámica de las variables de eje q

$$\begin{bmatrix} i_{Sq}(k+1) \\ x_{Iq}(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{S1} & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ x_{Iq}(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_q^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{Sq}^r(k) \quad (3.53)$$

y la ley de control del eje q

$$u_q^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{Pq} & k_{Iq} & k_{Rq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{Sq}} \begin{bmatrix} i_{Sq}(k) \\ x_{Iq}(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

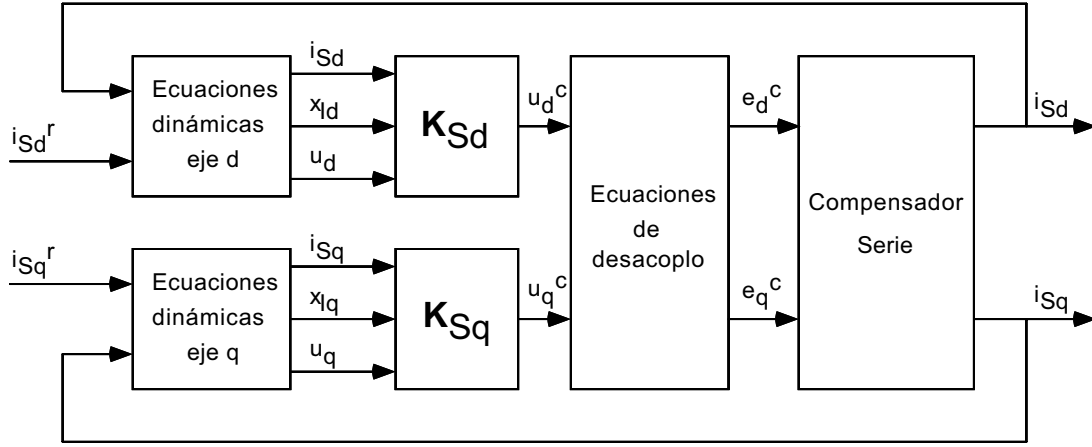


Figura 3.1: Descripción del control desacoplado del Compensador Serie.

Las ecuaciones de ejes d y q son exactamente iguales y, por lo tanto, la controlabilidad de (3.53) también está asegurada.

Las tensiones que tiene que aplicar el inversor para llevar a cabo las acciones que dictan los controles de ejes d y q se obtienen de (3.43). Por último, en la Figura 3.1 se resume el esquema del control desacoplado del Compensador Serie.

El sistema de control se ha presentado en dos etapas: la primera es el control independiente de las variables de cada eje y la segunda es el cálculo de la tensión del inversor a través de las ecuaciones de desacoplo. Sin embargo, a la hora de la realización práctica del control desacoplado estas etapas se pueden compactar. Sustituyendo las ecuaciones (3.51) y (3.54) en la ecuación (3.43), el control desacoplado se reduce una ley de control proporcional por realimentación del estado de un sistema multivariable

$$\mathbf{e}_{dq}^c(k) = \mathbf{K}_S \mathbf{x}_{Sa}(k) \quad (3.55)$$

donde

$$\mathbf{x}_{Sa}(k) = \underbrace{\left[i_{Sd}(k) \quad \hat{i}_{Sd}(k+1) \quad x_{Id}(k) \quad u_d(k) \right]}_{\mathbf{x}_{Sd}(k)} \underbrace{\left[i_{Sq}(k) \quad \hat{i}_{Sq}(k+1) \quad x_{Iq}(k) \quad u_q(k) \right]}_{\mathbf{x}_{Sq}(k)}^T$$

$$\mathbf{e}_{dq}^c = \begin{bmatrix} e_d^c(k) & e_q^c(k) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{K}_S = -\mathbf{\Gamma}^{-1} \begin{bmatrix} k_{Pd} & 0 & k_{Id} & k_{Rd} & 0 & \phi_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & -\phi_{S2} & 0 & 0 & k_{Pq} & 0 & k_{Iq} & k_{Rq} \end{bmatrix}$$

3.4 Análisis de la robustez del sistema de control

Hasta este punto el diseño del sistema de control del Compensador Serie se ha realizado para obtener las mejores prestaciones posibles: control desacoplado de las potencias real y reactiva instantánea. Como se demuestra en la Sección 3.3.3, el control desacoplado es un control por realimentación del estado en el que se selecciona convenientemente la estructura de la matriz de realimentación. En general, con otras matrices de realimentación se pueden obtener los mismos autovalores para el sistema en lazo cerrado, sin embargo, las variables de ejes d y q estarán acopladas.

En esta sección se presentan las bases para el estudio de la sensibilidad de los autovalores del sistema en lazo cerrado frente a cambios en sus parámetros, se propone una estrategia de control que minimiza esta sensibilidad (Kautsky et al., 1985) y se analiza la sensibilidad de los autovalores en el caso del control desacoplado.

3.4.1 Sensibilidad de los autovalores ante cambios en los parámetros

En general, el control por realimentación del estado modifica los autovalores del sistema en lazo abierto para cumplir unas especificaciones, de manera que

$$\mathbf{\Phi}_{lc} \mathbf{v}_i = \lambda_i \mathbf{v}_i \quad (3.56)$$

$$\mathbf{w}_i^H \mathbf{\Phi}_{lc} = \lambda_i \mathbf{w}_i^H \quad (3.57)$$

siendo

- λ_i Autovalor i -ésimo del sistema en lazo cerrado
- \mathbf{v}_i Vector columna que se denomina autovector derecho asociado a λ_i
- \mathbf{w}_i Vector columna que se denomina autovector izquierdo asociado a λ_i . El superíndice H indica que \mathbf{w}_i^H es el traspuesto y conjugado de \mathbf{w}_i , si el vector es real $\mathbf{w}_i^H = \mathbf{w}_i^T$

Los errores de modelado, así como los que se producen en el cálculo de la matriz de realimentación y en la aplicación de los algoritmos de control, se pueden modelar como errores en la matriz del sistema en lazo cerrado (Wilkinson, 1965)

$$\tilde{\Phi}_{lc} = \Phi_{lc} + \varepsilon \mathbf{E} \quad (3.58)$$

donde los elementos de la matriz \mathbf{E} cumplen que $|e_{ij}| \leq 1$ y ε es positivo.

En estas condiciones los autovalores reales del sistema en lazo cerrado ($\tilde{\lambda}_i$) son distintos a los teóricos (λ_i). En (Wilkinson, 1965) se demuestra que para un ε suficientemente pequeño, si cambia uno o simultáneamente varios de los elementos de la matriz del sistema en lazo cerrado

$$\tilde{\lambda}_i = \lambda_i + s_i \varepsilon \|\mathbf{E}\|_2 \quad (3.59)$$

donde s_i es la sensibilidad del autovalor i -ésimo, que se calcula como sigue

$$s_i = \frac{\|\mathbf{w}_i\|_2 \|\mathbf{v}_i\|_2}{\|\mathbf{w}_i^H \cdot \mathbf{v}_i\|_2} \quad (3.60)$$

Las sensibilidades de los autovalores dan información de la evolución de cada autovalor frente a cambios en los elementos de Φ_{lc} . En general, las sensibilidades de cada uno de los autovalores son distintas y, por lo tanto, los s_i no aportan una información global de la robustez del sistema. Además, por ser una sensibilidad la información que proporcionan sólo es útil para valores de ε suficientemente pequeños.

En (Wilkinson, 1965) también se demuestra que $\forall j \exists i$ tal que

$$|\lambda_i - \tilde{\lambda}_j| \leq \varepsilon \kappa(\mathbf{V}) \|\mathbf{E}\|_2 \quad (3.61)$$

donde $\kappa(\mathbf{V})$ es el número de condición y viene dado por

$$\kappa(\mathbf{V}) = \|\mathbf{V}^{-1}\|_2 \|\mathbf{V}\|_2 \quad (3.62)$$

Esto significa que cada uno de los autovalores del sistema modificado se encuentra a una distancia inferior a r ($r = \varepsilon \kappa(\mathbf{V}) \|\mathbf{E}\|_2$) de alguno de los autovalores originales. Si se trazan círculos de centros λ_i y radio r y ningún círculo intersecciona con otro, se puede asegurar que dentro de cada círculo hay un autovalor. Si se producen intersecciones los autovalores pueden estar en cualquier punto dentro del subespacio unión que definen los círculos que interseccionan.

El número de condición proporciona una cota superior del cambio de los autovalores del sistema ante cambios en sus coeficientes y por lo tanto da una información global de la robustez del sistema. Además, no es necesario suponer que ε es pequeño para que tenga sentido su aplicación. Por último, es importante observar que (Wilkinson, 1965)

$$s_i \leq \kappa(\mathbf{V}) \quad (3.63)$$

Es decir, el número de condición es una cota superior de las sensibilidades de los autovalores.

Existen diferentes números de condición en función del problema que se analice. El número de condición que se ha propuesto informa de lo bien o mal condicionados que están los autovalores de una matriz y coincide con el número de condición respecto al problema de la inversión de matrices (Wilkinson, 1965).

3.4.2 Asignación robusta de autovectores

De la ecuación (3.62) se deduce que para una asignación de autovalores determinada la robustez del sistema de control depende de los autovectores del sistema en lazo cerrado.

En general, la matriz de realimentación del estado, para una asignación de autovalores determinada, no es única. Se pueden conseguir los mismos autovalores con diferentes controles y la diferencia radica en que los autovectores de los sistemas resultantes en lazo cerrado son diferentes.

Teniendo en cuenta que $\|\mathbf{AB}\|_2 \leq \|\mathbf{A}\|_2 \|\mathbf{B}\|_2$ (Wilkinson, 1965) y aplicando esta propiedad en (3.62) es fácil comprobar que

$$\kappa(\mathbf{V}) \geq 1 \quad (3.64)$$

Esto quiere decir que si $\kappa(\mathbf{V}) = 1$ el sistema está perfectamente condicionado y la variación de sus autovalores ante cambios en los elementos de la matriz del sistema es mínima (Liu y Patton, 1998). Para conseguirlo es necesario que \mathbf{V} sea unitaria (esto es $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}$), que en el caso de autovectores reales se conoce como ortonormal. Esto significa que si se selecciona la matriz de realimentación para cumplir las especificaciones de diseño de los autovalores del sistema en lazo cerrado y de forma que la matriz de autovectores derechos sea unitaria, entonces se minimiza la distancia máxima entre los autovectores reales y los teóricos cuando cambian los elementos de la matriz del sistema en lazo cerrado. Desde este punto de vista el sistema es lo más robusto posible para esa asignación de autovalores. Por lo tanto, si se define el ángulo $-90^\circ \leq \theta_{ij} \leq 90^\circ$ entre los autovectores derechos \mathbf{v}_i y \mathbf{v}_j como

$$\cos \theta_{ij} = \mathbf{v}_i^H \cdot \mathbf{v}_j \quad (3.65)$$

la distancia máxima entre los autovalores reales y los teóricos es mínima cuando $\theta_{ij} = 90^\circ \forall i \neq j$.

Existen en la literatura varios algoritmos para el cálculo de la matriz de realimentación del estado que se basan en las ideas expuestas. El objetivo es tratar de conseguir, además de los autovalores especificados, unos autovectores que formen una matriz que se aproxime lo más posible a una matriz unitaria (Liu y Patton, 1998). El algoritmo más extendido es el que se propone en (Kautsky et al., 1985).

En algunos casos puede suceder que para una matriz de realimentación todos los θ_{ij} del sistema en lazo cerrado se aproximen mucho a 90° excepto uno de ellos (θ_{uv}), y sin embargo para otra matriz de realimentación todos los θ'_{ij} se aproximan más a 90° que θ_{uv} pero menos que el resto de los θ_{ij} . No es evidente cual de las dos soluciones es la óptima. En el Apéndice A se obtiene una cota superior de $\kappa(\mathbf{V})$ y se demuestra que disminuye a medida que el θ_{ij} más alejado de 90° se acerca más a 90° ($|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuye). Esto significa que a medida que disminuye $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuye la distancia máxima posible entre los autovalores teóricos y los reales cuando cambian los elementos de la matriz del sistema en lazo cerrado. Por lo tanto, el objetivo a la hora de seleccionar los autovectores del sistema en lazo cerrado es minimizar $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$.

Sin embargo, cuando se plantea un problema de modelado la incertidumbre está en los parámetros del sistema que aparecen explícitamente en su modelo en lazo abierto, por ejemplo en el valor de la autoinducción de la línea de transporte. Cómo afectan las variaciones de estos parámetros a los elementos del sistema en lazo cerrado depende en gran medida del sistema de control¹. Idealmente

$$\Phi_{lc} = \Phi - \Gamma \mathbf{K} \quad (3.66)$$

sin embargo, si existe incertidumbre en los parámetros del sistema

$$\tilde{\Phi}_{lc} = \Phi + \Delta\Phi - (\Gamma + \Delta\Gamma) \mathbf{K} \quad (3.67)$$

Identificando términos en (3.58)

$$\varepsilon \mathbf{E} = \Delta\Phi - \Delta\Gamma \mathbf{K} \quad (3.68)$$

De la ecuación (3.68) se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Los errores en Φ aparecen directamente en las ecuaciones del sistema en lazo cerrado, con independencia de la selección de la matriz de realimentación.

¹Nótese que los elementos de las matrices del sistema en lazo abierto se han denominado “parámetros del sistema”.

- Los errores en $\mathbf{\Gamma}$ aparecen en las ecuaciones del sistema en lazo cerrado afectados por la matriz de realimentación. Por lo tanto, mediante una selección adecuada de \mathbf{K} se pueden reducir sus efectos.

Aplicando la norma-2 de una matriz en (3.68) se obtiene

$$\|\varepsilon \mathbf{E}\|_2 = \|\Delta \mathbf{\Phi} - \Delta \mathbf{\Gamma} \mathbf{K}\|_2 \quad (3.69)$$

y teniendo en cuenta las siguientes propiedades de las normas de matrices (Wilkinson, 1965) o (Golub y van Loan, 1996):

1. $\|\mathbf{A}\| > 0$ a menos que $\mathbf{A} = 0$
2. $\|c\mathbf{A}\| = |c| \|\mathbf{A}\|$ para todo c complejo
3. $\|\mathbf{A} + \mathbf{B}\| \leq \|\mathbf{A}\| + \|\mathbf{B}\|$

se puede comprobar que

$$\varepsilon \|\mathbf{E}\|_2 \leq \|\Delta \mathbf{\Phi}\|_2 + \|\Delta \mathbf{\Gamma}\|_2 \|\mathbf{K}\|_2 \quad (3.70)$$

Por último, sustituyendo (3.70) en (3.61) se obtiene que $\forall j \exists i$ tal que

$$\left| \lambda_i - \tilde{\lambda}_j \right| \leq \underbrace{\kappa(\mathbf{V}) \|\Delta \mathbf{\Phi}\|_2 + \kappa(\mathbf{V}) \|\mathbf{K}\|_2 \|\Delta \mathbf{\Gamma}\|_2}_r \quad (3.71)$$

La ecuación (3.71) proporciona una cota superior (r) de la distancia máxima entre los autovalores teóricos y los reales del sistema en lazo cerrado cuando cambian los parámetros de lazo abierto. El término $\kappa(\mathbf{V})$ resume la influencia de las variaciones de los elementos de la matriz $\mathbf{\Phi}$ en los autovalores del sistema en lazo cerrado. Por lo tanto, para que el sistema sea robusto frente a cambios en los elementos de esta matriz es necesario

minimizar el valor de $\kappa(\mathbf{V})$. Por otro lado, el producto de $\kappa(\mathbf{V})$ y $\|\mathbf{K}\|_2$ resume la influencia de las variaciones de los elementos de la matriz $\mathbf{\Gamma}$ en los autovalores del sistema en lazo cerrado. En principio, no es suficiente con minimizar el valor de $\kappa(\mathbf{V})$ para asegurar la robustez del sistema de control frente a cambios en los elementos de esta matriz. Sin embargo, en (Kautsky et al., 1985) se obtiene una cota superior de $\|\mathbf{K}\|_2$ y se demuestra que disminuye cuando $\kappa(\mathbf{V})$ disminuye. Esto significa que minimizar $\kappa(\mathbf{V})$ siempre es una buena alternativa. Nótese que esto equivale a minimizar $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$, como ya se ha discutido y se demuestra en el Apéndice A.

3.4.3 Análisis de la robustez del control desacoplado

El objetivo de esta sección es obtener la estructura de la matriz de autovectores derechos que asegura que el control del Compensador Serie está desacoplado y analizar su robustez con las ideas expuestas en la Sección 3.4.2. Por sencillez en la exposición el análisis se va a realizar con un control proporcional.

Las ecuaciones dinámicas del Compensador Serie y de la ley de control proporcional son

$$\mathbf{i}_{Sdq}(k+1) = \mathbf{\Phi}_S \mathbf{i}_{Sdq}(k) + \mathbf{\Gamma}_S \mathbf{e}_{dq}(k) \quad (3.72)$$

$$\mathbf{e}_{dq}(k) = -\mathbf{K} \mathbf{i}_{Sdq}(k) - \mathbf{K}_r \mathbf{i}_{Sdq}^r(k) \quad (3.73)$$

Su respuesta temporal se puede calcular como en (3.8):

$$\mathbf{i}_{Sdq}(k) = \mathbf{V} \mathbf{H}^k \mathbf{W}^H \mathbf{i}_{Sdq}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{V} \mathbf{H}^{k-r-1} \mathbf{W}^H \mathbf{\Gamma}_S \mathbf{K}_r \mathbf{i}_{Sdq}^r(r) \quad (3.74)$$

y para que las respuestas temporales de i_{Sd} e i_{Sq} estén desacopladas es necesario que

$$\mathbf{i}_{Sdq}(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_d^k & 0 \\ 0 & \lambda_q^k \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Phi}(k)} \mathbf{i}_{Sdq}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \begin{bmatrix} \lambda_d^{k-r-1} & 0 \\ 0 & \lambda_q^{k-r-1} \end{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_S \mathbf{K}_r \mathbf{i}_{Sdq}^r(r) \quad (3.75)$$

Nótese que los elementos de la matriz $\mathbf{\Phi}(k)$ tienen que ser siempre reales, para lo que es necesario que los autovalores λ_d y λ_q también lo sean. Esto significa que si se asignan autovalores complejos conjugados no es posible obtener una respuesta temporal como la de (3.75) y, por lo tanto, los controles de i_{sd} e i_{sq} estarán acoplados.

Igualando términos entre (3.74) y (3.75) se concluye que para conseguir el control desacoplado es necesario que la matriz de autovectores derechos sea la matriz identidad ($\mathbf{V} = \mathbf{I}$ y consecuentemente $\mathbf{W}^H = \mathbf{V}^{-1} = \mathbf{I}$). Además, es necesario seleccionar convenientemente la matriz \mathbf{K}_r para que $\mathbf{\Gamma}_S \mathbf{K}_r$ sea diagonal y no se produzcan perturbaciones cruzadas entre las referencias y las variables de estado de ejes d y q . En estas condiciones el control siempre es desacoplado con independencia de los autovalores. Es importante observar que con esta selección $\kappa(\mathbf{V}) = 1$ y, como se demuestra en la Sección 3.4.2, se minimiza el máximo valor posible de r . Esto significa que el control desacoplado es robusto. Por este motivo, y teniendo en cuenta que el control desacoplado proporciona las mejores prestaciones (control desacoplado de la potencia real y reactiva instantánea), todo apunta a que siempre que sea posible desacoplar es la mejor alternativa.

3.4.4 Caso ejemplo

Los resultados teóricos obtenidos a lo largo de esta sección se van a ilustrar con un ejemplo. La primera parte del ejemplo se restringe a autovalores reales y tiene como objetivo ilustrar, mediante simulación, los resultados analíticos que se han obtenido en la Sección 3.4.3. Para obtener conclusiones más generales, en la segunda parte el estudio se extiende a controles con autovalores complejos conjugados y se comparan con un control desacoplado adecuado.

Los estudios se han realizado para el sistema de la Figura 3.2 y se ha utilizado *Matlab 5.1* (Mathworks, 1997a).

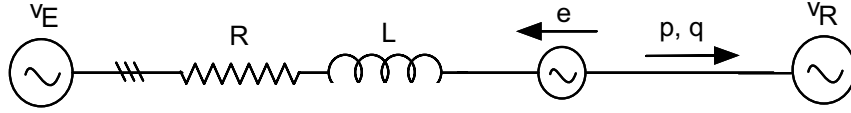


Figura 3.2: Ejemplo de un Compensador Serie aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.

En las condiciones expuestas en la Sección 2.8.1 las ecuaciones dinámicas del sistema de la Figura 3.2 son las de (2.55) y, por claridad en la exposición, se reproducen a continuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_{red} \\ -\omega_{red} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

En magnitudes unitarias y utilizando las bases establecidas en la Tabla 2.2, los valores nominales de los parámetros son: $R = 0,01$ p.u., $L\omega_{red} = 0,1$ p.u. y $\omega_{red} = 100\pi$ rad/s.

El objetivo del estudio es comprobar cuál es la estructura de control más robusta para el Compensador Serie ante cambios en sus parámetros. En el modelo (3.76) se pueden seleccionar tres parámetros independientes, por ejemplo: L , R/L y ω_{red} . Para el estudio se ha considerado que existe una incertidumbre de $\pm 25\%$ para R/L y L , y de $\pm 0,5\%$ para ω_{red} .

Comparación entre el control desacoplado y otros controles con los mismos autovalores

El diseño se ha realizado en tiempo discreto siendo λ_d y λ_q los autovalores, \mathbf{v}_d y \mathbf{v}_q sus autovectores asociados y θ_{dq} el ángulo entre estos autovectores. Por claridad, los autovalores se han especificado en tiempo continuo (p_d y p_q) y para obtener su equivalente en tiempo discreto se han utilizado las transformaciones $\lambda_d = e^{p_d t_m}$ y $\lambda_q = e^{p_q t_m}$. El cálculo de la matriz de realimentación que asigna los autovalores y autovectores especificados se explica sucintamente en el Apéndice B, aunque en (Liu y Patton, 1998) se puede encontrar un análisis más exhaustivo.

Los diseños se han realizado en las siguientes condiciones:

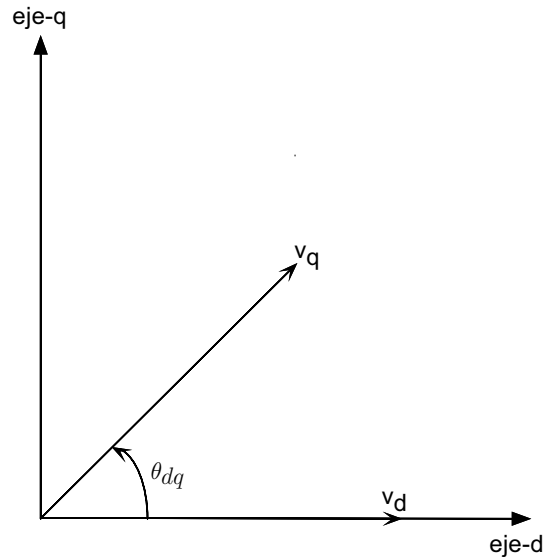


Figura 3.3: Selección de los autovectores del sistema en lazo cerrado.

- Se ha trabajado con una frecuencia de muestreo de 1500 Hz.
- El control de i_{sd} debe de ser capaz de seguir oscilaciones de 2 Hz. Por lo que se ha adoptado como parámetro de diseño $p_d = 150 \text{ s}^{-1}$.
- El control de i_{sq} puede ser hasta diez veces más lento que el de i_{sd} . Por lo tanto $0,1 \text{ p.u.} \leq \frac{p_q}{p_d} \leq 1 \text{ p.u.}$
- Para cada pareja de autovalores se han realizado diseños con diferentes estructuras de autovectores, con el objetivo de ver la influencia de esta selección en la robustez del sistema de control.

En la Figura 3.3 se presenta de forma gráfica como se ha realizado la selección de los autovectores. Los dos autovectores son unitarios. El autovector \mathbf{v}_d se ha mantenido fijo y se han obtenido diferentes autovectores \mathbf{v}_q en función de θ_{dq} . Nótese que si $\theta_{dq} = 90^\circ$ entonces $\mathbf{v}_d = [1 \ 0]^T$ y $\mathbf{v}_q = [0 \ 1]^T$ y, como ya se ha demostrado, los controles de i_{sd} e i_{sq} estarán desacoplados.

Mediante la ecuación (3.71), para cada control se ha obtenido el valor máximo de r cuando varía uno de los parámetros del sistema en lazo abierto. En la Figura 3.4 (a) se

presentan los resultados ante incertidumbre en L , en la Figura 3.4 (b) ante incertidumbre en R/L y en la Figura 3.4 (c) ante incertidumbre en ω_{red} .

En todos los casos el mejor control (r menor) se obtiene para $\theta_{dq} = 90^\circ$ es decir, control desacoplado. En principio, la influencia del valor de λ_q es despreciable, aunque si se amplían las figuras se puede comprobar que a medida que λ_q disminuye (se aleja de λ_d) el valor de r aumenta. En cualquier caso, haciendo $\lambda_q = \lambda_d$ se consigue que el control de la potencia reactiva instantánea sea lo más rápido posible, de manera que es la mejor selección. Nótese que los valores de r son mucho mayores para variaciones de L que para variaciones de R/L o de ω_{red} y, por lo tanto, el parámetro fundamental para estudiar la robustez del sistema de control es L .

En la Figura 3.5 se presenta la evolución de los autovalores del Compensador Serie ante cambios en L y para el mejor control (control desacoplado con $\lambda_d = \lambda_q$). Los autovalores resultantes se han marcado con una \times . Para un incremento de L de -25% los autovalores están situados en el punto acompañado por una 'i', para L nominal los dos autovalores son reales y se ajustan a lo especificado, y para un incremento de L de $+25\%$ los autovalores están situados en el punto acompañado por una 'f'.

Además, en trazo discontinuo se han marcado las curvas de ω_n y ζ constante. Los valores teóricos son $\omega_n = 150$ rad/s y $\zeta = 1$ y los autovalores resultantes están dentro de la zona delimitada por: $144,75 \text{ rad/s} \leq \omega_n \leq 209,82 \text{ rad/s}$ y $0,816 \leq \zeta \leq 1$.

Por último, la circunferencia trazada con una línea continua delimita el círculo en el que teóricamente tienen que estar los autovalores. En todo momento los autovalores reales están dentro del círculo. Es importante resaltar que el círculo da una información muy precisa de la posición teórica de los autovalores y, por lo tanto, permite realizar un diseño robusto del control del Compensador Serie con el que se aproveche al máximo las posibilidades del sistema.

Comparación entre el control desacoplado y otros controles con autovalores complejos

En este caso se va a comparar el mejor control que se ha obtenido para autovalores reales (control desacoplado con $\lambda_d = \lambda_q$) con otros controles con autovalores complejos

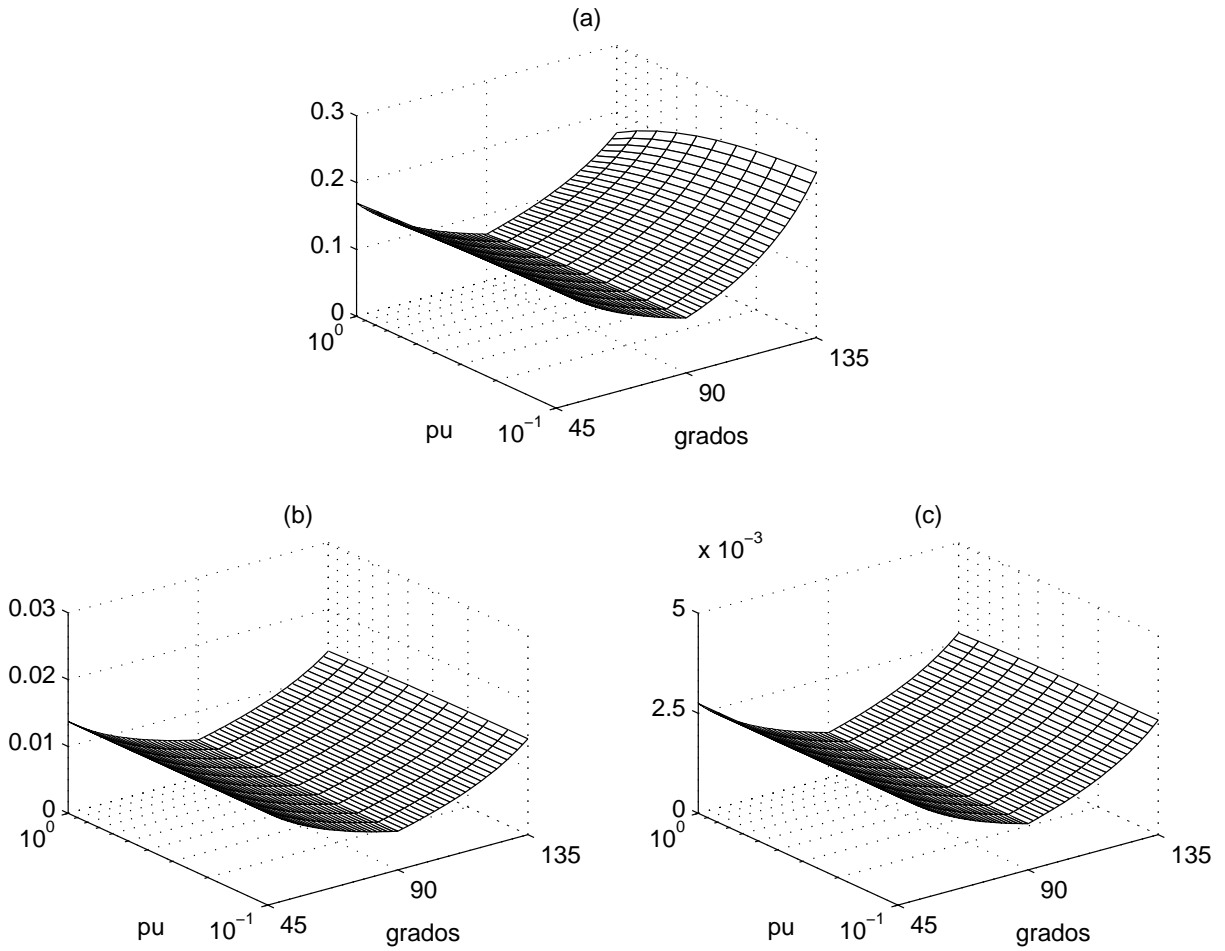


Figura 3.4: Evolución de la cota r de los autovalores para diferentes controles y ante cambios en los parámetros: (a) variaciones de L de $\pm 25\%$ de su valor nominal, (b) variaciones de R/L de $\pm 25\%$ de su valor nominal y (c) variaciones de ω_{red} de $\pm 0,5\%$ de su valor nominal.

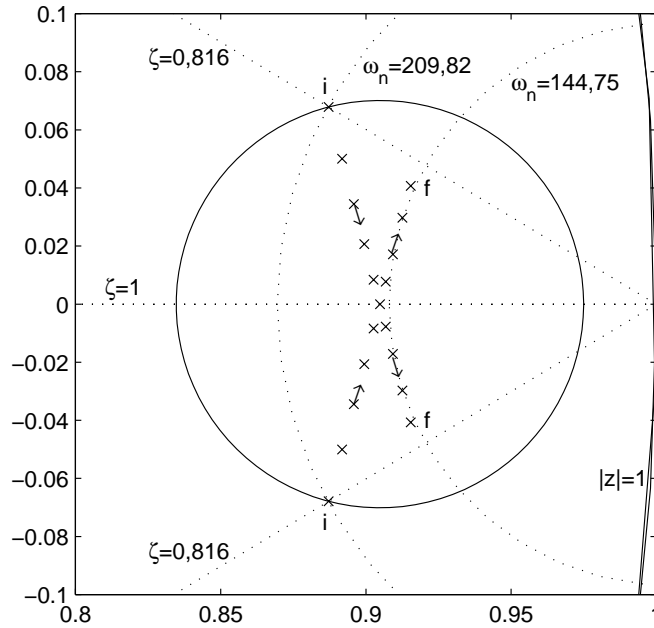


Figura 3.5: Autovalores del sistema en lazo cerrado ante incrementos de L de $\pm 25\%$ sobre su valor nominal.

conjugados. Para poder realizar la comparación se van a diseñar controles con rapidez similar, utilizando el tiempo de establecimiento al 5% como medida de rapidez.

Los diseños se han realizado en las siguientes condiciones:

- Se ha trabajado con una frecuencia de muestreo de 1500 Hz.
- El tiempo de establecimiento al 5% de i_{sd} e i_{sq} debe de ser del orden de un ciclo de red (20ms).
- Se van a comparar controles con amortiguamientos comprendidos entre 0,4 y 1 ($0,4 \leq \zeta \leq 1$).
- Para cada pareja de autovalores se ha escogido la matriz de realimentación del estado que proporciona una $\kappa(\mathbf{V})$ mínima (control más robusto). Para ello se ha utilizado el algoritmo que se propone en (Kautsky et al., 1985) y que está disponible en la librería de control de *Matlab*.

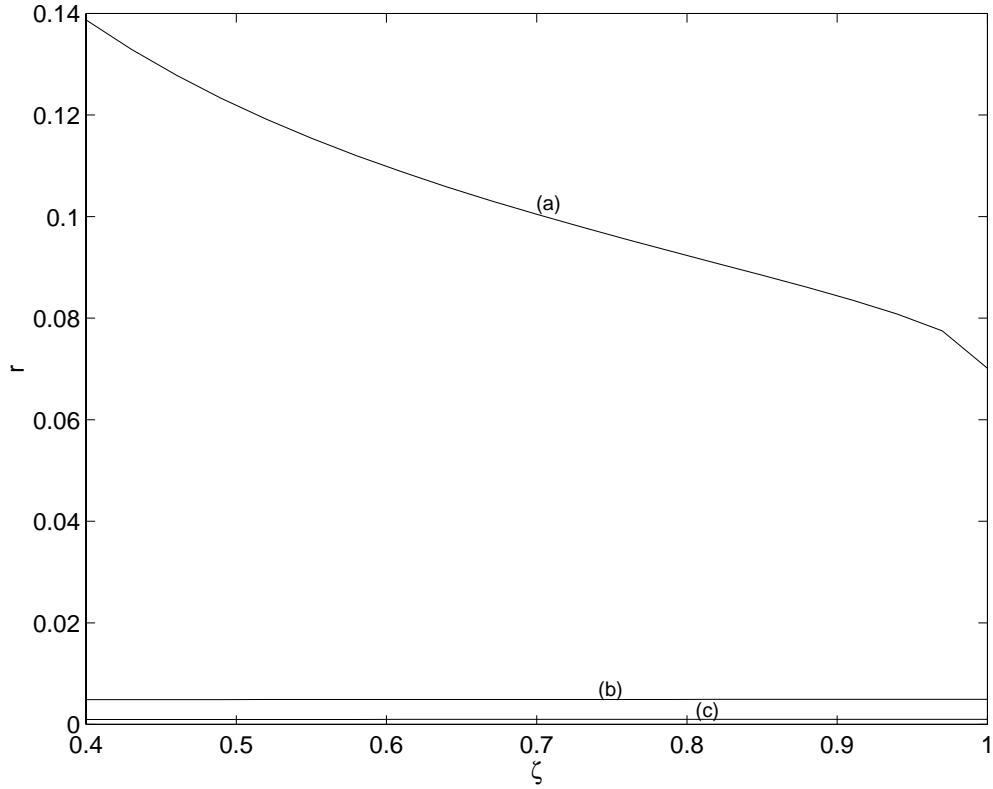


Figura 3.6: Evolución de r para autovalores complejos ante cambios en los parámetros: (a) variaciones de L de $\pm 25\%$ de su valor nominal, (b) variaciones de R/L de $\pm 25\%$ de su valor nominal y (c) variaciones de ω_{red} de $\pm 0,5\%$ de su valor nominal.

- En todos los casos, mediante la ecuación (3.15), se ha seleccionado \mathbf{K}_r para conseguir ganancia estática unidad en los controles de i_{sd} e i_{sq} .

Para cada control, se ha calculado el valor máximo de r (3.71) para variaciones de L , R/L y ω_{red} dentro de los márgenes especificados. Todos los resultados se presentan en la Figura 3.6.

Los valores de r ante cambios en R/L o ω_{red} son prácticamente constantes y mucho menores que cuando varía L . El mínimo de r ante variaciones de L se obtiene para $\zeta = 1$ (control desacoplado). Por lo tanto, en teoría el control desacoplado es el más robusto de todos los que se han estudiado.

Además, para todos los controles se ha procedido como en el ejemplo de la Figura 3.5 y se ha registrado la distancia máxima entre los autovalores teóricos y los reales

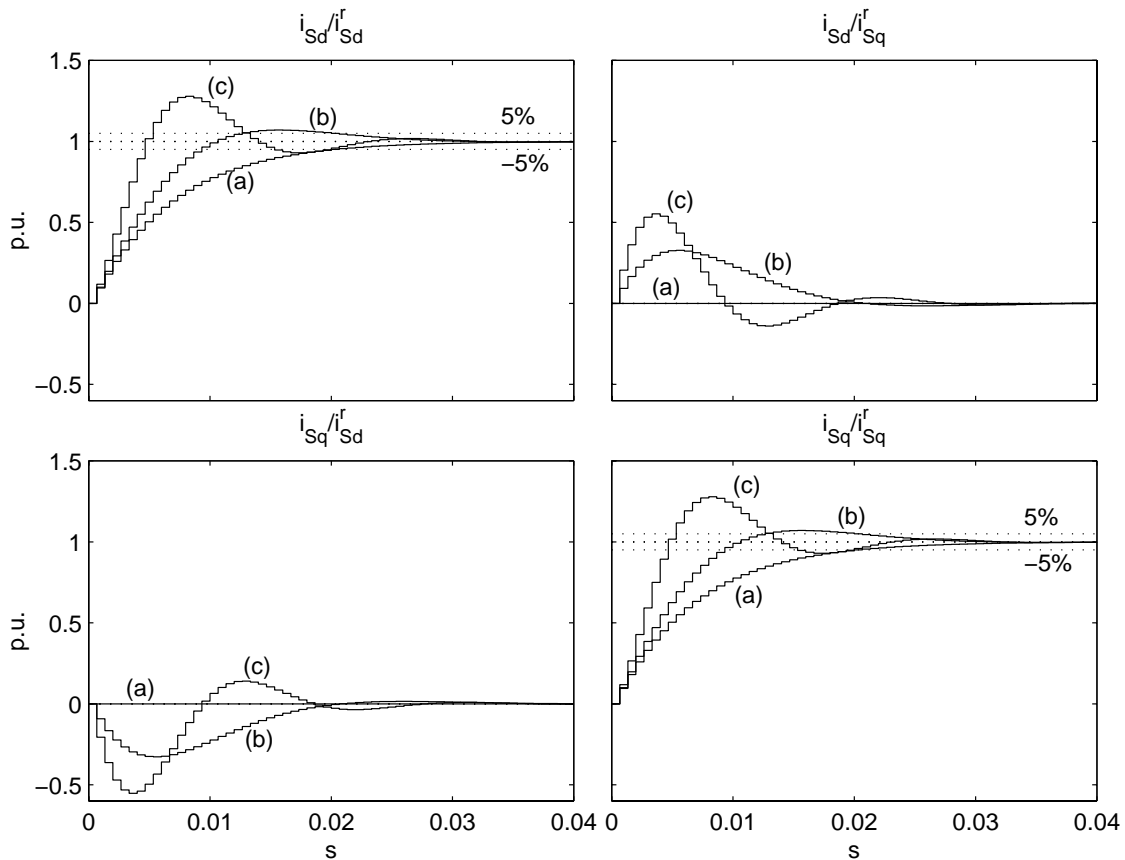


Figura 3.7: Transitorios de i_{sd} e i_{sq} para controles de rapidez similar y con (a) $\zeta = 1$, (b) $\zeta = 0,7$ y (c) $\zeta = 0,4$. En la columna de la izquierda escalón unitario de i_{sd}^r con $i_{sq}^r = 0$ y en la de la derecha escalón unitario de i_{sq}^r con $i_{sd}^r = 0$.

para variaciones de L de $\pm 25\%$. En todos los casos los resultados coinciden con el valor de r (Figura 3.6 (a)) y por este motivo no se han reproducido. Esto indica que r da una información muy precisa de la posición teórica de los autovalores y, por lo tanto, permite realizar un diseño robusto del control del Compensador Serie y aprovechar al máximo las posibilidades del sistema.

Por último, en la Figura 3.7 se presenta la respuesta temporal del Compensador Serie cuando se realiza un escalón en la referencia de i_{sd} o en la de i_{sq} . Se han comparado tres controles diferentes: control desacoplado ($\zeta = 1$), control con $\zeta = 0,7$ y control con $\zeta = 0,4$.

Cuando se realiza un escalón en la referencia de i_{sd} con todos los controles el tiempo

de establecimiento al 5% es el mismo (20ms) y el error en régimen permanente es cero. En todos los casos i_{sd} evoluciona como se esperaba, teniendo en cuenta los diferentes valores de ζ . Es de destacar que en los diseños con $\zeta = 0,7$ y $\zeta = 0,4$ se producen importantes acoplamientos en el control de i_{sq} . El análisis del control de i_{sq} es completamente análogo al de i_{sd} , por lo que no se va a repetir.

Todos los resultados demuestran que el control desacoplado con $\zeta = 1$ ($\lambda_d = \lambda_q$) es la mejor selección. Para la misma rapidez que el resto de controles posibles proporciona las mejores prestaciones (control desacoplado de las potencias real y reactiva instantánea) y es el más robusto (la variación de los autovalores ante cambios en los parámetros del sistema son las menores).

3.5 Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha presentado el sistema de control del Compensador Serie desde dos puntos de vista: primero buscando el control desacoplado de sus potencias real y reactiva instantáneas y después buscando el comportamiento más robusto posible. En último término se ha estudiado la robustez del control desacoplado.

Las variables de ejes d y q del Compensador Serie están acopladas de forma natural. Se ha propuesto un cambio de variables que elimina los acoplamientos. Para que sea posible realizar este cambio de variables es necesario que el tiempo efectivo de los algoritmos de control sea despreciable. En caso contrario, para desacoplar el sistema hay que predecir en el instante k las variables de estado en $k + 1$.

Una vez desacoplado el sistema, se pueden diseñar leyes de control independientes para las variables de ejes d y q , y se han diseñado sendos controles proporcionales integrales. En última instancia el sistema de control del Compensador Serie se puede compactar y se reduce a un control proporcional por realimentación del estado. La matriz de realimentación resultante asegura el control desacoplado de p y q teniendo en cuenta el retraso en los cálculos y anula los errores de seguimiento en régimen permanente.

Con los autovectores de un sistema se puede calcular una cota superior de la variación de sus autovalores ante cambios en los elementos de su matriz (en un sistema

realimentado son los elementos de su matriz en lazo cerrado). Se ha comprobado que el mínimo de esta cota se obtiene cuando todos los autovectores son ortogonales entre sí ($\theta_{ij} = 90^\circ$) y se ha demostrado analíticamente que esta cota disminuye a medida que $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuye. Utilizando esta cota como punto de partida, se ha obtenido otra que acota la variación máxima de los autovalores de un sistema en lazo cerrado si cambian los parámetros de su modelo en lazo abierto. En este caso, también se ha demostrado analíticamente que el valor máximo posible de esta cota es menor a medida que $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuye.

Por otro lado, se ha demostrado que, con un control proporcional, para desacoplar es necesario que la matriz de autovectores derechos sea la matriz identidad. Esto significa que todos los autovectores son ortonormales entre sí y, por lo tanto, el control desacoplado será robusto.

Mediante simulación, se ha comparado el control desacoplado con otros controles. La conclusión fundamental es que el control desacoplado con $\lambda_d = \lambda_q$ siempre es la mejor alternativa, porque es la más robusta y la que proporciona las mejores prestaciones desde el punto de vista de la respuesta dinámica del sistema (no hay acoplamiento entre los controles de potencia real y de potencia reactiva instantánea). Además, se ha comprobado que la cota da una información muy precisa de la distancia máxima de los autovalores teóricos y los reales. Esto permite diseñar controles robustos aprovechando al máximo las posibilidades dinámicas del sistema.

Es de resaltar que el análisis de la robustez del sistema de control del Compensador Serie se ha centrado en el caso de un control proporcional. Con un control proporcional integral el análisis se complica y se ha dejado como un trabajo futuro. Sin embargo, no hay motivos para pensar que los resultados sean muy distintos a los obtenidos. Por todo esto, los controles de potencia del Compensador Serie y, como se discutirá más adelante, del Compensador Paralelo y del STATCOM, se han diseñado utilizando leyes de control proporcional integral y desacopladas.

Capítulo 4

Control coordinado de los Compensadores Serie y Paralelo: el UPFC

4.1 Introducción

En el Capítulo 3 se presentó el control del Compensador Serie que es el control principal del UPFC. En su funcionamiento el Compensador Serie absorbe o suministra potencia real del sistema eléctrico, lo que ocasiona variaciones en la energía almacenada en los condensadores de acoplamiento y como consecuencia en su tensión. Sin embargo, para asegurar que los inversores del UPFC puedan generar la tensión de salida que se desee en cada momento es necesario que estas variaciones estén acotadas.

La función principal del Compensador Paralelo es compensar los efectos de la potencia real intercambiada por el Compensador Serie, absorbiendo o inyectando potencia real en el sistema eléctrico para mantener la tensión de los condensadores de acoplamiento (Gyugyi, 1993). En régimen permanente la potencia neta absorbida por el UPFC debe de ser únicamente la necesaria para contrarrestar las pérdidas en los inversores, transformadores y filtro de conexión; de esta manera, la energía almacenada en los condensadores de acoplamiento permanece constante y su tensión no varía.

La estructura de control básica del UPFC fue establecida en (Gyugyi et al., 1995). Los controles de los compensadores Serie y Paralelo se presentan como controles independientes: el Compensador Serie se encarga del control de la potencia real y reactiva instantánea de la línea, mientras que el Compensador Paralelo regula la tensión de los condensadores de acoplamiento. En esta línea se mueven la mayoría de las publicaciones posteriores (Liu y Song, 1996), (Makombe y Jenkins, 1999) y (Fujita et al., 1999), y en todos los casos los resultados presentan en régimen dinámico grandes variaciones de la tensión de los condensadores de acoplamiento. En otros casos los resultados se centran en el control del Compensador Serie y no se aborda el tema del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento (Round et al., 1996), (Yu et al., 1996), (Fujita et al., 1998) y (Schauder et al., 1998).

En este capítulo se presenta el sistema de control completo del UPFC y se estudia en detalle el problema del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento. En la Sección 4.2 se presentan los principios de funcionamiento del Compensador Paralelo, se definen los lazos de control y se establecen las pautas para el diseño de los reguladores. En la Sección 4.3 se presenta el sistema de control completo del UPFC, se analiza el control de la potencia real y reactiva instantánea en el PCC y se proponen diferentes alternativas para el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento. En la Sección 4.4 se validan estos resultados mediante un simulador simplificado.

Esta tesis se ha centrado en el sistema de control de un UPFC y se ha supuesto que se dispone de fuentes de tensión completamente controlables. En un sistema real estas fuentes de tensión se consiguen mediante inversores multipulso o con topologías multiconvertidor, y aunque su estudio está fuera del alcance de esta tesis en la Sección 4.5 se revisan las técnicas más habituales. Sin embargo, a la hora de implantar los algoritmos de control es necesario tener en cuenta que las fuentes de tensión y el control del UPFC no están en el mismo sistema de referencia. En la Sección 4.6 se discuten estos problemas y se proponen soluciones. Para validar estas soluciones se ha desarrollado un simulador detallado del UPFC, sus características fundamentales y los resultados de simulación se presentan en la Sección 4.7. Por último, en la Sección 4.8 se resumen las conclusiones.

4.2 Principios de funcionamiento del Compensador Paralelo

En la Figura 4.1 (a) se presenta el esquema unifilar de Compensador Paralelo y en la Figura 4.1 (b) un esquema simplificado del mismo. El inversor paralelo (I_1) funciona como una fuente de tensión y se usa para controlar la corriente que se inyecta o absorbe de la línea. Por lo tanto, en lazo cerrado, el Compensador Paralelo se comporta como una fuente de corriente completamente controlable. Esta corriente puede significar un intercambio de potencia real y reactiva instantánea con la línea. A grandes rasgos, si la tensión del Compensador Paralelo tiene su ángulo adelantado respecto a la tensión en el punto de conexión (v), el compensador suministra potencia activa al sistema eléctrico y en caso contrario la absorbe; por otro lado, si la tensión del compensador supera en módulo a la tensión del punto de conexión, el compensador suministra potencia reactiva al sistema eléctrico y en caso contrario la absorbe. La función principal del Compensador Paralelo es el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento mediante un intercambio adecuado de potencia real con el sistema eléctrico. Por este motivo, en esta sección se ha supuesto que el intercambio de potencia reactiva instantánea entre el Compensador Paralelo y el sistema eléctrico es nulo. El desarrollo del sistema de control del Compensador Paralelo para hacer compensación de potencia reactiva se ha dejado para el Capítulo 5.

La tensión de los condensadores de acoplamiento varía cuando cambia su energía almacenada. En principio, estas variaciones se producen debido al intercambio de potencia real entre el Compensador Serie y el sistema eléctrico a través del inversor serie (p_e). La misión del Compensador Paralelo es suministrar o absorber potencia real a través del inversor paralelo (p_{ep}), con el objetivo de restablecer la energía y la tensión de los condensadores de acoplamiento.

En el esquema simplificado de la Figura 4.1 (b) se representa el balance instantáneo de la potencia real en el Compensador Paralelo donde, además de las potencias ya mencionadas (p_e y p_{ep}), aparecen la potencia real que suministra el Compensador Paralelo al sistema eléctrico en el punto de conexión (p_P). Es importante observar que la tensión del inversor paralelo es siempre muy parecida a la del punto de conexión y por lo tanto, en

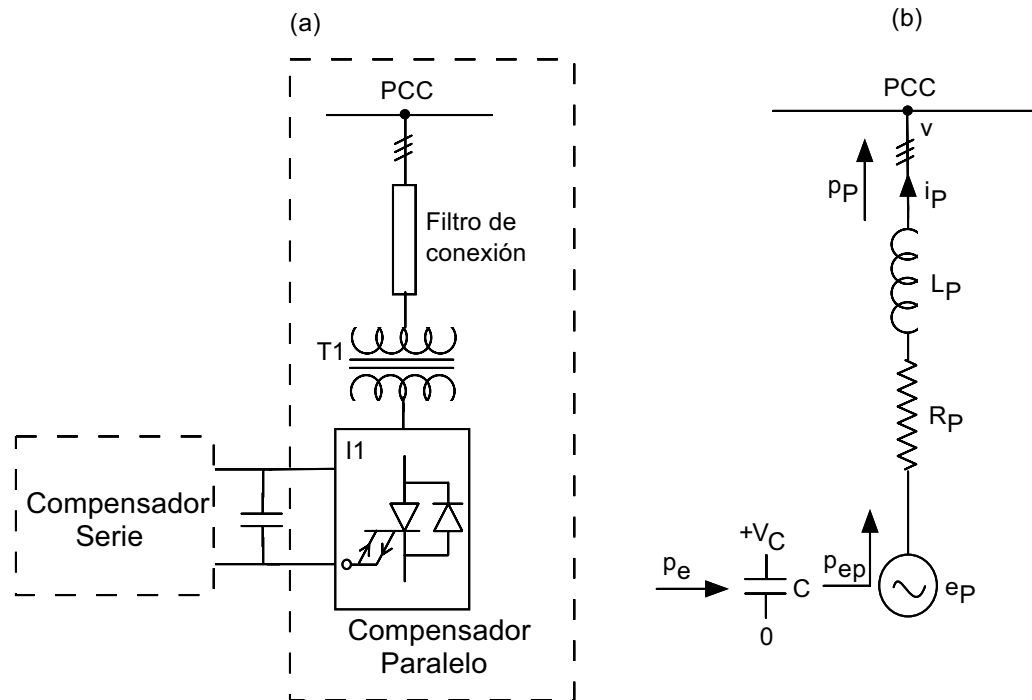


Figura 4.1: (a) Circuito físico y (b) Circuito simplificado del Compensador Paralelo.

general, mucho mayor que la del inversor serie. Como consecuencia, se necesita muy poca corriente en el Compensador Paralelo para devolver al sistema la potencia absorbida por el inversor serie. En estas condiciones, la potencia consumida en el filtro de conexión es despreciable y se puede suponer que $p_{ep} \simeq p_P$.

En la Figura 4.2 se presenta el esquema de control básico para el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento. Existen dos lazos de control en cascada, el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento (v_C) y el control de p_P . La potencia p_e se ha tratado como una perturbación. El control de v_C (control de rango superior o control externo) genera la referencia del control de p_P (control interno). El control interno se diseña para que sea más rápido que el externo, de forma que puedan efectuarse análisis y diseños desacoplados. Así, al estudiar el control de potencia se puede suponer que las referencias varían de forma lenta y para el análisis del control de tensión se puede reducir el control de potencia a su función de transferencia en lazo cerrado.

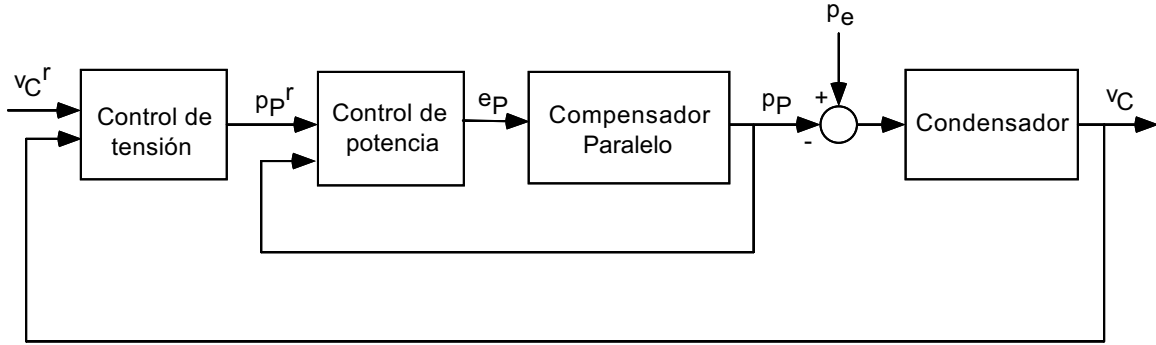


Figura 4.2: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento.

4.2.1 Control interno: control de la potencia del Compensador Paralelo

En el Capítulo 2 se ha obtenido un modelo en tiempo discreto (4.1) del Compensador Paralelo en ejes $d - q$ y por claridad en la exposición se reproduce a continuación.

$$\begin{bmatrix} i_{Pd}(k+1) \\ i_{Pq}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{P1} & \phi_{P2} \\ -\phi_{P2} & \phi_{P1} \end{bmatrix}}_{\Phi_P} \begin{bmatrix} i_{Pd}(k) \\ i_{Pq}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{P1} & \gamma_{P2} \\ -\gamma_{P2} & \gamma_{P1} \end{bmatrix}}_{\Gamma_P} \begin{bmatrix} e_{Pd}(k) - v_d(k) \\ e_{Pq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Se ha escogido este modelo porque es un modelo lineal y sus variables de estado son proporcionales a la potencia real ($i_{Pd} \propto p_p$) y la potencia reactiva instantánea ($i_{Pq} \propto q_p$), que son las variables que hay que controlar (aunque por el momento la potencia reactiva instantánea se va a controlar para que sea cero). Además, al ser un modelo en tiempo discreto tiene en cuenta los efectos de la realización digital de los algoritmos de control, el proceso de muestreo de las señales y el de retención de las salidas del control.

El control de i_{Pd} e i_{Pq} debe de ser desacoplado. En caso contrario, al controlarse la potencia reactiva instantánea intercambiada con el sistema se producirían variaciones de la potencia real intercambiada con éste y, como consecuencia, variaciones de la tensión de los condensadores de acoplamiento. De la misma forma, el control de la potencia real perturbaría el de la potencia reactiva instantánea. En el Capítulo 3 se ha desarrollado una

ley de control que asegura el control desacoplado de la corriente del Compensador Serie. Las ecuaciones del Compensador Paralelo son análogas a las del Compensador Serie y en esta sección se aplican los resultados obtenidos y se presentan directamente los resultados.

Las ecuaciones dinámicas en lazo abierto para el diseño de los controles desacoplados de ejes d y q son

$$\begin{bmatrix} i_{Pd}(k+1) \\ x_{Id}(k+1) \\ u_{Pd}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{P1} & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Pd}(k) \\ x_{Id}(k) \\ u_{Pd}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_{Pd}^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{Pd}^r(k) \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Pq}(k+1) \\ x_{Iq}(k+1) \\ u_{Pq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{P1} & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Pq}(k) \\ x_{Iq}(k) \\ u_{Pq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_{Pq}^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_{Pq}^r(k) \quad (4.3)$$

y las leyes de control para los ejes d y q :

$$u_{Pd}^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{Pd} & k_{Id} & k_{Rd} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{Pd}} \begin{bmatrix} i_{Pd}(k) \\ x_{Id}(k) \\ u_{Pd}(k) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$u_{Pq}^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{Pq} & k_{Iq} & k_{Rq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{Pq}} \begin{bmatrix} i_{Pq}(k) \\ x_{Iq}(k) \\ u_{Pq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

El cálculo de las matrices de realimentación son dos problemas independientes de asignación de autovalores para los sistemas en ejes d y q en lazo cerrado. Para que el problema tenga siempre solución es necesario que los sistemas (4.2) y (4.3) sean completamente controlables. Los dos sistemas tienen las mismas matrices y por lo tanto, en ambos casos, la matriz de controlabilidad es

$$\mathbf{W}_P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \phi_{P1} \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Es evidente que el rango de \mathbf{W}_P es siempre 3. Por lo tanto, ambos sistemas son completamente controlables y el problema de asignación de autovalores siempre tiene solución.

Para completar el controlador de corriente del Compensador Paralelo es necesario obtener las ecuaciones que permiten calcular la tensión de salida del sistema de control:

$$\begin{bmatrix} e_{Pd}^c(k) \\ e_{Pq}^c(k) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}_P^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \phi_{P2} \\ -\phi_{P2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Pd}(k+1) \\ \hat{i}_{Pq}(k+1) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma}_P^{-1} \begin{bmatrix} u_{Pd}^c(k) \\ u_{Pq}^c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

La ecuación de desacoplo (4.7) proporciona la tensión que tiene que aplicar el inversor para producir las salidas deseadas de los controles. La ecuación de desacoplo propuesta permite conseguir un control estrictamente desacoplado. Las opciones a la hora de estimar $\hat{i}_{Pd}(k+1)$ e $\hat{i}_{Pq}(k+1)$ ya han sido expuestas en la Sección 3.3.2.

En la Figura 4.3 se resume el esquema de control del Compensador Paralelo. El control se realiza en dos etapas: la primera es el cálculo de las variables de mando del control de corriente de cada eje y la segunda el de la tensión del inversor utilizando las ecuaciones de desacoplo. Como en la Sección 3.3.3, el control se puede compactar y la ley de control resultante es:

$$\mathbf{e}_{Pd}^c(k) = \mathbf{K}_P \mathbf{x}_{Pa}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (4.8)$$

donde

$$\mathbf{x}_{Pa}(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Pd}(k) & \hat{i}_{Pd}(k+1) & x_{Id}(k) & u_{Pd}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{Pd}(k)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Pq}(k) & \hat{i}_{Pq}(k+1) & x_{Iq}(k) & u_{Pq}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{Pq}(k)} \Big]^T$$

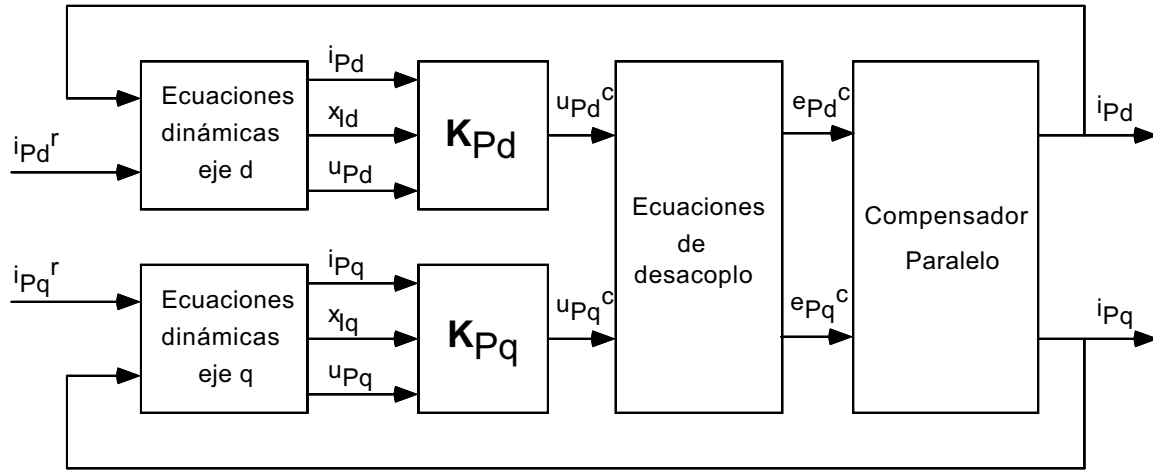


Figura 4.3: Descripción del control desacoplado del Compensador Paralelo.

$$\mathbf{e}_{Pdq}^c(k) = \begin{bmatrix} e_{Pd}^c(k) & e_{Pq}^c(k) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{v}(k) = \begin{bmatrix} v_d(k) & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{K}_P = -\mathbf{\Gamma}_P^{-1} \begin{bmatrix} k_{Pd} & 0 & k_{Id} & k_{Rd} & 0 & \phi_{P2} & 0 & 0 \\ 0 & -\phi_{P2} & 0 & 0 & k_{Pq} & 0 & k_{Iq} & k_{Rq} \end{bmatrix}$$

El modelo dinámico y el control propuesto para el Compensador Paralelo son completamente análogos a los del Compensador Serie. Por este motivo, las conclusiones acerca de la robustez del control de potencia del Compensador Serie, obtenidas en la Sección 3.4, son aplicables para el Compensador Paralelo y no es necesario repetir el estudio.

Por último, es importante recordar que $p_p = i_{Pd}v_d$ y $q_p = -i_{Pq}v_d$ donde v_d es la tensión en el punto de conexión del UPFC. Por este motivo se utilizará una notación u otra (corrientes o potencias) según convenga, con el objetivo de simplificar las ecuaciones. Se actuará de la misma forma para las ecuaciones del Compensador Serie donde $p_s = i_{Sd}v_d$ y $q_s = -i_{Sq}v_d$.

4.2.2 Control externo: control de la tensión de los condensadores de acoplamiento

En el Capítulo 2 se ha desarrollado un modelo dinámico de la tensión de los condensadores de acoplamiento y por claridad en la exposición se reproduce a continuación:

$$v_C^2(k+1) = v_C^2(k) + \frac{2t_m}{C} [p_e(k) - p_{ep}(k)] \quad (4.9)$$

En la Sección 4.2 se justifica que si la potencia reactiva instantánea inyectada por el Compensador Paralelo en el sistema es nula entonces $p_p \simeq p_{ep}$. En estas condiciones la ecuación (4.9) se puede expresar como:

$$v_C^2(k+1) \simeq v_C^2(k) - \frac{2t_m}{C} p_P(k) + \frac{2T}{C} p_e(k) \quad (4.10)$$

La ecuación (4.10) es un modelo lineal en tiempo discreto de los condensadores de acoplamiento. La variable de estado es v_C^2 , p_P es la variable de mando y p_e es una perturbación. Por lo tanto, se pueden utilizar técnicas de control de sistemas lineales para el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento.

En la Figura 4.4 se presenta el diagrama de bloques del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento. El control interno se ha sustituido por el sistema equivalente en lazo cerrado. En general, para el diseño del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento es conveniente tener en cuenta la dinámica del control de potencia real. Sustituyendo en (4.10) p_P por su ecuación dinámica en función de p_P^r se obtiene un nuevo modelo lineal en tiempo discreto de los condensadores de acoplamiento, útil para el diseño del control de tensión.

Normalmente, se puede realizar alguna simplificación en el modelo en lazo cerrado del lazo interno. Por ejemplo, suele dar buen resultado simplificar el sistema teniendo en cuenta únicamente los polos dominantes en lazo cerrado. Para determinar los polos

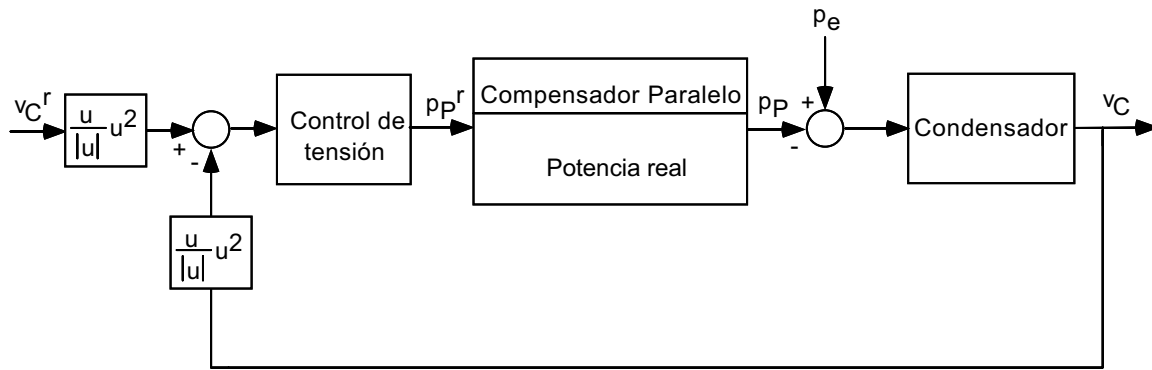


Figura 4.4: Esquema de control de la tensión del condensador de acoplamiento.

dominantes es necesario estudiar el valor relativo de las partes reales de los polos y de sus residuos. Las magnitudes de los residuos dependen tanto de los polos como de los ceros. En general, si los cocientes de las partes reales de los polos son superiores a 5 y no hay ceros cerca, los polos en lazo cerrado más cercanos al eje imaginario (al círculo unidad en tiempo discreto) dominarán la respuesta transitoria y se denominan polos dominantes (Ogata, 1998).

4.3 Sistema de control del UPFC

El diseño de los controles de los Compensadores Serie y Paralelo se han abordado por separado. Sin embargo, son las acciones del Compensador Serie las que provocan cambios en la tensión de los condensadores de acoplamiento y hacen que tenga que actuar el control de la potencia real del Compensador Paralelo. De la misma manera las acciones del Compensador Paralelo modifican la potencia consumida en el PCC que tiene que corregir el sistema de control del Compensador Serie. En esta sección se analizan en detalle estos problemas y se propone un sistema de control para el UPFC que asegura el control desacoplado de la potencia real y reactiva instantánea de la línea y minimiza las variaciones de la tensión en los condensadores de acoplamiento.

En la Figura 4.5 se presenta el esquema unifilar de un UPFC aplicado a un punto de una línea de transporte de energía eléctrica. Con la tensión del Compensador Serie (e) se controla el flujo de potencia (p_S y q_S) que llega al PCC a través de la línea de

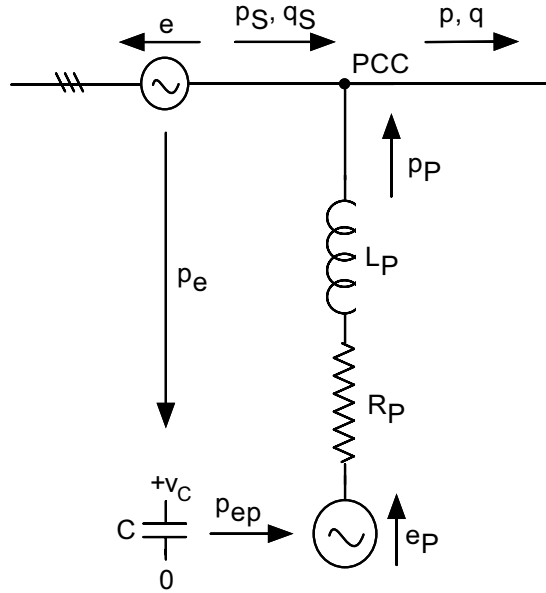


Figura 4.5: Esquema simplificado de un UPFC.

transporte. En general, parte de la potencia real que se transporta por la línea se consume o la suministra el Compensador Serie (p_e). En régimen permanente, el Compensador Paralelo suministra o consume esta potencia real ($p_{ep} = p_e$) de manera que el flujo neto de potencia en los condensadores de acoplamiento es cero y su tensión permanece constante. Por claridad en la exposición, se ha supuesto que el Compensador Paralelo no realiza compensación de potencia reactiva. En estas condiciones, como se explicó en la Sección 4.2, las pérdidas en el filtro de conexión a red son despreciables y $p_p \simeq p_{ep}$.

En la Figura 4.6 (a) se presenta el esquema de control completo de un UPFC. Los Compensadores Serie y Paralelo se han sustituido por sus controles de potencia en lazo cerrado y los detalles de estos controles ya se han explicado en el Capítulo 3 y en la Sección 4.2.1, respectivamente. El objetivo del UPFC es el control de la potencia real y reactiva instantánea que se consume en el PCC (p y q). La referencia para el control de potencia real del Compensador Serie es

$$p_S^r = p^r - p_P^r \quad (4.11)$$

donde p^r es la referencia de la potencia real en el PCC y p_P^r es la referencia de potencia real

del Compensador Paralelo. De esta manera, la potencia real que controla el Compensador Serie en el PCC cancela las perturbaciones del Compensador Paralelo. Si los controles de potencia de los Compensadores Serie y Paralelo se diseñan para que tengan la misma dinámica, las variaciones de p_P no perturban en ningún momento al control de p .

El control de la tensión de los condensadores de acoplamiento es fundamental para el sistema de control del UPFC. Si las variaciones de la tensión de los condensadores están limitadas los inversores pueden generar en todo momento las tensiones que requiere el sistema de control del UPFC. Un buen control de la tensión de los condensadores permite reducir su tamaño y, por lo tanto, los costes de la instalación.

En régimen permanente la potencia real que consume el Compensador Serie coincide con la que suministra el Compensador Paralelo, la potencia real neta de los condensadores de acoplamiento es nula y su tensión permanece constante. En régimen dinámico las variaciones de la potencia real que consume el inversor serie (p_e) rompe este equilibrio y la tensión de los condensadores varía. En la Figura 4.6, se ha añadido una prealimentación al control básico de la tensión de los condensadores de acoplamiento de la Figura 4.4. El objetivo de la prealimentación es seguir las variaciones de p_e para restablecer lo antes posible el equilibrio de potencias en los condensadores y, de esta manera, reducir las variaciones de su tensión. La realimentación corrige las variaciones de la tensión debidas a los errores de seguimiento de la prealimentación, a las pérdidas en los semiconductores y a las pérdidas en el filtro de conexión a red.

La eficacia de la prealimentación se puede mejorar como se propone en la Figura 4.6 (b). El objetivo de la función de transferencia de la prealimentación ($P(z)$) es compensar la dinámica de la función de transferencia en lazo cerrado del control de la potencia real del Compensador Paralelo ($G_{Pd}(z)$). La función de transferencia ideal de la prealimentación sería la inversa de $G_{Pd}(z)$. Sin embargo, puede suceder que el algoritmo resultante no sea realizable si el sistema descrito por $G_{Pd}^{-1}(z)$ no es causal. Una solución sencilla es añadir retrasos para que el sistema sea realizable. En el caso que nos ocupa, con el sistema de control desarrollado en la Sección 4.2.1 se puede comprobar que el sistema es de orden 3 y que no tiene ceros. Por lo tanto, una opción para seleccionar la función de transferencia de la prealimentación será

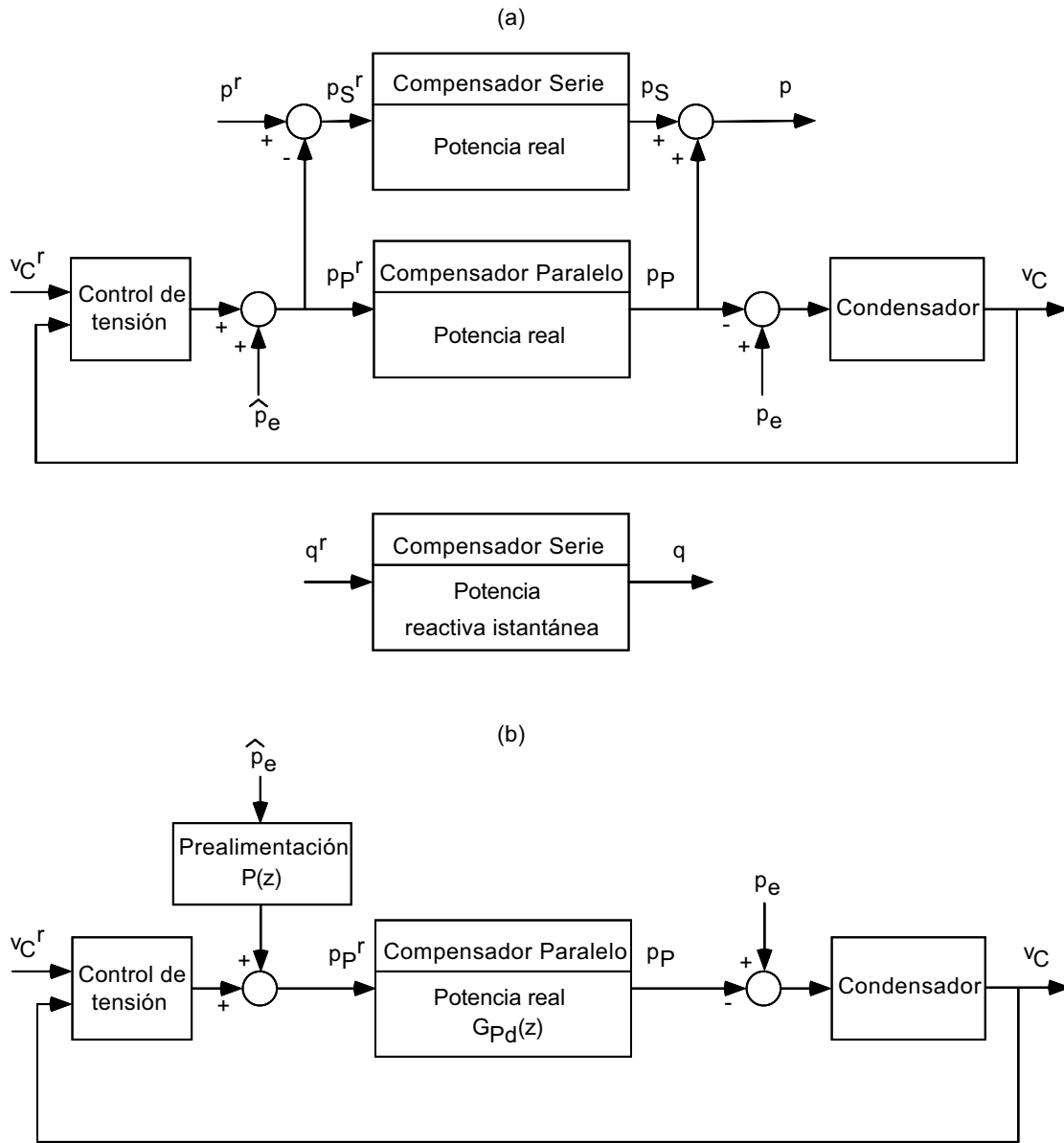


Figura 4.6: Sistema de control de un UPFC. Se ha supuesto que el Compensador Paralelo no realiza compensación de potencia reactiva. (a) Sistema de control completo del UPFC con prealimentación unitaria de la tensión del inversor serie y (b) detalle del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación que compensa la dinámica del Compensador Paralelo.

$$P(z) = z^{-3}\hat{G}_{Pd}^{-1}(z) \quad (4.12)$$

La solución propuesta tiene el inconveniente de que el módulo de $P(z)$ aumenta al aumentar la frecuencia. Esto puede dar lugar a que amplifique ruidos de las medidas que podrían saturar los mandos del sistema de control. Para evitarlo se puede limitar la ganancia de $P(z)$ a frecuencias altas mediante un filtro digital ($F(z)$). Además, en este caso ya no sería necesario añadir ningún retraso si la función de transferencia resultante es realizable.

$$P(z) = F(z)\hat{G}_{Pd}^{-1}(z) \quad (4.13)$$

Esta opción evita el riesgo de saturación de los mandos de los controles, pero reduce en parte la eficacia de la prealimentación.

Por último, para estimar la potencia real que consume el Compensador Serie es necesario conocer su tensión y su corriente (véase (2.72)). La corriente del Compensador Serie se mide para controlarla. Para la tensión del Compensador Serie pueden usarse sus valores de referencia, reduciendo las necesidades de instrumentación de la instalación. Como consecuencia, la estimación de la potencia real es

$$\hat{p}_e(k) = e_d^c(k-1)i_{sd}(k) + e_q^c(k-1)i_{sq}(k) \quad (4.14)$$

La ecuación (4.14) permite estimar la potencia que se consume en el inversor serie durante el periodo de muestreo k , utilizando las medidas de su corriente y las salidas de su sistema de control en el periodo de muestreo $k-1$.

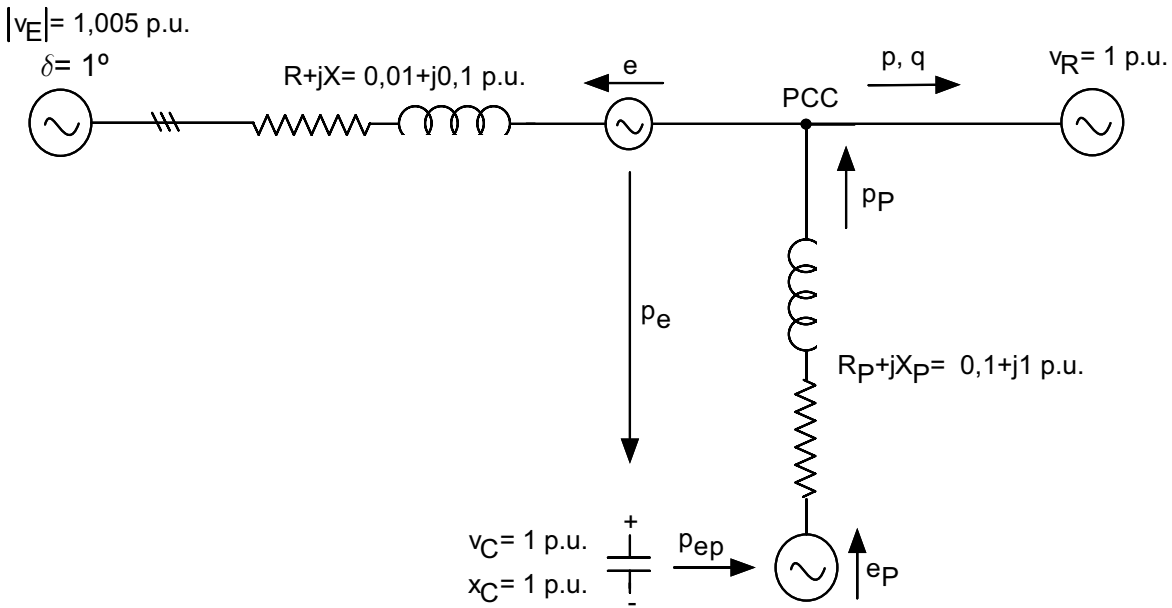


Figura 4.7: Ejemplo de un UPFC aplicado a una línea de transporte de energía eléctrica.

4.4 Resultados de simulación: simulador simplificado

Para ilustrar el sistema de control completo del UPFC se ha estudiado su comportamiento dinámico aplicado al ejemplo de la Figura 4.7. Los parámetros del sistema están expresados en magnitudes unitarias, las magnitudes base se corresponden con las de la Tabla 2.2 y todos los valores numéricos de las tensiones se corresponden con las tensiones de línea.

Con el objetivo de acotar la potencia del UPFC se ha limitado la tensión máxima del Compensador Serie a 0,1 p.u. De esta manera, la potencia máxima que intercambia el UPFC con el sistema eléctrico será de 0,1 p.u., si la corriente se limita a su valor nominal. En la Figura 4.8 se resume la capacidad de control del UPFC en las condiciones expuestas y para los datos de la Figura 4.7. La figura muestra las potencias activa y reactiva que se consumen en el PCC y que son funciones de la tensión que inyecta en la línea el Compensador Serie. Cuando esta tensión es cero ($e = 0$ p.u.), la potencia que se consume en el PCC se corresponde con el punto marcado como 0. El círculo centrado en 0 y de radio d_{\max} , y que ha sido trazado con una línea continua, delimita la capacidad de control del UPFC y se corresponde con la máxima tensión del Compensador Serie

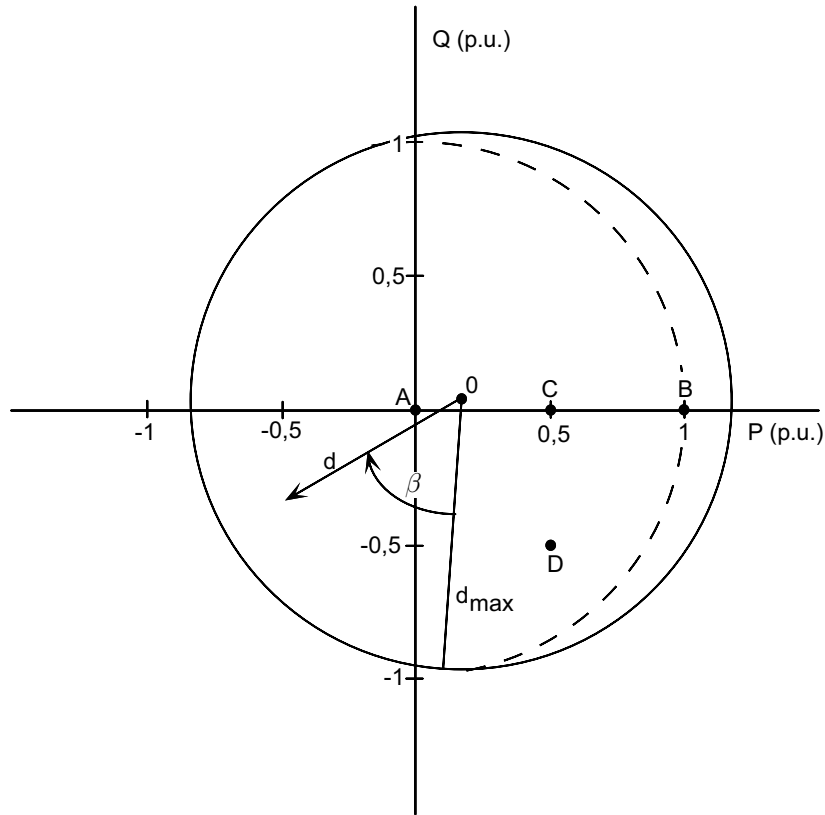


Figura 4.8: Diagrama $P - Q$ de la potencia consumida en el PCC en función de la tensión del Compensador Serie.

($|e|_{\max} = 0,1 \text{ p.u.}$). La línea discontinua indica el límite a partir del cual la corriente de la línea supera su valor nominal. La línea inclinada que va de 0 al círculo continuo se corresponde con P y Q para valores de la tensión del Compensador Serie en fase con la tensión en el PCC. Además, se ha marcado un punto genérico con una flecha, donde $d = |v_R| |e| / X$ y β es el ángulo de la tensión del Compensador Serie respecto a la tensión en el PCC. Si el módulo de la tensión del Compensador Serie permanece constante, los puntos posibles de operación serán círculos centrados en 0 y de radio d . Por último, las letras A, B, C y D indican algunos puntos de operación posibles.

Se ha desarrollado un simulador simplificado utilizando *Simulink 2.1*. Sus características fundamentales son:

- El sistema de potencia (línea de transporte y UPFC) se ha modelado en tiempo continuo y en ejes $d - q$.

Subsistema	$p_{1,2}$ en s^{-1}	p_3 en s^{-1}	$\lambda_{1,2}$	λ_3
p	$-106 \pm j106$	-750	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,6065$
q	$-106 \pm j106$	-750	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,6065$
p_P	$-106 \pm j106$	-750	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,6065$
q_P	$-106 \pm j106$	-750	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,6065$

Tabla 4.1: Autovalores en lazo cerrado de los subsistemas de control del UPFC. Los autovalores en tiempo continuo son $p_{1,2,3}$ y en tiempo discreto $\lambda_{1,2,3}$.

- El sistema de control se ha implantado en tiempo discreto con una frecuencia de muestreo de $f_m = 1500$ Hz.
- El tiempo de cálculo de los algoritmos de control se ha modelado como un retraso de un periodo de muestreo.

Con el objetivo de obtener unos resultados lo más realistas posible se ha añadido ruido en las medidas. El ruido se ha modelado como ruido blanco gaussiano de media cero y desviación típica (σ) tal que $3\sigma = 0,02s_{\max}$, donde s_{\max} es el valor a final de escala del sensor correspondiente. De esta manera, el nivel de ruido es inferior al 2 % de la señal con una probabilidad del 99,74 % (este dato se puede obtener en cualquier libro básico de probabilidad, por ejemplo (Rozanov, 1969)).

En la Tabla 4.1 se resumen los autovalores en lazo cerrado de los controles de corriente del UPFC. El diseño de los controladores se ha realizado en todos los casos en tiempo discreto como se describe en el Capítulo 3 y en la Sección 4.2. Para transformar los autovalores de tiempo continuo a tiempo discreto se ha utilizado la transformación $\lambda_i = e^{p_i t_m}$ (p_i son los autovalores del sistema en tiempo continuo y λ_i en tiempo discreto). Por otro lado, el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento se ha diseñado por respuesta en frecuencia con un control proporcional integral en el que la acción proporcional sólo actúa sobre la salida. Los parámetros de diseño son: frecuencia de cruce 20 rad/s y margen de fase 55°.

El comportamiento dinámico del sistema se ha estudiado haciéndole evolucionar entre los puntos marcados en la Figura 4.8: de A a B, de B a C y , por último de C a D. En la Figura 4.9 se presenta la respuesta temporal de las potencias real y reactiva instantánea que se consumen en el PCC. La p y la q siguen fielmente a sus referencias,

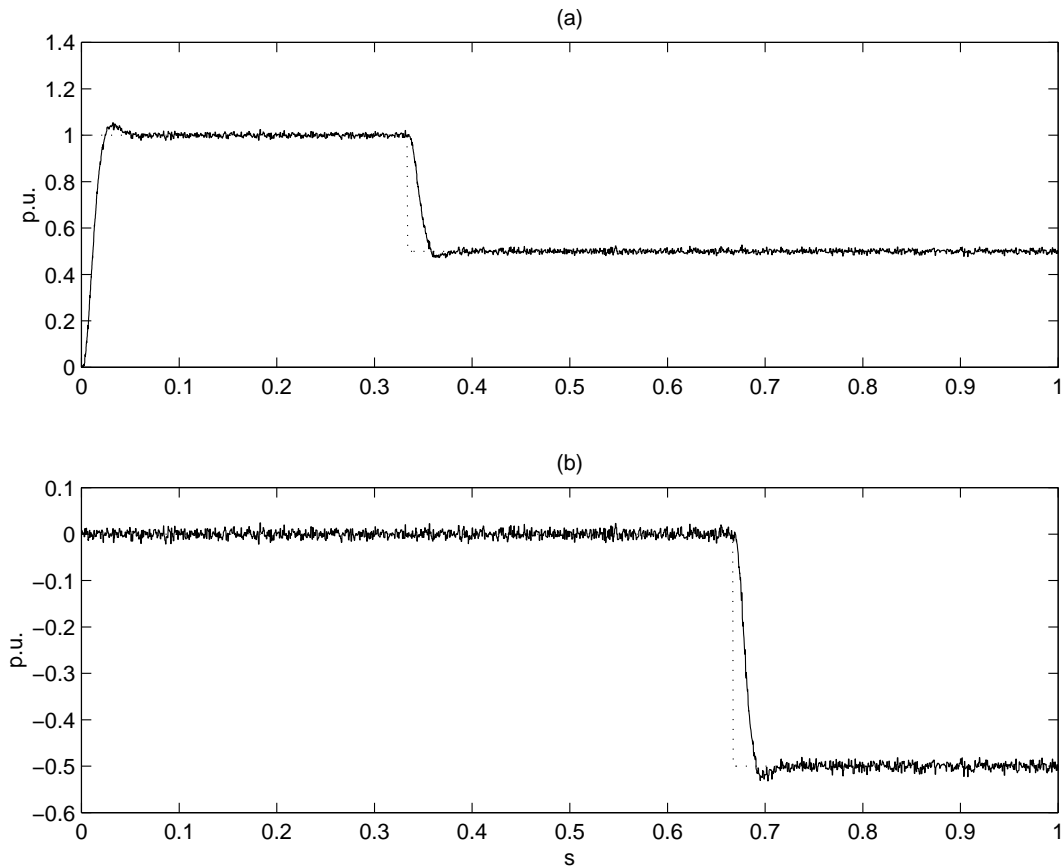


Figura 4.9: Respuesta temporal del UPFC ante escalones en las referencias de p y q : (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo y (b) potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo.

el tiempo de alcance es de 24,4 ms, el tiempo de establecimiento al 1 % es de 47 ms y el sobrepaso es del 4,2 %. Es fácil comprobar que los resultados se ajustan a lo esperado teniendo en cuenta la selección de autovalores adoptada. Por otro lado, los controles son totalmente independientes y no hay acoplamientos entre sí.

Para ilustrar el funcionamiento del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento se han repetido los transitorios de potencia con tres prealimentaciones diferentes. En el primer caso se ha utilizado una prealimentación estática de ganancia unidad. En el segundo caso se ha utilizado una prealimentación dinámica con filtrado. Los ceros de la función de transferencia de la prealimentación se corresponden con los polos domi-

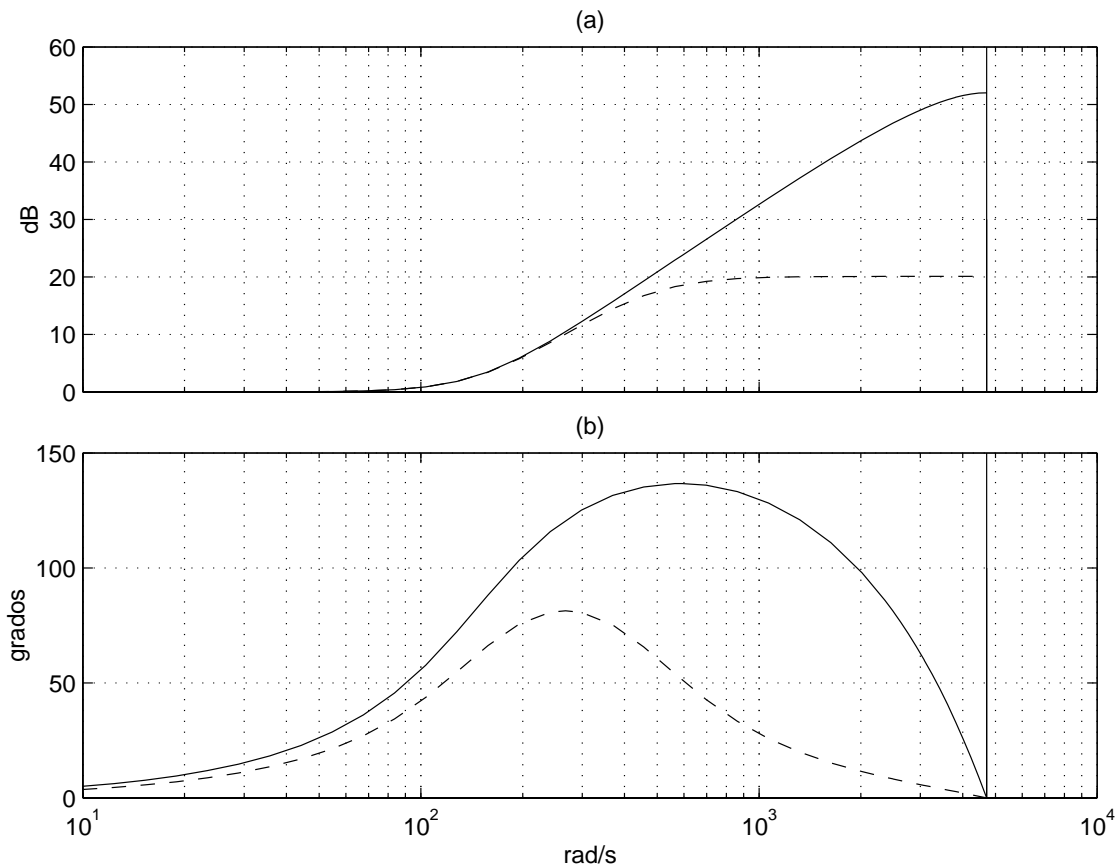


Figura 4.10: Diagramas de Bode de las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencia de la prealimentación, en trazo continuo sin filtrado y en trazo discontinuo con filtrado: (a) ganancia en decibelios y (b) desfase en grados.

antes del Compensador Paralelo ($\lambda_{1,2}$ en la Tabla 4.1) y se han seleccionado dos polos para limitar su ganancia a 20 dB. En el tercer caso se ha utilizado una prealimentación dinámica sin filtrado. Para conseguir que la función de transferencia de la prealimentación sea realizable se han añadido dos polos en el origen ($z = 0$). En la Figura 4.10 se muestran los diagramas de Bode de las funciones de transferencia de las prealimentaciones.

En todos los casos la respuesta temporal de los controladores de potencia se corresponden con los resultados de la Figura 4.9. Los resultados de los diferentes controles de la tensión de los condensadores se presentan en las Figuras 4.11, 4.12 y 4.13. Con prealimentación unitaria el Compensador Paralelo devuelve al sistema la potencia que absorbe el Compensador Serie con algo de retraso y como consecuencia la tensión de los

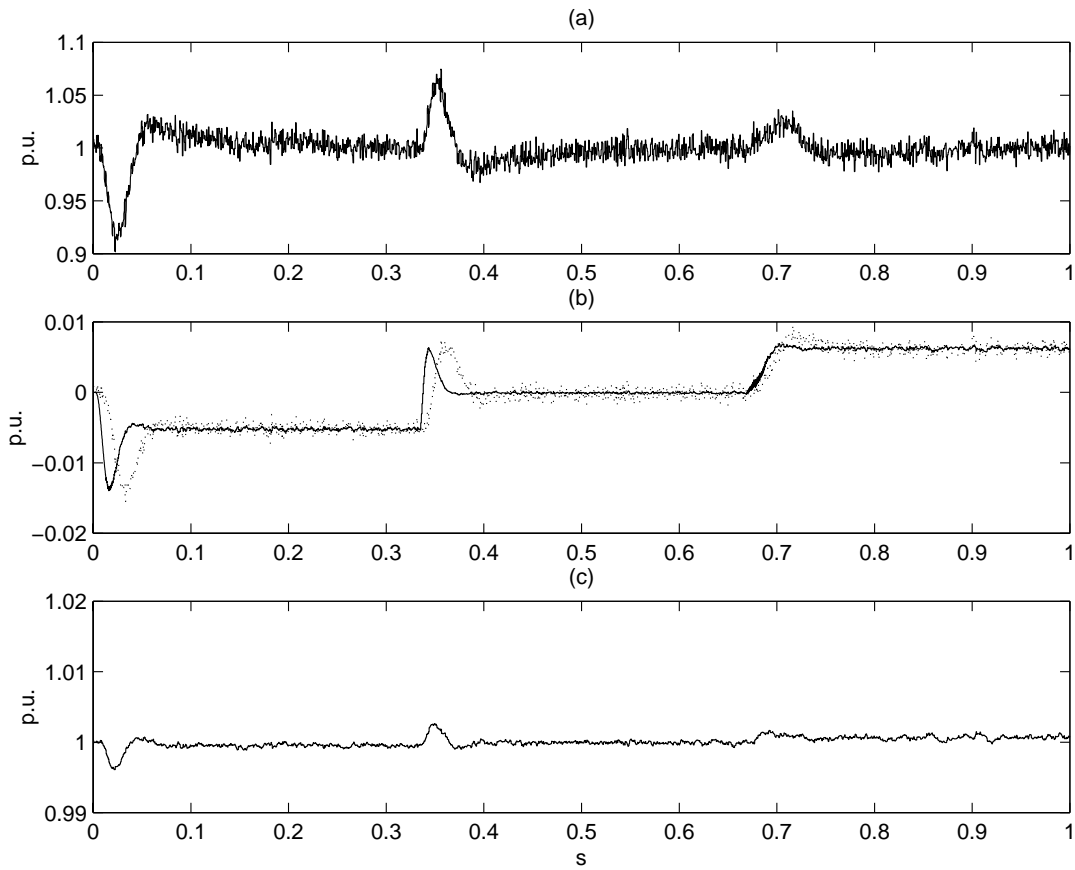


Figura 4.11: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación unitaria: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento (v_C), (b) potencia real consumida por el Compensador Serie (p_e) en trazo continuo y potencia real del Compensador Paralelo ($p_P \simeq p_{ep}$) en trazo discontinuo y (c) módulo del vector espacial de la tensión del inversor paralelo.

condensadores de acoplamiento varía durante los transitorios (variación máxima del orden del 10 %). Con prealimentación dinámica con filtrado el retraso entre p_P y p_e disminuye y como consecuencia las variaciones de v_C también disminuyen (variación máxima del orden del 5 %). Por último, con prealimentación dinámica sin filtrado el Compensador Paralelo suministra en todo momento una p_P prácticamente igual que p_e . En este caso las variaciones de la tensión de los condensadores se reducen sensiblemente (variación máxima del orden del 2,5 %). Por otro lado, con prealimentación dinámica sin filtrado la tensión del inversor paralelo es notablemente más ruidosa que en los otros casos.

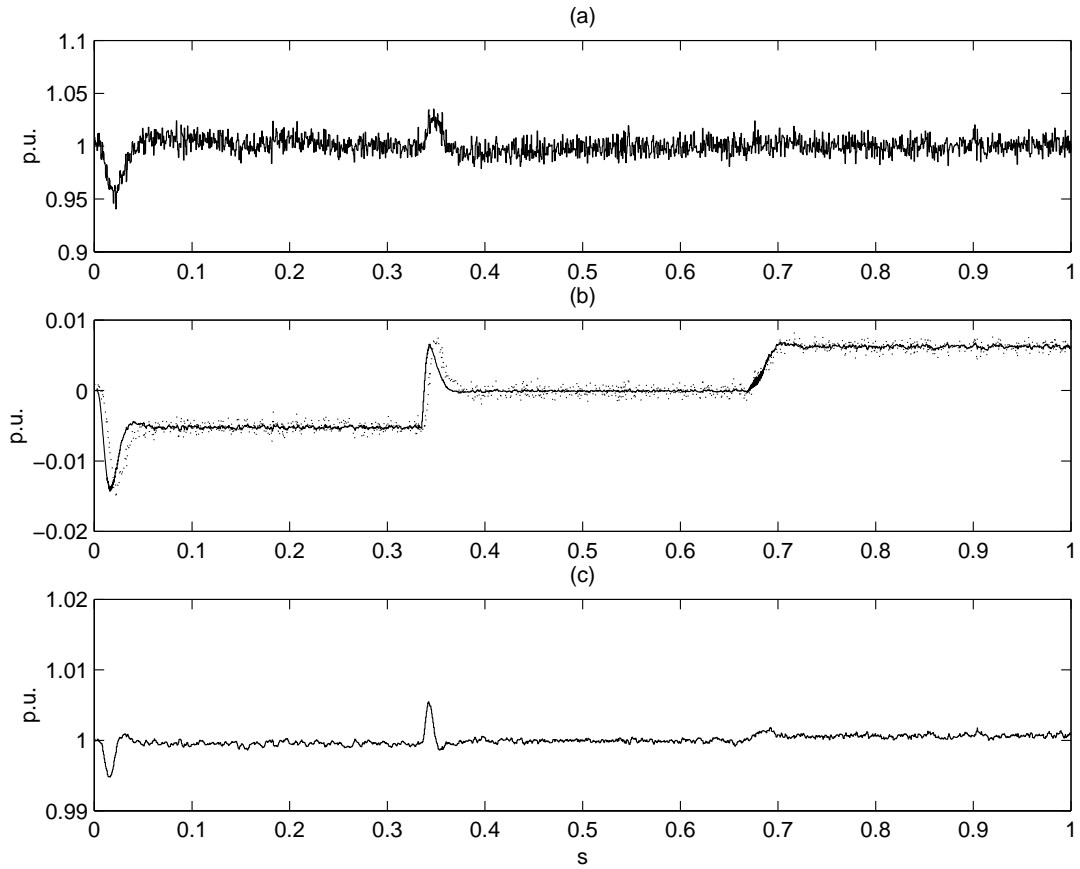


Figura 4.12: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica con filtrado: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento (v_C), (b) potencia real consumida por el Compensador Serie (p_e) en trazo continuo y potencia real del Compensador Paralelo ($p_P \simeq p_{ep}$) en trazo discontinuo y (c) módulo del vector espacial de la tensión del inversor paralelo.

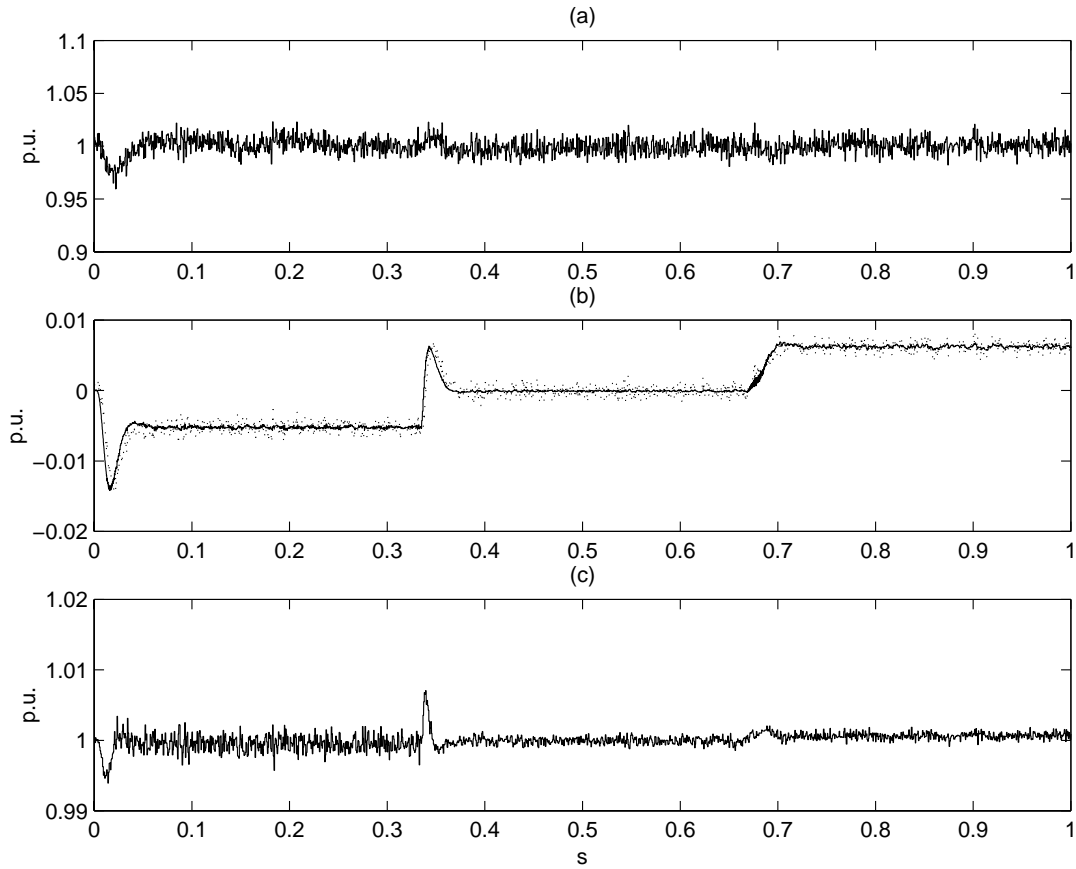


Figura 4.13: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento (v_C), (b) potencia real consumida por el Compensador Serie (p_e) en trazo continuo y potencia real del Compensador Paralelo ($p_P \simeq p_{ep}$) en trazo discontinuo y (c) módulo del vector espacial de la tensión del inversor paralelo.

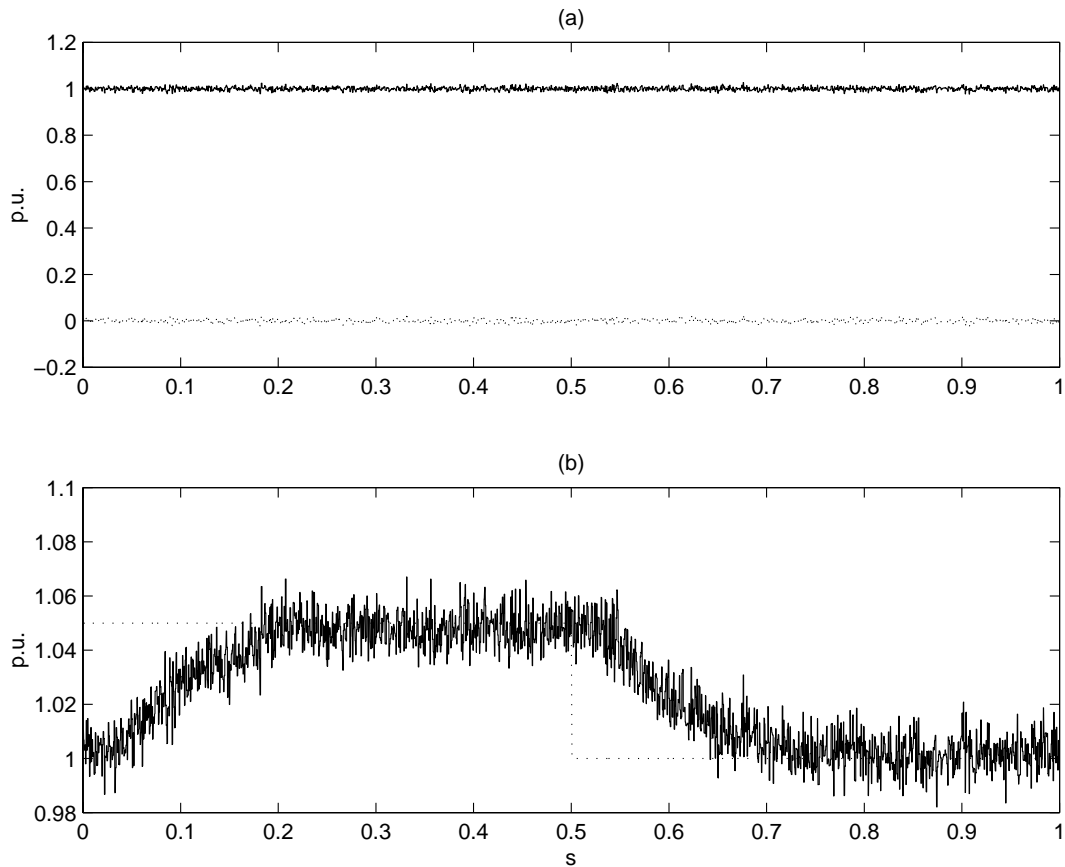


Figura 4.14: Respuesta temporal del UPFC ante escalones en la referencia de v_C para $p = 1$ p.u. y $q = 0$ p.u.: (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo discontinuo y (c) tensión en los condensadores de acoplamiento en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo.

Por último, se han realizado transitorios de la tensión de los condensadores en un punto de trabajo del sistema, se ha comprobado que con las tres prealimentaciones se obtienen resultados prácticamente idénticos y los resultados son los de la Figura 4.14. El tiempo de establecimiento al 1% es del orden de 300 ms y sin sobrepaso. En todo momento los controles de potencia permanecen inalterables y se puede afirmar que estos controles están desacoplados del control de la tensión de los condensadores acoplamiento.

4.5 Control de los inversores fuente de tensión: Alternativas para sistemas de gran potencia

Los elementos principales de los dispositivos FACTS que se estudian en esta tesis son sus fuentes de tensión. Para desarrollar el sistema de control, tanto del UPFC como del STATCOM, se ha considerado que se dispone de fuentes de tensión trifásicas que proporcionan una tensión controlable en módulo y ángulo. Además, es necesario que el control de estas fuentes de tensión sea rápido y con una tasa de distorsión total armónica baja. Para conseguir esto con un inversor trifásico convencional podría ser necesario trabajar a frecuencias de conmutación por encima de la capacidad de los semiconductores de gran potencia disponibles en el mercado, y además, es imprescindible instalar filtros pasivos que reduzcan el contenido en armónicos de la tensión generada de frecuencias próximas a la de conmutación. Para reducir la frecuencia de conmutación de los semiconductores se utilizan varios módulos de inversores convenientemente acoplados, con el objetivo de reducir la frecuencia de conmutación de cada uno de ellos. Las ondas que generan se asemejan mucho a una senoidal pura y se hace innecesario la utilización de filtros pasivos para mejorar su calidad. Existen dos topologías fundamentales que se resumen a continuación: inversores multipulso y topologías multiconvertidor controlados mediante PWM.

En la Figura 4.15 se presenta el esquema unifilar de un inversor multipulso como el que se utiliza en el STATCOM de ± 100 MVAR instalado en la subestación de Sullivan en North-Eastern Tennessee (Schauder et al., 1997). Cada fase del inversor se compone de N ($= 8$) ramas y los interruptores de cada rama se realizan a base de GTOs conectados en serie. Las ramas producen ondas cuadradas de tensión progresivamente desfasadas unas de otras. Las ondas cuadradas se combinan mediante transformadores desfasadores, para generar una onda de salida de n ($= 6N = 48$) pulsos similar a la que se presenta en la Figura 4.17 (a.1). Los detalles de los acoplamientos magnéticos son confidenciales, aunque en (Mori et al., 1993) se presenta los principios fundamentales en el marco de una instalación de un STATCOM de ± 80 MVAR. La frecuencia de los armónicos presentes en la tensión de salida para un inversor de n pulsos es (Gyugyi, 1993).

$$f_h = (nh \pm 1)f_1 \quad (4.15)$$

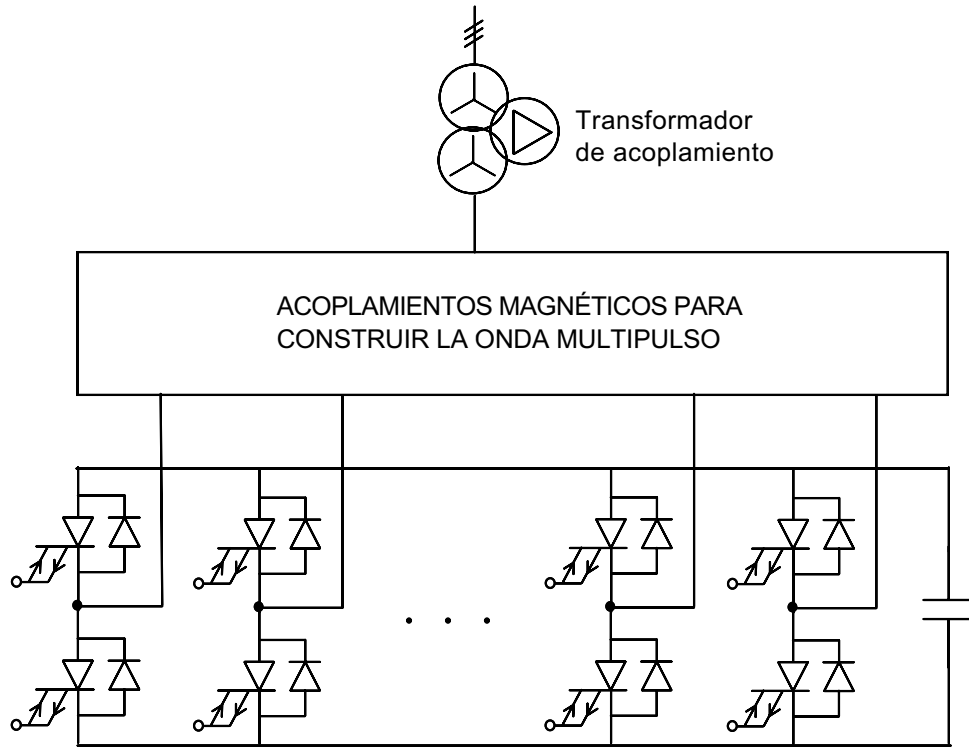


Figura 4.15: Esquema unifilar de un inversor multipulso.

y sus amplitudes son proporcionales a $1/(nh \pm 1)$, donde f_h es la frecuencia del armónico h y f_1 la frecuencia fundamental de la tensión generada (50 Hz en el caso de España). La estructura de los acoplamientos magnéticos no es única, pero las formas de onda son siempre similares a las que se presentan en la Figura 4.17 (a.1), como se puede comprobar en (Schauder et al., 1997), (Gyugyi, 1993) y (Gyugyi et al., 1992). A medida que aumenta el número de pulsos del inversor la frecuencia de los armónicos aumenta y su módulo disminuye. En general, en las instalaciones realizadas hasta la fecha se ha considerado que 48 es el número de pulsos apropiado para instalaciones de gran potencia. Con esta selección los armónicos aparecen a partir de 2,35 kHz y están muy atenuados.

En los últimos tiempos las investigaciones se han centrado en las topologías multi-conversor controlados mediante PWM. Se trata de combinar varios inversores trifásicos convencionales controlados mediante PWM, de forma que los armónicos de unos y otros se cancelen entre si. La técnica más prometedora es la que utiliza modulación de ancho de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* o SPWM), que se presenta en los trabajos de (Mwinyiwiwa et al., 1997) y (Mwinyiwiwa et al., 1998). También hay

alguna publicación (Bakhshai et al., 1997) que utiliza modulación vectorial (*Space Vector Modulation* o SVM) pero los resultados son significativamente peores. Los inversores controlados mediante SPWM se comportan como amplificadores lineales de potencia, es decir, generan una salida que es proporcional, en valor medio durante cada periodo de muestreo, al valor medio de la señal moduladora (Mwinyiwiwa et al., 1996). Su contenido en armónicos se restringe a los múltiplos impares de la frecuencia portadora (f_p y que coincide con la frecuencia de conmutación de los semiconductores) y sus bandas laterales. En (Mohan et al., 1995) se puede encontrar un estudio exhaustivo del espectro en frecuencia de esta modulación. En (Mwinyiwiwa et al., 1998) presentan las conexiones serie y paralelo de inversores controlados mediante SPWM y se discuten sus diferencias. En la Figura 4.16 se presenta el esquema unifilar de un ejemplo en el que se combinan N ($= 8$) inversores trifásicos conectados en paralelo, controlados mediante SPWM con la misma señal moduladora y señales portadoras retrasadas en un factor de $1/N$ del periodo de la portadora y en la Figura 4.17 (b.1) se puede ver la forma de onda resultante. En (Mwinyiwiwa et al., 1998) se demuestra que si se cumple que $f_p/f_m \geq 9$ (siendo f_m la frecuencia de la moduladora) la tensión de salida es proporcional a la señal moduladora y no hay armónicos por debajo de Nf_p y sus bandas laterales. Por lo tanto, la tensión de salida tiene un contenido en armónicos similar al que se consigue con una portadora de frecuencia Nf_p , o lo que es lo mismo, se ha aumentado la frecuencia de conmutación efectiva del inversor en un factor de N .

En la Figura 4.17 se presentan las formas de onda de tensión y de corriente típicas para un inversor multipulso de 48 pulsos y para una topología multiconvertidor con 8 inversores acoplados en serie. La frecuencia de conmutación para la topología multiconvertidor es de 750 Hz. En ambos casos se ha utilizado una impedancia de la línea de 0,1 p.u. inductiva pura y tensión nominal en los nudos emisor y receptor y sin desfase. Desde el punto de vista de la corriente en ambos casos se obtienen resultados similares, siendo la distorsión armónica total calculada claramente inferior al 1%. Sin embargo la frecuencia de conmutación de los semiconductores es mayor en la topología multiconvertidor (750 Hz) que en el inversor multipulso (50 Hz).

Desde el punto de vista dinámico la respuesta de los inversores multipulso es prácticamente instantánea, debido a que se trata de fuentes de tensión sin inercia como se discute en (Gyugyi, 1993) y (Gyugyi et al., 1995) y demuestran los resultados de simula-

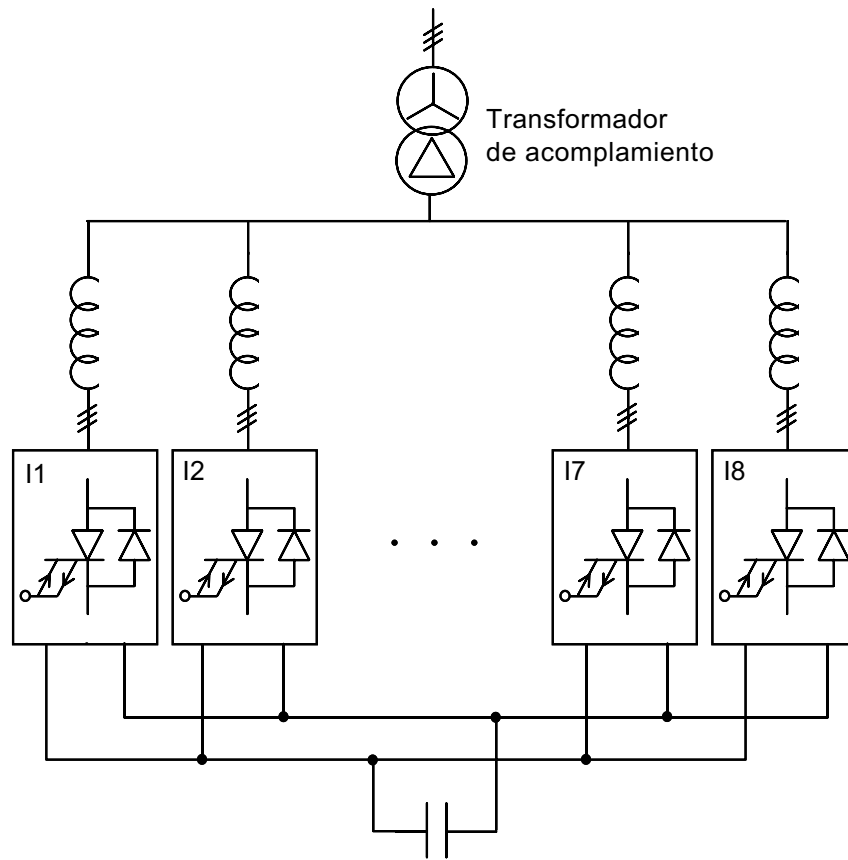


Figura 4.16: Esquema unifilar de una topologia multiconvertidor de 8 inversores.

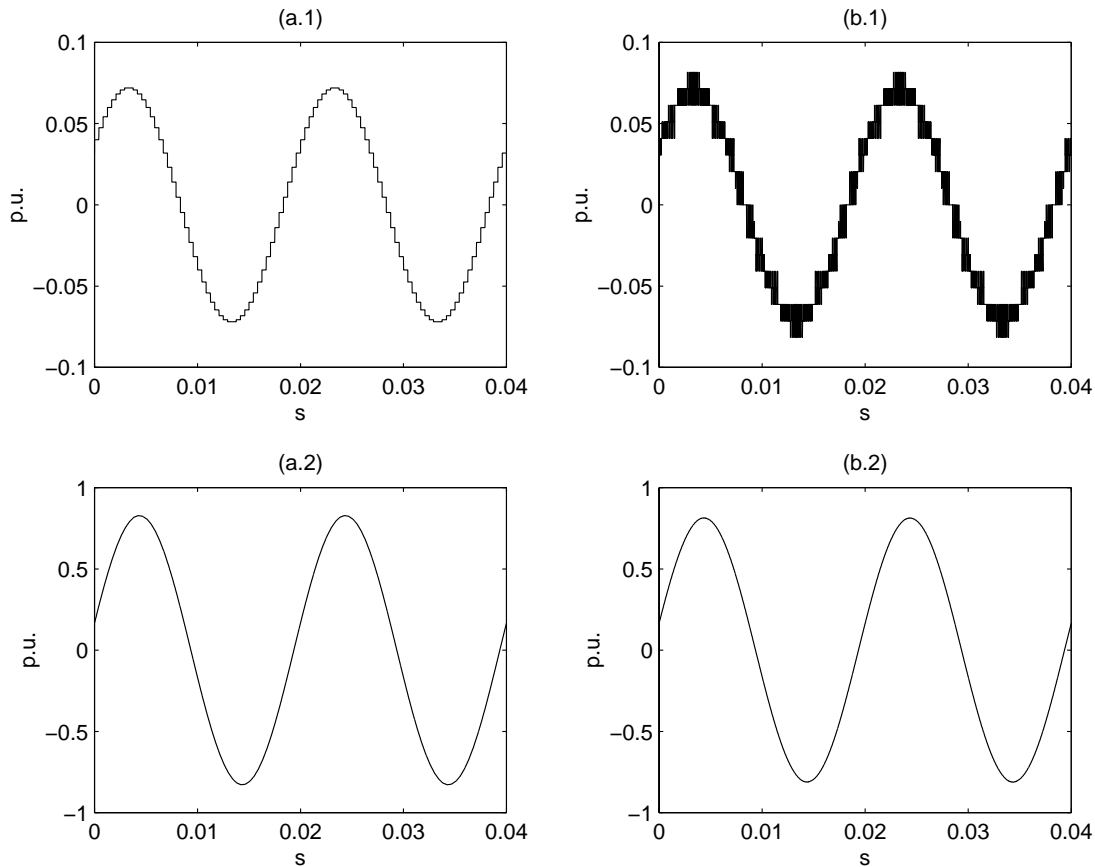


Figura 4.17: Formas de onda del UPFC en régimen permanente: (a.1) tensión del Compensador Serie con inversor multipulso, (a.2) corriente por la línea de transporte con inversor multipulso, (b.1) tensión del Compensador Serie con topología multiconvertidor y (b.2) corriente por la línea de transporte con topología multiconvertidor.

ción de (Schauder et al., 1997). En el caso de los inversores multiconvertidor controlados mediante SPWM no hay resultados relevantes que refrenden su comportamiento dinámico, pero por el mismo motivo que con los inversores multipulso todo hace pensar que los resultados serán muy parecidos.

La selección de uno u otro tipo de inversores no es evidente y depende de las características de la instalación. La ventajas e inconvenientes de cada una son las siguientes:

- La frecuencia de conmutación de los inversores multipulso es siempre 50 Hz. Para conseguir resultados similares con una topología multiconvertidor es necesario

trabajar a frecuencias de conmutación mayores (en el ejemplo de la Figura 4.16 la frecuencia de conmutación es de 750 Hz).

- La topología multiconvertidor es más fácil de controlar porque su tensión de salida es proporcional a la señal de control (Mwinyiwiwa et al., 1997), mientras que la tensión de salida de un inversor multipulso es una función no lineal de sus parámetros de control (Mori et al., 1993).
- Las topologías multiconvertidor utilizan bobinas y transformadores convencionales, mientras que los inversores multipulso utilizan circuitos magnéticos muy complejos.

4.6 Compensación de la rotación del sistema de referencia del control

En esta tesis, por los motivos expuestos en la sección previa, las fuentes de tensión del UPFC se han modelado como fuentes de tensión trifásicas controlables en módulo y ángulo y sin retrasos. Esto significa que en cada periodo de muestreo generan una tensión trifásica constante que coincide con la salida del sistema de control al principio del periodo.

Utilizando la transformada de Park, la tensión que genera un inversor a lo largo de un periodo se puede representar como un vector fijo en un sistema de referencia estático ($\mathbf{e}_{dqs}(k)$). Sin embargo, como se explica en el Capítulo 2 y se muestra en la Figura 4.18, el sistema de referencia del control gira continuamente a la velocidad angular de la tensión de red (ω_{red}). Como consecuencia, para una tensión trifásica determinada, la tensión en el sistema de referencia del control (\mathbf{e}_{dq}) gira con una velocidad angular de $-\omega_{red}$. En la Figura 4.19 se resume la evolución de \mathbf{e}_{dq} a lo largo del periodo de muestreo k , donde $\mathbf{e}_{dq}(k)$ es la tensión al comienzo del periodo de muestreo, \mathbf{e}_{dq} es la tensión en un punto intermedio y $\mathbf{e}_{dq}(k+1)$ es la tensión al final del periodo de muestreo. En resumen, la tensión que aplica el inversor produce un vector giratorio en el sistema de referencia del control. Por lo tanto, para aplicar la tensión que requiere el control a lo largo del periodo k ($\mathbf{e}_{dq}^c(k-1)$) es necesario seleccionar convenientemente la tensión del inversor ($\mathbf{e}_{dqs}(k)$).

La solución que se ha adoptado es aplicar una tensión en el inversor ($\mathbf{e}_{dqs}(k)$) tal que el valor medio de sus componentes en el sistema de referencia del control a lo

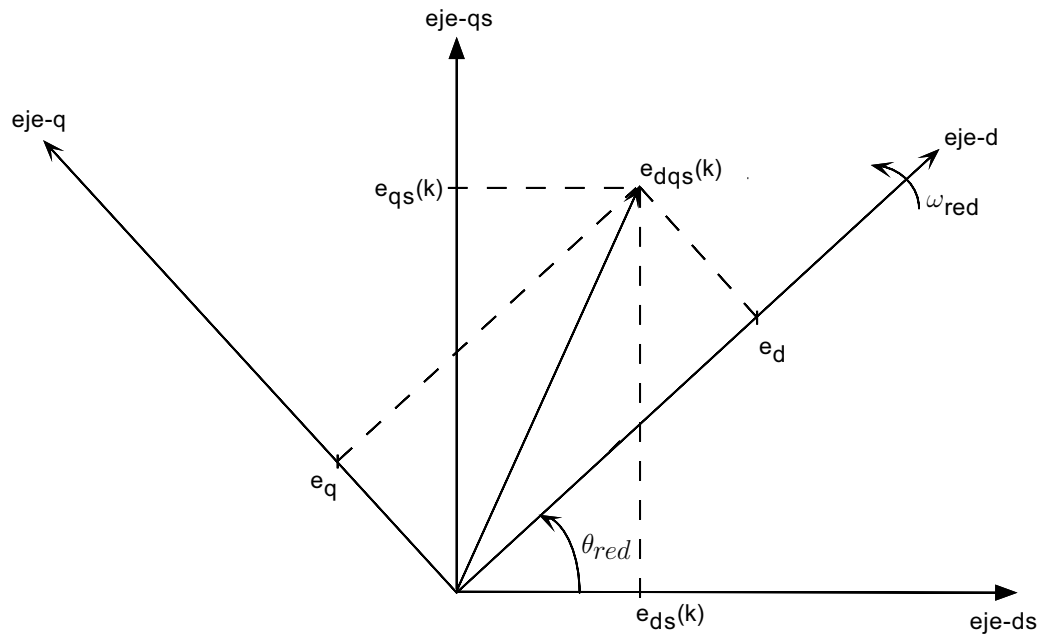


Figura 4.18: Tensión del inversor en un sistema de referencia estático y proyección instantánea en el sistema de referencia del control.

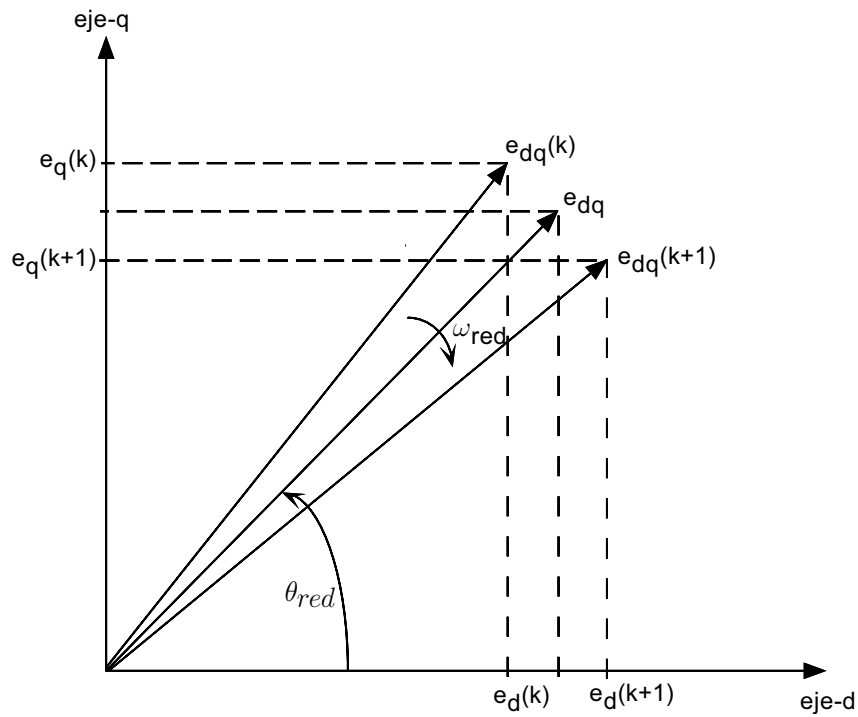


Figura 4.19: Evolución de la tensión del inversor en el sistema de referencia del control.

largo del periodo de muestreo k , coincide con la salida del sistema de control en $k - 1$ ($\mathbf{e}_{dq}^c(k - 1) = \bar{\mathbf{e}}_{dq}(k)$).

$$e_d^c(k - 1) = \frac{1}{t_m} \int_0^{t_m} [\cos(\theta_{red}(k) + \omega_{red}t)e_{ds}(k) + \text{sen}(\theta_{red}(k) + \omega_{red}t)e_{qs}(k)] dt \quad (4.16)$$

$$e_q^c(k - 1) = \frac{1}{t_m} \int_0^{t_m} [-\text{sen}(\theta_{red}(k) + \omega_{red}t)e_{ds}(k) + \cos(\theta_{red}(k) + \omega_{red}t)e_{qs}(k)] dt \quad (4.17)$$

Se ha supuesto que ω_{red} permanece constante a lo largo del periodo de muestreo, que es razonable porque las variaciones de la frecuencia de red son siempre muy lentas frente al periodo de muestreo y además muy pequeñas en valor relativo. Operando (4.16) y (4.17) los resultados se pueden expresar en forma matricial

$$\underbrace{\begin{bmatrix} e_{ds}(k) \\ e_{qs}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{dqs}(k)} = g \begin{bmatrix} \cos(\theta_{red}(k) + \frac{1}{2}\omega_{red}t_m) & -\text{sen}(\theta_{red}(k) + \frac{1}{2}\omega_{red}t_m) \\ \text{sen}(\theta_{red}(k) + \frac{1}{2}\omega_{red}t_m) & \cos(\theta_{red}(k) + \frac{1}{2}\omega_{red}t_m) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d^c(k - 1) \\ e_q^c(k - 1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{e}_{dq}^c(k-1)} \quad (4.18)$$

donde $g = \omega_{red}t_m / [2\text{sen}(\frac{1}{2}\omega_{red}t_m)]$ y, en general, si el periodo de muestreo es pequeño $g \simeq 1$. Esta compensación no es única y en (García-Cerrada, 1990) se puede encontrar un planteamiento alternativo, ambos resultados coinciden cuantitativamente cuando el periodo de muestreo es pequeño.

En la ecuación (4.18) se ha supuesto que $\theta_{red}(k)$ es un dato conocido. Sin embargo, el cálculo de $\mathbf{e}_{dq}^c(k - 1)$ se realiza utilizando las medidas en $k - 1$, como se describe en el Capítulo 3. El ángulo del sistema de referencia del control en el instante k se puede calcular como $\theta_{red}(k) = \theta_{red}(k - 1) + \omega_{red}t_m$ y (4.18) se puede escribir como

$$\begin{bmatrix} e_{ds}(k) \\ e_{qs}(k) \end{bmatrix} = g \begin{bmatrix} \cos(\theta_{red}(k-1) + \frac{3}{2}\omega_{red}t_m) & -\text{sen}(\theta_{red}(k-1) + \frac{3}{2}\omega_{red}t_m) \\ \text{sen}(\theta_{red}(k-1) + \frac{3}{2}\omega_{red}t_m) & \cos(\theta_{red}(k-1) + \frac{3}{2}\omega_{red}t_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d^c(k-1) \\ e_q^c(k-1) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

La compensación (4.19) es una corrección de la matriz de transformación de un sistema de referencia dinámico a uno estático, debido al proceso de discretización de las señales. Fundamentalmente se trata de una corrección del ángulo entre los dos sistemas de referencia y cobra importancia a medida que el periodo de muestreo aumenta. En el caso del UPFC esta corrección es importante, como se demuestra en la siguiente sección.

4.7 Resultados de simulación: simulador detallado

Los resultados de simulación de la Sección 4.4 demuestran en detalle el funcionamiento del sistema de control del UPFC. Sin embargo, esos resultados no tienen en cuenta los cambios de variables entre el sistema de referencia del control (sistema dinámico) y el sistema de referencia de los inversores (sistema de referencia estático). Con el objetivo de completar los resultados de simulación se ha realizado otro simulador, partiendo del anterior, con las siguientes características:

- El sistema de potencia (línea de transporte y UPFC) se ha modelado en tiempo continuo utilizando variables trifásicas.
- Los inversores se han modelado como fuentes de tensión trifásicas controlables en módulo y ángulo que generan una tensión constante durante cada periodo de muestreo.
- El sistema de control se ha implantado en tiempo discreto con una frecuencia de muestreo de $f_m = 1500$ Hz.
- El tiempo de cálculo de los algoritmos de control se ha modelado como un retraso de un periodo de muestreo.

En este caso, por conveniencia a la hora de presentar los resultados se ha suprimido el ruido de las medidas. Las simulaciones se han realizado utilizando el mismo ejemplo que en la Sección 4.4 (Figura 4.7) y los controles son exactamente los mismos que se utilizaron en esa misma sección.

En primer lugar se han realizado simulaciones sin compensar la rotación del sistema de referencia del control. En la Figura 4.20 se presentan los resultados de los controles de p y q . Durante los transitorios se producen acoplamientos entre los controles, las variaciones de p perturban el control de q y viceversa. En régimen permanente los acoplamientos desaparecen y tanto p como q siguen a sus referencias.

En la Figura 4.21 se presenta el comportamiento dinámico del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento durante los transitorios de la Figura 4.20. Por claridad en la exposición, los resultados que se muestran son los que se han obtenido con el control con prealimentación dinámica sin filtrado. Además, a la hora de presentar los resultados, la respuesta temporal de p_e se ha filtrado para eliminar su rizado a la frecuencia de conmutación. Debido a las diferencias entre la tensión que proporciona el sistema de control y la que realmente se aplica, la estimación de p_e es incorrecta ($\hat{p}_e \neq p_e$). En primera instancia el Compensador Paralelo sigue a la referencia que le marca \hat{p}_e y como consecuencia del error en esta estimación los condensadores intercambian grandes cantidades de potencia real con el sistema eléctrico ($p_e - p_P \neq 0$). El resultado es que la tensión de los condensadores varía significativamente. En última instancia la acción del control en lazo cerrado restablece la tensión de los condensadores.

En las Figuras 4.22 y 4.23 se presentan los resultados que se obtienen cuando se aplica la compensación (4.19). Desde el punto de vista del control de la potencia, los acoplamientos entre p y q desaparecen y los resultados son prácticamente idénticos a los que se obtuvieron con el simulador simplificado (ver Figura 4.9). Por otro lado, la estimación de la potencia real que consume el Compensador Serie se ajusta a la realidad ($\hat{p}_e \simeq p_e$), el Compensador Paralelo suministra en todo momento la potencia que absorbe el Compensador Serie ($p_P \simeq p_e$) y, por lo tanto, la potencia real absorbida o cedida por los condensadores de acoplamiento es muy pequeña ($p_e - p_P \simeq 0$) y, como consecuencia, las variaciones de su tensión son también pequeñas durante el transitorio. En régimen permanente estas variaciones desaparecen debido a la acción del control en lazo cerrado.

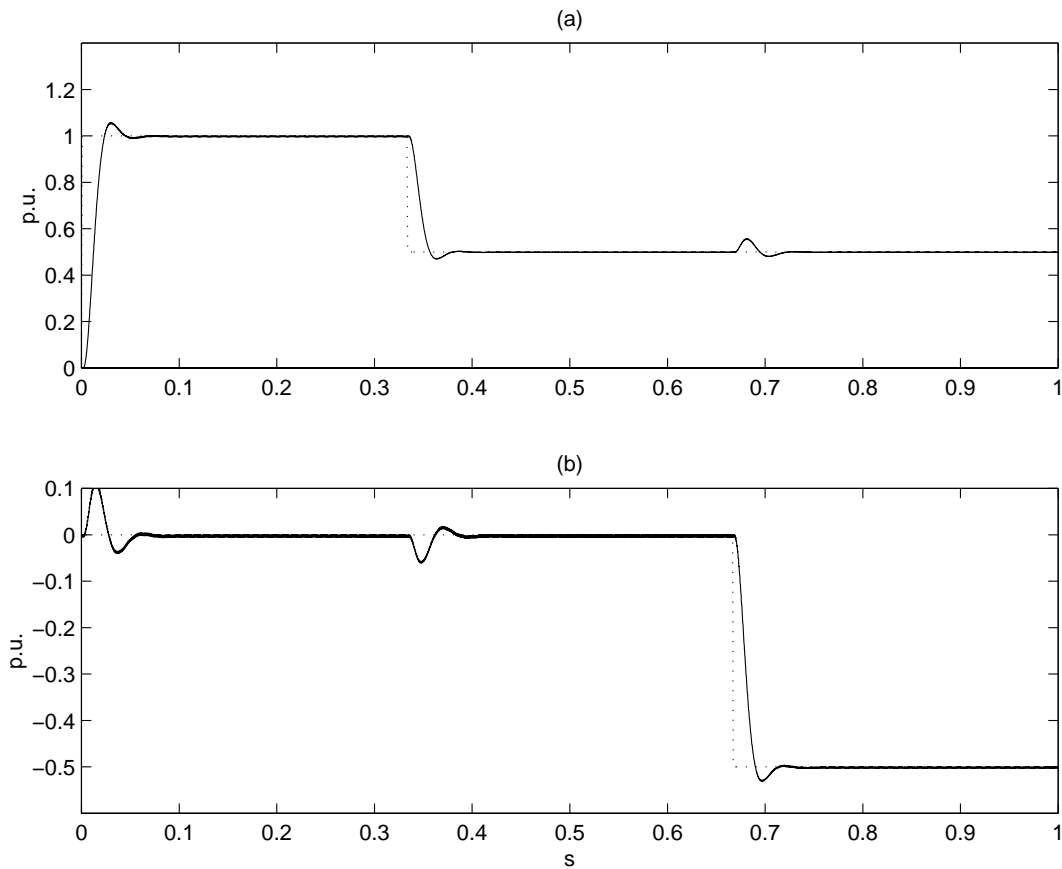


Figura 4.20: Transitorios de p y q con prealimentación dinámica sin filtrado y sin compensación del giro de los ejes: (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo y (b) potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo.

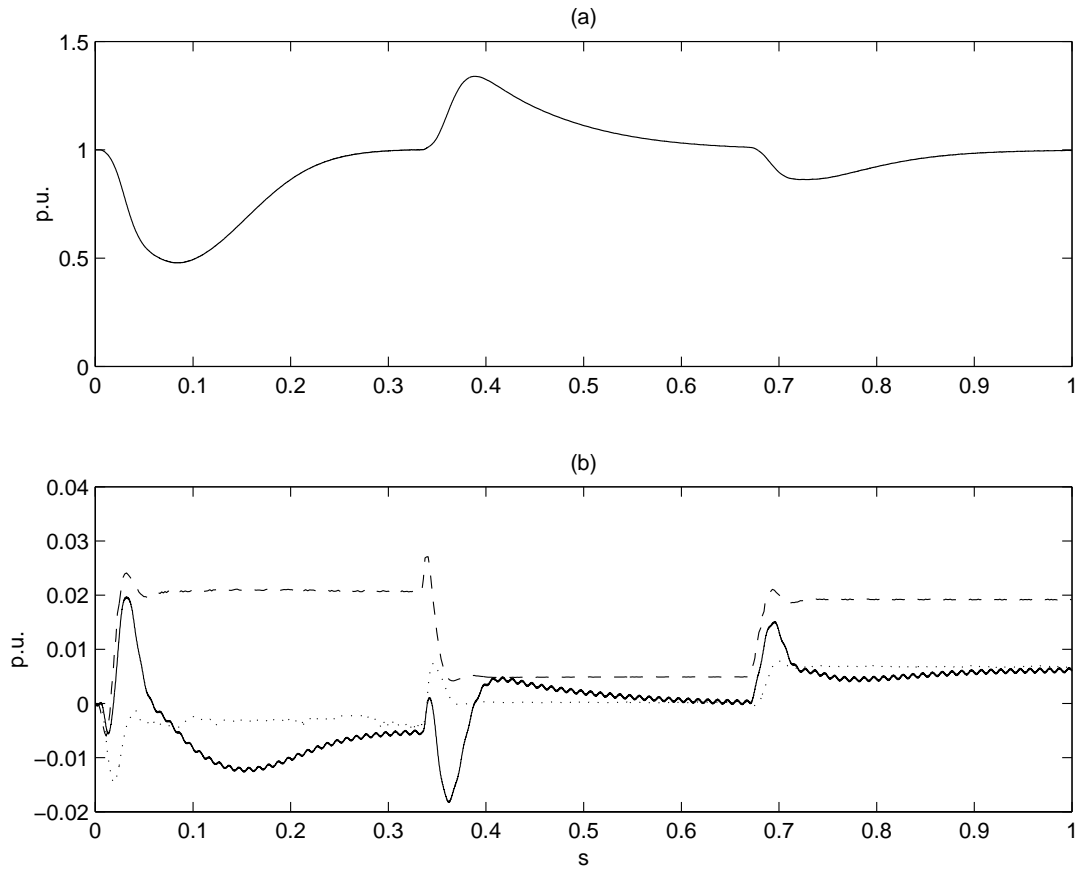


Figura 4.21: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado y sin compensación del giro de los ejes: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento, (b) potencia real consumida por el Compensador Serie (p_e) en trazo punteado, potencia real del Compensador Paralelo ($p_P \simeq p_{ep}$) en trazo continuo y estimación de la potencia real que consume el compensador serie en trazo discontinuo.

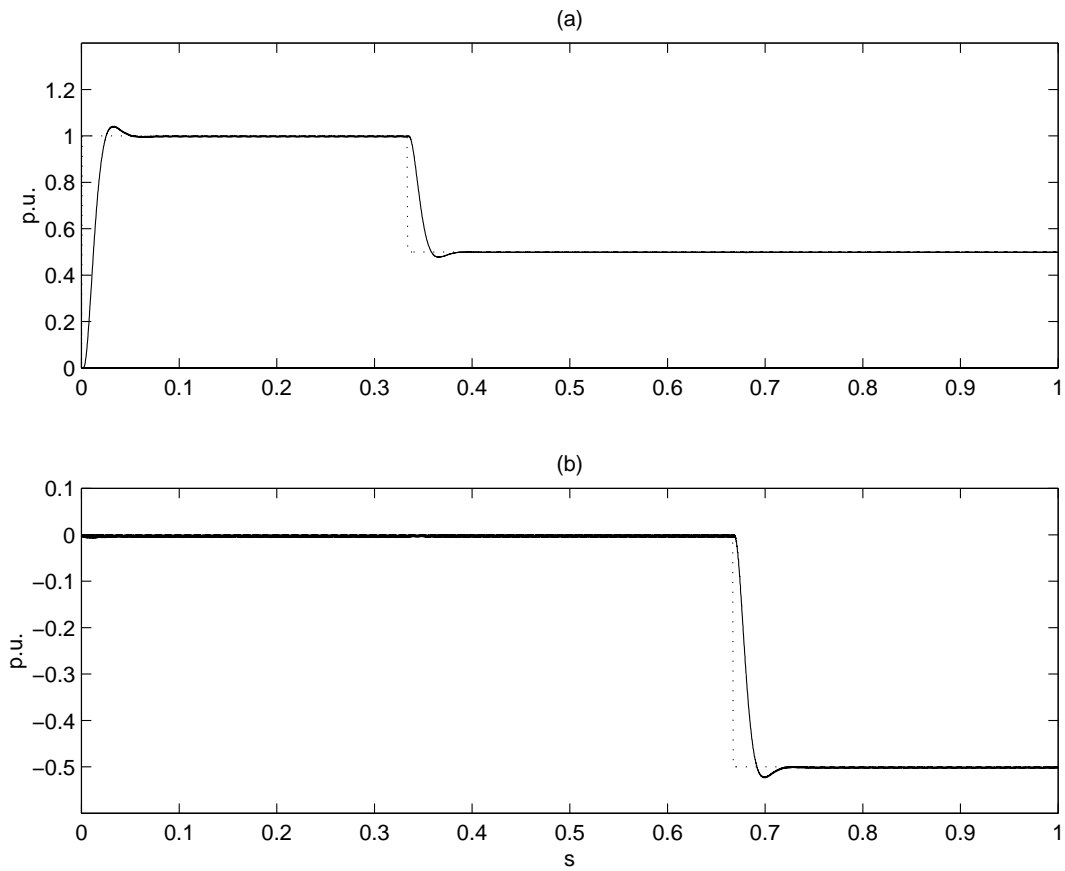


Figura 4.22: Transitorios de p y q con prealimentación dinámica sin filtrado y con compensación del giro de los ejes: (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo y (b) potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo.

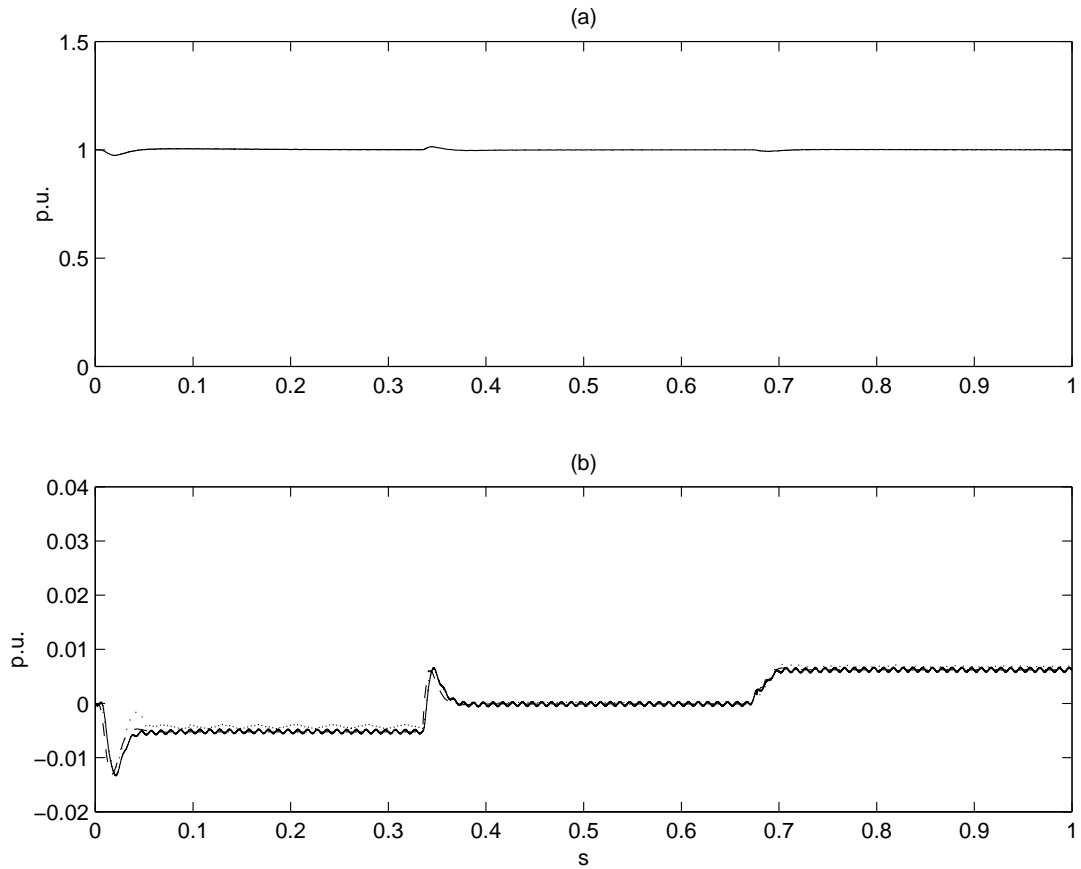


Figura 4.23: Control de la tensión de los condensadores de acoplamiento con prealimentación dinámica sin filtrado y con compensación del giro de los ejes: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento, (b) potencia real consumida por el Compensador Serie (p_e) en trazo punteado, potencia real del Compensador Paralelo ($p_P \simeq p_{ep}$) en trazo continuo y estimación de la potencia real que consume el compensador serie en trazo discontinuo.

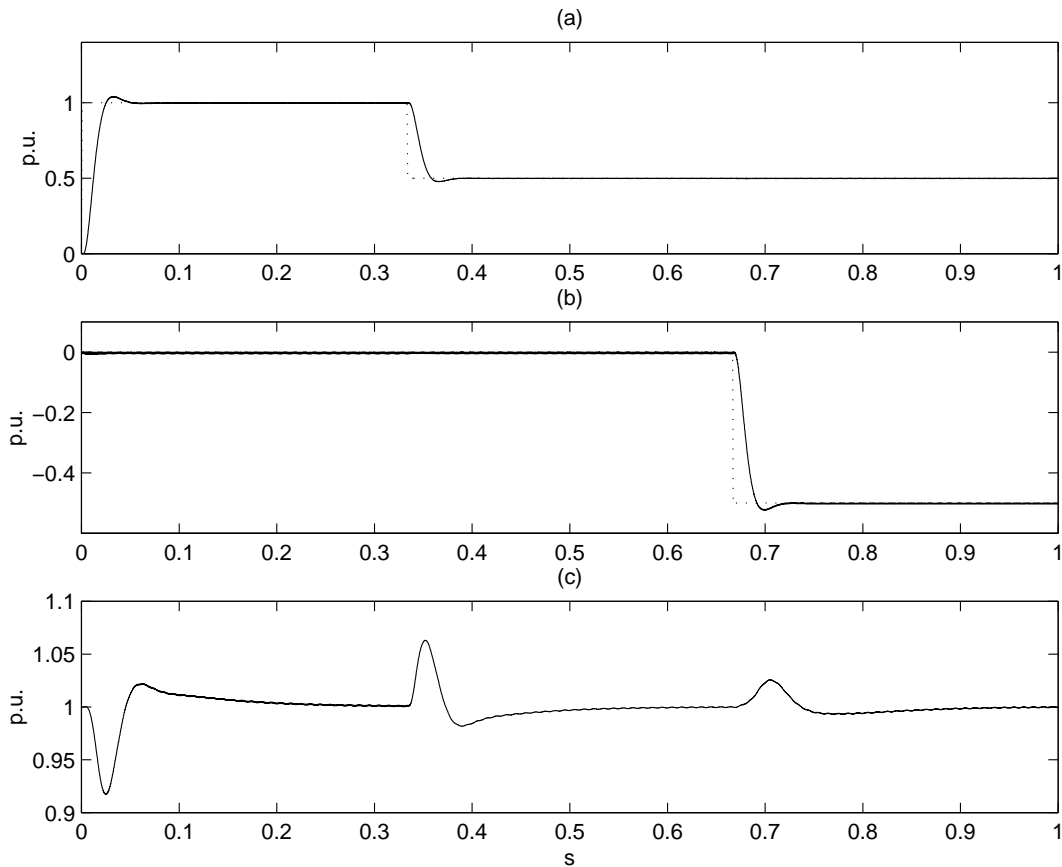


Figura 4.24: Comportamiento dinámico del sistema de control completo del UPFC utilizando prealimentación unitaria: (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo, (b) potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo y (c) tensión de los condensadores de acoplamiento.

En las Figuras 4.24 y 4.25 se presentan los resultados obtenidos con compensación de la rotación del sistema de referencia del control. En el primer caso, se ha utilizado una prealimentación unitaria y en el segundo prealimentación dinámica con filtrado. En ambos casos los resultados son prácticamente idénticos a los obtenidos con el simulador simplificado y se pueden aplicar los mismos comentarios (ver Figuras 4.9, 4.11 y 4.12).

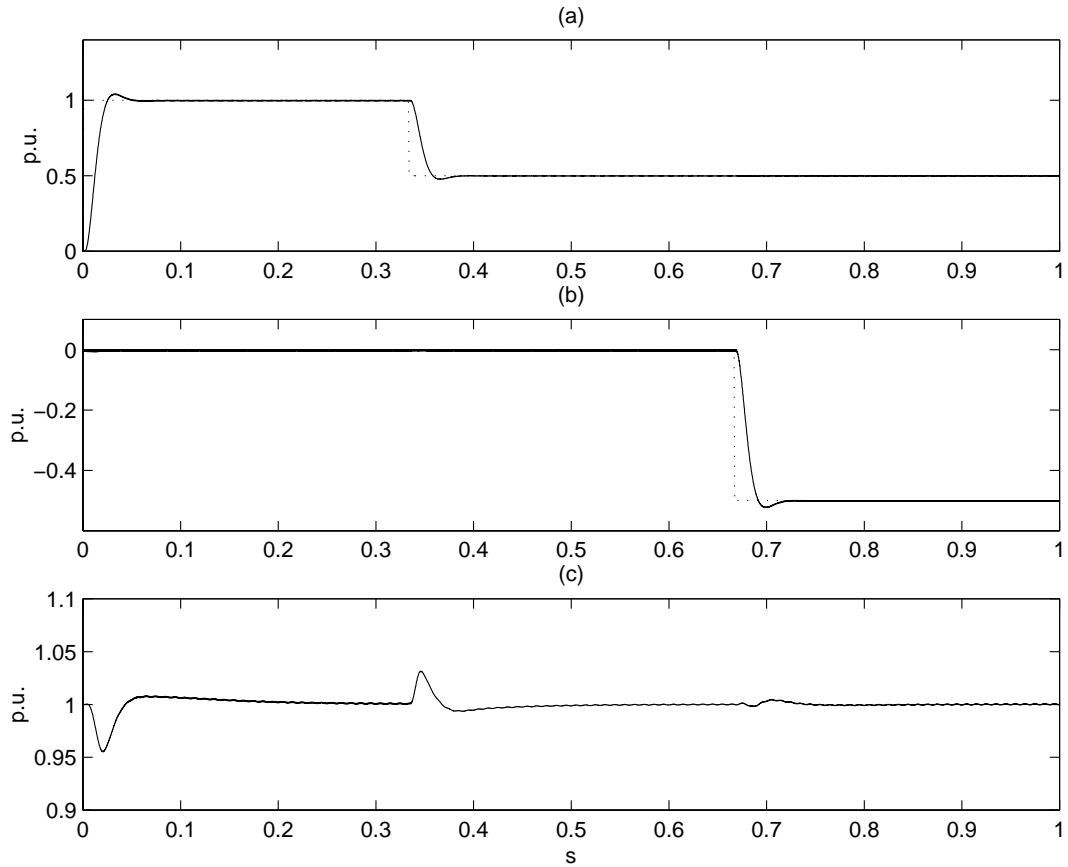


Figura 4.25: Comportamiento dinámico del sistema de control completo del UPFC utilizando prealimentación dinámica con filtrado: (a) potencia real (p) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo, (b) potencia reactiva instantánea (q) que se consume en el PCC en trazo continuo y su referencia en trazo discontinuo y (c) tensión de los condensadores de acoplamiento.

Por último, en la Figura 4.26 se presenta el comportamiento dinámico de las variables trifásicas del sistema más relevantes, durante los transitorios de p y q . Los resultados se han obtenido con compensación de la rotación del sistema de referencia del control y con prealimentación dinámica sin filtrado. Los transitorios de la potencia real se realizan para una potencia reactiva instantánea $q = 0$ p.u., de manera que la corriente de la línea se mantiene en todo momento en fase con la tensión en el PCC y únicamente cambia su módulo. El transitorio de la potencia reactiva instantánea se realiza para $p = 0,5$ p.u., la corriente de la línea cambia en módulo y ángulo y, en régimen permanente, el factor de potencia en el PCC es $\cos \phi = 1/\sqrt{2}$ capacitivo. Se puede comprobar que la corriente de la fase R está adelantada 45° respecto a la tensión en el PCC.

4.8 Resumen y Conclusiones

En este capítulo se presenta el sistema de control completo del UPFC. El Compensador Serie es el encargado realizar la función principal del UPFC que es el control de la potencia que se consume en el PCC. Los resultados de simulación demuestran que es posible el control desacoplado de las potencias real y reactiva instantánea que se consumen en este punto. Por otro lado, el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento se ha estructurado como una prealimentación y una realimentación. La prealimentación suministra al sistema de control del Compensador Paralelo una referencia de potencia real para que devuelva o absorba del sistema eléctrico la potencia real que consume o suministra el Compensador Serie; de esta manera, el flujo neto de potencia de los condensadores de acoplamiento es cero y su tensión no varía. La potencia que consume el Compensador Serie se estima utilizando las medidas de las corrientes en ejes $d - q$ y las tensiones de salida de su control. Se han estudiado tres prealimentaciones posibles: unitaria, dinámica con filtrado y dinámica sin filtrado. Los resultados que se han obtenido con un simulador simplificado demuestran que la prealimentación dinámica sin filtrado es la más efectiva, pero también la que genera unos mandos más ruidosos. La prealimentación dinámica con filtrado es más efectiva que la prealimentación unitaria y los mandos tienen un nivel de ruido similar. Además, se ha demostrado que se puede cambiar la tensión de los condensadores sin perturbar los controles de las potencias real y reactiva instantánea. Esto permite seleccionar el punto de trabajo más adecuado teniendo en cuenta la tensión de

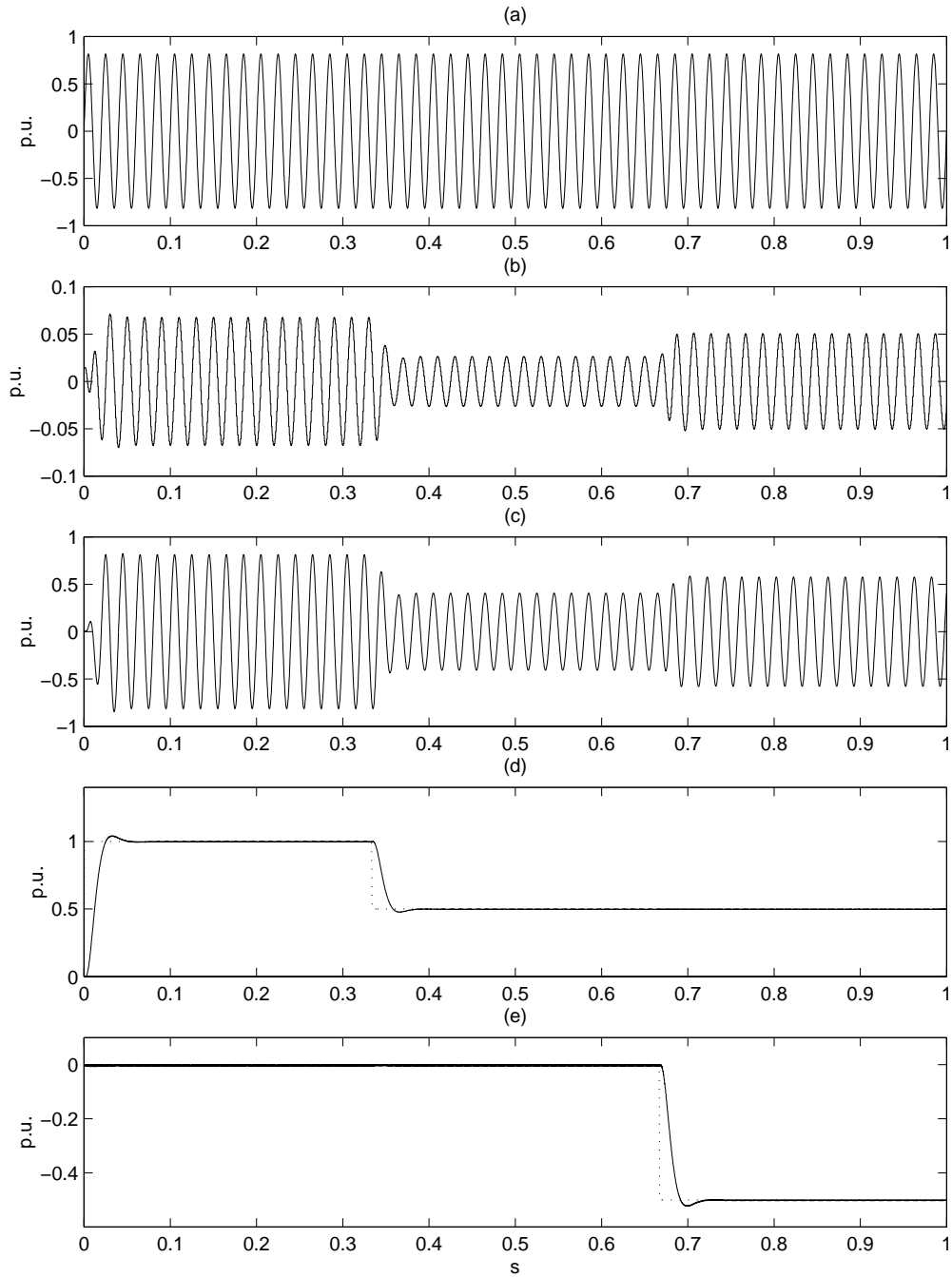


Figura 4.26: Comportamiento dinámico de las variables trifásicas más relevantes: (a) tensión de la fase R en el PCC, (b) tensión que el inversor serie inyecta en al fase R, (c) corriente de la fase R que llega al nudo receptor, (d) potencia real en el PCC y (e) potencia reactiva instantánea en el PCC.

salida de los inversores.

Se ha realizado una revisión de las fuentes de tensión más apropiadas para sistemas de gran potencia. Los inversores más utilizados hasta la fecha son los inversores multipulso. Las topologías de varios convertidores controlados mediante SPWM están en fase de desarrollo y tienen como ventaja que no utilizan los intrincados acoplamientos magnéticos de los inversores multipulso. Además, desde el punto de vista de control, los parámetros de control de los inversores multipulso son una función no lineal de su tensión de referencia, mientras que la señal de control de una topología multiconvertidor es proporcional a la tensión de referencia. Sin embargo, las topologías multiconvertidor requieren una frecuencia de conmutación superior a la de los inversores multipulso. Por otro lado, desde el punto de vista dinámico los inversores multipulso se comportan como fuentes de tensión controlables en módulo y ángulo y sin retrasos. No hay resultados que demuestren el comportamiento dinámico de las topologías multiconvertidor, pero se esperan resultados similares.

Se ha desarrollado un modelo detallado del UPFC, en el que los inversores se han modelado como fuentes de tensión trifásicas que generan una tensión constante durante cada periodo de muestreo. Para generar la referencia a las fuentes de tensión es necesario compensar la rotación entre el sistema de referencia dinámico del control y el estático de las fuentes. Se ha propuesto una compensación que asegura que los inversores generan, en valor medio durante cada periodo de muestreo, la tensión que requiere el sistema de control (tensión en ejes d y q). Para validar los resultados se ha desarrollado un simulador detallado. Los resultados demuestran que sin compensación los controles de p y q se acoplan y que la prealimentación del control de la tensión de los condensadores realiza la acción contraria a la deseada. Con compensación desaparecen los acoplamientos y la prealimentación reduce al mínimo las variaciones de la tensión de los condensadores de acoplamiento.

Capítulo 5

Extensión del Compensador Paralelo al STATCOM

5.1 Introducción

Esta tesis se ha centrado en el sistema de control de un UPFC, que se ha dividido en el control de los Compensadores Serie y Paralelo. El Compensador Paralelo también se puede presentar como un dispositivo FACTS autónomo denominado STATCOM (*STATic synchronous COMpensator*) (Edris et al., 1997) con capacidad para suministrar o absorber potencia reactiva del sistema eléctrico (Lombard y Theorond, 1997). En este capítulo se estudia el sistema de control de un STATCOM.

La gestión de la potencia reactiva es un tema importante en los sistemas de energía eléctrica. Los flujos de potencia reactiva aumentan las pérdidas, reducen la capacidad de transporte de las líneas y provocan caídas de tensión en los nudos del sistema. Desde el punto de vista dinámico, los cambios rápidos en la potencia reactiva instantánea que se transporta por las líneas debidos a las faltas, conexiones y desconexiones de cargas u otro tipo de perturbaciones, pueden ocasionar variaciones en las tensiones de los nudos e incluso modificar la potencia real que se transporta por las líneas. Estas variaciones en la demanda de potencia real pueden hacer oscilar a los generadores del sistema, producién-

dose variaciones en la frecuencia y en el peor de los casos la pérdida de sincronismo de los generadores involucrados (Gyugyi, 1988).

Tradicionalmente, la compensación de potencia reactiva se realizaba con condensadores conmutados por tiristores (*Thyristor Switched Capacitor* o TSC) o reactancias controladas por tiristores (*Thyristor Controlled Reactor* o TCR) (Edris et al., 1997). Estos dispositivos se enmarcan dentro de los dispositivos FACTS convencionales y sus limitaciones ya han sido discutidas en el Capítulo 1. Sin embargo, conviene resaltar que los STATCOMs permiten un control de la potencia reactiva instantánea mucho más rápido y su intercambio en régimen permanente no depende de la tensión en el punto de conexión (Gyugyi, 1993).

Algunos de los trabajos publicados hasta la fecha se han centrado en las aplicaciones de los STATCOMs (Gyugyi, 1988) y (Gyugyi, 1993), y se da por supuesto que se dispone de un dispositivo capaz de controlar de forma rápida la potencia reactiva instantánea que se intercambia con el sistema. Los resultados que se presentan en (Schauder y Mehta, 1993) y (Schauder et al., 1997) demuestran que el control rápido de la potencia reactiva instantánea intercambiada con el sistema es un problema resuelto. Sin embargo, el control de la tensión de los condensadores se ha dejado en un segundo plano y los resultados que se presentan demuestran que en régimen dinámico su control es defectuoso.

En este capítulo se estudia en detalle el sistema de control de un STATCOM. En la Sección 5.3 se presenta la estructura de control básica del STATCOM. En la Sección 5.2 se presentan sus principios de funcionamiento y en la Sección 5.3 su estructura de control básica. En la Sección 5.4 se analizan las causas de las variaciones de la tensión en los condensadores de acoplamiento y se proponen soluciones. Todos los resultados se validan con un simulador detallado en la Sección 5.5. Por último, en la Sección 5.6 se resumen las ideas fundamentales y se presentan las conclusiones.

5.2 Principios de funcionamiento de un STATCOM

En la Figura 5.1 se presenta un esquema unifilar de un STATCOM y un esquema simplificado del mismo. Básicamente se trata de un Compensador Paralelo pero que no

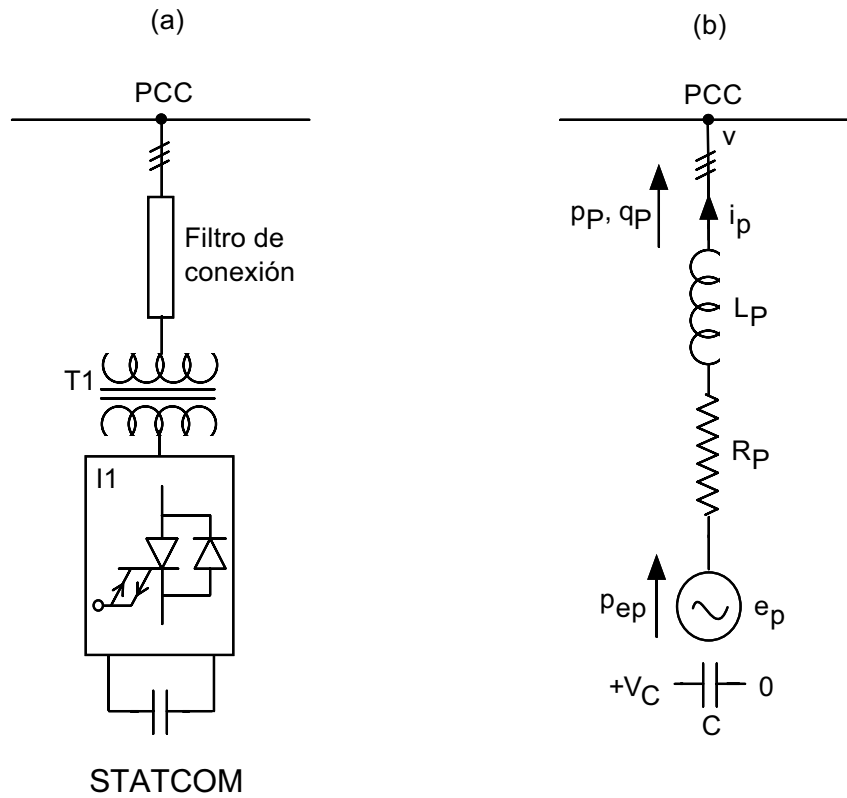


Figura 5.1: Circuito físico y modelo de un STATCOM.

comparte los condensadores de acoplamiento con otro inversor. El objetivo principal del STATCOM es suministrar o absorber potencia reactiva instantánea del sistema eléctrico. En el circuito de la Figura 5.1 (b) se presenta el modelo equivalente de un STATCOM conectado a un punto de la red. Además de los elementos fundamentales que componen el dispositivo, se han reflejado las variables necesarias para explicar su funcionamiento.

Sus ecuaciones dinámicas coinciden con las del Compensador Paralelo, la única diferencia está en la ecuación dinámica de la tensión de los condensadores, en la que desaparece el término asociado a la potencia real consumida por el Compensador Serie.

$$v_C^2(k+1) = v_C^2(k) - \frac{2t_m}{C} p_{ep}(k) \quad (5.1)$$

En régimen permanente y despreciando las pérdidas del filtro de conexión ($R_P = 0$),

las potencias real y reactiva instantánea que el STATCOM suministra al sistema eléctrico son

$$P_P = \frac{V |\vec{E}_P| \operatorname{sen} \delta_P}{X_P} \quad (5.2)$$

$$Q_P = \frac{V |\vec{E}_P| \operatorname{cos} \delta_P}{X_P} - \frac{V^2}{X_P} \quad (5.3)$$

donde X_P es la impedancia del filtro de conexión a frecuencia de red (50 Hz en España) y δ_P es el ángulo entre la tensión en el PCC (V) y la tensión en el inversor (\vec{E}_P). Para valores de δ_P próximos a cero grados las variaciones de δ_P afectan fundamentalmente al valor de P_P y las variaciones en $|\vec{E}_P|$ al valor de Q_P . Por lo tanto, mediante δ_P se controla el valor de P_P necesario para compensar las pérdidas del dispositivo y con $|\vec{E}_P|$ se controla el intercambio de potencia reactiva.

Nótese que la capacidad del STATCOM para suministrar o absorber potencia reactiva depende de la tensión generada por el inversor y no de la capacidad de los condensadores. Los condensadores son para proporcionar la tensión necesaria para el funcionamiento del inversor y los límites para la compensación de potencia reactiva están en los límites térmicos de los componentes del dispositivo, tensión máxima y mínima que puede generar el inversor y saturaciones en los transformadores y bobinas.

Para asegurar el funcionamiento del STATCOM en régimen permanente, es necesario que la tensión de los condensadores permanezca constante y sea la necesaria para que el inversor pueda generar la tensión que se desee. Por lo tanto, de (5.1) se deduce que en régimen permanente la potencia real suministrada por el inversor debe de ser cero ($p_{ep} = 0$). Como consecuencia, el STATCOM debe de absorber del sistema en régimen permanente la potencia real necesaria para compensar las pérdidas en el inversor y en el filtro de conexión ($p_P = -\text{pérdidas}$).

5.3 Sistema de control de un STATCOM

En la Figura 5.2 se presenta el esquema de control del STATCOM. El control principal es el de la potencia reactiva instantánea que el STATCOM intercambia con el sistema (q_P). El control de la tensión de los condensadores (v_C) es un control en cascada totalmente análogo al del Compensador Paralelo y ya se ha discutido en detalle en la Sección 4.2.2. Para asegurar el funcionamiento adecuado del sistema de control del STATCOM es necesario que sus controles de potencia estén desacoplados. De esta manera las variaciones de q_P no afectarán al control de p_P y, si se desprecian las pérdidas, la tensión de los condensadores permanecerá constante. Por otro lado, si los controles de p_P y q_P están desacoplados, es posible cambiar la tensión de los condensadores sin que el control de q_P se vea afectado.

El diseño del control desacoplado de la potencia del STATCOM es exactamente igual que el del Compensador Paralelo presentado en la Sección 4.2.1, por lo que se pueden aplicar las mismas conclusiones.

Para seleccionar la dinámica de los diferentes lazos de control también son aplicables las conclusiones obtenidas en los capítulos previos. Los controles de p_P y q_P deben de ser iguales, de esta manera, para una rapidez determinada se minimiza la sensibilidad de los autovalores frente a cambios en los parámetros (véase Capítulo 3). Por otro lado, el control de la tensión de los condensadores es conveniente que sea más lento que el de p_P , una selección razonable es que la parte real de sus polos dominantes en tiempo continuo sea 5 veces menor que la del control de p_P (véase Sección 4.2.2).

5.4 Análisis de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red

En la Figura 5.2 las pérdidas del STATCOM se han tratado como una perturbación en el control de la tensión de los condensadores. Las pérdidas se pueden dividir en las pérdidas en el inversor y la potencia real consumida en el filtro de conexión a red (p_F). En general, en el campo de los dispositivos FACTS no son aceptables grandes pérdidas en

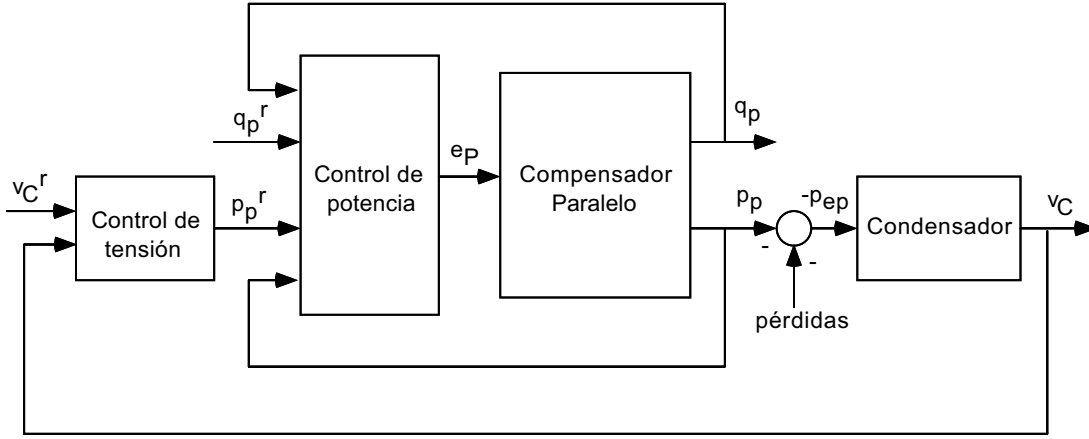


Figura 5.2: Estructura de control de un STATCOM.

los inversores y se utilizan topologías que trabajan con frecuencias de conmutación bajas con el objetivo de reducirlas al máximo (Mori et al., 1993) y (Schauder et al., 1997).

En esta sección se estudia en detalle la potencia real consumida en el filtro de conexión a red, se demuestra que durante los transitorios ocasiona variaciones importantes en la tensión de los condensadores y se propone una solución para atenuar estas variaciones.

5.4.1 Modelo de las pérdidas en ejes $d - q$

Utilizando la transformada de Park que conserva la expresión de la potencia invariante (véase Sección 2.6.1), la potencia real consumida en el filtro de conexión a red es

$$p_F = v_{Fd}i_{Pd} + v_{Fq}i_{Pq} \quad (5.4)$$

donde v_{Fd} y v_{Fq} son las caídas de tensión en el filtro de conexión a red en ejes d y q , respectivamente, y que se pueden escribir como (Krause, 1986)

$$v_{Fd} = R_P i_{Pd} + L_P \frac{di_{Pd}}{dt} - L_P \frac{d\theta}{dt} i_{Pq} \quad (5.5)$$

$$v_{Fq} = R_P i_{Pq} + L_P \frac{di_{Pq}}{dt} + L_P \frac{d\theta}{dt} i_{Pd} \quad (5.6)$$

El ángulo θ determina el sistema de referencia de las variables en ejes d y q , y ya fue definido en la Sección 2.5.

Sustituyendo (5.5) y (5.6) en (5.4) y operando, se obtiene que

$$p_F = \underbrace{R_P (i_{Pd}^2 + i_{Pq}^2)}_{p_{RP}} + \underbrace{\frac{1}{2} L_P \left(\frac{di_{Pd}^2}{dt} + \frac{di_{Pq}^2}{dt} \right)}_{p_{LP}} \quad (5.7)$$

El objetivo del STATCOM es el control de la potencia reactiva instantánea intercambiada con el sistema eléctrico y por lo tanto es de esperar que $i_{Pq} \gg i_{Pd}$. Teniendo esto en cuenta y que los controles de i_{Pd} e i_{Pq} se diseñan para que tengan los mismos autovalores en lazo cerrado, es fácil comprobar que $di_{Pq}^2/dt \gg di_{Pd}^2/dt$. Estas dos desigualdades permiten simplificar (5.7), que se reduce a una función que depende únicamente de i_{Pq}^2 .

$$p_F = p_{RP} + p_{LP} \quad (5.8)$$

$$p_{RP} \simeq R_P i_{Pq}^2 \quad (5.9)$$

$$p_{LP} \simeq \frac{1}{2} L_P \frac{di_{Pq}^2}{dt} \quad (5.10)$$

Por último, utilizando la regla rectangular retrasada para su implantación digital (Franklin y Powell, 1980), estas ecuaciones se pueden expresar como

$$p_F(k) = p_{RP}(k) + p_{LP}(k) \quad (5.11)$$

$$p_{RP}(k) \simeq R_P i_{Pq}^2(k) \quad (5.12)$$

$$p_{LP}(k) \simeq \frac{1}{2} L_P \frac{i_{Pq}^2(k) - i_{Pq}^2(k-1)}{t_m} \quad (5.13)$$

La potencia real consumida en el filtro de conexión a red (p_F) se ha dividido en las pérdidas resistivas (p_{RP}) y en la potencia real consumida en la autoinducción total del

STATCOM (p_{Lp}). Las pérdidas resistivas se producen siempre, salvo en el caso particular en el que la corriente del STATCOM es cero, y significan una pérdida real de energía. La potencia p_{Lp} es cero en régimen permanente, es positiva cuando la corriente del filtro aumenta en valor absoluto y negativa cuando la corriente por el filtro disminuye en valor absoluto. Por lo tanto p_{Lp} no son pérdidas, sino que es la potencia real que absorbe o cede el filtro de conexión para aumentar o disminuir su energía almacenada como consecuencia de la variación de su corriente.

Sustituyendo (5.11), (5.12), y (5.13) en (5.1), la ecuación que describe el comportamiento dinámico de la tensión de los condensadores del STATCOM se puede escribir de la siguiente manera:

$$v_C^2(k+1) = v_C^2(k) - \frac{2t_m}{C} [p_P(k) + p_{Rp}(k) + p_{Lp}(k)] \quad (5.14)$$

Las ecuaciones (5.9), (5.10) y (5.14), y teniendo en cuenta el esquema de la Figura 5.2, permiten analizar en detalle el comportamiento dinámico del sistema de control del STATCOM:

1. Los transitorios de q_P producen cambios en la potencia consumida en el filtro de conexión a red.
2. En primera instancia p_P permanece constante y las variaciones de p_F se realizan a costa de la energía almacenada en los condensadores de acoplamiento, el resultado es que v_C cambia.
3. El control de la tensión de los condensadores actúa a posteriori, corrigiendo la referencia de p_P para absorber o devolver al sistema eléctrico la energía perdida en éstos.

5.4.2 Compensación de las pérdidas mediante una prealimentación

Es evidente que las variaciones de v_C se reducen si se aumenta la capacidad de los condensadores. Sin embargo, esta solución es costosa. Además, el origen de las variaciones de v_C es p_F y se puede estimar utilizando (5.9) y (5.10). En esta sección se propone una prealimentación que compensa la potencia consumida en el filtro de conexión a red utilizando esta información.

En la Figura 5.3 se resume el sistema de control completo del STATCOM. Los controles de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea se han sustituido por sus modelos dinámicos en lazo cerrado, G_{Pd} y G_{Pq} respectivamente, y F es una función que modela las pérdidas en el filtro de conexión.

El control de la tensión de los condensadores se compone de una realimentación y de una prealimentación. El objetivo de la prealimentación es asegurar en todo momento que p_{ep} sea cero, actualizando p_P^r para que las variaciones de p_F las suministre el sistema eléctrico y no se obtengan de la energía almacenada en los condensadores. Es evidente que si los modelos de G_{Pd} , G_{Pq} y F (\hat{G}_{Pd} , \hat{G}_{Pq} y \hat{F}) son precisos la cancelación de la perturbación es exacta y la tensión de los condensadores permanece constante con independencia del control de q_P .

El parámetro fundamental en el modelo del STATCOM es L_P , que se conoce con precisión porque es un parámetro de diseño del dispositivo. Además, G_{Pd} y G_{Pq} son funciones en lazo cerrado y por lo tanto su sensibilidad ante cambios en los parámetros del sistema disminuye frente a la sensibilidad del sistema en lazo abierto. Por lo tanto, \hat{G}_{Pd} y \hat{G}_{Pq} se pueden conocer con precisión si se utiliza el modelo del STATCOM y el control desarrollado en la Sección 4.2.1.

Por otro lado, de (5.11), (5.12) y (5.13) se puede obtener la función de transferencia en tiempo discreto que relaciona p_F con i_{Pq}^2

$$\frac{p_F(z)}{i_{Pq}^2(z)} = \frac{1}{2} L_P \frac{1 - z^{-1}}{t_m} + R_P \quad (5.15)$$

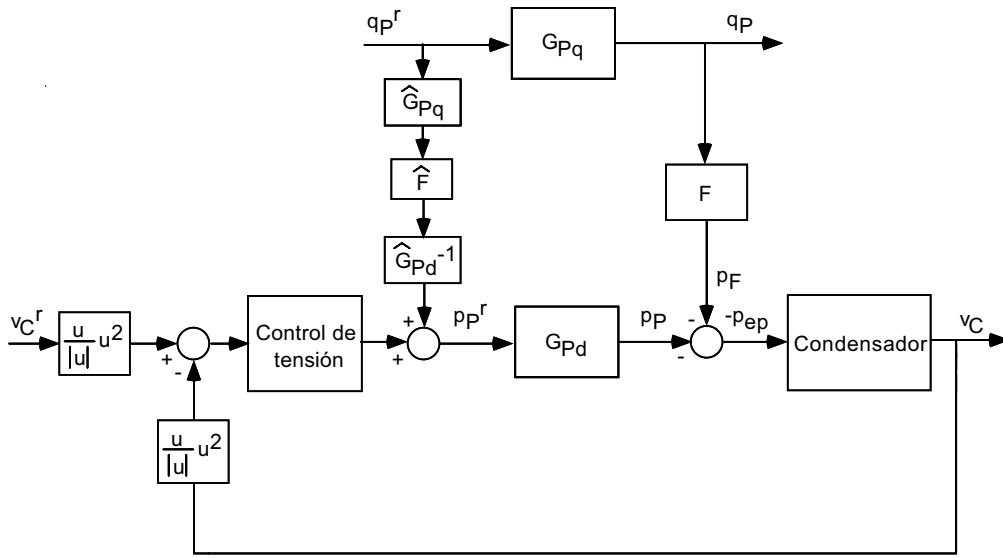


Figura 5.3: Control de la tensión de los condensadores con prealimentación para compensar la potencia consumida en el filtro de conexión a red.

y teniendo en cuenta que $q_P = -v_d i_{Pq}$

$$\frac{p_F(z)}{q_P^2(z)} = \underbrace{\frac{1}{2} L_P v_d^2 \frac{1 - z^{-1}}{t_m}}_{F(z)} + R_P v_d^2 \quad (5.16)$$

Los parámetros de los que depende la función de transferencia $F(z)$ son L_P y R_P . En principio tanto L_P como R_P son perfectamente conocidos, pero la resistencia del filtro de conexión puede cambiar con la temperatura. En la Figura 5.4 se presenta el diagrama de Bode de $F(z)$ para diferentes valores de R_P que van del doble a la mitad de su valor nominal. Los valores nominales de R_P y L_P son: $L_P = 0,1/100\pi \text{ s}^{-1}$ y $R_P = 0,005 \text{ p.u.}$ Con esta selección se podría regular la potencia reactiva entre -1 p.u. y 1 p.u. (compensación inductiva y capacitiva, respectivamente), con valores de la tensión del inversor entre $0,9 \text{ p.u.}$ y $1,1 \text{ p.u.}$

Para frecuencias por encima de 100 rad/s las tres curvas son muy parecidas, lo que significa que por debajo de esta frecuencia la potencia consumida en el filtro de conexión está asociada a las pérdidas resistivas y por encima a la potencia consumida en L_P . Si se diseña el control de tensión con un ancho de banda próximo a 100 Hz la realimentación

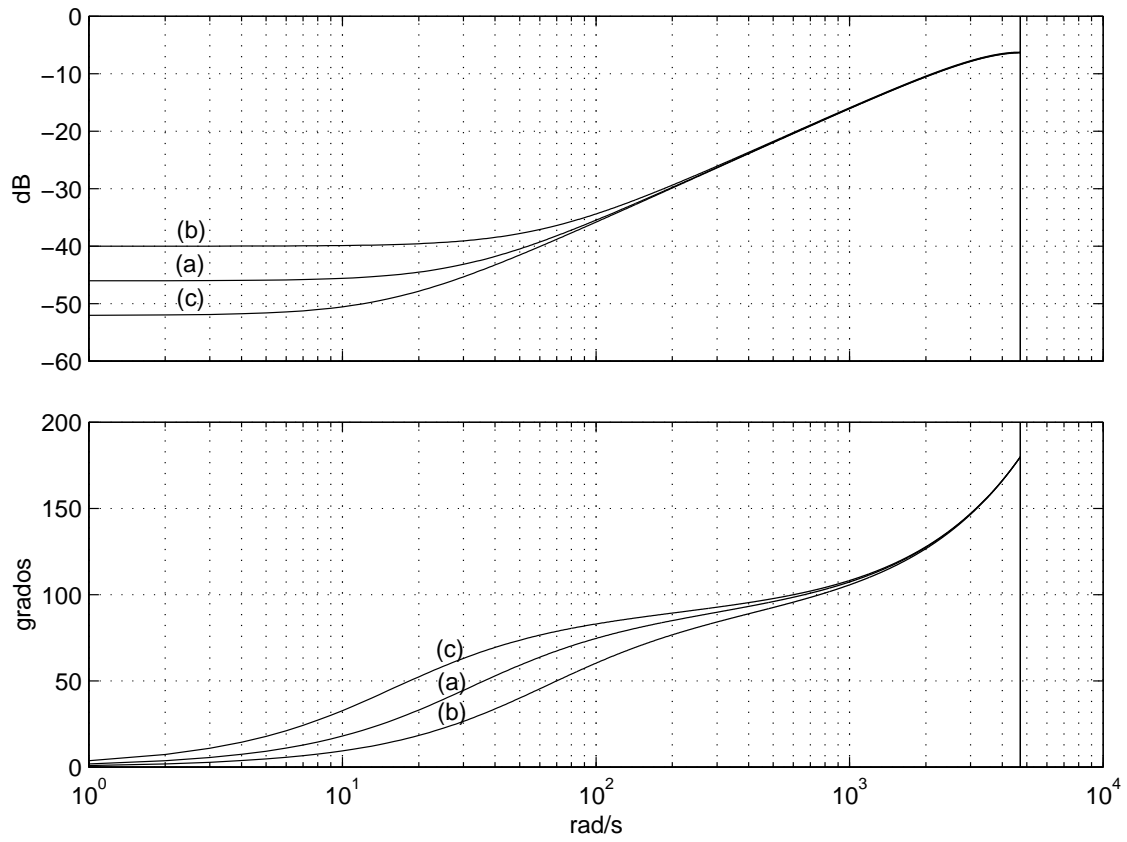


Figura 5.4: Diagrama de Bode de la función de transferencia de las pérdidas en el filtro de conexión ($F(z)$), donde $L_P = 0,1/\omega_{red}$ p.u. y: (a) $R_P = 0,005$ p.u., (b) $R_P = 0,01$ p.u. y (c) $R_P = 0,0025$ p.u.

se encargará de eliminar las variaciones de tensión debidas a las pérdidas resistivas. En estas condiciones el objetivo de la prealimentación es compensar únicamente la potencia consumida en L_P . Por lo tanto, el modelo (5.16) se puede simplificar eliminando el término asociado a R_P

$$\frac{p_F(z)}{q_P^2(z)} = \underbrace{\frac{1}{2} L_P v_d^2}_{F(z)} \frac{1 - z^{-1}}{t_m} \quad (5.17)$$

y es de esperar que la acción de la prealimentación sea efectiva con independencia del valor de R_P .

Por último, a lo largo de la exposición de este capítulo se ha supuesto que la prealimentación de la Figura 5.3 es realizable y esto es verdad si el algoritmo resultante es causal. La función de transferencia F es causal y los retrasos de \widehat{G}_{Pq} compensan los adelantos de \widehat{G}_{Pd}^{-1} . Por lo tanto, el algoritmo de prealimentación resultante es realizable.

5.5 Resultados de simulación: simulador detallado

Para validar el sistema de control del STATCOM se ha estudiado su comportamiento dinámico aplicado al ejemplo de la Figura 5.5. Los parámetros del sistema están expresados en magnitudes unitarias, las magnitudes base se corresponden con las de la Tabla 2.2 y los valores numéricos de las tensiones son las tensiones de línea.

Se ha desarrollado un simulador detallado similar al de la Sección 4.7 y sus características fundamentales son

- El STATCOM se ha modelado en tiempo continuo utilizando variables trifásicas.
- El inversor se ha modelado como una fuente de tensión trifásica controlable en módulo y ángulo que genera una tensión constante durante cada periodo de muestreo.
- El sistema de control se ha implantado en tiempo discreto, con una frecuencia de muestreo de $f_m = 1500$ Hz.

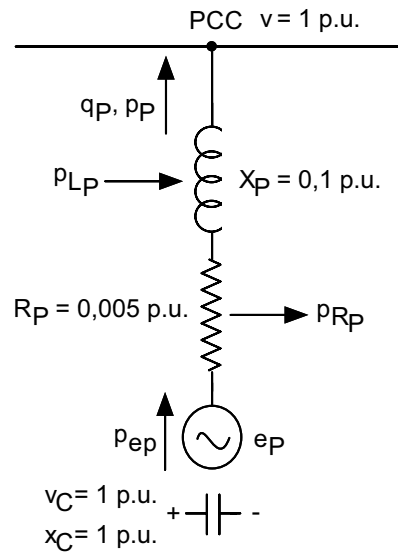


Figura 5.5: Ejemplo de un STATCOM aplicado a un punto de la red de transporte de energía eléctrica.

- El tiempo de cálculo de los algoritmos de control se ha modelado como un retraso de un periodo de muestreo.

El control del inversor se ha realizado como se propone en la Sección 4.6, compensando la rotación del sistema de referencia del control.

En la Tabla 5.1 se resumen los polos en lazo cerrado de los controles de corriente del STATCOM. El diseño de los controladores se ha realizado en tiempo discreto, como se describe en la Sección 4.2. Para transformar los polos de tiempo continuo a tiempo discreto se ha utilizado la transformación $\lambda_i = e^{p_i t_m}$ (p_i son los polos del sistema en tiempo continuo y λ_i en tiempo discreto). Por otro lado, el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento se ha diseñado por respuesta en frecuencia, con un control proporcional integral en el que la acción proporcional sólo actúa sobre la salida. Los parámetros de diseño son: frecuencia de cruce 60 rad/s y margen de fase 55° .

En las Figuras 5.6, 5.7 y 5.8 se presentan transitorios de q_P con tres estructuras de control diferentes: sin compensación de p_F , con compensación de p_F y con compensación únicamente de p_{L_P} . Los transitorios hacen pasar al STATCOM de no realizar

Subsistema	$p_{1,2}$ en s^{-1}	p_3 en s^{-1}	$\lambda_{1,2}$	λ_3
p_P	$-318 \pm j318$	-2250	$0,7907 \pm j0,1703$	$0,2231$
q_P	$-318 \pm j318$	-2250	$0,7907 \pm j0,1703$	$0,2231$

Tabla 5.1: Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM. Los polos en tiempo continuo son $p_{1,2,3}$ y en tiempo discreto $\lambda_{1,2,3}$.

compensación alguna a suministrar la potencia reactiva nominal (compensación capacitiva) y, finalmente, absorber una potencia reactiva de 0,5 p.u. (compensación inductiva). El tiempo de establecimiento al 1% es del orden de 15 ms y el sobrepaso del 4,2%, resultados que se ajustan a lo esperado para un sistema en lazo cerrado con los polos dominantes especificados en la Tabla 5.1.

En los resultados de la Figura 5.6, durante los transitorios de q_P se producen variaciones en la potencia real consumida en el filtro de conexión. En primera instancia, el control de la potencia real absorbida por el STATCOM no reacciona y, como consecuencia, es el inversor el que proporciona la potencia que se consume en el filtro de conexión. El resultado es que se producen variaciones en la tensión de los condensadores de acoplamiento que, en el peor de los casos, llegan a ser superiores al 10% de su valor. En última instancia, el control de tensión de los condensadores corrige la potencia real absorbida por el STATCOM y se restablece la tensión.

En los resultados de la Figura 5.7 se observa que la potencia real absorbida por el STATCOM es, en todo momento, prácticamente igual a la potencia consumida en el filtro de conexión. Como consecuencia, la potencia real en el inversor, y por lo tanto en los condensadores de acoplamiento, es prácticamente nula. En este caso, las variaciones en la tensión de los condensadores de acoplamiento son siempre inferiores al 2% de su valor.

Por último, en la Figura 5.8 se obtienen resultados similares a los anteriores. La potencia real absorbida por el STATCOM es muy parecida a la consumida en el filtro de conexión y, como consecuencia, la potencia real en el inversor es muy pequeña. En este caso las variaciones en la tensión de los condensadores de acoplamiento son siempre inferiores al 3% de su valor. Por lo tanto, los resultados que se obtienen compensando únicamente la potencia consumida en la bobina del filtro de conexión son comparables a los que se consiguen compensando también las pérdidas resistivas. Esto significa que la prealimentación propuesta es poco sensible a las variaciones en R_P .

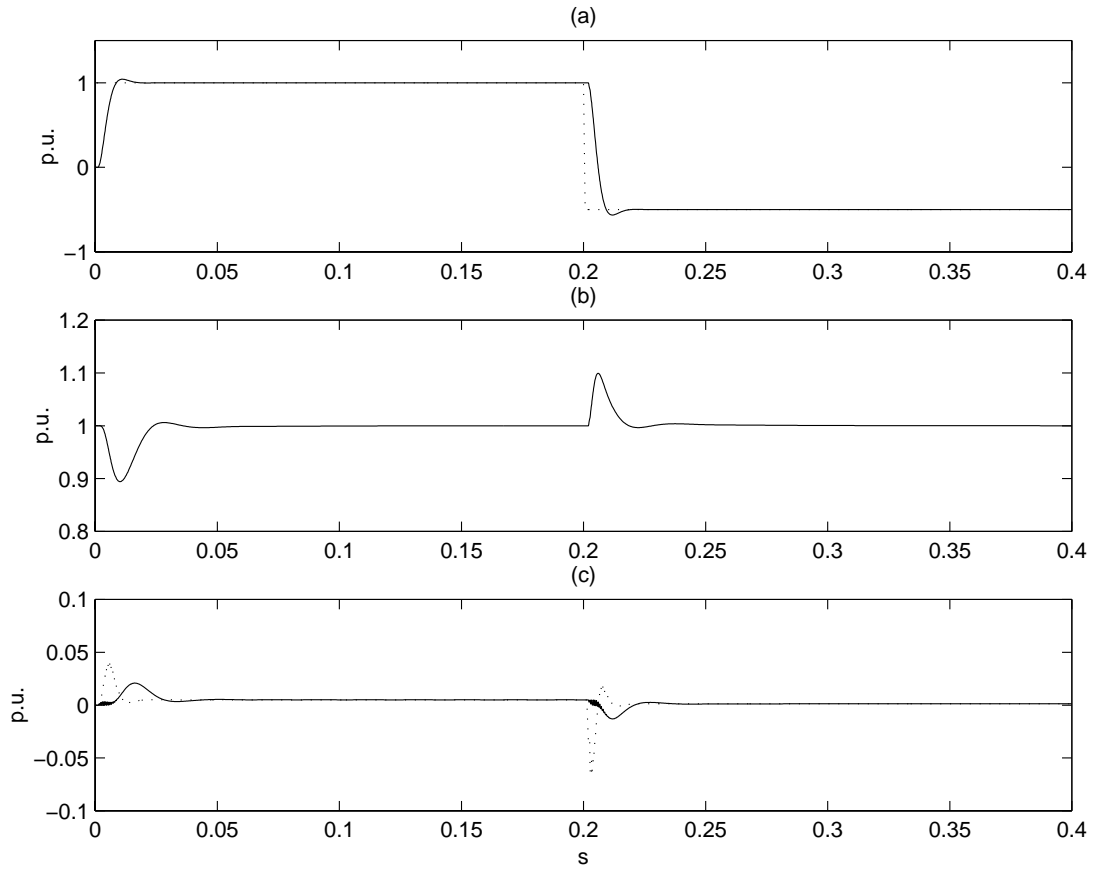


Figura 5.6: Transitorios de potencia reactiva instantánea sin compensación de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red: (a) potencia reactiva instantánea inyectada en el PCC (referencia en trazo discontinuo), (b) tensión en los condensadores de acoplamiento y (c) potencia real absorbida en el PCC y, en trazo discontinuo, potencia real consumida por el filtro de conexión a red.

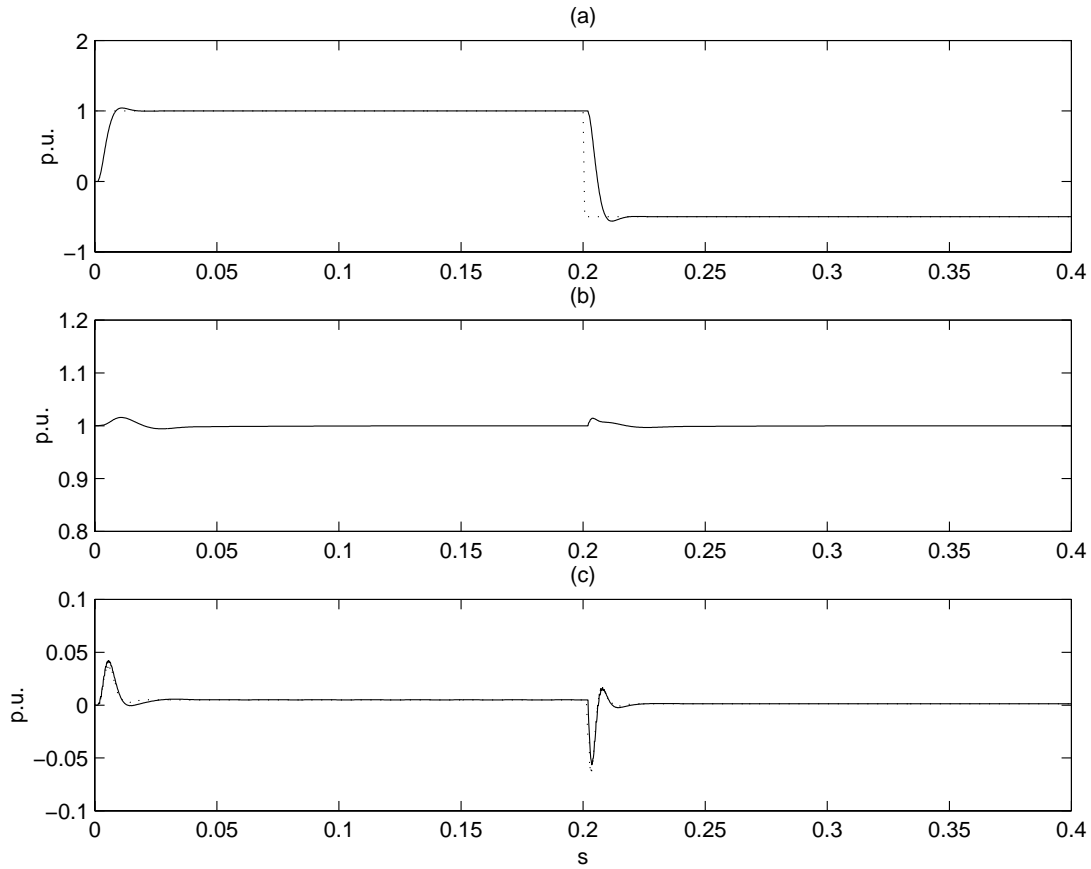


Figura 5.7: Transitorios de potencia reactiva instantánea con compensación de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red: (a) potencia reactiva instantánea inyectada en el PCC (referencia en trazo discontinuo), (b) tensión en los condensadores de acoplamiento y (c) potencia real absorbida en el PCC y, en trazo discontinuo, potencia real consumida por el filtro de conexión a red.

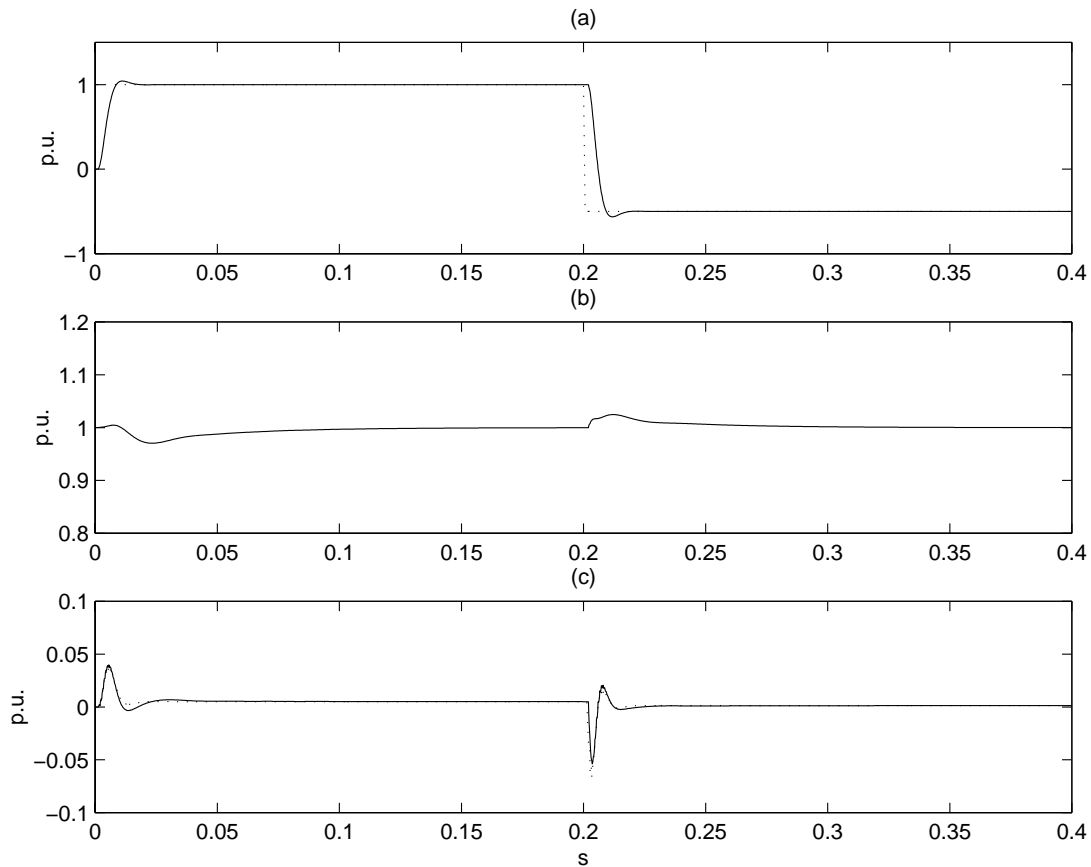


Figura 5.8: Transitorios de potencia reactiva instantánea con compensación de la potencia real consumida en L_P : (a) potencia reactiva instantánea inyectada en el PCC (referencia en trazo discontinuo), (b) tensión en los condensadores de acoplamiento y (c) potencia real absorbida en el PCC y, en trazo discontinuo, potencia real consumida por el filtro de conexión a red.

En el mejor de los casos, el sistema de control con compensación de la potencia consumida en el filtro de conexión (p_F) reduce las variaciones de la tensión de los condensadores en un factor superior a 5. Esto significa que con esta compensación y una capacidad de los condensadores de acoplamiento de $C/5$, se obtendrían los mismos resultados que sin compensación y una capacidad en los condensadores de acoplamiento de C . Si se compensa únicamente p_{L_P} las variaciones de la tensión de los condensadores se reducen en un factor superior a 3,5. En este caso, la capacidad de los condensadores se podría reducir a $C/3,5$.

En general, los armónicos de la tensión del inversor dependen del punto de trabajo

y de la tensión en los condensadores de acoplamiento. Si se ajusta convenientemente la tensión de los condensadores podrían reducirse los armónicos introducidos en el sistema. Sin embargo, al cambiarse el punto de trabajo de los condensadores no se debe de perturbar al control principal del STATCOM (control de la potencia reactiva instantánea).

En la Figura 5.9 se presentan los resultados cuando se realiza un transitorio en la tensión de los condensadores de acoplamiento. Los controles de la potencia real y reactiva instantánea están desacoplados. Por eso, aunque la potencia real cambia para ajustar la tensión de los condensadores a su nuevo punto de trabajo, no se produce ninguna perturbación en el control de la potencia reactiva instantánea. Esto permite ajustar la tensión de los condensadores a su valor óptimo, aunque su selección está fuera del alcance de esta tesis.

5.6 Resumen y conclusiones

En este Capítulo se presenta el sistema de control de un STATCOM. Como punto de partida se ha tomado el sistema de control del Compensador Paralelo expuesto en la Sección 4.2. El control principal del STATCOM es el control de la potencia reactiva instantánea. El control de la potencia real está supeditado a éste y tiene como misión absorber o suministrar potencia real al sistema eléctrico para satisfacer las demandas del control de la tensión de los condensadores.

Con los diseños tradicionales, durante los transitorios de la potencia reactiva instantánea se producen variaciones en la tensión de los condensadores. La causa es la potencia real consumida en el filtro de conexión. Esta potencia se puede dividir en unas pérdidas resistivas y en la potencia real consumida o suministrada por la bobina del filtro de conexión. Al aumentar su corriente, la bobina del filtro de conexión consume potencia real y aumenta su energía almacenada y cuando disminuye su corriente devuelve esta energía al sistema. Por lo tanto, la potencia real consumida en la bobina del filtro de conexión no son pérdidas, sino que producen un cambio en su energía almacenada.

Para entender mejor este problema, en esta tesis se ha desarrollado un modelo dinámico en ejes d y q de la potencia consumida en el filtro de conexión. Esta depende,

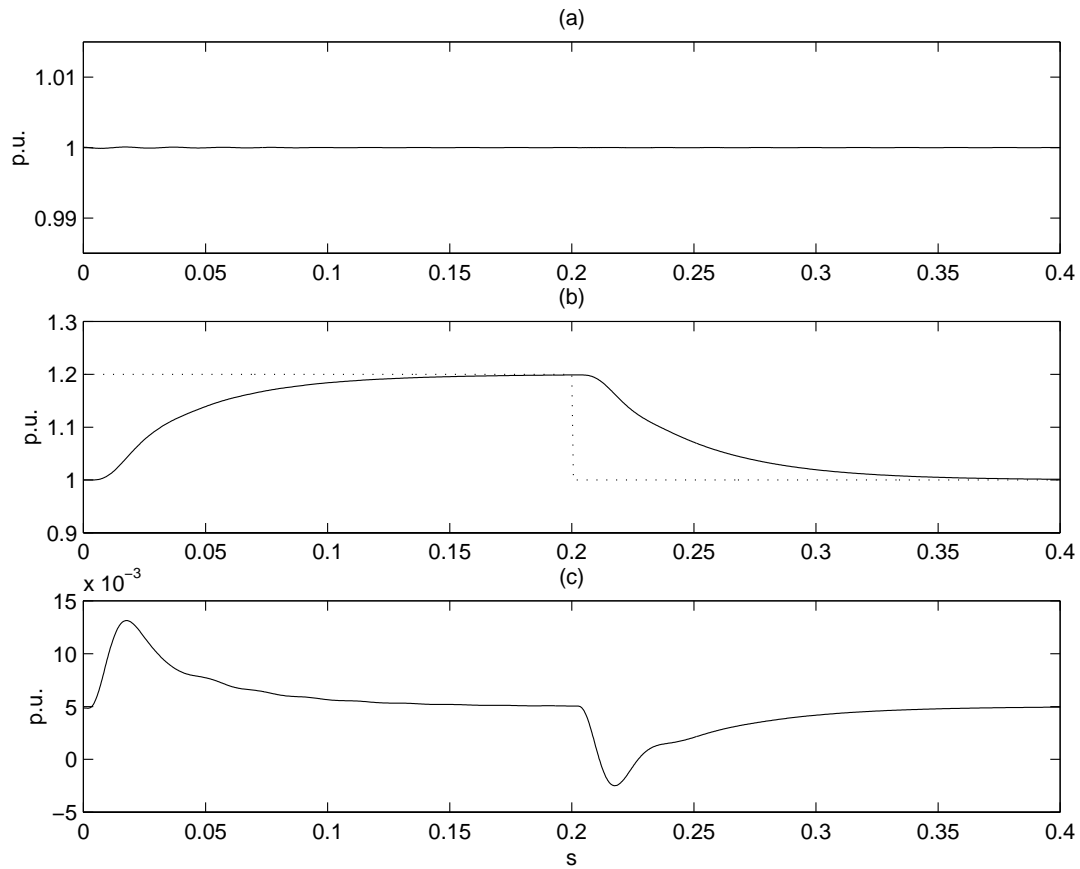


Figura 5.9: Transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $q_P = 1$ p.u.: (a) potencia reactiva instantánea inyectada en el PCC, (b) tensión en los condensadores de acoplamiento (referencia en trazo discontinuo) y (c) potencia real absorbida en el PCC.

fundamentalmente, de la potencia reactiva instantánea del STATCOM. Tomando esto como punto de partida, se ha propuesto una prealimentación que compensa la potencia real consumida en el filtro de conexión. La compensación se encarga de ajustar la potencia real que el STATCOM absorbe de la red y así satisfacer las demandas de potencia real del filtro de conexión; de esta manera, la potencia real en los condensadores es siempre cero y su tensión no varía.

El control de la tensión de los condensadores también tiene una realimentación. La realimentación se encarga de subsanar las variaciones de la tensión debidas a las imperfecciones en la prealimentación. Si la realimentación es suficientemente rápida como para eliminar las variaciones de la tensión debidas a las pérdidas resistivas, entonces la prealimentación sólo tiene que compensar la potencia consumida en la bobina del filtro de conexión. De esta manera la prealimentación se simplifica y se hace poco sensible a las posibles variaciones de la resistencia del filtro de conexión.

Se ha desarrollado un simulador detallado. Los resultados de simulación demuestran que es posible el control rápido de la potencia reactiva instantánea del STATCOM. La prealimentación reduce notablemente las variaciones de la tensión de los condensadores, incluso en el caso en el que no se tiene en cuenta la resistencia del filtro de conexión. Por lo tanto, para unas variaciones de la tensión de los condensadores específicas, con el control con la prealimentación se necesita bastante menos capacidad en la batería de condensadores que con el control sin la prealimentación.

Por otro lado, el sistema de control permite cambiar la tensión de los condensadores sin que el control de la potencia reactiva instantánea se vea afectado. Esto permite seleccionar en cada momento esta tensión a conveniencia. Los criterios de selección están fuera del alcance de esta tesis, aunque un criterio podría ser la reducción de los armónicos de la tensión de salida del inversor.

Capítulo 6

Descripción del prototipo de laboratorio

6.1 Introducción

En los capítulos previos de esta tesis se desarrollan los sistemas de control de un UPFC y de un STATCOM y se presentan resultados de simulación que ilustran las ideas fundamentales. Sin embargo, para demostrar la viabilidad de los algoritmos de control propuestos es imprescindible implantarlos en un sistema real, en el que aparecen problemas de precisión en los cálculos, el tiempo de cálculo es limitado, las medidas tienen ruido etc.

En este capítulo se describe en primer lugar el prototipo que se ha diseñado para validar las aportaciones de esta tesis. El objetivo es que el prototipo sea versátil y permita validar los resultados obtenidos, tanto para el UPFC como para el STATCOM. En segundo lugar se describe el hardware de control e instrumentación. Su misión es realizar las medidas, hacer los cálculos de los algoritmos de control y generar las señales de disparo de los inversores del sistema. A continuación se describe el software que se ha utilizado para implantar el sistema de control en tiempo real y por último se presentan las conclusiones.

6.2 Descripción del prototipo

Esta tesis se ha centrado en el control de un UPFC y en el control de un STATCOM. El control del UPFC se ha dividido en el control del Compensador Serie y en el control del Compensador Paralelo. El Compensador Serie se encarga de la función principal del UPFC que es el control del flujo de potencia de una línea de transporte de energía eléctrica y el control del Compensador Paralelo garantiza que la energía neta que se consume en el UPFC es cero, o la necesaria para compensar sus pérdidas. Además, el Compensador Paralelo puede hacer compensación de potencia reactiva instantánea, bien como una función adicional del UPFC o para trabajar de forma aislada como un STATCOM. Por lo tanto, a la hora de hacer el diseño del Compensador Paralelo es conveniente tener en cuenta que puede trabajar como un STATCOM y dimensionarlo para hacer compensación de potencia reactiva instantánea además de para absorber la potencia real que consume el Compensador Serie.

Se ha diseñado un prototipo en el que se pueden validar por separado los sistemas de control del Compensador Serie y del STATCOM (o del Compensador Paralelo), de manera que el proceso de puesta en marcha del UPFC se simplifica. Por claridad en la exposición, primero se presenta el prototipo completo del UPFC, en segundo lugar se presentan las modificaciones que se han realizado para validar el sistema de control del Compensador Serie (prototipo simplificado) y por último se describen las modificaciones que se han realizado para validar el sistema de control del STATCOM (prototipo del STATCOM).

6.2.1 Descripción de la instalación

En general, los dispositivos FACTS se han ideado para el control del flujo de potencia de los sistemas de transporte de energía eléctrica. Reproducir la complejidad de un sistema de transporte en un laboratorio de investigación es prácticamente imposible, sin embargo, se puede construir un modelo simplificado que sea representativo del sistema de transporte en la escala de tiempos que interesa para validar el control del UPFC.

En la Figura 6.1 se presenta la instalación diseñada para realizar los ensayos de esta tesis y en la Tabla 6.1 se detallan los valores nominales de sus parámetros en magnitudes

reales y en unitarias. Se han utilizado inversores trifásicos convencionales formados por IGBTs. El control de la tensión de los inversores se ha realizado mediante Modulación del Vector Espacial (*Space Vector Modulation* o SVM) (Holtz, 1994) y con una frecuencia de conmutación de 750 Hz. En el Apéndice D se dan los detalles del control de la tensión de los inversores. Los transformadores¹ trifásicos se han construido con transformadores monofásicos con sus secundarios conectados en triángulo. El primario del Transformador Serie se ha conectado en serie con la línea de transporte y el del Compensador Paralelo se ha conectado al PCC con sus arrollamientos conectados en estrella. La impedancia total del sistema de transporte se ha sustituido fundamentalmente por una autoinducción, como se propone en (Kundur, 1993). Así también se hace en las publicaciones en las que se estudia el control dinámico de un UPFC, por ejemplo (Round et al., 1996), (Fujita et al., 1998), (Yu et al., 1996) y (Enslin et al., 1996). En (Schauder et al., 1998) se utiliza un modelo de línea de parámetros concentrados, pero el objetivo es estudiar las protecciones del UPFC ante una falta severa y próxima al UPFC. Sin embargo, en esta misma publicación, a la hora de estudiar el sistema de control del UPFC en el campo de la estabilidad de pequeña perturbación, se utiliza un modelo de línea predominantemente inductivo. Por otro lado, en la instalación propuesta los Nudos Emisor y Receptor son nudos de potencia infinita, por lo que su tensión permanece inalterable. En este caso, se está despreciando la dinámica de los generadores del sistema de transporte. Esta simplificación no resta generalidad a los resultados que se obtengan, porque el control de un inversor fuente de tensión se puede considerar instantáneo frente a la dinámica de los generadores del sistema.

En la Figura 6.2 (a) se muestra el esquema simplificado del prototipo de laboratorio y en régimen permanente y en (b) los fasores de las tensiones y corrientes del sistema en un punto de trabajo posible. El Compensador Serie se ha sustituido por una fuente de tensión y se ha supuesto que el Compensador Paralelo suministra la corriente necesaria para que el flujo neto de potencia del UPFC sea cero (\vec{I}_P). A diferencia de lo que ocurre en un sistema real, la tensión del Nudo E en el prototipo es siempre igual a la del Nudo R, y la caída de tensión en la impedancia del sistema de transporte coincide con la tensión del Compensador Serie. Por tanto, si se desprecia la resistencia del sistema

¹Los transformadores y las bobinas del prototipo se han realizado con la ayuda del Prof. Francisco J. Chacón del Departamento de Electrotécnica y Sistemas de la E.T.S de Ingeniería (ICAI) de la Universidad Pontificia Comillas de Madrid.

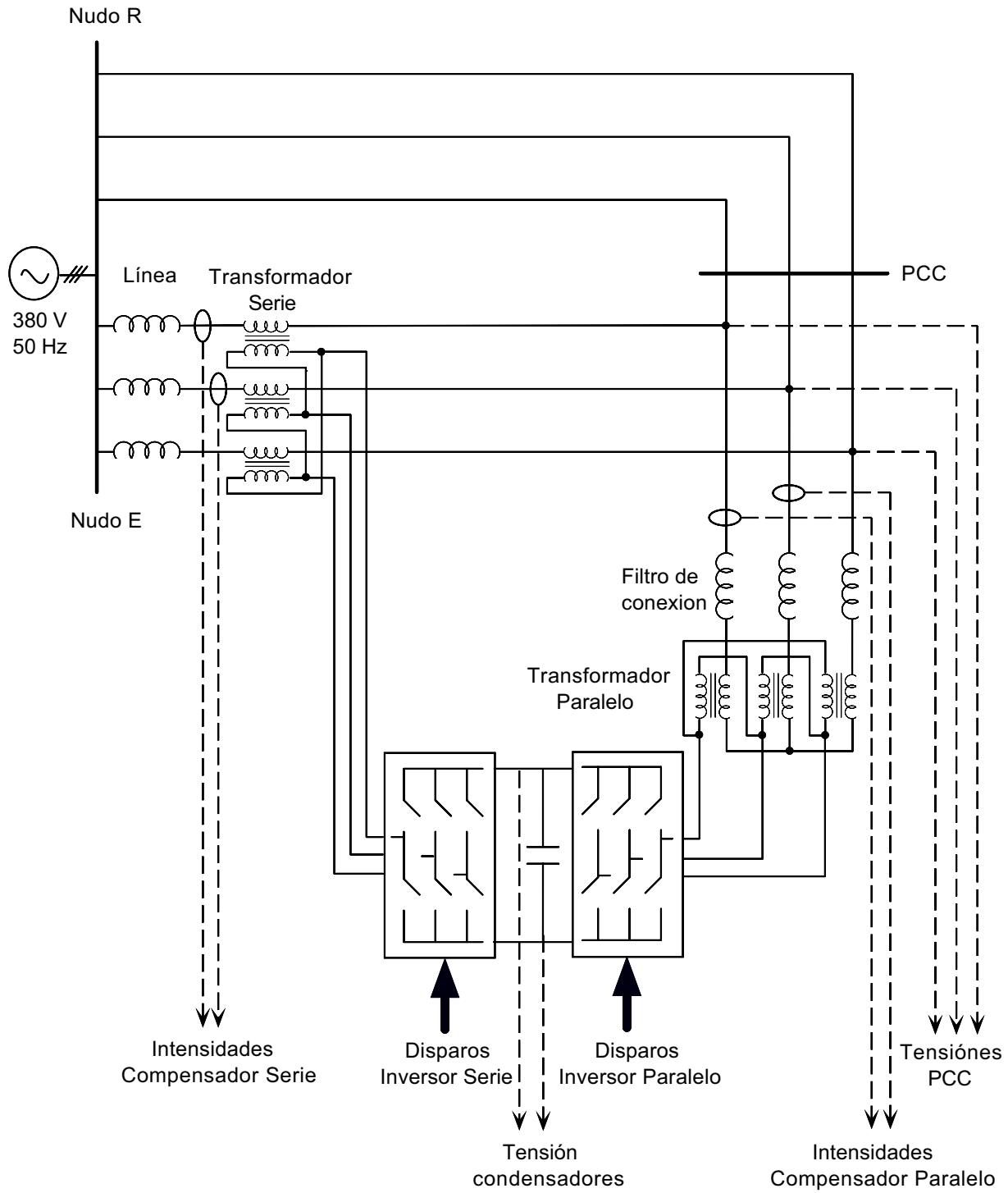


Figura 6.1: Prototipo de un UPFC. Esquema de potencia.

Parámetros	Magnitudes base	Valores reales	Valores en unitarias
P	15 kVA	15 kW	1 p.u.
V_E (de línea)	380 V	380 V	1 p.u.
V_R (de línea)	380 V	380 V	1 p.u.
L	$9,6267 \Omega$	4,2 mHr ($X = 1,3195 \Omega$)	0,4363 ms ($X = 0,1371$ p.u.)
R	$9,6267 \Omega$	$0,13195 \Omega$	0,01371 p.u.
L_P	$9,6267 \Omega$	39 mHr ($X_P = 12,2522 \Omega$)	4,05125 ms ($X_P = 1,2727$ p.u.)
R_P	$9,6267 \Omega$	$1,22522 \Omega$	0,12727 p.u.
V_C	620 V	620 V	1 p.u.
C	$0,03902 \Omega^{-1}$	2,15 mF	55,0973 ms

Tabla 6.1: Parámetros nominales del prototipo experimental en magnitudes reales y en unitarias.

de transporte \vec{I} es siempre perpendicular a \vec{E} . Esto significa que el Compensador Serie no consume potencia real en régimen permanente (potencia activa) y como consecuencia el Compensador Paralelo suministra únicamente la potencia real necesaria para compensar las pérdidas del UPFC. Sin embargo, para comprobar el funcionamiento correcto de los algoritmos de control hay que hacerlo en régimen dinámico y durante los transitorios sí que hay consumo de potencia real, porque las variaciones de la corriente de la línea significan cambios en la energía almacenada en sus autoinducciones.

6.2.2 Descripción del Compensador Serie

Para validar el sistema de control del Compensador Serie no es necesario construir el prototipo completo y en la Figura 6.3 se presenta el esquema unifilar del montaje que se ha utilizado en este caso. El Compensador Paralelo se ha sustituido por un rectificador sin controlar y se ha puesto una resistencia en el circuito de corriente continua. En régimen permanente el rectificador suministra la potencia de pérdidas del Compensador Serie y la que se consume en la resistencia. En régimen transitorio se presentan dos casos posibles: (a) el Compensador Serie suministra energía al sistema y (b) el Compensador Serie absorbe energía del sistema. En (a) es el rectificador el que proporciona la energía

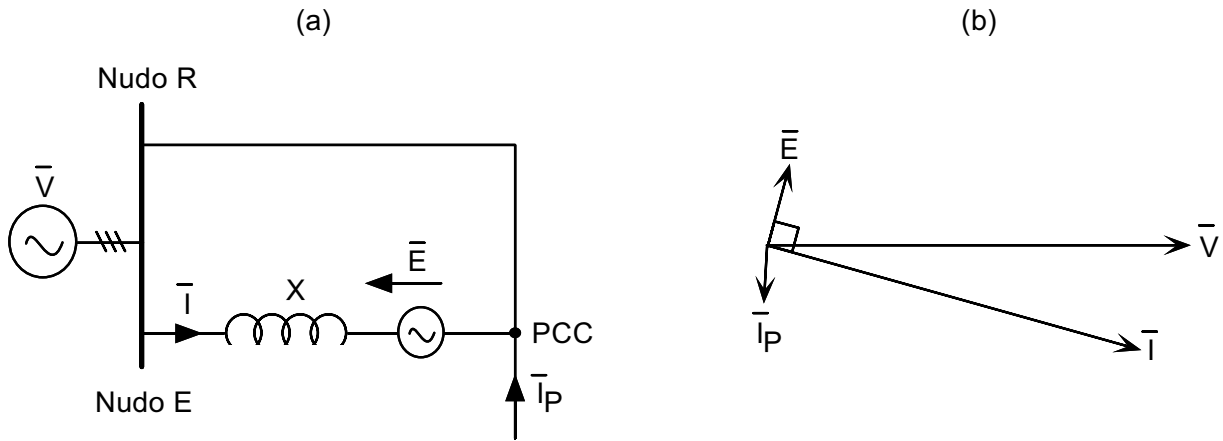


Figura 6.2: (a) Esquema simplificado y en régimen permanente de un UPFC aplicado un sistema de transporte. (b) Fasores de las variables del sistema.

que absorbe el Compensador Serie y en (b) la energía que absorbe el compensador se disipa en la resistencia.

Es evidente que las variaciones de la tensión de los condensadores de acoplamiento son superiores a la que se producirían con el Compensador Paralelo, pero con unos condensadores suficientemente grandes son más que admisibles. Además, hay que considerar que el control de la tensión del inversor tiene en cuenta la tensión de los condensadores, de manera que, dentro de unos límites, la tensión trifásica que proporciona el inversor es independiente de la tensión de los condensadores (Mohan et al., 1995) y (Holtz, 1994).

La tensión necesaria que tiene que inyectar el Compensador Serie en el sistema de transporte depende del margen de regulación que se desee y de la impedancia total del sistema. Se entiende por margen de regulación a las variaciones de la potencia sobre el punto de trabajo. Para un margen de regulación determinado, la tensión aumenta a medida que aumenta la impedancia de sistema y para una impedancia dada, la tensión aumenta al incrementarse el margen de regulación. Para el prototipo de esta tesis se ha especificado que se pueda controlar la potencia aparente del sistema desde -1 p.u. hasta 1 p.u. con una impedancia de la línea de $0,1371$ p.u. Esto implica que el Compensador Serie debe de ser capaz de inyectar una tensión en serie con la línea de $|\vec{E}| = 0,0791$ p.u., o lo que es lo mismo, con una tensión del $13,71\%$ de la tensión de red el Compensador Serie puede controlar en todo su rango de variación el flujo de potencia de la línea.

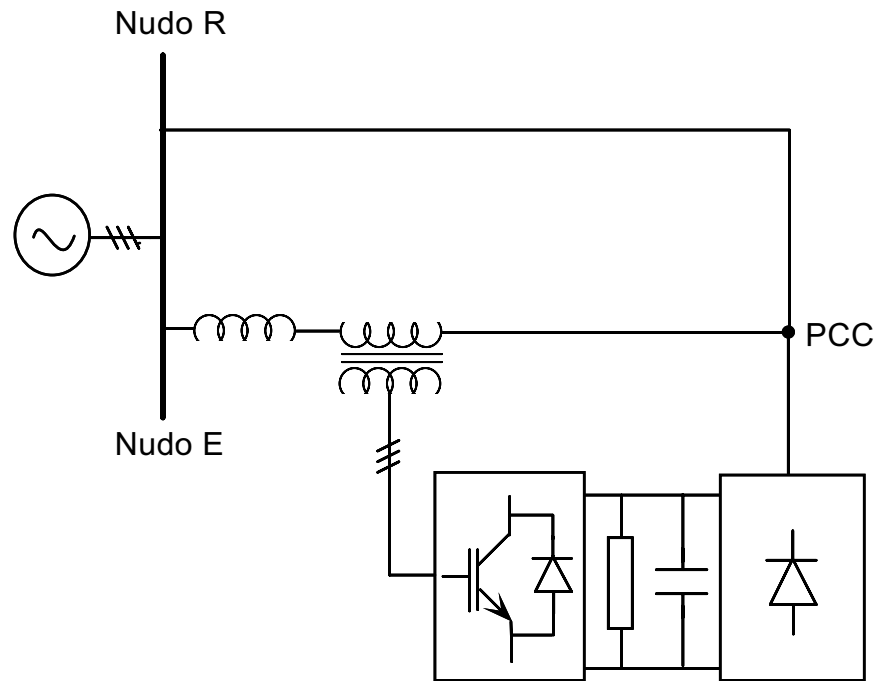


Figura 6.3: Montaje para validar el control del Compensador Serie.

6.2.3 Descripción del STATCOM

En la Figura 6.4 se presenta el esquema unifilar del STATCOM. Al esquema básico de un STATCOM se le ha añadido un rectificador y un contactor de conexión a red. El objetivo del rectificador es cargar los condensadores antes de conectar el compensador a red. El contactor se utiliza para conectar el compensador a red cuando genera una tensión igual en módulo y fase a la del PCC. Esto se hace generando con el inversor el vector espacial de la tensión en el PCC.

La tensión que tiene que generar el Inversor Paralelo depende de la impedancia del filtro de conexión a red y de la compensación de potencia reactiva que se desee. Cuando la tensión del compensador es mayor que la del PCC el compensador suministra potencia reactiva y cuando es menor la absorbe. Para una tensión determinada en el PCC y en el inversor, la potencia reactiva disminuye en valor absoluto al aumentar la impedancia del filtro. El prototipo se ha diseñado para que sea capaz de absorber potencia reactiva en un margen entre 0 y 0,33 p.u. La impedancia del filtro de conexión a red se ha seleccionado para que la máxima transferencia de potencia se produzca con una tensión

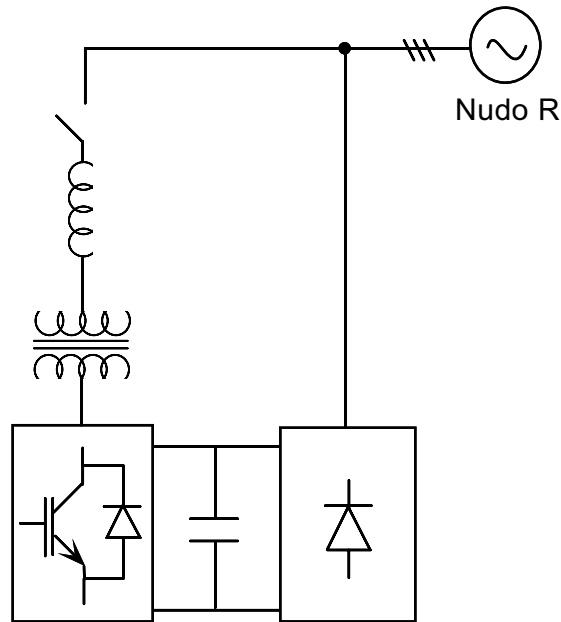


Figura 6.4: Prototipo del STATCOM.

en el STATCOM próxima al 60 % de la tensión del PCC. Los parámetros en magnitudes reales y en unitarias se resumen en la Tabla 6.1 (nótese que los parámetros del STATCOM y del Compensador Paralelo son los mismos).

El algoritmo de control de la corriente del STATCOM y del Compensador Paralelo del UPFC es el mismo. Por lo tanto, una vez validado el sistema de control del STATCOM y del Compensador Serie las pruebas con el prototipo completo del UPFC se simplifican notablemente.

6.3 Implantación del sistema de control

6.3.1 Descripción del Hardware

En la Figura 6.5 se presenta el diagrama de bloques del hardware que se ha utilizado en esta tesis para implantar el sistema de control.

Para ejecutar los algoritmos de control en tiempo real se ha utilizado un DSP de coma flotante de 32 bits Texas TMS320C30. Dispone de 2k de memoria RAM que

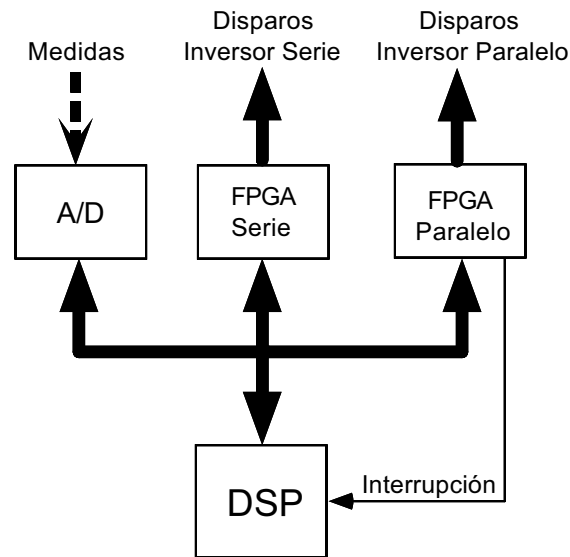


Figura 6.5: Diagrama de bloques del hardware en el que se ha implantado el sistema de control.

pueden utilizarse para registrar datos para su posterior análisis. Además tiene dos canales de entrada analógicos y dos de salida. Los canales de salida son especialmente útiles para ver variables internas del sistema de control en tiempo real.

La adquisición de datos se ha realizado con una tarjeta de 32 canales y 12 bits. La tarjeta dispone de conversores A/D rápidos con tiempos de conversión inferiores a $3 \mu\text{s}$. La conversión se realiza simultáneamente en grupos de 4 canales que se seleccionan por medio de multiplexores.

Para generar los disparos de las ramas de los inversor se ha utilizado una FPGA² (*Field Programmable Gate Array*) para cada inversor. Los algoritmos de control generan los tiempos en los que tienen que conmutar las ramas de los inversores y la FPGA de cada inversor dispone de temporizadores que generan las señales de disparo. El cálculo de estos tiempos se detalla en el Apéndice D y los detalles del diseño de la FPGA están publicados en (García Cerrada et al., 1999).

El proceso de adquisición de datos, cálculo del control y aplicación de los mandos del control comienza con la interrupción de la FPGA del Inversor Paralelo. La FPGA

²La programación de la FPGA ha sido realizada por Daniel Muñoz Frías del Departamento de Electrónica y Automática de la E.T.S de Ingeniería (ICAI) de la Universidad Pontificia Comillas de Madrid.

genera una interrupción cuando finaliza el periodo de muestreo. En ese instante el DSP lee los datos de la tarjeta A/D y comienza el cálculo de los algoritmos de control. Cuando finaliza los cálculos escribe los tiempos de conmutación de los inversores para el próximo periodo de muestreo, que comienza con una nueva interrupción. En la práctica es como si los cálculos del controlador duraran todo un periodo de muestreo.

6.3.2 Instrumentación

La medida de la tensión en el PCC se ha realizado con sondas de tensión comerciales de tensión con aislamiento galvánico y las medidas de corriente se han realizado con sondas de efecto *Hall*. Estas sondas de corriente proporcionan una medida lineal de la corriente en todo su rango de funcionamiento y tienen un ancho de banda que va de 0 a 100 kHz. Sin embargo tienen el inconveniente de que tienen *offsets* de corriente continua que hay que eliminar. En la Figura 6.1 se observa como las medidas de corrientes se realizan en los arrollamientos primarios de los transformadores y los inversores están conectados a los arrollamientos secundarios. Debido a los *offsets* de las sondas de corriente, el sistema de control genera una consigna para la tensión de los inversores con una componente continua que contrarrestaría la componente continua de las medidas de las corrientes. Sin embargo, aunque el inversor genere corriente continua en el secundario del transformador, ésta no puede pasar al primario y no se compensa el *offset* de las medidas. El resultado es que la componente continua de la tensión de los inversores crece indefinidamente hasta que se saturan los transformadores.

Existen varias alternativas para eliminar este problema. La primera es medir en el secundario de los transformadores en vez de en el primario, de esta manera las sondas detectan la corriente continua que generan los inversores, hasta que se llega al punto de equilibrio en el que se compensan los *offsets*. Sin embargo esta alternativa presenta dos problemas. El primero es que exige calibrar la relación entre la corriente del primario y del secundario, que además no es estrictamente lineal porque la corriente magnetizante del transformador depende de su punto de trabajo. El segundo problema es que el nivel de armónicos de la corriente del secundario es superior al del primario, debido a la distorsión de la corriente magnetizante que aparece en el secundario del transformador.

La alternativa que se ha adoptado es medir en los primarios de los transformadores y filtrar las medidas con filtros digitales. Los filtros deben de eliminar las componentes continuas de las medidas de corriente sin modificarlas en el rango de frecuencias del sistema de control. A la hora de realizar el diseño es importante tener en cuenta que las sondas, una vez que han alcanzado su temperatura de funcionamiento, son muy estables y que las variaciones de los *offsets* se producen de forma lenta (en una escala de tiempos de minutos). Para detectar el *offset* se ha utilizado una media móvil con ventana exponencial y un factor de olvido de $\lambda = 0.9995$, resultando:

$$i_{dc}(k) = \lambda i_{dc}(k-1) + (1-\lambda)i_m(k) \quad (6.1)$$

donde $i_{dc}(k)$ es la media móvil realizada con una ventana exponencial de la medida de la corriente ($i_m(k)$) en el instante k . Por lo tanto, la medida de la corriente para el sistema de control será:

$$i_c(k) = i_m(k) - i_{dc}(k) \quad (6.2)$$

Por último, la función de transferencia que relaciona la medida de la corriente con la corriente para el sistema de control es:

$$\frac{i_c(z)}{i_m(z)} = \frac{z-1}{z-\lambda} \quad (6.3)$$

y en la Figura 6.6 se presenta su diagrama de Bode para la frecuencia de muestreo de 1500 Hz empleada en los ensayos.

6.4 Sistema de desarrollo para tiempo real

Los algoritmos de control de esta tesis se han desarrollado utilizando *Simulink 2.1* (Mathworks, 1992) y para su implantación en tiempo real se ha utilizado *Matlab Real-Time Workshop* (RTW) (Mathworks, 1997b). La ventaja del RTW es que permite utilizar el

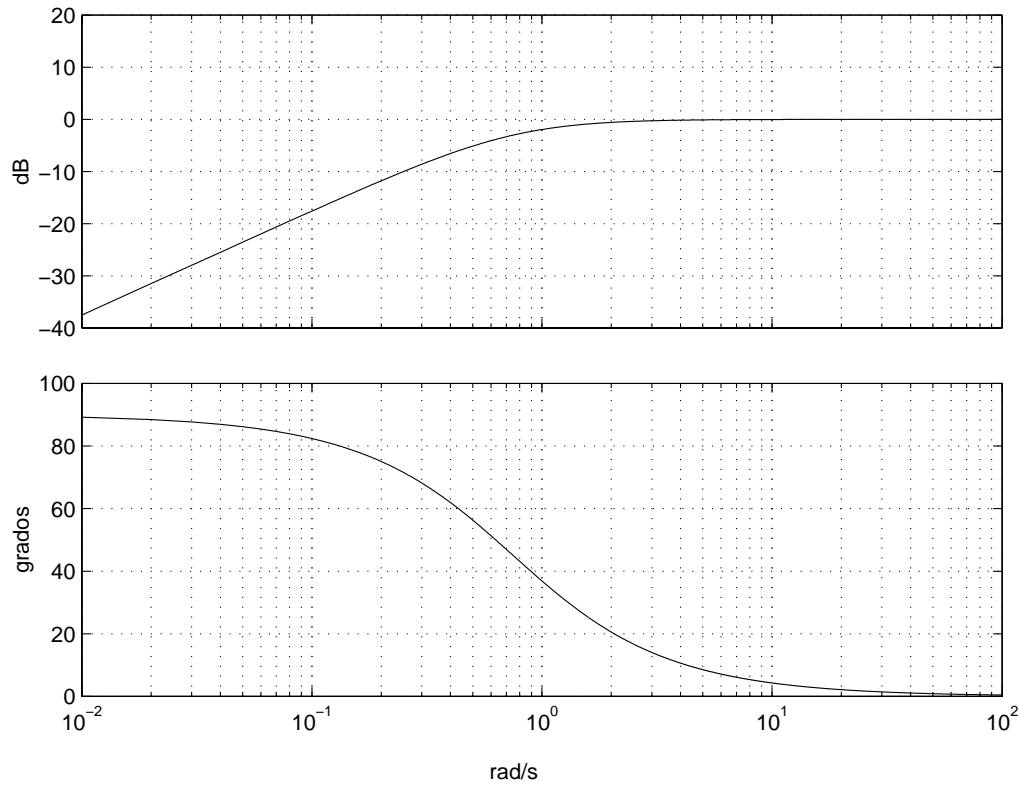


Figura 6.6: Diagrama de Bode del filtro digital que elimina la componente continua de las medidas.

código generado por *Simulink* y no es necesario programar los algoritmos de control en un lenguaje de programación de bajo nivel. Como consecuencia el tiempo de desarrollo se reduce drásticamente.

Los algoritmos de control se ejecutan en el DSP Texas TMS320C30 y *Matlab* RTW se ejecuta en un ordenador Pentium 200 MHz. El RTW genera un código C que se compila para el DSP mencionado. El RTW incluye el núcleo de un sistema operativo de tiempo real que permite establecer comunicación entre el PC y el DSP, como por ejemplo para cambiar en tiempo real la consigna del sistema de control. También se pueden registrar datos que se almacenan en la memoria del DSP y al terminar la ejecución del programa se transfieren del DSP al PC para poder ser analizados con *Matlab*.

6.5 Resumen

En este capítulo se presenta el prototipo que se han utilizado en esta tesis para validar el sistema de control del UPFC y del STATCOM. El diseño de un prototipo modular permite validar el sistema de control del Compensador Serie sin necesidad de poner en funcionamiento el Compensador Paralelo. El prototipo del STATCOM permite validar su sistema de control que coincide en lo fundamental con el del Compensador Paralelo. De esta manera se consigue que las pruebas finales del UPFC se realicen con la seguridad de que los sistemas de control de los dos compensadores funcionan según lo preestablecido y la puesta en marcha del UPFC se simplifica significativamente.

La tensión que tiene que inyectar el Compensador Serie para controlar el flujo de potencia de la línea depende del margen de regulación que se desee y de la impedancia del sistema de transporte. Para unos valores razonables de estos parámetros, la tensión del Compensador Serie es notablemente inferior a la tensión nominal de red. Como consecuencia, en general, el Compensador Serie se dimensiona para una potencia mucho menor que la potencia que controla (potencia de la línea).

La tensión que tiene que suministrar el STATCOM depende del margen de regulación que se desee y de la impedancia del filtro de conexión. Si se selecciona una impedancia pequeña, la tensión del STATCOM es siempre muy parecida a la tensión del PCC. Por

lo tanto, la potencia de diseño del STATCOM es del mismo orden que la potencia que se desee intercambiar con el sistema.

Para generar los pulsos que controlan la tensión de los inversores se han utilizado FPGAs diseñadas a tal efecto. La utilización de circuitería externa para esta tarea libera al DSP, que puede dedicarse todo el tiempo al cálculo de los algoritmos de control y que no tiene que interrumpir los cálculos para generar las señales de disparo de los inversores.

Las medidas de corriente se realizan con sondas de efecto *Hall*. El inconveniente de estas sondas es que introducen *offset* en las medidas que el sistema de control intenta eliminar suministrando tensiones en los inversores con componentes continuas. El problema fundamental es que el *offset* nunca desaparece porque la componente continua de los inversores no puede pasar al primario de los transformadores y se corre el riesgo de que se saturen. La solución que se ha adoptado para resolver este problema es utilizar un filtro digital que elimine la componente continua de las medidas.

Para el diseño de los algoritmos de control de esta tesis se ha utilizado *Simulink 2.1* y para su posterior implantación en el sistema de control en tiempo real se ha utilizado *Matlab Real-Time Workshop*. La ventaja del RTW es que permite utilizar el código generado con *Simulink* y no es necesario volver a escribir los algoritmos de control en un lenguaje de programación de bajo nivel. De esta manera se consigue que los esfuerzos se centren en el diseño de los algoritmos de control más que en los problemas derivados de su implantación en un sistema real.

Por último, los prototipos que se han desarrollado no tienen en cuenta las variaciones de velocidad de los generadores del sistema ni, por lo tanto, la influencia de estas variaciones en el sistema de control. Sin embargo, las dinámicas de las variables eléctricas y mecánicas están desacopladas de forma natural, porque las variaciones de la velocidad de los generadores son muy lentas frente a los controles de potencia. Esto significa que, desde el punto de vista del sistema de control del UPFC o del STATCOM, la frecuencia de la tensión de red se puede suponer constante y, por lo tanto, para estudiar la evolución de las variables eléctricas del sistema el prototipo construido sí es representativo. Únicamente si se quiere estudiar la influencia del UPFC en un sistema eléctrico es necesario recurrir a la simulación.

Capítulo 7

Resultados experimentales

7.1 Introducción

En este capítulo se presentan los resultados experimentales de esta tesis. Los resultados se han obtenido con los prototipos descritos en el Capítulo 6. El objetivo de los ensayos es validar los sistemas de control que se han propuesto y desarrollado en esta tesis para el UPFC y para el STATCOM. En el caso del UPFC, también es importante comparar los resultados de simulación con los resultados experimentales y, de esta manera, validar los simuladores que se han desarrollado en esta tesis y que permitirán estudiar el comportamiento del UPFC en un sistema eléctrico complejo.

En primer lugar se presentan los resultados experimentales del UPFC, en segundo lugar los resultados experimentales del STATCOM y por último las conclusiones.

7.2 Resultados experimentales del UPFC

Los experimentos del UPFC se han dividido en tres grupos: (a) transitorios de potencia real y de potencia reactiva instantánea, (b) oscilaciones de potencia y (c) transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento. Para obtener los resultados se ha utilizado

tanto el prototipo completo del UPFC como el simplificado (en el que el Compensador Paralelo se sustituye por un rectificador). Los detalles de los prototipos están descritos en el Capítulo 6 y sus parámetros se recogen en la Tabla 6.1. En todo momento se va a trabajar con una frecuencia de muestreo de 1500 Hz. En estas condiciones la frecuencia de conmutación de los inversores es de 750 Hz (véase Apéndice D).

En esta tesis, el sistema de control del UPFC se ha dividido en los siguientes subsistemas de control: (a) control de corriente en eje d del Compensador Serie (i_d), (b) control de la corriente en eje q del Compensador Serie (i_q), (c) control de corriente en eje d del Compensador Paralelo (i_{pd}), (d) control de la corriente en eje q del Compensador Paralelo (i_{pq}) y (e) control de la tensión de los condensadores de acoplamiento (v_C). La estructura de cada uno de los subsistemas de control está explicada en detalle en los Capítulos 3 y 4. Sin embargo, hay varias alternativas a la hora de seleccionar los polos del sistema de control y se han realizado dos diseños diferentes.

7.2.1 Selección de los polos en lazo cerrado del sistema de control

El primer diseño probado es el que se ha utilizado para los ensayos que se han realizado con el prototipo completo del UPFC. Todos los controles de corriente se han diseñado para que en lazo cerrado tengan dos polos complejos dominantes con amortiguamiento $\zeta = 0,707$ y un tercer polo real de módulo aproximadamente 5 veces mayor que la parte real de los polos dominantes. De esta manera, la acción del polo real se puede considerar despreciable y el sistema se comporta fundamentalmente como un sistema de segundo orden (Ogata, 1998). En estas condiciones, la frecuencia de corte de la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado coincide aproximadamente con el módulo de los polos dominantes ($\omega_c = \omega_n$). Para que el sistema sea capaz de amortiguar de forma efectiva oscilaciones de potencia de hasta 2 Hz (oscilaciones de pequeña perturbación) su frecuencia de corte debe estar, como mínimo, una década por encima de la frecuencia de las perturbaciones ($\omega_n > 40\pi$ rad/s). Por otro lado, para que el sistema de control se comporte según lo establecido, el módulo de los polos dominantes del sistema debe ser significativamente menor que la frecuencia de conmutación de los inversores, por ejemplo 10 veces menor ($\omega_n < 150\pi$ rad/s). En resumen, para seleccionar el módulo de los polos dominantes se ha seguido el siguiente criterio: 40π rad/s $< \omega_n < 150\pi$ rad/s.

Subsistema	$p_{1,2}$ en s^{-1}	p_3 en s^{-1}	$\lambda_{1,2}$	λ_3
i_d	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
i_q	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
i_{pd}	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
i_{pq}	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
v_C	-30		$0,9802$	

Tabla 7.1: Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del UPFC para los ensayos realizados con el prototipo completo del UPFC. El periodo de muestreo es $t_m = 0,6667$ ms y $\omega_n = 150$ rad/s.

El sistema de control de v_C se ha diseñado para que en lazo cerrado tenga dos polos reales iguales ($\zeta=1$) y de módulo 5 veces menor que el de los polos dominantes de los controles de corriente ($\omega_n/5$). De esta manera, el control de la tensión de los condensadores de acoplamiento y los controles de corriente están desacoplados en el tiempo.

El diseño de los controladores se ha realizado en todos los casos en tiempo discreto, utilizando los modelos desarrollados en el Capítulo 2. En la Tabla 7.1 se resumen las características en lazo cerrado del sistema de control del UPFC. Para transformar los polos de tiempo continuo a tiempo discreto se ha utilizado la transformación $\lambda_i = e^{p_i t_m}$ (p_i son los polos del sistema en tiempo continuo y λ_i en tiempo discreto). Es evidente que esta transformación no es exacta porque los modelos en tiempo discreto se han obtenido suponiendo que la acción de los controles (tensión de los inversores) es escalonada, y esto no es estrictamente cierto. Sin embargo, teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo es el doble de la frecuencia de conmutación y, por lo tanto, mucho mayor que la frecuencia de los polos dominantes del sistema, es de esperar que las diferencias sean mínimas.

El segundo diseño es utilizado en los ensayos realizados con el prototipo simplificado del UPFC. Los controles de corriente se han diseñado para que en lazo cerrado tengan un polo real dominante y dos polos reales de módulo 10 veces mayor que el polo dominante. De esta manera, el sistema se comporta fundamentalmente como un sistema de primer orden (Ogata, 1998). La frecuencia de corte de la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado coincide aproximadamente con el polo real dominante ($\omega_c = |p_1|$). Por último, para seleccionar el valor del polo dominante de cada uno de los controladores de corriente se ha procedido igual que en la primera alternativa de control, esto es $-150\pi s^{-1} < p_1 < -40\pi s^{-1}$. En la Tabla 7.2 se resumen las características en lazo cerrado del sistema de

Subsistema	p_1 en s^{-1}	$p_{2,3}$ en s^{-1}	λ_1	$\lambda_{2,3}$
i_d	-150	-1500	0,9048	0,3679
i_q	-150	-1500	0,9048	0,3679

Tabla 7.2: Polos en lazo cerrado del Compensador Serie para los ensayos realizados con el prototipo simplificado. El periodo de muestreo es $t_m = 0,6667$ ms.

control del Compensador Serie cuando se utiliza el prototipo simplificado.

7.2.2 Transitorios de potencia real y de la potencia reactiva instantánea

Los transitorios de potencia se han realizado para comprobar el funcionamiento general del sistema de control del UPFC y su capacidad para controlar el flujo de potencia de una línea de transporte de energía eléctrica. Se han realizado transitorios de la potencia real para diferentes puntos de trabajo de la potencia reactiva instantánea, y transitorios de la potencia reactiva instantánea para diferentes puntos de trabajo de la potencia real.

En las Figuras 7.1, 7.2 y 7.3 se presenta el comportamiento dinámico del UPFC ante escalones en la referencia de la potencia real y para diferentes puntos de trabajo de la potencia reactiva instantánea. Los resultados se han obtenido con el prototipo completo del UPFC y las características del sistema de control en lazo cerrado se resumen en la Tabla 7.1. En las figuras se representan algunas de las variables internas del sistema de control que se han registrado en la memoria RAM del DSP. Por lo tanto, la frecuencia a la que se han realizado los registros coincide con la frecuencia del sistema de control (1500 Hz).

Se han realizado cinco escalones consecutivos en la referencia de la potencia real (10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW). En todos los casos la potencia real sigue fielmente a su referencia y la potencia reactiva instantánea permanece constante en su punto de trabajo. Además, las variaciones de la tensión de los condensadores son despreciables, inferiores al 0,5%.

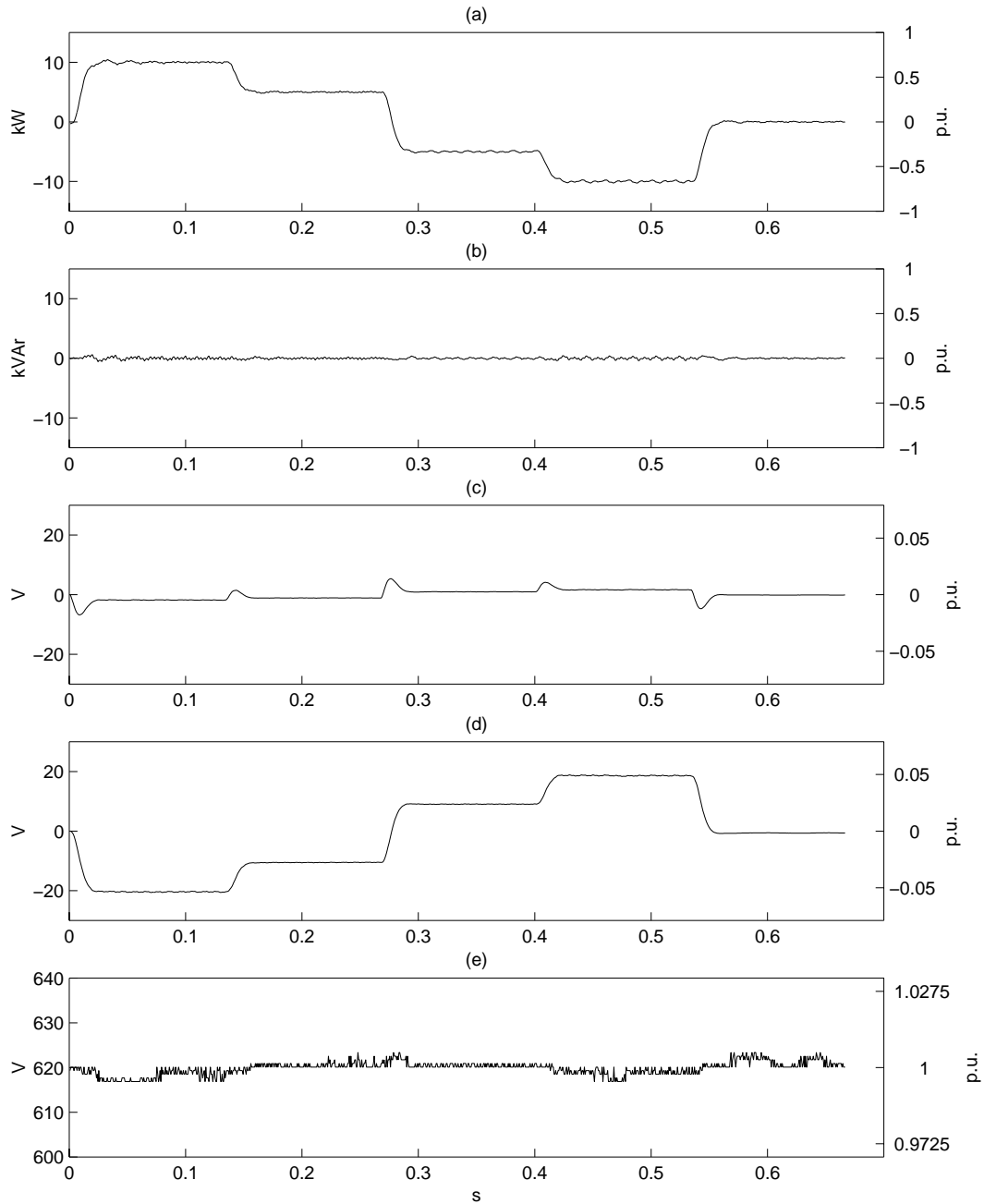


Figura 7.1: Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = 0$ kVAr: (a) potencia real, (b) potencia reactiva instantánea, (c) tensión del Compensador Serie en eje d , (d) tensión del Compensador Serie en eje q y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

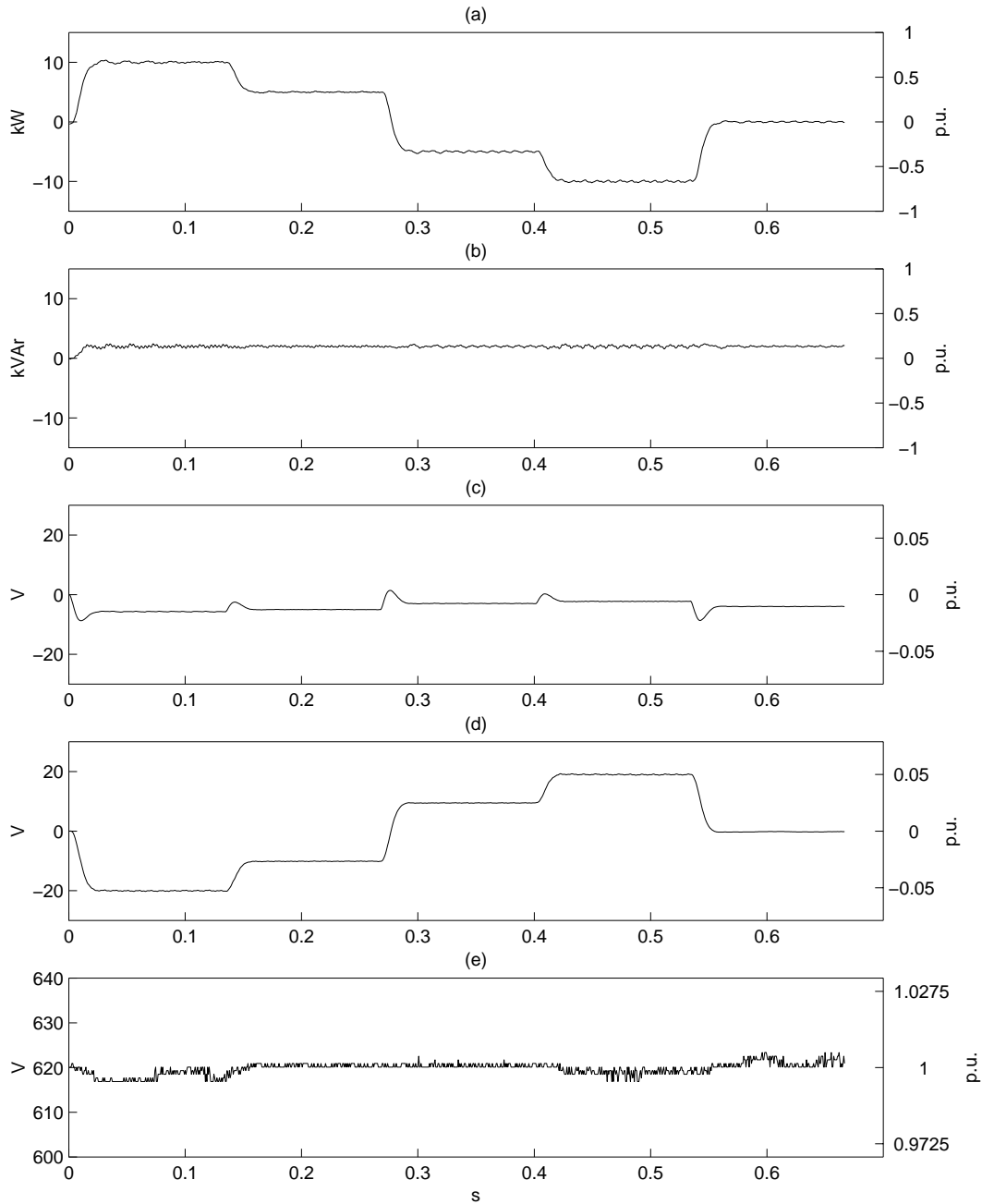


Figura 7.2: Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = 2$ kVAr: (a) potencia real, (b) potencia reactiva instantánea, (c) tensión del Compensador Serie en eje d , (d) tensión del Compensador Serie en eje q y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

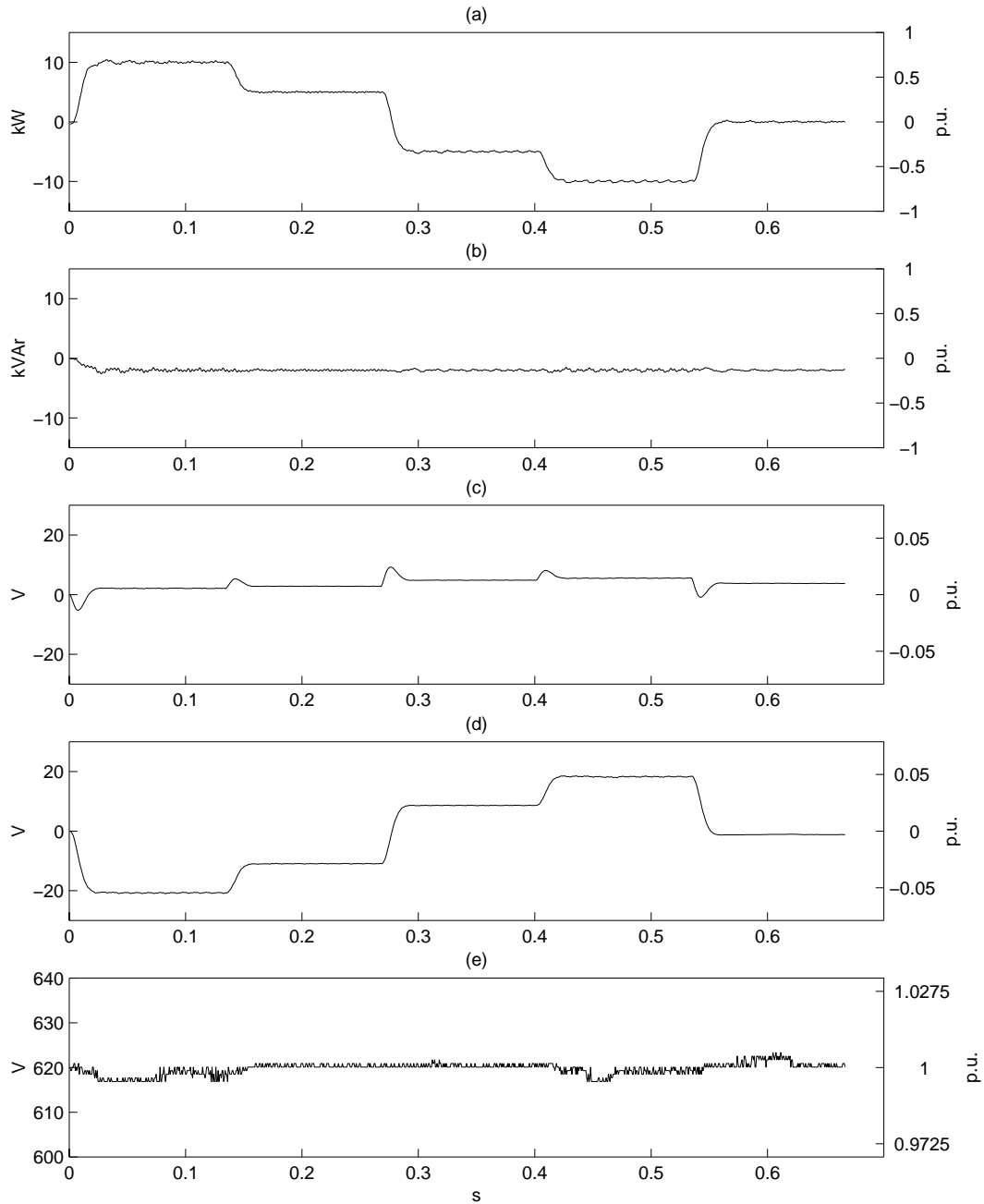


Figura 7.3: Transitorios de p para referencias de 10 kW, 5 kW, -5 kW, -10 kW y 0 kW con una potencia reactiva instantánea $q = -2\text{kVAr}$: (a) potencia real, (b) potencia reactiva instantánea, (c) tensión del Compensador Serie en eje d , (d) tensión del Compensador Serie en eje q y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

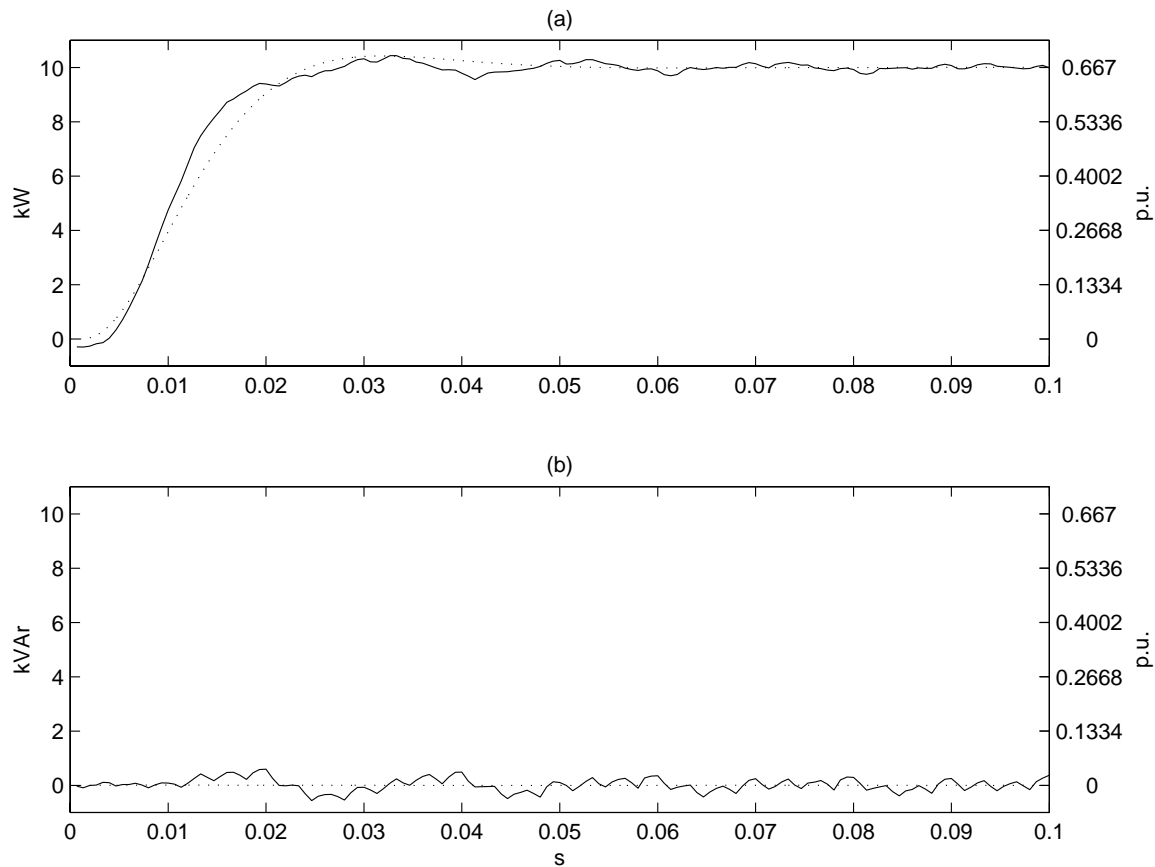


Figura 7.4: Comparación entre los resultados experimentales (en trazo continuo) y los obtenidos con el simulador simplificado (en trazo discontinuo). Detalle del transitorio de p de 0 kW a 10 kW con $q = 0$ kVAR: (a) potencia real y (b) potencia reactiva instantánea.

En la Figura 7.4 se muestra el detalle del transitorio de potencia real de 0 kW a 10 kW con potencia reactiva instantánea nula. Además, se ha superpuesto la respuesta que se obtiene con el simulador simplificado, utilizando el control y los parámetros del prototipo experimental. En los dos casos los resultados son muy parecidos y se ajustan a lo esperado teniendo en cuenta la selección de los polos del sistema en lazo cerrado (ver Tabla 7.1). Con el simulador simplificado, el tiempo de alcance de la potencia real es de 25 ms, el tiempo de establecimiento al 1 % es del orden de 50 ms y el sobrepaso es próximo al 4,2%.

En las Figuras 7.5 y 7.6 se presenta el comportamiento dinámico del UPFC ante escalones en la referencia de la potencia reactiva instantánea para diferentes valores de la potencia real. Los resultados también se han obtenido con el prototipo completo del UPFC. En las figuras se representan algunas de las variables internas del sistema de control registradas a 1500 Hz.

Se han realizado tres escalones consecutivos en la referencia de la potencia reactiva instantánea (2 kVAr, -2 kVAr y 0 kVAr). En todos los casos la potencia reactiva instantánea sigue fielmente a su referencia y la potencia real permanece constante en su punto de trabajo. El tiempo de establecimiento al 1% es del orden de 50 ms y el sobrepaso es inferior al 5%. Las variaciones de la tensión de los condensadores también son prácticamente despreciables, algo inferiores a 0,5%. Teniendo en cuenta los datos de la Tabla 7.1 los resultados se ajustan a lo esperado.

En la Figura 7.7 se presenta el comportamiento dinámico del UPFC ante un escalón en la referencia de la potencia real y con la potencia reactiva instantánea constante. Los resultados se han obtenido con el prototipo simplificado del UPFC y los parámetros de control son los de la Tabla 7.2. Los datos se han registrado con un osciloscopio digital con una frecuencia de muestreo de 10 kHz. Los registros de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea los proporciona el sistema de control a través de los canales de salida analógicos del DSP. También se han registrado las variables trifásicas más significativas del sistema.

Al principio, la potencia real que se transporta por la línea es negativa y, como consecuencia, la corriente de la fase R está retrasada algo menos de 180° respecto a la tensión de la fase R. Durante el transitorio la potencia real pasa de ser negativa a positiva y se observa como la corriente de la fase R pasa a estar prácticamente en fase con la tensión de la fase R. La potencia real sigue fielmente a su referencia y la potencia reactiva instantánea permanece constante en su punto de trabajo. El tiempo de establecimiento al 1% de la potencia real es del orden de 35 ms y sin sobrepaso. Por lo tanto, el subsistema de control de la potencia real se comporta como un sistema de primer orden de ganancia estática unidad y constante de tiempo $\tau \simeq 7$ ms. Nótese que en este caso el polo dominante del control de potencia real es $p_1 = -150 \text{ s}^{-1}$, que se corresponde con un sistema de primer orden con $\tau = 6,7$ ms.

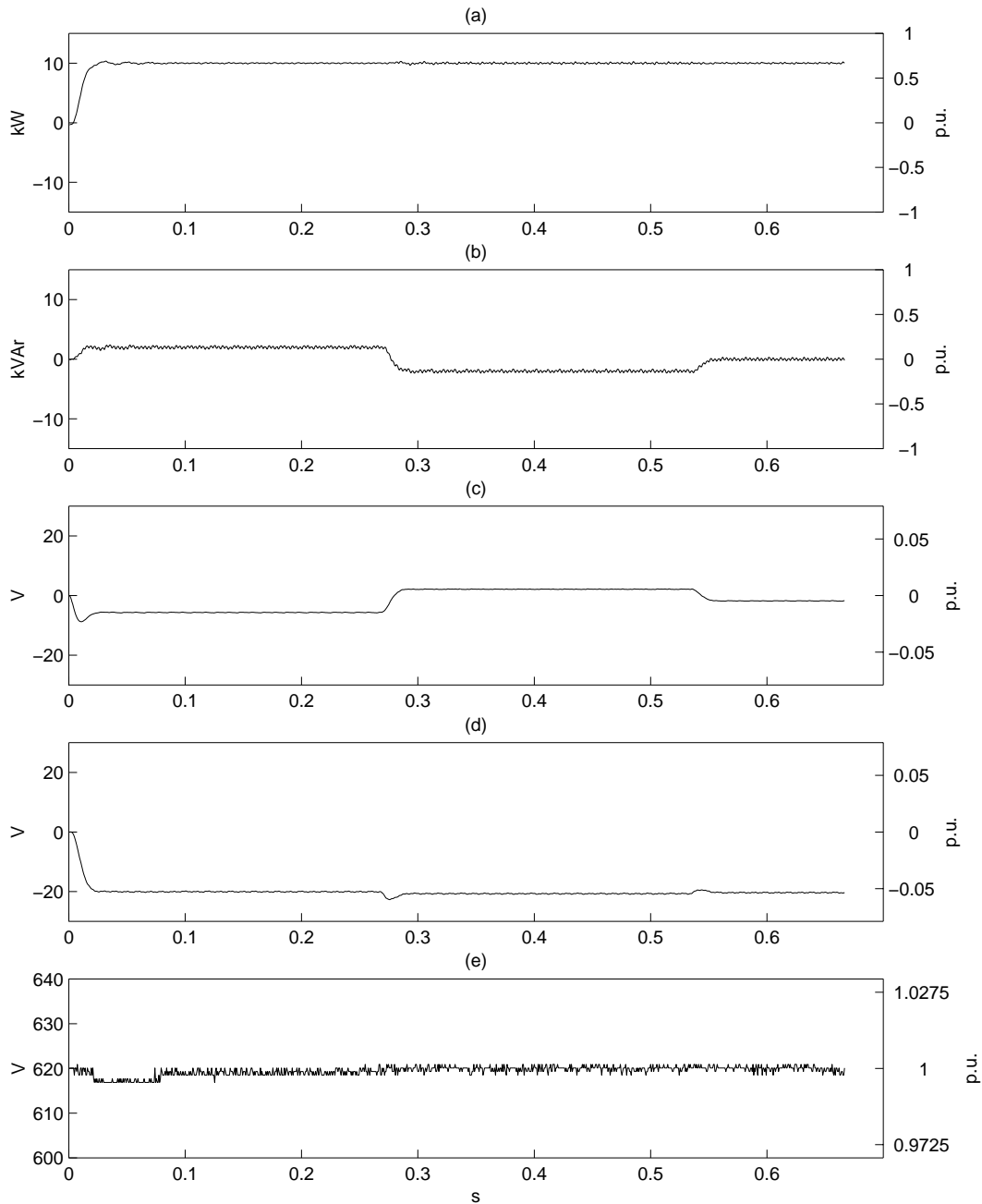


Figura 7.5: Transitorios de q para referencias de 2 kVAr, -2 kVAr y 0 kVAr con una potencia real $p = 10$ kW: (a) potencia real, (b) potencia reactiva instantánea, (c) tensión del Compensador Serie en eje d , (d) tensión del Compensador Serie en eje q y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

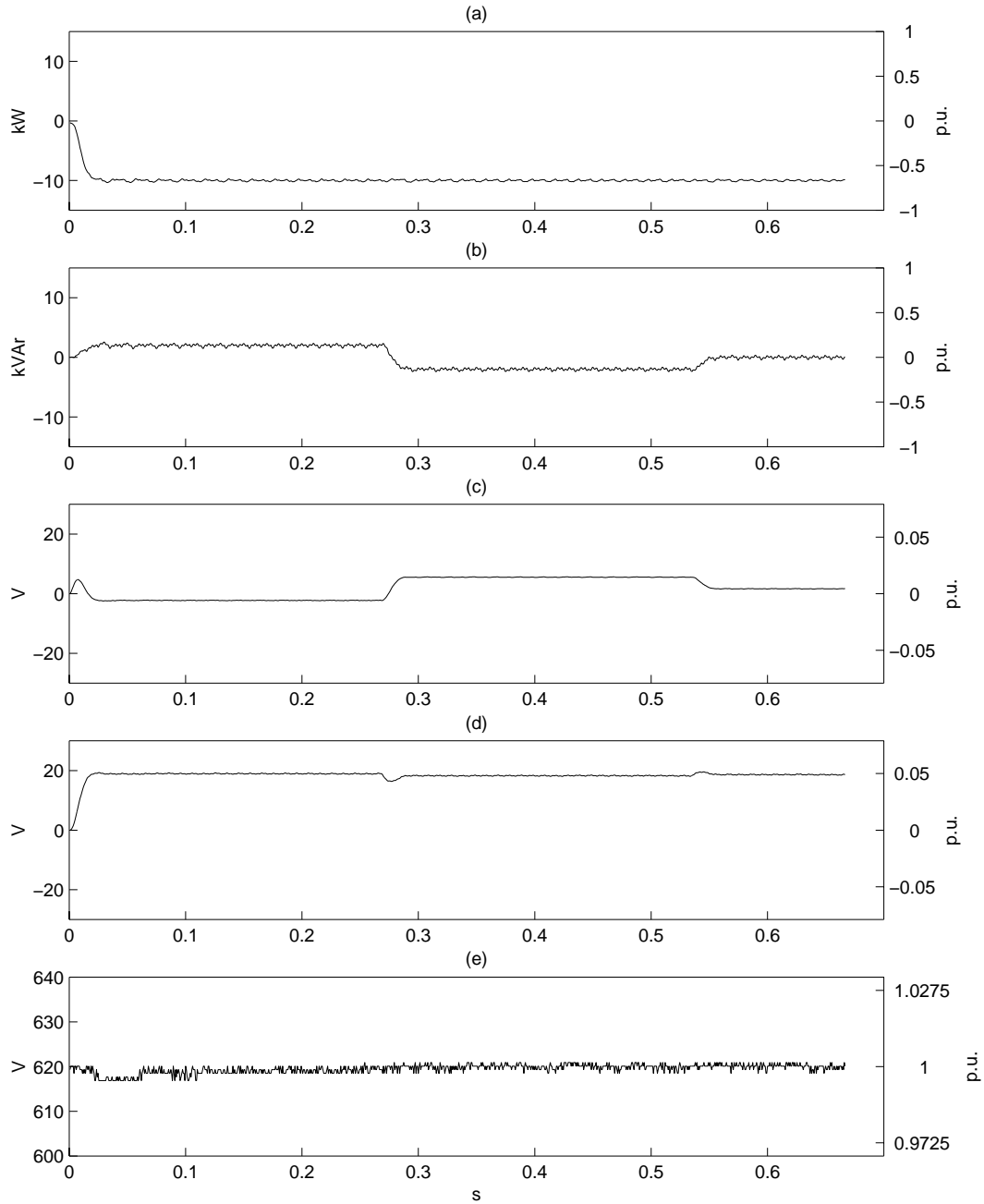


Figura 7.6: Transitorios de q para referencias de 2 kVAr, -2 kVAr y 0 kVAr con una potencia real $p = -10$ kW: (a) potencia real, (b) potencia reactiva instantánea, (c) tensión del Compensador Serie en eje d , (d) tensión del Compensador Serie en eje q y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

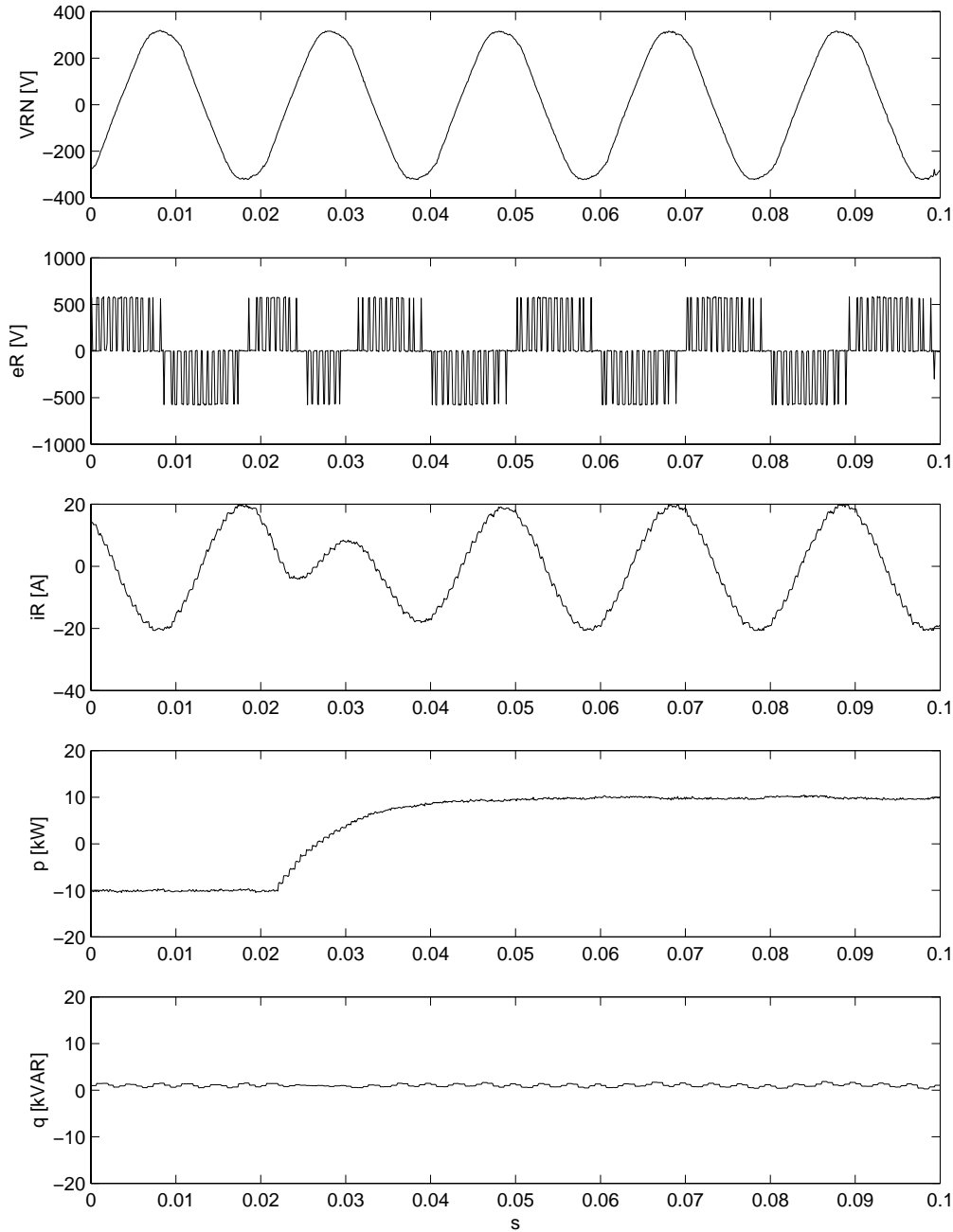


Figura 7.7: Registro en el osciloscopio de un transitorio de p de -10 kW a 10 kW con $q = 1$ kVAR: VRN es la tensión de la fase R, eR es la tensión de línea del inversor serie (la tensión que el inversor inyecta en la fase R de la línea es esta misma afectada por la relación de transformación del Transformador Serie), iR es la corriente de la fase R, p es la potencia real en el PCC y q es la potencia reactiva instantánea en el PCC.

En la Figura 7.8 se presenta el comportamiento dinámico del UPFC ante un escalón en la referencia de la potencia reactiva instantánea y con la potencia real constante. Los resultados también se han obtenido con el prototipo simplificado del UPFC y los parámetros de control son los de la Tabla 7.2. Los datos se han registrado de la misma forma que en el caso anterior.

Al principio, la potencia reactiva que se transporta por la línea es negativa y, como consecuencia, la corriente de la fase R está adelantada respecto a la tensión de la fase R. Durante el transitorio la potencia reactiva instantánea pasa de ser negativa a positiva y se observa como la corriente de la fase R pasa a estar adelantada respecto a la tensión de la fase R. Los controles de potencia reactiva instantánea y potencia real están desacoplados y, como en el ejemplo anterior, la dinámica del control de potencia reactiva instantánea se ajusta a lo esperado.

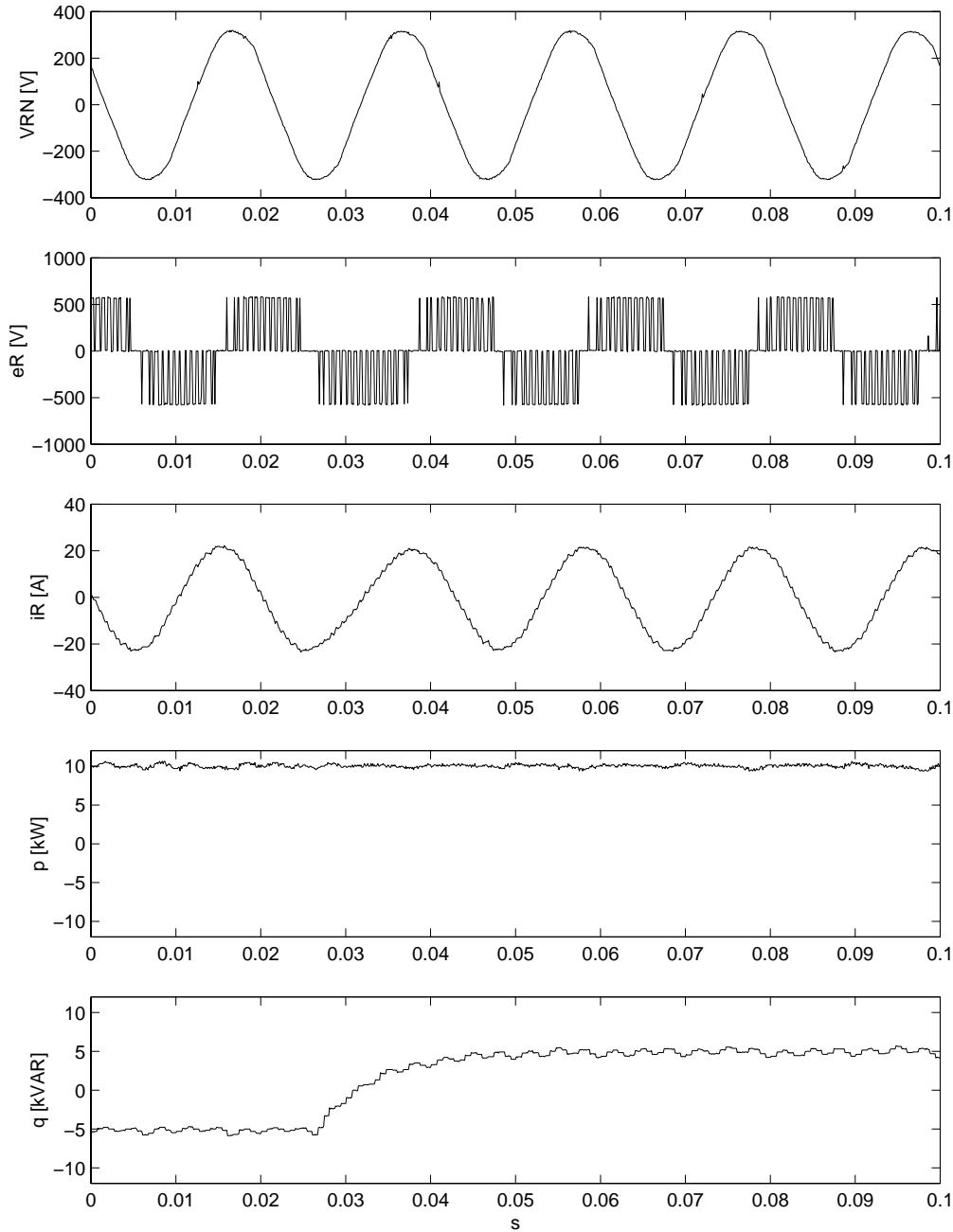


Figura 7.8: Registro en el osciloscopio de un transitorio de q de -5 kVAR a 5 kVAR con $p = 10$ kW: VRN es la tensión de la fase R, eR es la tensión de línea del inversor serie (la tensión que el inversor inyecta en la fase R de la línea es esta misma afectada por la relación de transformación del Transformador Serie), iR es la corriente de la fase R, p es la potencia real en el PCC y q es la potencia reactiva instantánea en el PCC.

7.2.3 Oscilaciones de potencia: caracterización del UPFC en lazo cerrado

Las oscilaciones de potencia se han realizado para comprobar la capacidad del UPFC para seguir una referencia oscilatoria de la potencia real de la línea de transporte. Por simplicidad, para estos ensayos se ha utilizado el prototipo simplificado del UPFC y las características del sistema de control se resumen en la Tabla 7.2. Los resultados que se obtienen son ilustrativos porque el Compensador Serie es el encargado del control del flujo de potencia de la línea de transporte. La referencia para el control de la potencia reactiva instantánea se ha mantenido constante en todo momento.

En la Figura 7.9 se presenta el seguimiento del UPFC a oscilaciones de la referencia de la potencia real de 1,5 Hz. La potencia real sigue a su referencia con muy poco retraso. La potencia reactiva instantánea permanece prácticamente constante y, por lo tanto, el acoplamiento entre ambos sistemas de control es prácticamente despreciable.

Los ensayos se han repetido a diferentes frecuencias y se ha obtenido el diagrama de Bode en lazo cerrado que relaciona la referencia de potencia real con la potencia real ($p(j\omega)/p^r(j\omega)$ en la Figura 7.10) y el diagrama de Bode en lazo cerrado que relaciona la referencia de potencia real con la potencia reactiva instantánea ($p(j\omega)/q^r(j\omega)$ en la Figura 7.11). El estudio se ha centrado en la zona próxima a la frecuencia de corte del sistema en lazo cerrado. Más concretamente se ha estudiado el comportamiento del sistema entre 1 y 30 Hz.

La Figura 7.10 demuestra que los resultados teóricos coinciden con los resultados experimentales y se comprueba la efectividad del UPFC cuando sigue oscilaciones de potencia inferiores a 2 Hz. Por otro lado, la Figura 7.11 demuestra que en todo el rango de frecuencias que se ha estudiado el módulo de las variaciones de la potencia reactiva instantánea es cien veces menor que las variaciones en la referencia de la potencia real (el módulo de la función de transferencia es -40 dB). Esto significa que las variaciones de la potencia real no afectan apenas al control de la potencia reactiva instantánea.

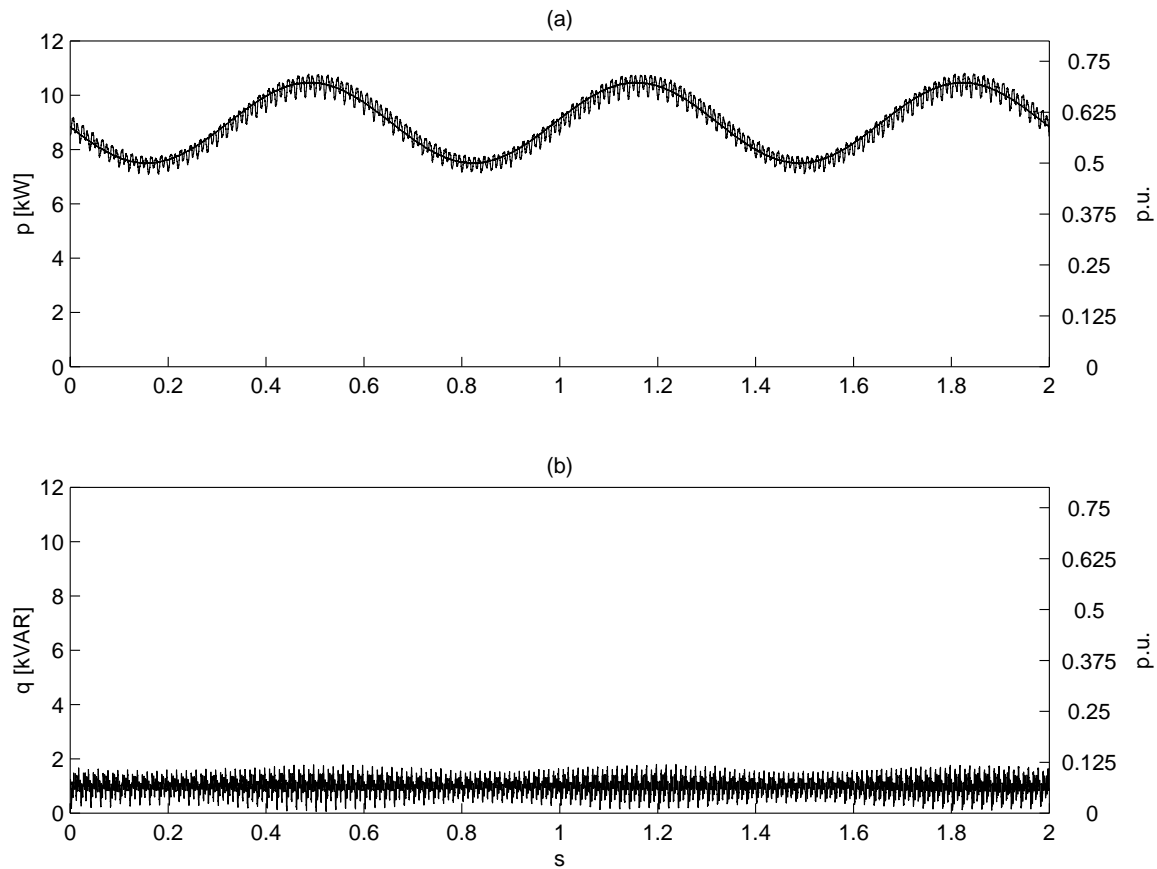


Figura 7.9: Seguimiento del UPFC a oscilaciones en la referencia de potencia real de 1,5 Hz y $\pm 1,5$ kW. El punto de trabajo del sistema es $p = 9$ kW y $q = 1$ kVAR. (a) Potencia real que se transporta por la línea y su referencia y (b) potencia reactiva instantánea que se transporta por la línea y su referencia.

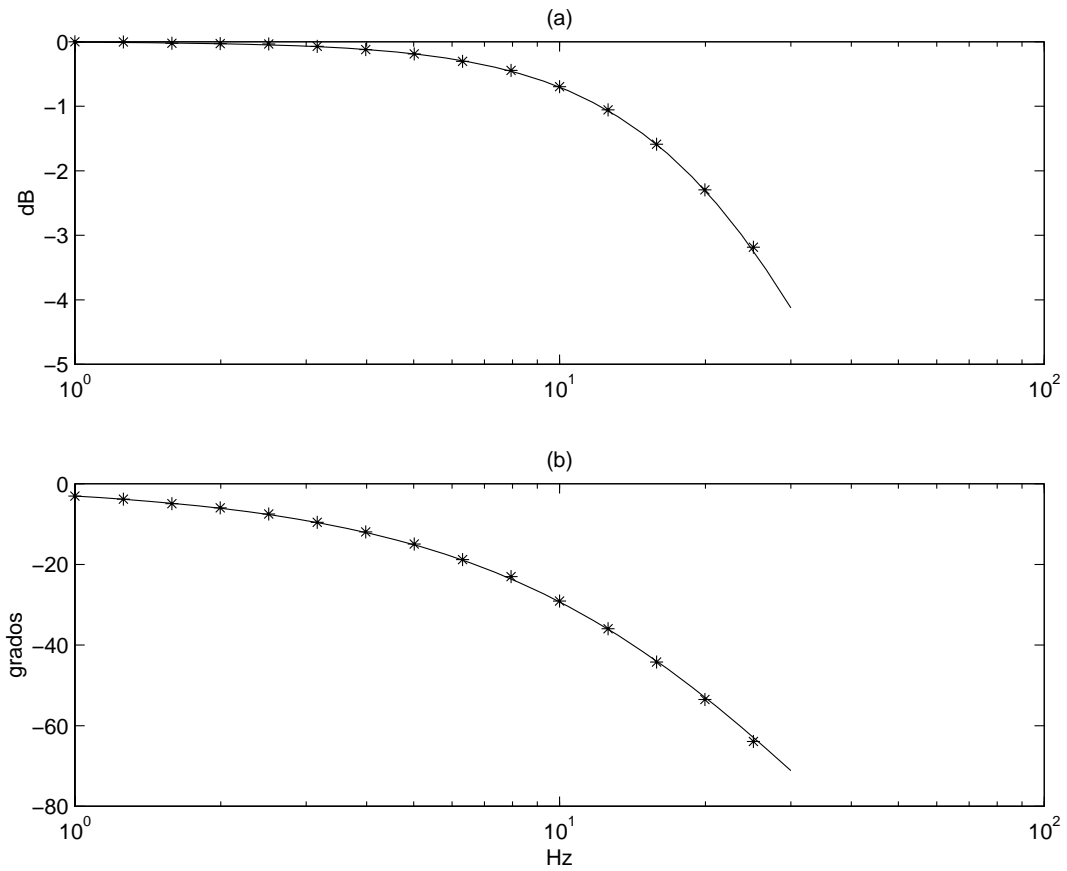


Figura 7.10: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado que relaciona la potencia real en la línea de transporte con su referencia ($p(j\omega)/p^r(j\omega)$). En trazo continuo se ha representado el resultado teórico y con asteriscos los resultados experimentales. (a) Módulo de la función de transferencia y (b) fase de la función de transferencia.

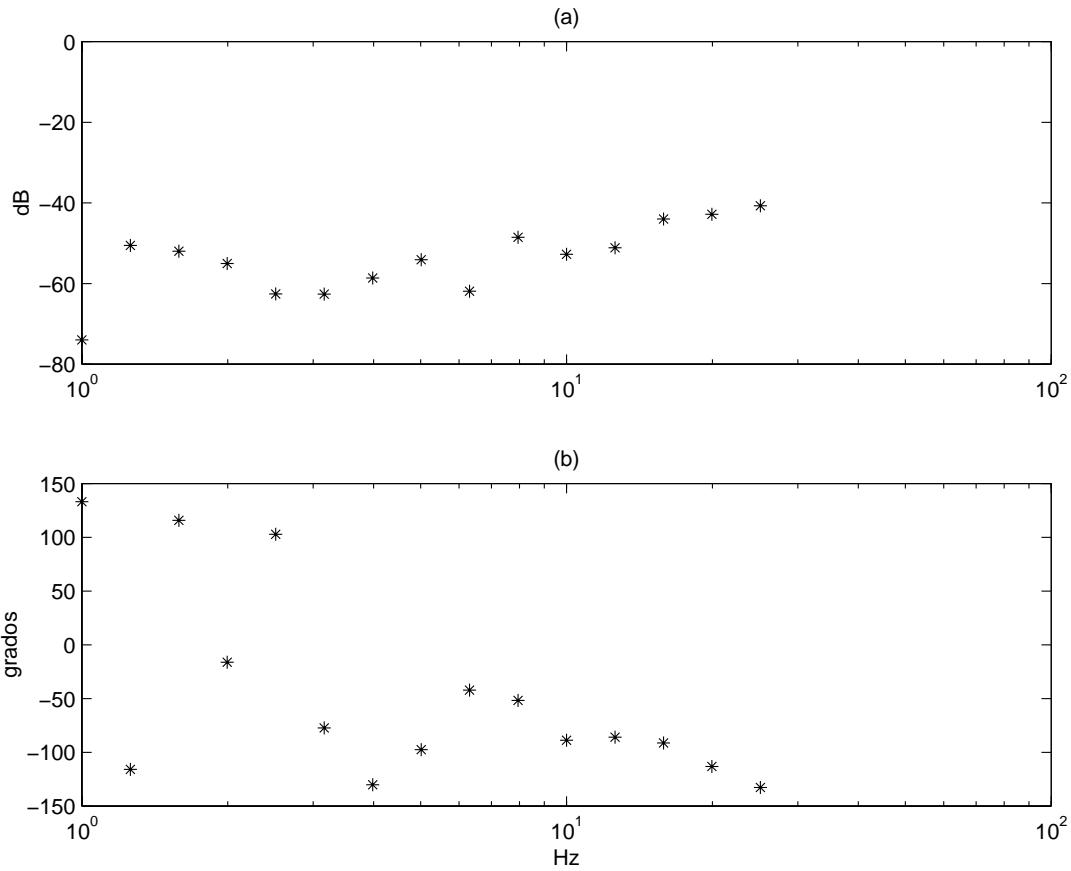


Figura 7.11: Diagrama de Bode experimental de la función de transferencia en lazo cerrado que relaciona la potencia reactiva instantánea en la línea de transporte con la referencia de potencia real ($q(j\omega)/p^r(j\omega)$): (a) Módulo de la función de transferencia y (b) fase de la función de transferencia.

7.2.4 Transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento

Por último, se han realizado transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento en un punto de trabajo del sistema (potencia real y potencia reactiva instantánea constantes). Es evidente que los ensayos se han realizado con el prototipo completo del UPFC y los parámetros del sistema en lazo cerrado se corresponden con los de la Tabla 7.1. En este caso el objetivo es estudiar si es posible cambiar la tensión de los condensadores de acoplamiento durante la operación normal del UPFC.

La tensión máxima de salida que pueden generar los inversores depende de la tensión de los condensadores de acoplamiento. Además, los armónicos de tensión que genera cada inversor dependen de su índice de modulación y éste es función de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor y de la tensión de corriente continua ((Holtz, 1994) y (Mohan et al., 1995)). El control de la tensión de los condensadores de acoplamiento permite seleccionar la tensión de corriente continua adecuada en función del punto de trabajo del UPFC. Esta tesis se limita a comprobar que el control de la tensión de los condensadores sigue a su referencia según lo esperado y sin interferir con los controles de potencia. La selección de la referencia de tensión más adecuada está fuera del alcance de este trabajo, aunque en (Schauder et al., 1998) hay algún comentario interesante al respecto.

En las Figuras 7.12 y 7.13 se presentan las respuestas del UPFC a cambios en la referencia de la tensión de los condensadores de acoplamiento, mientras que las referencias de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea permanecen en su punto de operación. Los transitorios de la tensión de los condensadores evolucionan según lo esperado y tanto la potencia real como la potencia reactiva instantánea permanecen inalterables. Antes del transitorio, el Compensador Paralelo absorbe potencia real para compensar las pérdidas del UPFC. Se puede observar como, durante el transitorio, el consumo de potencia real del Compensador Paralelo aumenta hasta que la tensión del condensador alcanza su nuevo punto de trabajo. Después del transitorio, el Compensador Paralelo vuelve a absorber únicamente la potencia real necesaria para compensar las pérdidas del UPFC.

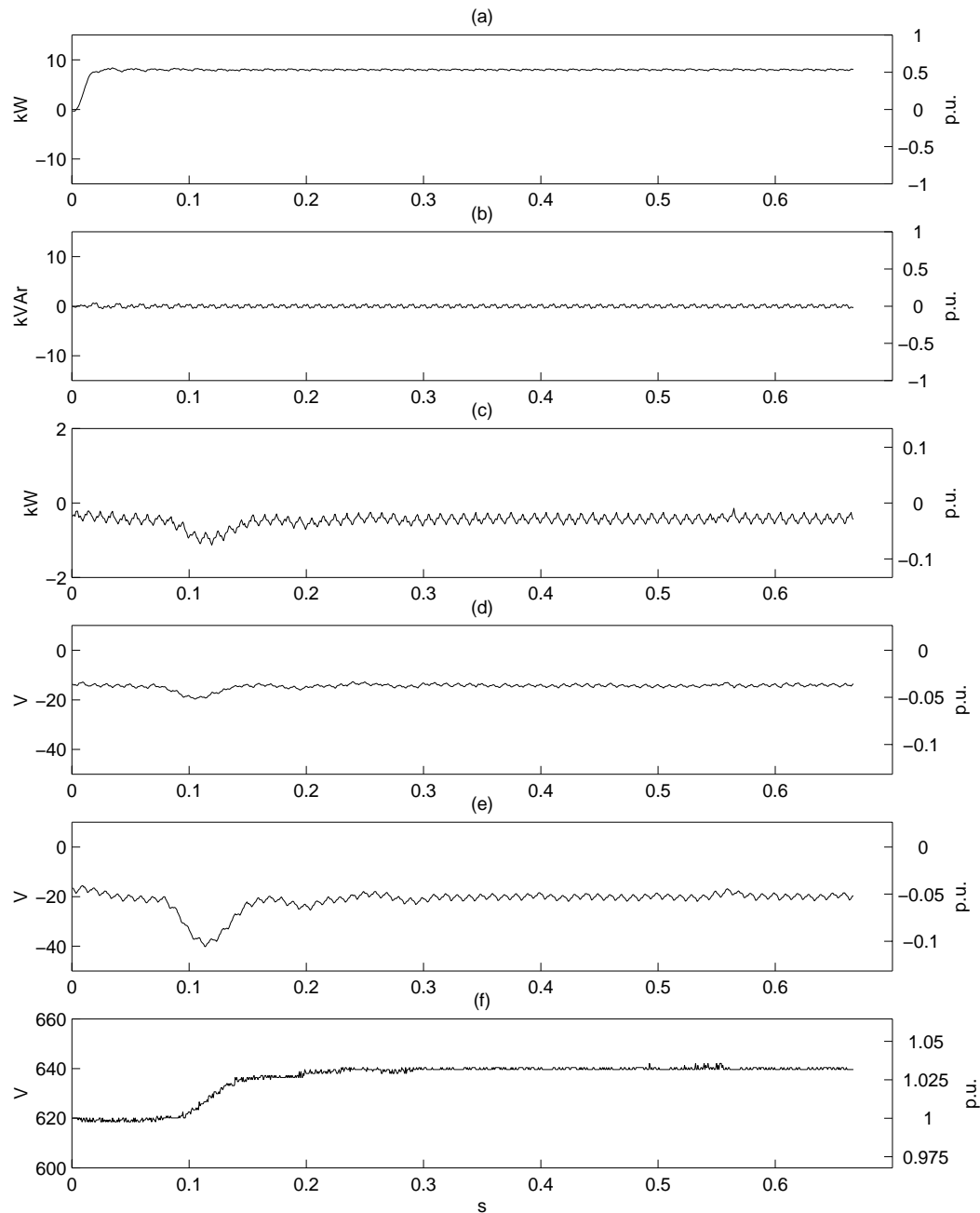


Figura 7.12: Escalón de 620 V a 640 V en la referencia de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $p = 8$ kW y $q = 0$ kVAr: (a) potencia real en el PCC, (b) potencia reactiva instantánea en el PCC, (c) potencia real del Compensador Paralelo, (d) tensión del Compensador Paralelo en eje d , (e) tensión del Compensador Paralelo en eje q y (f) tensión de los condensadores de acoplamiento.

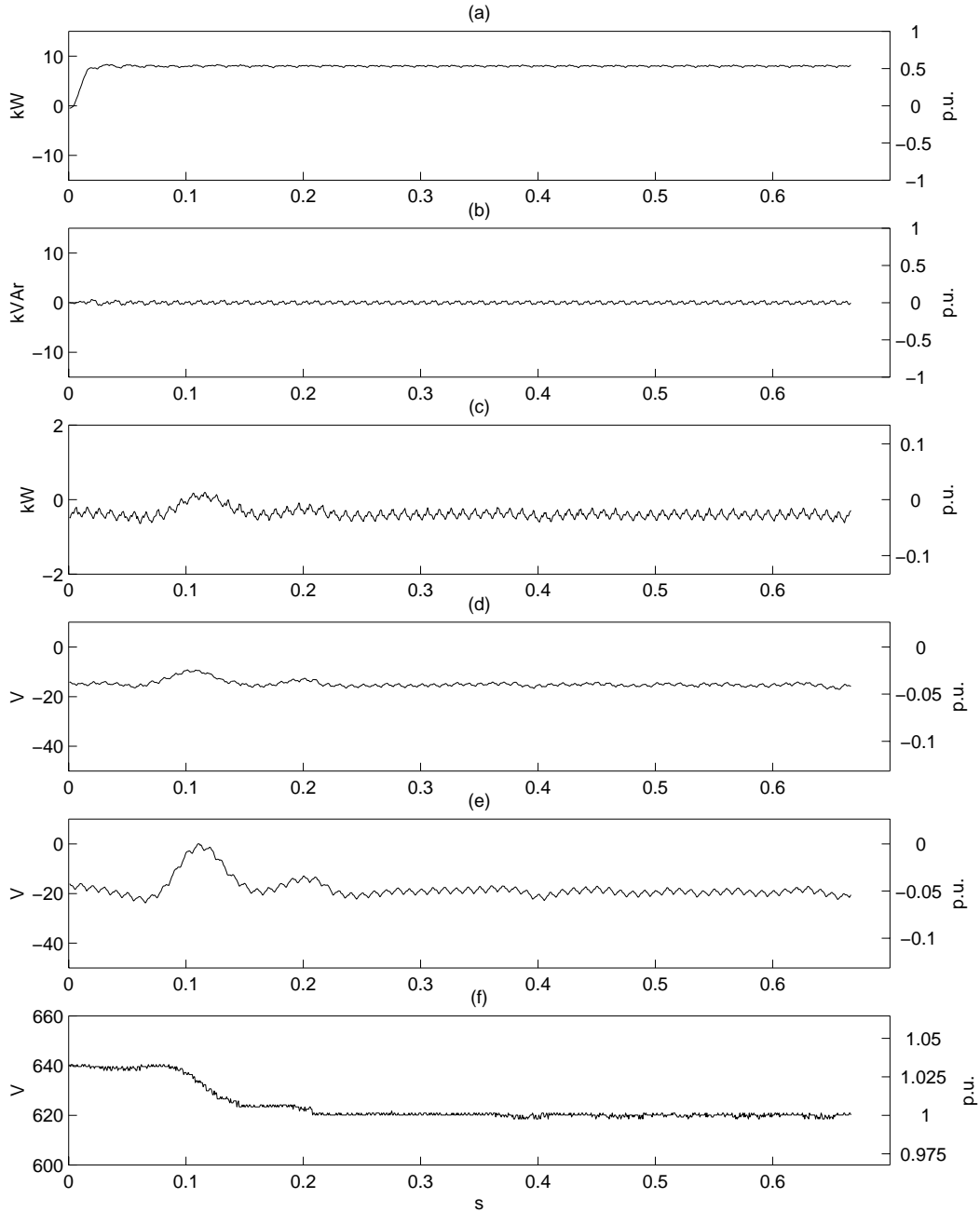


Figura 7.13: Escalón de 640 V a 620 V en la referencia de la tensión de los condensadores de acoplamiento para $p = 8$ kW y $q = 0$ kVAr: (a) potencia real en el PCC, (b) potencia reactiva instantánea en el PCC, (c) potencia real del Compensador Paralelo, (d) tensión del Compensador Paralelo en eje d , (e) tensión del Compensador Paralelo en eje q y (f) tensión de los condensadores de acoplamiento.

Subsistema	$p_{1,2}$ [rad/s]	p_3 [rad/s]	$\lambda_{1,2}$ [rad]	λ_3 [rad]
i_{pd}	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
i_{pq}	$-106 \pm j106$	-450	$0,9294 \pm j0,0658$	$0,7486$
v_C	-15		$0,9900$	

Tabla 7.3: Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM. Los subsistemas de control de i_{pd} e i_{pq} se han diseñado como sistemas de segundo orden con amortiguamiento $\zeta = 0,707$. El periodo de muestreo es $t_m = 1/1500$ s y $\omega_n = 150$ rad/s.

7.3 Resultados experimentales del STATCOM

Los experimentos del STATCOM se han dividido en dos grupos, transitorios de la potencia reactiva instantánea y oscilaciones de la potencia reactiva instantánea. Para obtener los resultados se ha utilizado el prototipo del STATCOM que se describe en el Capítulo 6 y sus parámetros se recogen en la Tabla 6.1 (coinciden con los del Compensador Paralelo: V_R , L_P o X_P), R_P y C).

En el Capítulo 5 el sistema de control del STATCOM se divide en los siguientes subsistemas de control: (a) control de corriente en eje d (i_{pd}), (b) control de la corriente en eje q (i_{pq}) y (c) control de la tensión de los condensadores de corriente continua (v_C). En ese mismo capítulo se explica en detalle la estructura de cada uno de los subsistemas de control y se establecen las relaciones entre los subsistemas. Sin embargo, como sucede con el sistema de control del UPFC, hay muchas alternativas a la hora de seleccionar los polos del sistema de control. El control de la tensión de los condensadores de acoplamiento se ha diseñado más lento que en el caso del UPFC. Como consecuencia, la acción del control en lazo cerrado de la tensión de los condensadores de acoplamiento es muy lenta y se pueden comprobar los efectos de la prealimentación de la potencia real consumida en el filtro de conexión a red. Por otro lado, para seleccionar los polos de los subsistemas de control de las corrientes del STATCOM (i_{pd} e i_{pq}) se presentan dos alternativas similares a las propuestas para el UPFC. En las Tablas 7.3 y 7.4 se definen los polos en lazo cerrado del sistema de control del STATCOM.

Subsistema	$p_{1,2}$ [rad/s]	p_3 [rad/s]	$\lambda_{1,2}$ [rad]	λ_3 [rad]
i_{pd}	-150	-1500	0,9048	0,3679
i_{pq}	-150	-1500	0,9048	0,3679
v_C	-15		0,9900	

Tabla 7.4: Polos en lazo cerrado de los subsistemas de control del STATCOM. Los subsistemas de control de i_{pd} e i_{pq} se han diseñado como sistemas de primer orden. El periodo de muestreo es $t_m = 1/1500$ s y $\omega_n = 150$ rad/s.

7.3.1 Transitorios de potencia reactiva instantánea

Los transitorios de la potencia reactiva instantánea se han realizado para comprobar el funcionamiento general del sistema de control del STATCOM y su capacidad para intercambiar, en régimen permanente, potencia reactiva con el sistema eléctrico. Se presentan los resultados que se obtienen con los dos sistemas de control que se proponen en el Capítulo 5: con prealimentación y sin prealimentación de la potencia consumida en el filtro de conexión a red.

En la Figura 7.14 se presenta el comportamiento dinámico del STATCOM ante escalones en la referencia de potencia reactiva instantánea de -1 kVA a $-7,5$ kVA y de $-7,5$ kVA a -3 kVA. Las características del sistema de control son las que se resumen en la Tabla 7.3 y, en este caso, no se hace compensación de la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. En la figura aparecen algunas de las variables internas del sistema de control, registradas en la memoria RAM del DSP a la frecuencia del sistema de control (1500 Hz). La potencia reactiva instantánea alcanza el régimen permanente en aproximadamente 50 ms (el tiempo de establecimiento al 1% teórico es de 47 ms) y con muy poco sobrepaso (el sobrepaso de un sistema de segundo orden con amortiguamiento $\zeta = 0,707$ es inferior al 5%). Durante los transitorio de la potencia reactiva instantánea, la tensión de los condensadores de corriente continua sufre variaciones inferiores al 1,5% en valor absoluto. Por último, el control de la tensión de los condensadores restablece su tensión lentamente.

En la Figura 7.15 se presenta el mismo ensayo que en la Figura 7.14. En este caso, el control de la tensión de los condensadores de corriente continua se compone de una realimentación y de una prealimentación de la potencia consumida en el filtro de conexión a red. La evolución de la potencia reactiva instantánea es igual que en el caso anterior,

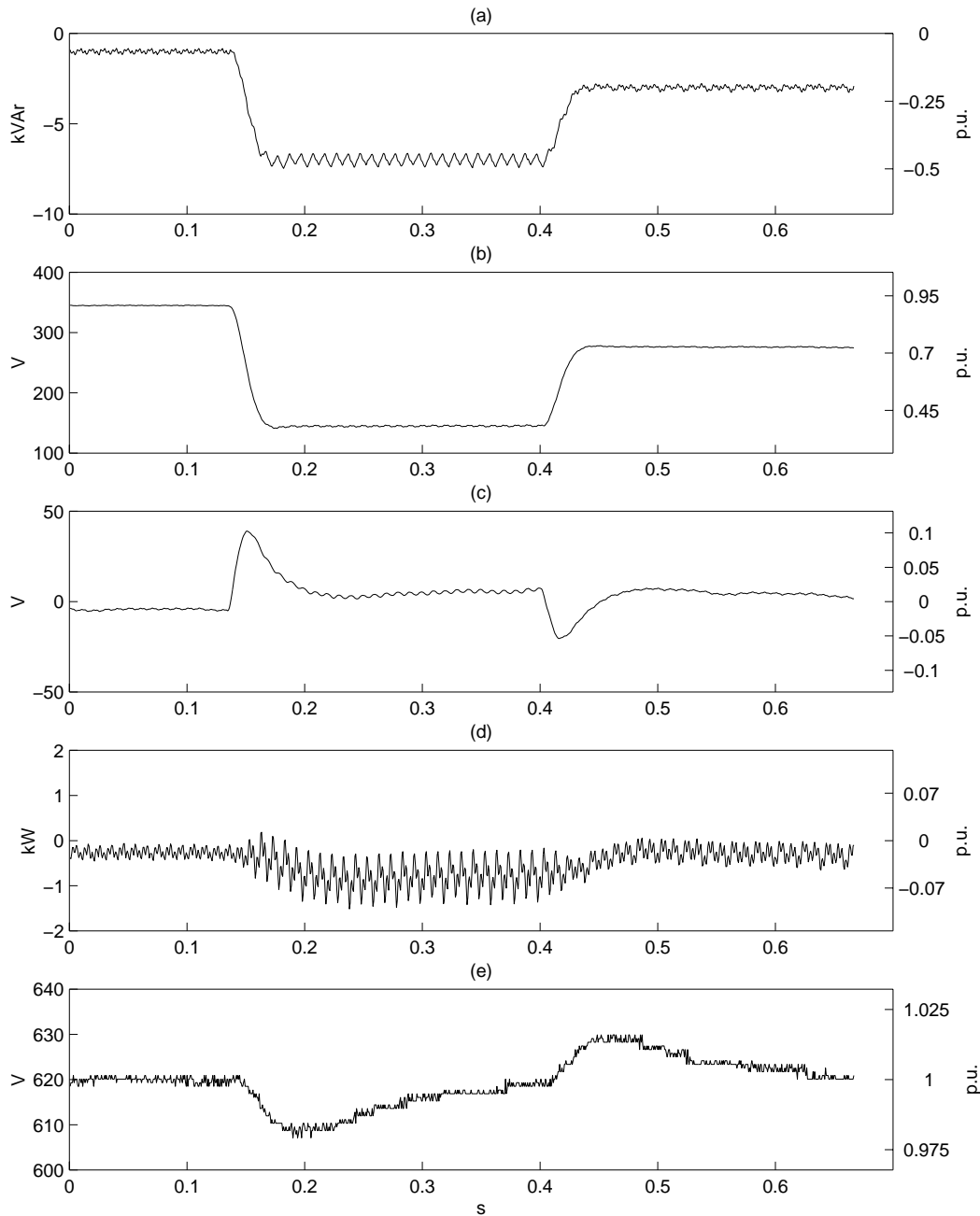


Figura 7.14: Transitorios de q_P de -1 kVA a $-7,5$ kVA y de $-7,5$ kVA a -3 kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua no se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. (a) Potencia reactiva instantánea que suministra el STATCOM en el PCC, (b) tensión en eje d del STATCOM, (c) tensión en eje q STATCOM, (d) potencia real que suministra el STATCOM en el PCC y (e) tensión de los condensadores.

sin embargo, la tensión de los condensadores de corriente continua permanece constante durante todo el ensayo.

En la Figura 7.16 se comparan los dos controles de la tensión de los condensadores de corriente continua. La prealimentación corrige el control de potencia real durante los transitorio de la potencia reactiva instantánea y evita que la tensión de los condensadores varíe (ver Figura 7.16 (c)). Sin embargo, con el control sin prealimentación, durante los transitorios de la potencia reactiva instantánea, el intercambio de potencia real entre el STATCOM y el sistema eléctrico permanece prácticamente constante (ver Figura 7.16 (b)). El resultado es que la potencia real necesaria para cambiar la corriente en el filtro de conexión a red la suministran los condensadores y, como consecuencia, su tensión varía. La tensión de los condensadores se restablece lentamente gracias a la realimentación.

Por último, en la Figura 7.17 se presenta la evolución de las variables trifásicas del STATCOM ante un escalón en la referencia de la potencia reactiva instantánea de $-0,3 \text{ kVA}$ a $-4,5 \text{ kVA}$. Las características en lazo cerrado del sistema de control son las de la Tabla 7.4. Los datos se han registrado a 10 kHz con un osciloscopio digital. Las medidas de la potencia reactiva instantánea las proporciona el sistema de control a través de uno de los canales de salida analógicos del DSP. La potencia real alcanza el régimen permanente en 35 ms y sin sobrepaso. Por lo tanto, el subsistema de control de la potencia reactiva instantánea se comporta como un sistema de primer orden de ganancia estática unidad y constante de tiempo $\tau \simeq 7 \text{ ms}$, que coincide aproximadamente con la constante de tiempo del polo dominante del sistema de control $\tau = 6,7 \text{ ms}$. Inicialmente la corriente del STATCOM es muy pequeña y durante el transitorio su módulo aumenta hasta alcanzar el régimen permanente. En régimen permanente, la corriente permanece adelantada aproximadamente 90° respecto a la tensión del PCC (VRN). Esto significa, como era de esperar, que el STATCOM absorbe potencia reactiva del sistema.

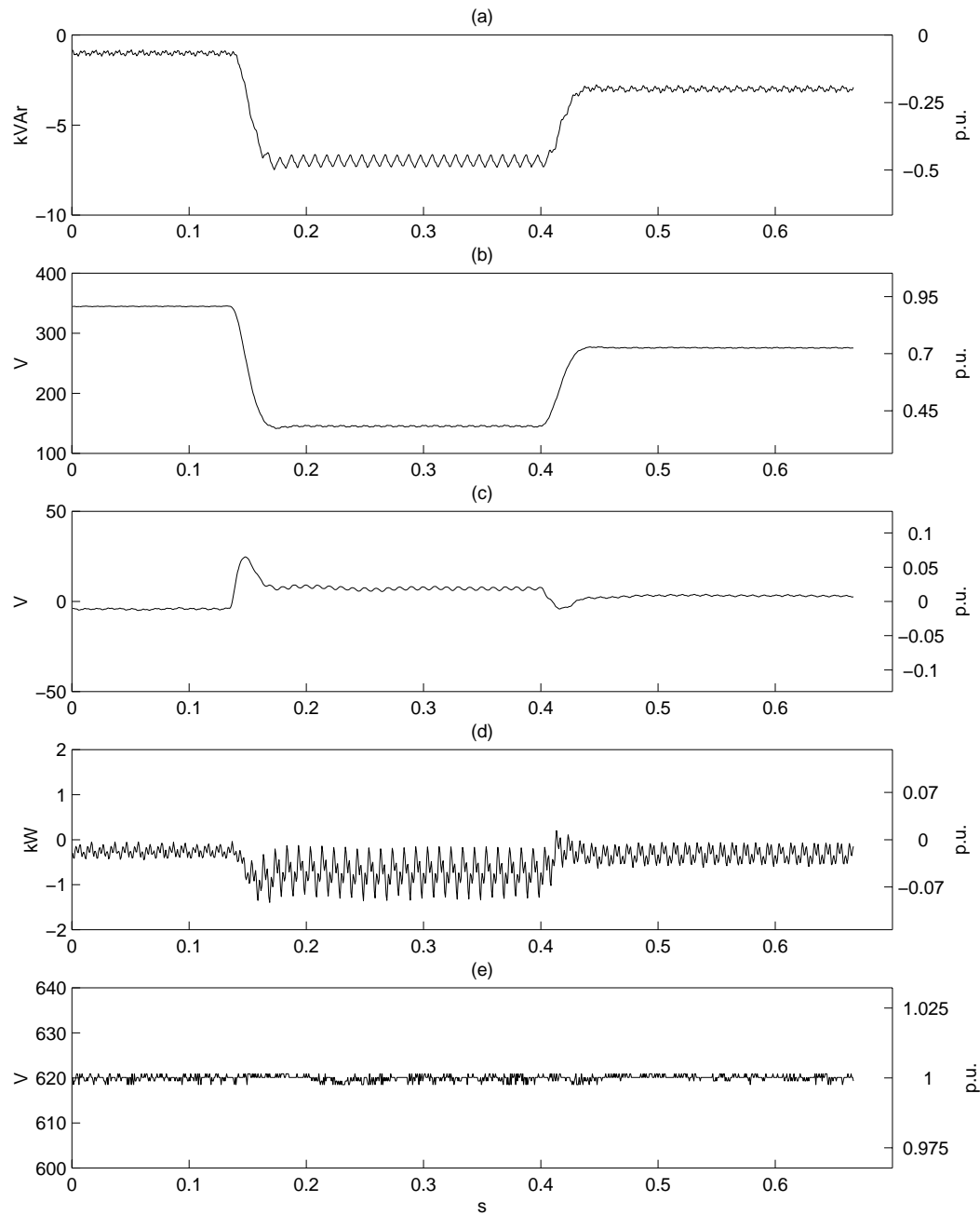


Figura 7.15: Transitorios de q_P de -1 kVA a $-7,5$ kVA y de $-7,5$ kVA a -3 kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. (a) Potencia reactiva instantánea que suministra el STATCOM en el PCC, (b) tensión en eje d del STATCOM, (c) tensión en eje q del STATCOM, (d) potencia real que suministra el STATCOM en el PCC y (e) tensión de los condensadores.

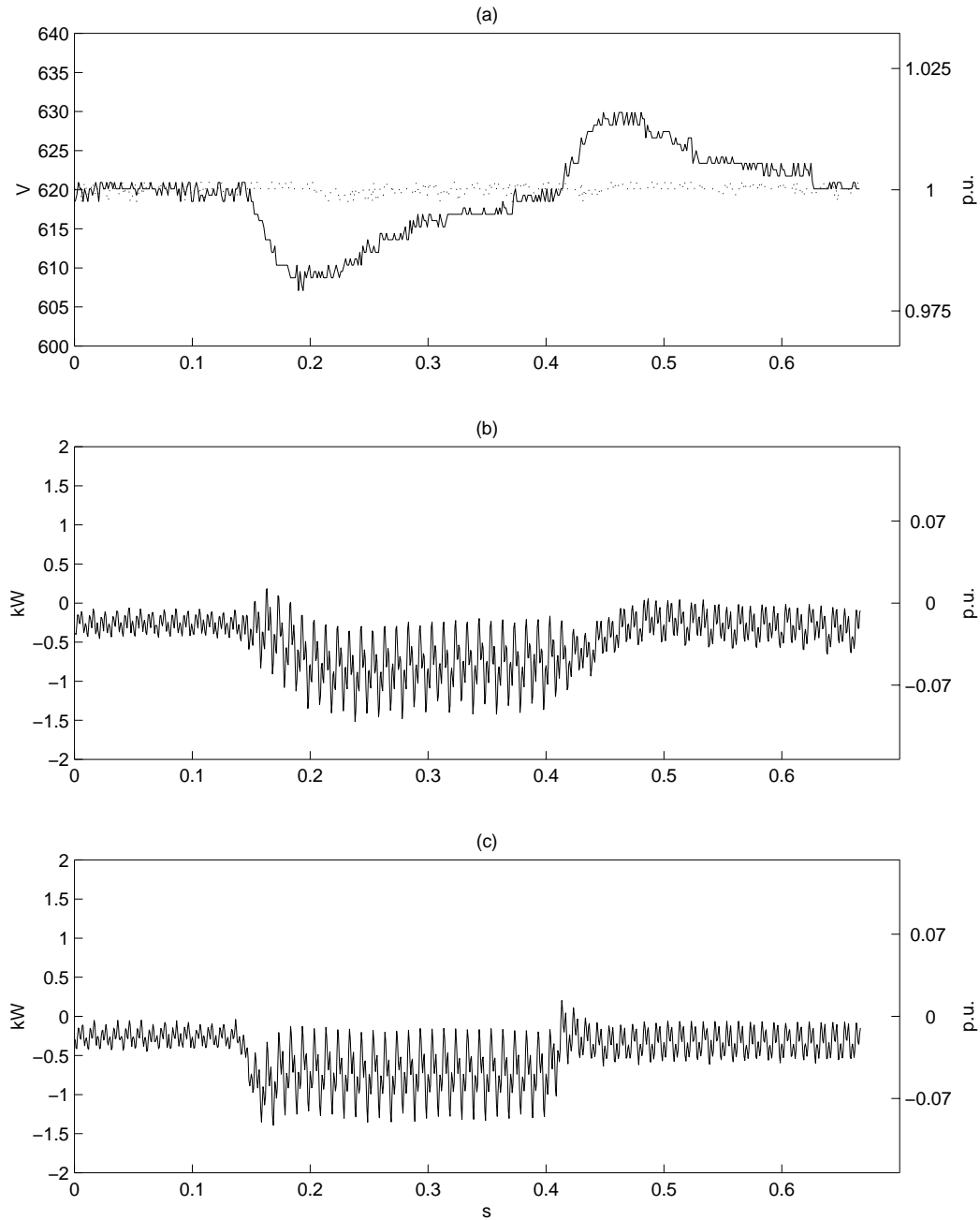


Figura 7.16: Comparación entre las dos alternativas del control de tensión de los condensadores de acoplamiento: (a) tensión de los condensadores de acoplamiento (control sin prealimentación en trazo continuo y con prealimentación en trazo discontinuo), (b) potencia real suministrada por el STATCOM en el caso del control sin prealimentación y (c) potencia real suministrada por el STATCOM en el caso del control con prealimentación.

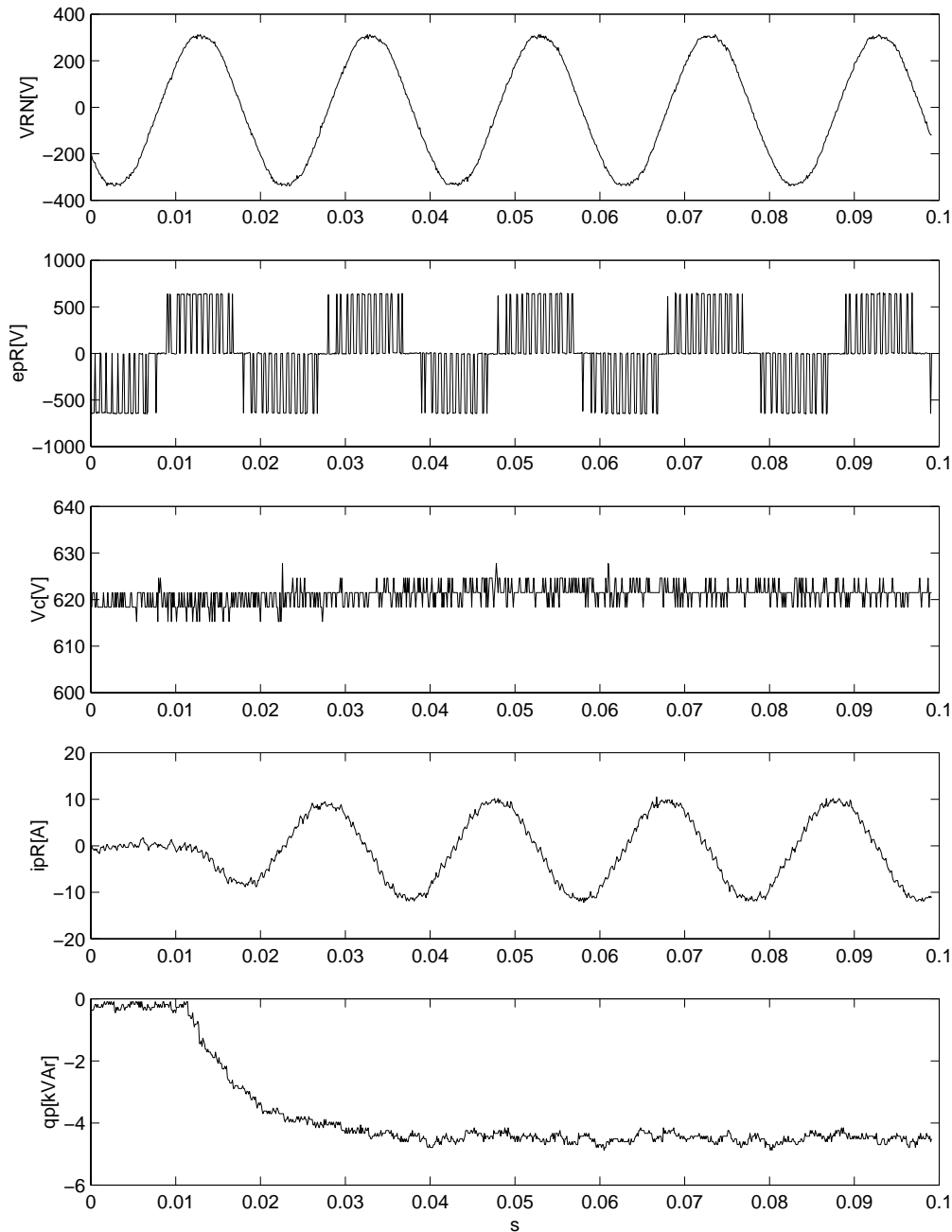


Figura 7.17: Transitorio de la potencia reactiva instantánea que suministra el STATCOM de $-0,3$ kVA a $-4,5$ kVA. En el control de la tensión de los condensadores de corriente continua se prealimenta la potencia real que se consume en el filtro de conexión a red. V_{RN} es la tensión de la fase R, e_{pR} es la tensión de línea del inversor, V_c es la tensión de los condensadores, i_{pR} es la corriente de la fase R y q_p potencia reactiva instantánea inyectada en el PCC.

7.3.2 Oscilaciones de potencia

En algunos casos, el objetivo del STATCOM es seguir una referencia oscilatoria de la potencia reactiva instantánea, por ejemplo para eliminar las oscilaciones de tensión que se producen ante un problema de estabilidad de pequeña perturbación. Cuando el STATCOM se utiliza para compensar potencia reactiva instantánea para mitigar *flicker*, la referencia de la potencia reactiva instantánea está compuesta por más de una frecuencia pero todas ellas están dentro de una banda limitada. En esta sección se presenta el comportamiento dinámico del STATCOM ante una referencia oscilatoria.

En las Figuras 7.18 y 7.19 se presenta el comportamiento del STATCOM cuando sigue referencias oscilatorias de la potencia reactiva instantánea de 1 y 2 Hz, respectivamente. Los ensayos se han hecho con el sistema de control que se describe en la Tabla 7.3 y con la prealimentación de la potencia que se consume en el filtro de conexión a red. En los dos casos el STATCOM suministra potencia reactiva en régimen permanente y simultáneamente sigue con precisión a la demanda oscilatoria. En este ensayo no se ha registrado la referencia de potencia reactiva instantánea, aunque se comprobó que el retraso y la atenuación en su seguimiento eran despreciables. Por otro lado, la tensión de los condensadores permanece constante gracias a las oscilaciones de potencia real que el STATCOM intercambia con el sistema eléctrico para cambiar la corriente en el filtro de conexión.

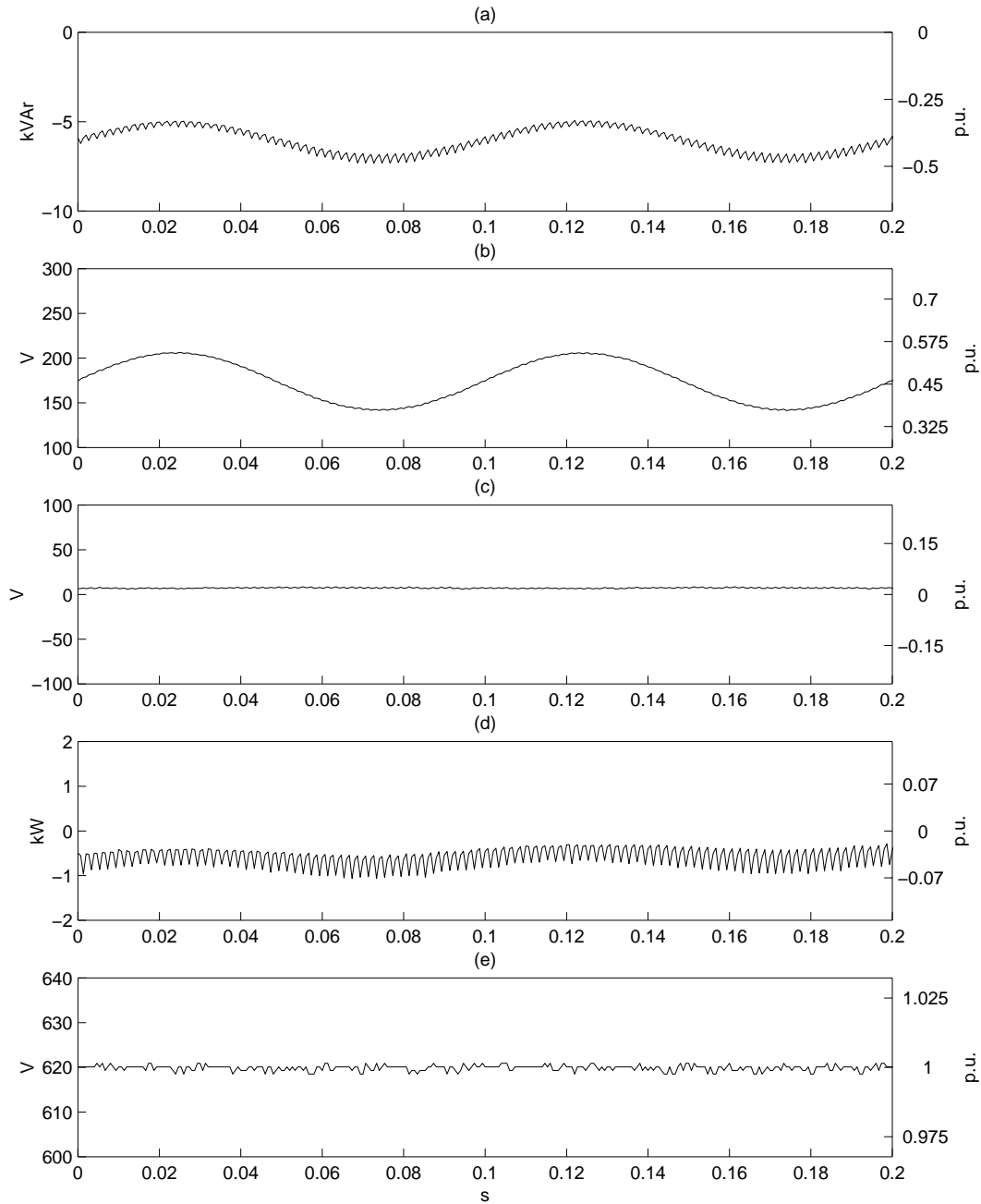


Figura 7.18: Oscilaciones de la potencia reactiva instantánea de 1 Hz y ± 1 kVAr sobre un punto de trabajo $q = 6$ kVAr: (a) potencia reactiva instantánea que suministra el STATCOM en el PCC, (b) tensión en eje d del Compensador Paralelo, (c) tensión en eje q del Compensador Paralelo, (d) potencia real que suministra el STATCOM en el PCC y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

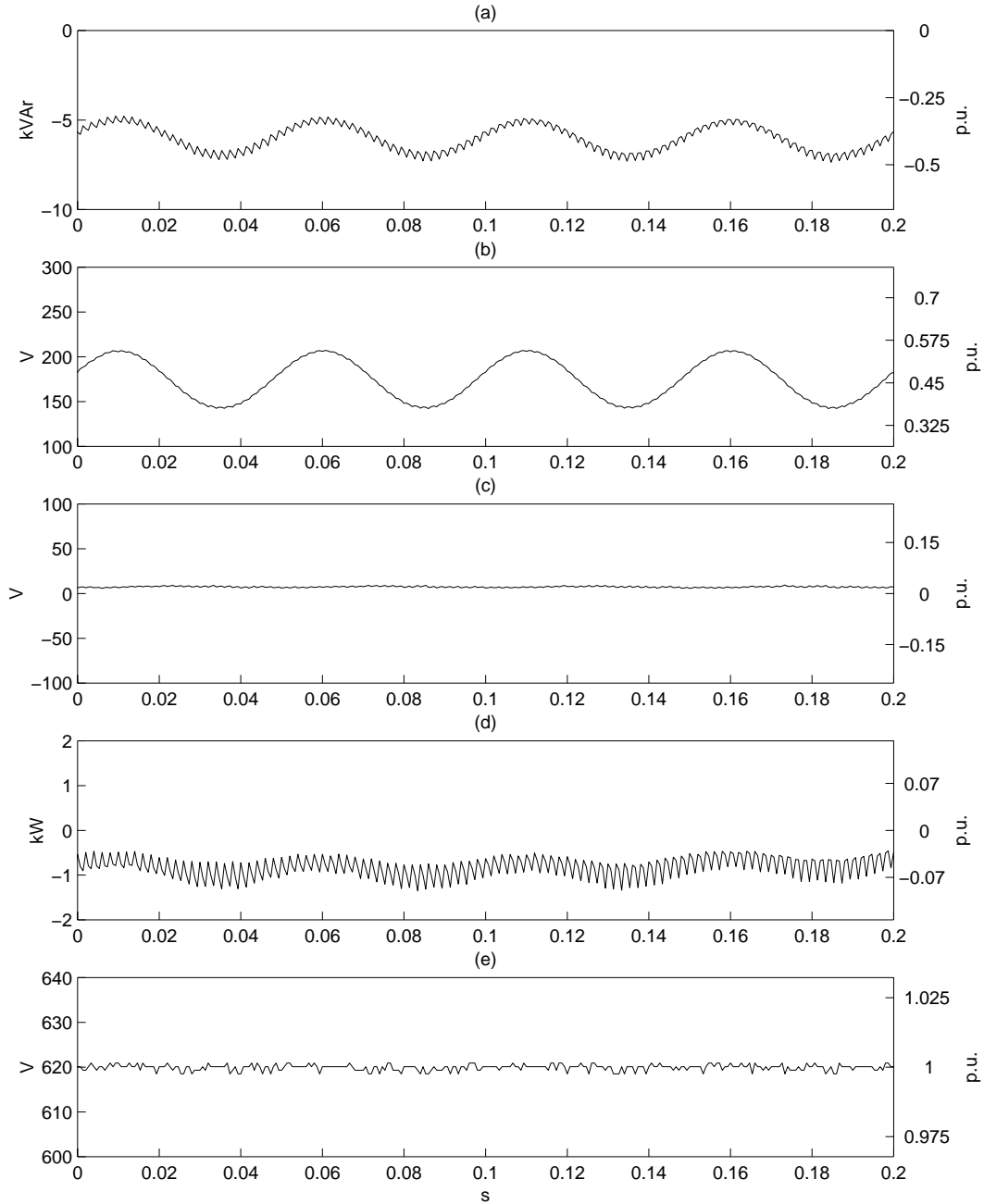


Figura 7.19: Oscilaciones de la potencia reactiva instantánea de 2 Hz y ± 1 kVAr sobre un punto de trabajo de $q = 6$ kVAr: (a) potencia reactiva instantánea que suministra el STATCOM en el PCC, (b) tensión en eje d del Compensador Paralelo, (c) tensión en eje q del Compensador Paralelo, (d) potencia real que suministra el STATCOM en el PCC y (e) tensión de los condensadores de acoplamiento.

7.4 Resumen y conclusiones

En esta sección se presentan los resultados experimentales que validan los resultados teóricos de los sistemas de control del UPFC y del STATCOM.

Los experimentos del UPFC se han dividido en: transitorios de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea, oscilaciones de potencia y transitorios de la tensión de los condensadores de acoplamiento. Los transitorios de potencia demuestran la capacidad del UPFC para controlar el flujo de potencia de una línea de transporte de energía eléctrica. La dinámica del sistema de control depende de la selección de los polos dominantes del sistema en lazo cerrado. Se han estudiado dos alternativas: polos complejos conjugados y polo simple. En los dos casos, los controles de la potencia real (p) y de la potencia reactiva instantánea (q) siguen la dinámica establecida. Los transitorios de p no interfieren en el control de q y viceversa; esto es, sus controles están desacoplados. En los resultados que se presentan, los controles de p y q más rápidos alcanzan el régimen permanente en 35 ms aproximadamente. Durante los transitorios de p y q las variaciones de la tensión de los condensadores de acoplamiento son inferiores al 0,5% de su valor nominal. Todos los resultados se han obtenido con el mismo valor de tensión en los Nudos Emisor y Receptor de la línea. En estas condiciones, el Compensador Serie no consume potencia real en régimen permanente y el Compensador Paralelo se limita a absorber las pérdidas del UPFC. Para sacar conclusiones definitivas del control de la tensión de los condensadores es necesario estudiar su comportamiento cuando las tensiones de los nudos son diferentes. En este caso, el Compensador Serie absorbe (o suministra) del sistema eléctrico potencia real en régimen permanente y el Compensador Paralelo suministra (o absorbe) esta potencia para que el flujo neto de potencia real en el UPFC sea cero y la energía almacenada en sus condensadores permanezca constante. Este estudio se ha realizado mediante simulación en el Capítulo 4.

Se han comparado, desde el punto de vista del control de la potencia de la línea, los resultados que se obtienen con el prototipo y con el simulador simplificado del UPFC. En los dos casos se obtienen resultados muy parecidos. Además, en el Capítulo 4 ya se comprobó que los resultados obtenidos con el simulador simplificado y con el detallado eran prácticamente idénticos. Por lo tanto, cuando se quiera estudiar el comportamiento del UPFC en un sistema eléctrico complejo se puede recurrir a la simulación, con la

confianza de que los resultados que se obtengan serán muy parecidos a los reales.

El UPFC puede controlar en régimen permanente la potencia activa y la potencia reactiva de una línea y, simultáneamente, atender a una demanda oscilatoria de la potencia real para amortiguar oscilaciones electromecánicas del sistema eléctrico. En todo momento los controles potencia real y potencia reactiva instantánea están desacoplados. Los diagramas de Bode que se presentan caracterizan el sistema de control en lazo cerrado de la potencia real del UPFC y los resultados obtenidos coinciden plenamente con los teóricos. Estos resultados demuestran que el UPFC puede seguir sin atenuación y con un desfase despreciable referencias oscilatorias de, por ejemplo, 2 Hz para la potencia real y sin perturbar al control de la potencia reactiva instantánea.

Los transitorios de la tensión de los condensadores demuestran que es posible cambiar su tensión sin perturbar a los controles principales del UPFC (controles de p y q). Por lo tanto, se puede ajustar la tensión de los condensadores al valor que se desee en función del punto de trabajo del sistema.

Los inversores que se han utilizado pueden conmutar a 10 kHz y, sin embargo, todos los resultados del UPFC se han realizado con frecuencias de conmutación de 750 Hz. El objetivo ha sido trabajar a frecuencias de conmutación asequibles incluso para los semiconductores de alta potencia disponibles en el mercado actual (GTOs Gate Turn-Off Thyristors), aunque en algunas referencias se prevé que serán desbancados en un futuro próximo por los IGBTs (Integrated Gate-Commutated Thyristors) (Carrol, 1999).

Los experimentos del STATCOM se han dividido en: transitorios de la potencia reactiva instantánea y oscilaciones de la potencia reactiva instantánea. Los transitorios ilustran perfectamente las prestaciones del sistema de control del STATCOM. Los resultados se han obtenido con dos alternativas de control distintas. En una de ellas el sistema de control de q_P se comporta en lazo cerrado como un sistema de segundo orden y en la otra como un sistema de primer orden. En los dos casos el control de la potencia reactiva instantánea funciona según lo esperado. El control de q_P más rápido que se presenta alcanza el régimen permanente en 35 ms aproximadamente. Se han presentado dos alternativas de control de la tensión de los condensadores: con prealimentación de la potencia consumida en el filtro de conexión y sin prealimentación. La prealimentación elimina las variaciones de la tensión de los condensadores debida a los transitorios de la potencia

reactiva instantánea. Por lo tanto, la capacidad de los condensadores se puede disminuir y, como consecuencia, el coste de la instalación.

El STATCOM puede seguir a una referencia oscilatoria de potencia reactiva instantánea superpuesta sobre un nivel arbitrario. Por ejemplo, con el control que se ha utilizado en los ensayos el STATCOM puede seguir fielmente referencias oscilatorias de 2 Hz. Esto puede ser útil para eliminar las oscilaciones de la tensión que se producen ante un problema de estabilidad de pequeña perturbación. En otros casos (por ejemplo para mitigar *flicker*) es necesario aumentar el ancho de banda del sistema de control porque las frecuencias más importantes que hay que compensar se encuentran alrededor de los 8,8 Hz y, como consecuencia, hay que aumentar también la frecuencia de muestreo y la frecuencia de conmutación del inversor.

Capítulo 8

Ejemplo de Aplicación: Amortiguamiento de oscilaciones electromecánicas

8.1 Introducción

El objetivo de este capítulo es ilustrar mediante una aplicación concreta la utilidad del UPFC en el campo del control dinámico de los sistemas de energía eléctrica. El trabajo se ha centrado en estudiar la capacidad de un UPFC para resolver un problema de oscilaciones electromecánicas.

El problema de las oscilaciones electromecánicas en los sistemas de energía eléctrica se enmarca en el campo de la estabilidad de pequeña perturbación. La estabilidad de pequeña perturbación consiste en la capacidad de los generadores del sistema en permanecer en sincronismo ante la ocurrencia ininterrumpida de pequeñas perturbaciones (Kundur, 1993). Se entiende por pequeña perturbación aquella que se puede estudiar utilizando el modelo linealizado del sistema, en caso contrario se habla de estabilidad de gran perturbación.

En los sistemas actuales, los problemas relacionados con la estabilidad de pequeña perturbación se dan como oscilaciones crecientes o poco amortiguadas de la magnitud de

la velocidad de determinados generadores en el margen de frecuencias comprendido entre 0,1 y 2 Hz. Dichas oscilaciones dan lugar a oscilaciones en las tensiones de los nudos, en la potencia de las líneas y en la frecuencia de red.

La frecuencia y el amortiguamiento de las oscilaciones se conoce como los modos de oscilación del sistema y se pueden estudiar utilizando las herramientas para el análisis de los sistemas lineales. Sin embargo, debido a la gran cantidad de variables de estado de los sistemas de energía eléctrica, se han desarrollado técnicas específicas que permiten abordar el problema y determinan de forma eficiente los modos de oscilación del sistema y sus características. Estas técnicas se conocen con el nombre de Análisis Modal Selectivo (*Selective Modal Analysis* o SMA) y proporcionan, además de los autovalores y autovectores del sistema que caracterizan los modos de oscilación del sistema, información sobre las variables y los parámetros del sistema que más inciden en ellos (Pérez-Arriaga et al., 1982), (Verghese, et al., 1982), (Pagola et al., 1989) y (Pérez-Arriaga et al., 1990), pudiéndose estudiar la estabilidad de grandes sistemas centrándose únicamente en las variables de interés (Rouco y Pérez-Arriaga, 1993).

Para resolver el problema de la estabilidad de pequeña perturbación el método más extendido es el de la instalación de estabilizadores de potencia que actúan sobre la excitación de determinados generadores del sistema, proporcionando amortiguamiento adicional a los modos problemáticos. Sin embargo, existen otras alternativas para abordar este problema. Por ejemplo, en (Rouco et al., 1996) se explora la utilización de un STATCOM con un sistema de almacenamiento de energía basado en una bobina superconductora (*Superconducting Magnetic Energy Storage* o SMES). En este capítulo se presenta un ejemplo en el que para resolver el problema de las oscilaciones electromecánicas se utiliza un UPFC con dos estrategias de control alternativas. El ejemplo es similar a que se utiliza en (Schauder et al., 1998) para estudiar el control en nivel aplicación de un UPFC.

Las oscilaciones electromecánicas de los generadores se deben a la diferencia entre la potencia mecánica que reciben y la potencia eléctrica que entregan al sistema, de manera que cuando la potencia mecánica es mayor que la eléctrica los generadores se aceleran y cuando es menor se frenan. Las dos soluciones que se presentan utilizan la capacidad de los UPFC para controlar la potencia de una línea. Los UPFC pueden modular la potencia de las líneas según convenga, reduciendo las diferencias entre las

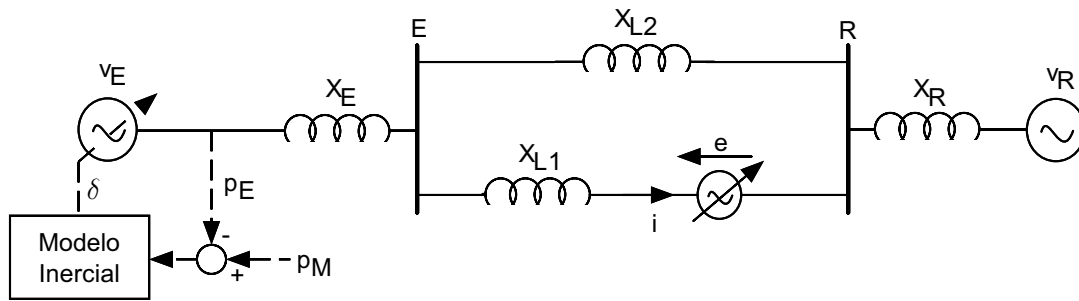


Figura 8.1: Esquema unifilar del caso ejemplo.

potencias mecánicas y eléctricas de los generadores y consiguiendo que se amortigüen las oscilaciones electromecánicas.

En la Sección 8.2 se describe el caso ejemplo sobre el que se van a realizar las simulaciones. A continuación, en la Sección 8.3 se presenta la estructura general del sistema de control, que se ha separado en dos niveles jerárquicos: control en nivel fuente y control en nivel aplicación. Además, se analizan dos alternativas de control que se comparan entre sí y con los resultados que se obtienen sin el UPFC. Por último, en la Sección 8.4 se presentan los resultados de simulación y en la Sección 8.5 el resumen y las conclusiones.

8.2 Caso ejemplo

En la Figura 8.1 se presenta el esquema unifilar y simplificado de un sistema de transporte. El sistema se compone de dos áreas interconectadas a través de dos líneas paralelas. Las áreas se han modelado con su equivalente Thèvenin y las líneas se han considerado predominantemente inductivas (como se justifica en el Capítulo 2 y se propone en (Kundur, 1993)). Por simplicidad el UPFC se ha representado como una fuente de tensión completamente controlable que modela al Compensador Serie que es el que se encarga del control del flujo de potencia de la línea. El Compensador Paralelo devuelve al sistema la potencia real que absorbe el Compensador Serie, pero el valor relativo de ésta frente a la potencia la línea es despreciable y por eso se ha suprimido.

Cuando el UPFC no actúa, el Área E (Área Emisora) suministra la energía que

se transporta por las líneas y se recibe en el Área R (Área Receptora), por lo que E es el Nudo Emisor y R el Nudo Receptor. El Área R se ha modelado como una red de potencia infinita con una impedancia de salida fundamentalmente inductiva (X_R), por lo tanto el generador V_R no puede oscilar. El Área E es más débil que el Área R y se ha modelado como un generador con inercia (V_E) y una impedancia de salida fundamentalmente inductiva (X_E). La dinámica del subsistema inercial del generador V_E se ha modelado utilizando la ecuación fundamental de la dinámica de rotación de un sólido rígido y en el Apéndice C se detalla el desarrollo del modelo. Su expresión, linealizada en torno a un punto de trabajo y en variables de estado es:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2H\omega_N} & \frac{-1}{2H\omega_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_M \\ p_E \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

donde

- δ Posición angular eléctrica del rotor (rad)
- ω Velocidad angular eléctrica (rad/s)
- ω_N Velocidad angular eléctrica nominal o de sincronismo (rad/s)
- p_M Potencia mecánica (p.u.)
- p_E Potencia eléctrica (p.u.)
- H Constante de inercia: $\frac{J}{2S_B}$ (s³)
- D Coeficiente de amortiguamiento: $\frac{K}{S_B}$ (s²)

8.3 Sistema de control

En la Figura 8.2 se presenta el esquema de control que se ha dividido en dos niveles jerárquicos: el control en nivel aplicación y el control nivel fuente. El control en nivel aplicación mide las oscilaciones electromecánicas del sistema y genera las referencias para

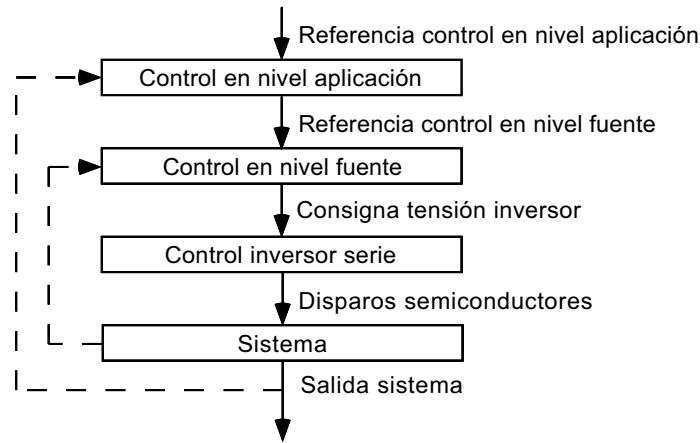


Figura 8.2: Control jerárquico de un UPFC.

el sistema de control del UPFC o control en nivel fuente, de manera que el control en nivel aplicación es el control maestro y el control en nivel fuente está subordinado a éste. Esta terminología fue propuesta en (Pagola y de las Heras et al., 1995) y en general se puede aplicar a todas las aplicaciones de los dispositivos FACTS (amortiguar oscilaciones electromecánicas, control de tensiones, mitigar *flicker* etc).

Se presentan dos estrategias de control: en la primera con el UPFC se controla en lazo cerrado las potencias real y reactiva instantánea que se consumen en su punto de conexión y en la segunda el UPFC se controla para que se comporte como una fuente de tensión controlable en módulo y ángulo. Por lo tanto, en el primer caso el control en nivel aplicación genera una referencia de potencia real (la referencia de potencia reactiva instantánea se mantiene constante) y en el segundo caso de tensión. Los detalles de estos controles se presentan a lo largo de este capítulo, mientras que los detalles de los controles en nivel fuente mencionados ya han sido descritos en los Capítulos 3 y 4.

8.3.1 Control en nivel aplicación con control de potencia en lazo cerrado

En (Schauder et al., 1998) se propone utilizar un UPFC con control de potencia en lazo cerrado para amortiguar oscilaciones electromecánicas en un sistema similar al descrito

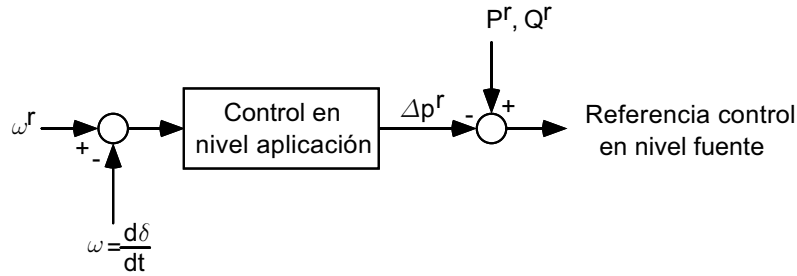


Figura 8.3: Control en nivel aplicación para amortiguar oscilaciones electromecánicas con el UPFC con control de potencia en lazo cerrado.

en la Sección 8.2. En esta sección se describen las bases del control en nivel aplicación para posteriormente aplicarlo a un caso ejemplo.

El objetivo del control en nivel aplicación es modular la potencia real p_E que el generador V_E suministra al sistema y, de esta forma, amortiguar las variaciones de ω (ver ecuación (8.1)). Para ello, el control en nivel aplicación requiere que el control en nivel fuente del UPFC sea capaz de seguir las referencias de potencia real que este le proporcione y sin interferir en el control de potencia reactiva instantánea. Esto se consigue con el sistema de control que se ha desarrollado en los capítulos previos de esta tesis y que está validado experimentalmente.

En la Figura 8.3 se presenta el esquema del control en nivel aplicación. Las referencias de potencia P^r y Q^r establecen el punto de trabajo del UPFC. El control recibe el error entre la velocidad de sincronismo (ω^r) y la velocidad del generador (ω) y produce una referencia de potencia (Δp^r) para el control en nivel fuente. Cuando el error de velocidad es positivo quiere decir que el generador gira por debajo de la velocidad de sincronismo y para aumentar su velocidad es necesario que la demanda de potencia del sistema sea menor. En consecuencia, para que la referencia al control en nivel fuente sea la correcta la ley de control está afectada por un signo menos. El control en nivel fuente recibe la referencia de potencia del control en nivel aplicación y el UPFC corrige la potencia de su línea. En primera instancia, el cambio de la potencia en la línea del UPFC significa un cambio en la potencia que suministra el Área E y por lo tanto en la que suministra el generador V_E (p_E). Como consecuencia, el generador se acelera o se frena en el sentido en el que se amortiguan sus oscilaciones de velocidad hasta converger a la velocidad de sincronismo.

8.3.2 Control en nivel aplicación con el UPFC controlado como una fuente de tensión

Uno de los objetivos a la hora de instalar un UPFC es poder seleccionar el flujo de potencia de determinadas líneas para optimizar la capacidad de transporte del sistema. De esta manera se puede conseguir un máximo aprovechamiento de los recursos existentes y se evita la instalación de nuevas líneas. Un UPFC con control de potencia en lazo cerrado permite fijar el flujo de potencia de una línea con independencia del punto de trabajo del sistema. Sin embargo, si el UPFC se controla en lazo abierto como una fuente de tensión, la potencia de la línea en la que está instalado depende del punto de trabajo del sistema. Por este motivo, los trabajos realizados en los últimos años se inclinan, preferentemente, por el control de potencia en lazo cerrado.

El sistema de control del UPFC se divide principalmente en el control del Compensador Serie y el del Compensador Paralelo. El control del Compensador Serie es el que determina el control en nivel fuente del UPFC (control de potencia en lazo cerrado o como fuente de tensión). El control del Compensador Paralelo siempre tiene el objetivo fundamental de controlar la tensión de los condensadores de acoplamiento, aunque también puede realizar compensación de potencia reactiva. Por lo tanto, desde el punto de vista del control de potencia del Compensador Paralelo y del control de la tensión de los condensadores de acoplamiento, los resultados que se presentan en el Capítulo 4 se pueden aplicar con independencia de la estrategia de control seleccionada para el Compensador Serie.

En (Schauder et al., 1998) se estudia, entre otras cosas, la capacidad de un UPFC controlado como una fuente de tensión para amortiguar oscilaciones electromecánicas. La conclusión que se obtiene en este artículo es que con este modo de control no es posible amortiguar estas oscilaciones. En esta sección se propone un control en nivel aplicación alternativo, y se demuestra que con el UPFC controlado como una fuente de tensión también es posible amortiguar las oscilaciones electromecánicas del sistema.

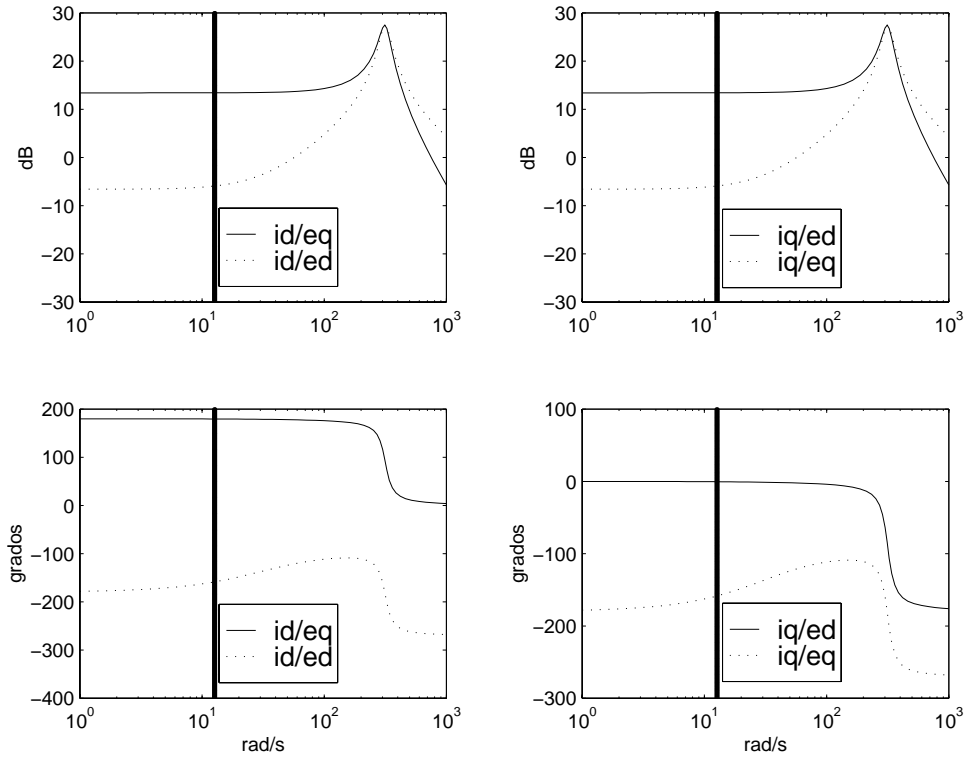


Figura 8.4: Diagramas de Bode de las funciones de transferencia de las intensidades en ejes d y q respecto a las tensiones en ejes d y q del Compensador Serie del UPFC. Módulos en la zona superior y fases en la zona inferior.

En la Figura 8.4 se presentan los diagramas de Bode de las funciones de transferencia que relacionan las tensiones y corrientes en ejes d y q del UPFC de la Figura 8.1. Para el cálculo de las funciones de transferencia las tensiones y corrientes se han expresado en magnitudes unitarias seleccionando las bases como en la Tabla 2.2. La línea vertical se corresponde con la frecuencia máxima de las oscilaciones electromecánicas (2 Hz). En la zona de frecuencias de interés (por debajo 2 Hz) las variaciones de e_d afectan 10 veces más al módulo de i_q que al módulo de i_d y las variaciones de e_q afectan 10 veces más al módulo de i_d que al de i_q . Por lo tanto en la zona de frecuencias de interés, las potencias real y reactiva instantánea están desacopladas, $-i_d$ es proporcional a e_q e i_q es proporcional a e_d .

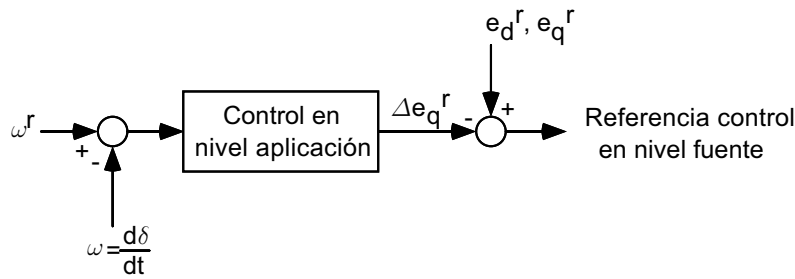


Figura 8.5: Control en nivel aplicación para amortiguar oscilaciones electromecánicas con el UPFC controlado como una fuente de tensión.

En la Figura 8.5 se presenta el esquema de control en nivel aplicación que se propone. Las referencias de tensión e_d^r y e_q^r establecen el punto de trabajo del UPFC. El control recibe el error entre la velocidad de sincronismo y la velocidad del generador y produce una referencia de Δe_q , que como demuestra la Figura 8.4 es equivalente a $-\Delta i_d$. Por lo tanto, cuando la velocidad es superior a la de sincronismo el UPFC aumenta la potencia que se transporta por su línea y por lo tanto la potencia que suministra el generador V_E que tiende a frenarse. De la misma forma, cuando la velocidad es inferior a la de sincronismo el UPFC disminuye la potencia que se transporta por su línea y por lo tanto la potencia que suministra el generador V_E que tiende a acelerarse. Como consecuencia, el generador se acelera o se frena en el sentido en el que se amortiguan las oscilaciones de velocidad hasta converger a la velocidad de sincronismo.

8.4 Resultados de simulación

La aparición de las oscilaciones en los sistemas de energía eléctrica no tienen una única causa y cualquier perturbación que modifique las condiciones de operación del sistema puede ser la causa que las origine.

Para demostrar la capacidad del UPFC para amortiguar oscilaciones electromecánicas, se ha simulado el comportamiento dinámico del sistema de la Figura 8.1 ante una falta lejana equilibrada. La falta se ha simulado conectando en el Nudo E una impedancia trifásica a tierra (Z_f). El tiempo de duración de la falta antes de que se suprima es de diez ciclos de red. Se han realizado simulaciones sin el UPFC y con el UPFC controlado

Área	V (p.u.)	X (p.u.)	R (p.u.)	H (s ³)	D (s ²)
Área E	1	0,3408	0,0341	$8/(100\pi)^2$	$0,5/(100\pi)^2$
Área R	1	0,1363	0,0136	∞	0
Línea L1	-	0,0682	0,0068	-	-
Línea L2	-	0,2045	0,0204	-	-
Z_f	-	2,0446	0,2045	-	-

Tabla 8.1: Datos numéricos del caso ejemplo para analizar la capacidad de un UPFC para amortiguar oscilaciones electromecánicas.

como fuente de potencia y como fuente de tensión. Los datos numéricos de los parámetros del sistema se resumen en la Tabla 8.1. Se ha supuesto que el equivalente serie de las impedancias del sistema es predominantemente inductivo, aunque con una parte resistiva del 10% de la parte reactiva. En todos los casos se ha limitado la tensión del UPFC a un 10% de la tensión nominal del sistema. Se ha supuesto que se dispone de una fuente de tensión que puede conmutar a 750 Hz. Se ha seleccionado la frecuencia de muestreo mínima posible para el proceso de adquisición de datos, que es el doble de la de conmutación (1500 Hz).

En la Figura 8.6 se presenta el comportamiento dinámico del sistema sin el UPFC. En régimen permanente la línea $L1$ transporta el 77% de la potencia total y $L2$ el 23%. La falta se produce en el instante $t = 1$ s y se suprime en el $t = 1,2$ s. Durante la falta aparecen oscilaciones de 50 Hz en la potencia de las líneas del sistema debidas al transitorio de conexión de la impedancia de falta (Z_f). Además, la velocidad del generador V_E aumenta hasta 50,025 Hz. Cuando se suprime la falta aparecen oscilaciones de la potencia que suministra el generador V_E y que ocasiona oscilaciones de frecuencia próximas a 1 Hz en su velocidad. La velocidad del generador oscila entre 50,025 Hz y 49,975 Hz y están muy poco amortiguadas.

En la Figura 8.7 se presentan los resultados que se obtienen cuando se utiliza el UPFC con control de potencia en lazo cerrado. La consigna de régimen permanente es de $P^r = 0,5$ p.u. y $Q^r = 0$ p.u. Como consecuencia, las líneas $L1$ y $L2$ se reparten equitativamente la potencia total que suministra el generador V_E y el sistema de transporte se aleja significativamente de su límite térmico. Durante la falta la velocidad del generador V_E aumenta hasta casi 50,025 Hz. Cuando desaparece la falta el UPFC modula la potencia

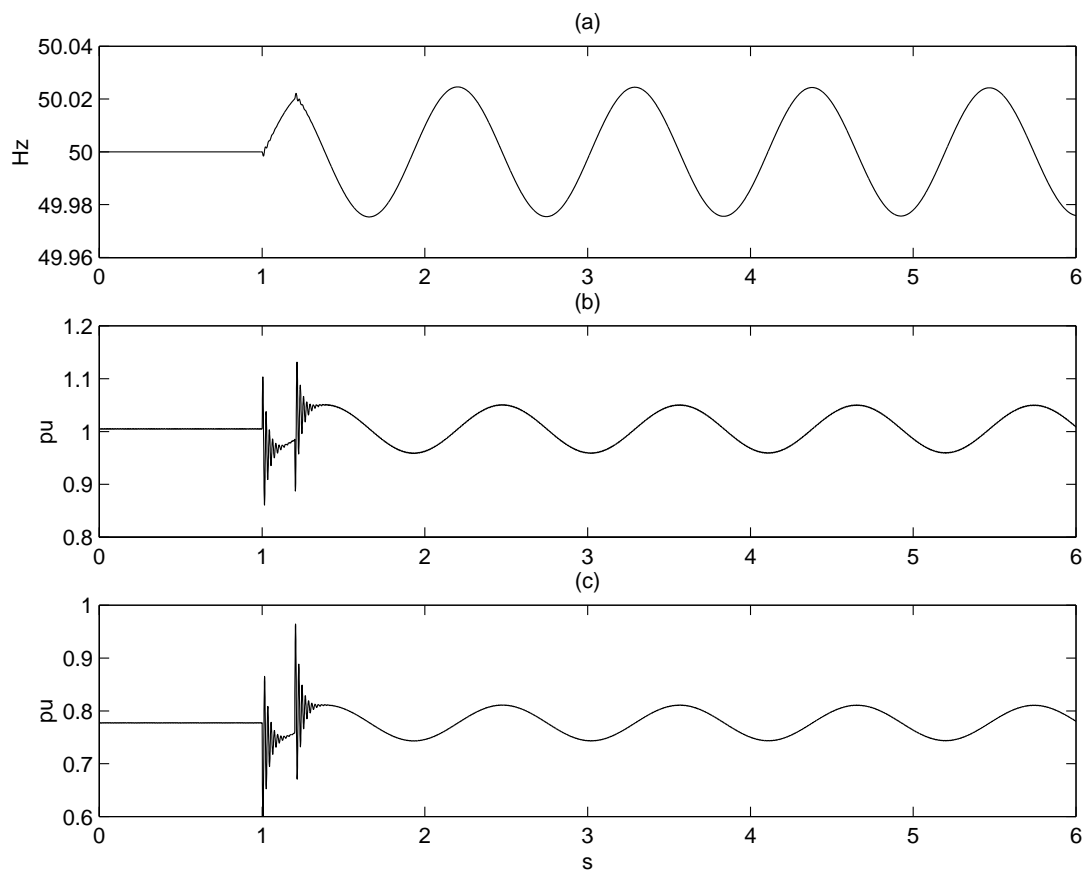


Figura 8.6: Comportamiento del sistema ante una falta lejana sin el UPFC: (a) frecuencia de V_E , (b) potencia real suministrada por V_E y (c) potencia real en la línea del UPFC (consumida en el Nudo R).

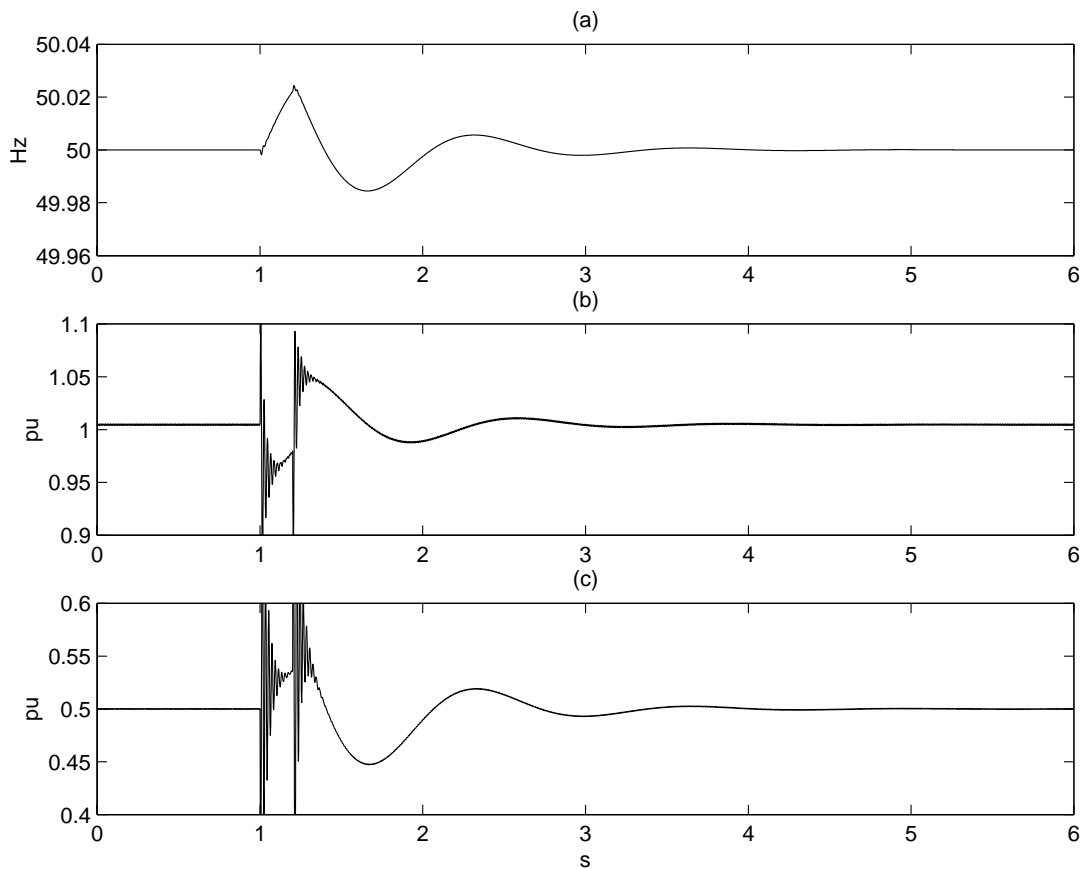


Figura 8.7: Comportamiento del sistema ante una falta lejana con el UPFC con control de potencia en lazo cerrado: (a) frecuencia de V_E , (b) potencia real suministrada por V_E y (c) potencia real en la línea del UPFC (consumida en el Nudo R).

del sistema para que la velocidad del generador V_E converja a la de sincronismo sin llegar a oscilar a penas. Al aumentar la velocidad del generador el UPFC aumenta la potencia real que se transporta por su línea e indirectamente aumenta la potencia real que suministra el generador; como consecuencia, el generador se frena. Cuando la velocidad del generador se reduce el UPFC realiza el proceso contrario y el generador se acelera. El resultado es que las oscilaciones electromecánicas se amortiguan con rapidez y las variaciones de la velocidad se reducen notablemente.

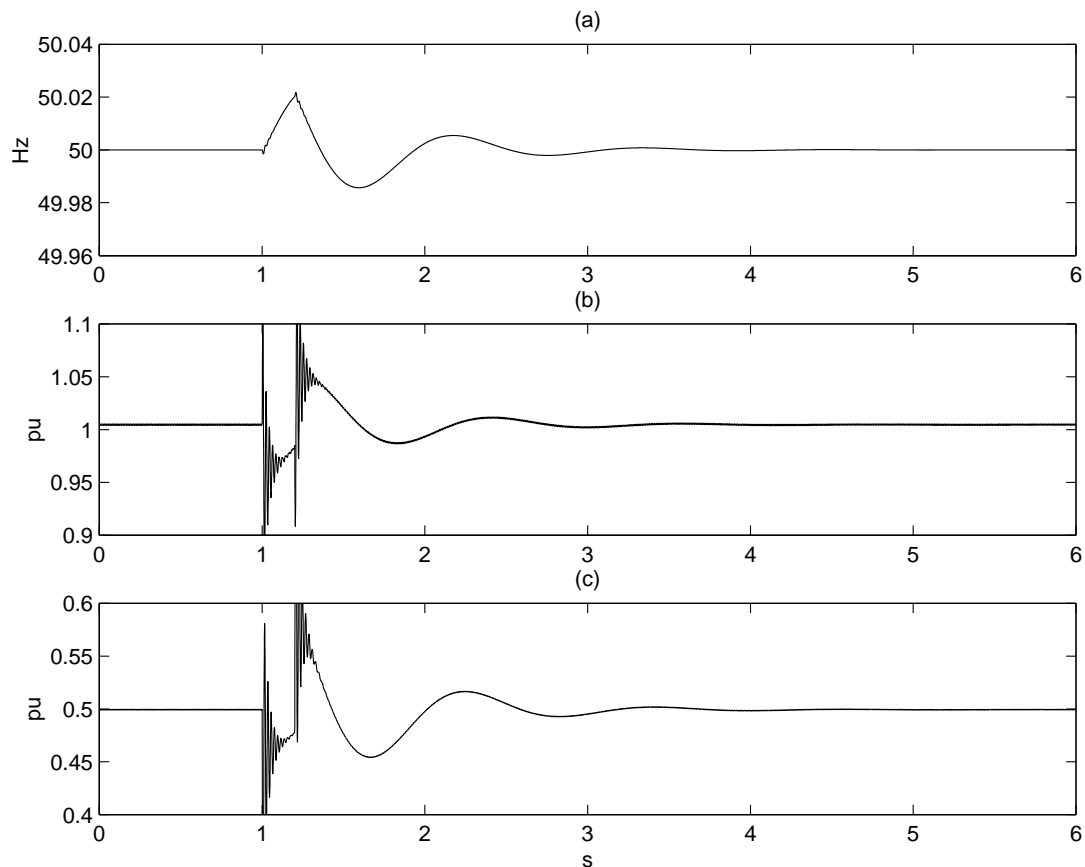


Figura 8.8: Comportamiento del sistema ante una falta lejana con el UPFC controlado como fuente de tensión: (a) frecuencia de V_E , (b) potencia real suministrada por V_E y (c) potencia real en la línea del UPFC (consumida en el Nudo R).

En la Figura 8.8 se presentan los resultados que se obtienen cuando el UPFC se controla como una fuente de tensión. En régimen permanente se ha utilizado como consigna la tensión que generaba el UPFC con el control de potencia en lazo cerrado, de manera que con los dos controles el flujo de potencia de las líneas es el mismo. Sin embargo, es importante tener en cuenta que si cambia el punto de trabajo del sistema con el control de potencia en lazo cerrado la potencia en la línea del UPFC se mantendría inalterable, mientras que con el control como fuente de tensión cambiaría. Por otro lado, desde el punto de vista del amortiguamiento de las oscilaciones electromecánicas con las dos alternativas de control los resultados son prácticamente idénticos y se pueden sacar las mismas conclusiones.

8.5 Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha estudiado la capacidad de los UPFCs para amortiguar las oscilaciones electromecánicas que se producen en un sistema de energía eléctrica al producirse una perturbación. El sistema se ha perturbado mediante una falta lejana equilibrada. Se han estudiado tres casos: sin el UPFC, con el UPFC controlando el flujo de potencia de una línea y con el UPFC controlado como una fuente de tensión. Las conclusiones fundamentales son las siguientes:

- Se ha comprobado que es posible amortiguar oscilaciones de electromecánicas utilizando un UPFC con control de potencia en lazo cerrado. Hay que resaltar que el control de potencia que se ha utilizado es exactamente el mismo que el de las pruebas experimentales. Por lo tanto, el control de potencia del UPFC necesario para amortiguar oscilaciones electromecánicas está validado experimentalmente.
- Se ha propuesto un nuevo control para amortiguar estas oscilaciones utilizando el Compensador Serie como una fuente de tensión. Con este control también se pueden amortiguar oscilaciones electromecánicas.
- Los dos controles propuestos son igual de efectivos para amortiguar las oscilaciones electromecánicas típicas de los sistemas de transporte de energía eléctrica (oscilaciones comprendidas entre 0,1 y 2 Hz)

El control de potencia en lazo cerrado es más complejo que el control del UPFC como una fuente de tensión. Además, necesita la medida de las corrientes de la línea, con lo que aumentan los costes de instrumentación. Sin embargo, es conveniente resaltar que permite controlar la potencia de las líneas con independencia del punto de trabajo del sistema. Por lo tanto, el operador del sistema puede seleccionar los caminos más apropiados para los flujos de potencia con el objetivo de optimizar la explotación.

Capítulo 9

Compensación del *flicker* producido por un horno de arco

9.1 Introducción

El objetivo de este capítulo es demostrar la capacidad de un STATCOM para mitigar el *flicker* producido por un horno de arco y comparar los resultados obtenidos con los que se consiguen utilizando dispositivos FACTS más establecidos como los TCRs (*Thyristor Controlled Reactors* o reactancias controladas por tiristores).

El fenómeno conocido como *flicker* consiste en variaciones rápidas de la luminosidad de las lámparas incandescentes. El ojo humano es sensible a variaciones de luminosidad en una banda de frecuencias entre 5 y 20 Hz, especialmente alrededor de 8,8 Hz. La importancia del problema radica en que producen molestias importantes para los usuarios (UIE, 1991).

La luminosidad de las lámparas incandescentes varía con el cuadrado del valor eficaz de la tensión que las alimenta y, por lo tanto, el origen del fenómeno son las fluctuaciones de tensión. En la norma EN50160 se definen las fluctuaciones de tensión como "Serie de cambios de la tensión o variación cíclica de la envolvente de la tensión".

Los hornos de arco son cargas no lineales y estocásticas (Miller, 1982), (UIE, 1991), (Montanari et al., 1994) y (Collantes y Gómez, 1997). El efecto de la no linealidad es que producen corrientes con un alto contenido de armónicos y como consecuencia se generan armónicos en la tensión de los nudos próximos del sistema eléctrico. Por otro lado, las variaciones estocásticas de la componente fundamental de la corriente consumida por el horno de arco, producen fluctuaciones de la componente fundamental de la tensión en los nudos próximos del sistema.

Los hornos de arco consumen potencia activa y potencia reactiva. Sin embargo, debido a la naturaleza fundamentalmente inductiva de las líneas, las fluctuaciones de la tensión se deben fundamentalmente a las fluctuaciones de la potencia reactiva instantánea consumida por el horno de arco. Esto hace que en general, los compensadores de potencia reactiva sean buenas herramientas para reducir las fluctuaciones de tensión y por lo tanto para mitigar el *flicker*. Es importante resaltar que los hornos de arco tienen baterías de condensadores que compensan el nivel medio de la potencia reactiva absorbida, para mejorar el factor de potencia de la instalación.

En este capítulo en primer lugar se describe un método para medir el *flicker*, con el objetivo de cuantificar su nivel y poder comparar los resultados que se obtengan con el STATCOM y con el TCR. En la Sección 9.3 se describe una instalación típica de un horno de arco. Para el desarrollo de este trabajo se han utilizado registros reales de las tensiones y corrientes a la entrada de un horno de arco, y con esto datos se han obtenido los parámetros la instalación. A continuación, en la Sección 9.4 se describe el control de un TCR para compensar potencia reactiva y reducir el nivel de *flicker* en el punto de conexión del horno de arco. En la Sección 9.5 se describe el sistema de control de un STATCOM para esta misma aplicación. En la Sección 9.6 se presentan los resultados de simulación y que se han obtenido utilizando registros reales de una instalación de 60 MVA. Por último se presentan las conclusiones.

9.2 Método para medir el flicker

El documento (CEI, 1986) especifica un instrumento (flicómetro) para cuantificar el nivel de *flicker* que provocan las fluctuación de la tensión medidas en un punto de la red de

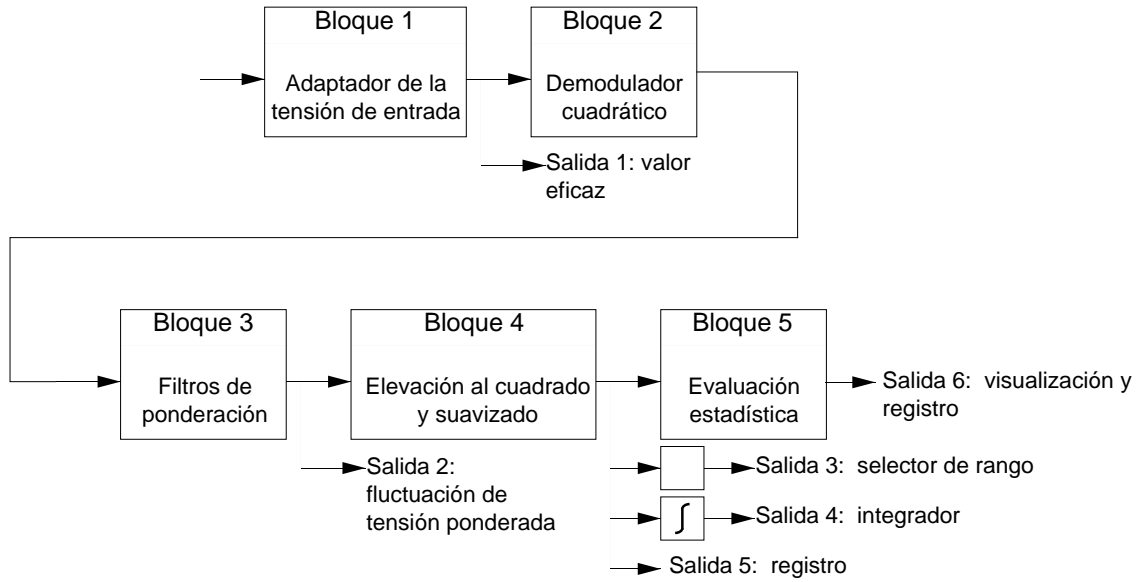


Figura 9.1: Diagrama de bloques del flicómetro CEI.

baja tensión. La Figura 9.1 muestra el diagrama de bloques del flicómetro. El flicómetro consta de una entrada de señal (en adelante tensión de entrada), cinco bloques y seis salidas. En (Collantes Bellido, 1999) se puede encontrar una descripción detallada del flicómetro, aunque en esta sección se comentan las ideas fundamentales.

El Bloque 1 es simplemente un adaptador de tensiones. Su objetivo es normalizar el valor eficaz de la tensión de entrada. La tensión de entrada consta de una componente fundamental modulada senoidalmente de forma que la tensión de salida del Bloque 1 será:

$$x_1(t) = A \cos(\omega_p t) (1 + m \cos(\omega_m t)) \quad (9.1)$$

donde m es la amplitud de la señal moduladora, ω_m es la pulsación de la señal moduladora y ω_p es la pulsación de la señal portadora. La señal portadora es la componente fundamental de la tensión de entrada (en España componente de 50 Hz) y la señal moduladora es la causante de las *fluctuaciones de tensión*.

El Bloque 2 es un demodulador cuadrático y proporciona una señal cuya componente fundamental es proporcional a la señal moduladora, aunque tiene componente

continua y armónicos a diferentes frecuencias.

El Bloque 3 contiene dos filtros. El primero es un filtro paso banda, con frecuencias de corte de 0,05 y 35 Hz, que elimina la componente continua y las frecuencias mayores de 35 Hz. Si la amplitud de la moduladora es pequeña frente a la de la portadora, la señal resultante es proporcional a la señal moduladora.

$$x_3 = mA^2 \cos(\omega_m t) \quad (9.2)$$

El segundo filtro del Bloque 3 simula la sensibilidad del ojo humano ante oscilaciones de la luminosidad a distintas frecuencias. En la Figura 9.2 se presenta la respuesta en frecuencia normalizada del ojo humano. Se trata de un filtro paso banda que tiene el máximo en 8,8 Hz.

El Bloque 4 tiene dos funciones. La primera es elevar al cuadrado su señal de entrada, de esta manera se simula la relación cuadrática entre la tensión y la luminosidad de una lámpara incandescente. La segunda es filtrar la señal con un filtro paso bajo de primer orden y constante de tiempo de 300 ms.

En resumen, los bloques 2, 3 y 4 simulan la sensación de *flicker* del sistema lámpara-ojo-cerebro. La Salida 5 representa la sensación instantánea de *flicker* y se denota $S(t)$. Normalmente se utiliza la Salida 5 para estimar el nivel de *flicker* instantáneo de una instalación y es la medida de *flicker* que se va a utilizar en este capítulo. El resto de salidas, así como la descripción del Bloque 5 se pueden encontrar en (Collantes Bellido, 1999).

9.3 Descripción de la instalación

Los hornos de arco de corriente alterna se utilizan para fundir material, generalmente chatarra. A grandes rasgos el horno de arco está compuesto por una cuba, en la que se deposita el material, y unos electrodos de grafito. El arco eléctrico que se produce entre los electrodos de grafito y el material suministra la energía para fundir este material. La

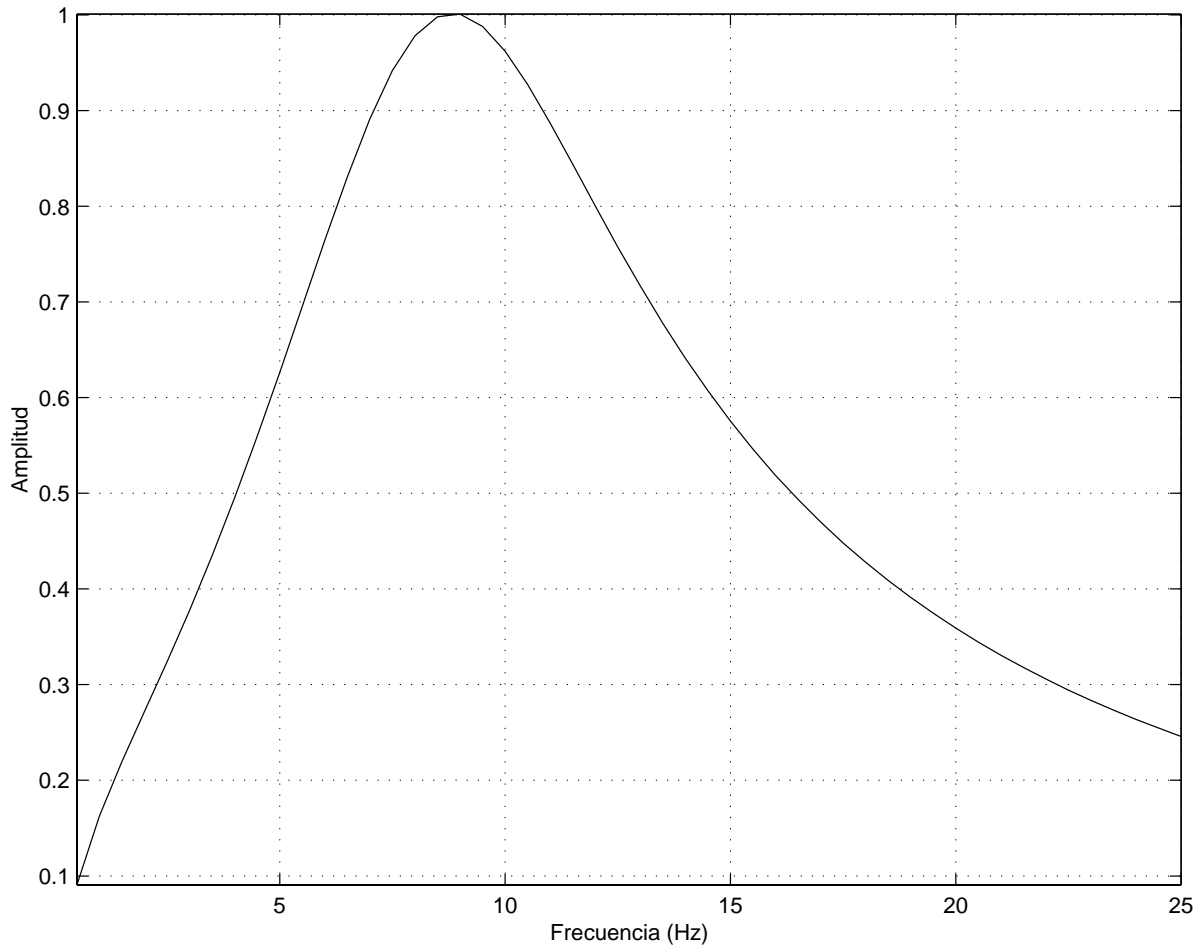


Figura 9.2: Amplitud del filtro de ponderación del flicómetro UIE.

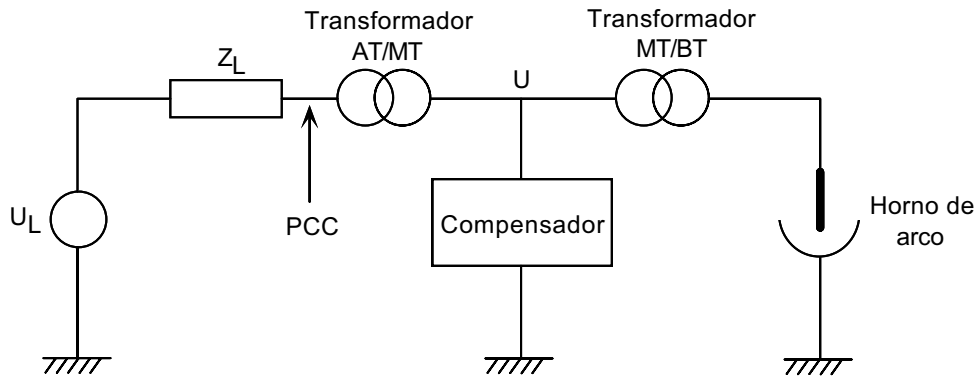


Figura 9.3: Esquema de la instalación de un horno de arco.

potencia calorífica suministrada al horno se regula variando la longitud del arco eléctrico. En (Collantes Bellido, 1999) se puede obtener una descripción detallada de un horno de arco, así como algunos ejemplos reales.

En la Figura 9.3 se representa una instalación típica de un horno de arco y que coincide con el caso ejemplo de esta tesis. El horno de arco está alimentado por un transformador MT/BT que pasa de media a baja tensión (45-30 kV/900-600 V). En MT están situados los filtros para eliminar las corrientes armónicas y el compensador estático de potencia reactiva (el TCR o el STATCOM según el caso). Toda la instalación se alimenta de un transformador AT/MT (220-100 kV/45-30 kV) que se conecta a la red de alta tensión.

Para el analizar el funcionamiento del TCR y del STATCOM para reducir *flicker*, se han utilizado datos reales de un horno de arco de 60 MVA registrados en MT (30 kV). Se han realizado registros de la tensión y la corriente trifásicas del horno de arco en MT con una frecuencia de muestreo de 6400 Hz¹. Con estos datos, y considerando U_L nominal ($U_L = 220$ kV) y una impedancia de la línea fundamentalmente inductiva con $\phi = 85^\circ$, se ha estimado una potencia de cortocircuito de la línea en el PCC de $S_{cc} = 3000$ MVA.

¹Los registros fueron realizados por Rafael Collantes Bellido del Instituto de Investigación Tecnológica (IIT) de la Universidad Pontificia Comillas de Madrid.

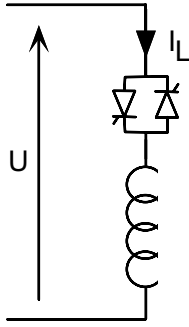


Figura 9.4: Esquema unifilar de un TCR.

9.4 Reducción del *flicker* utilizando un TCR

Los TCRs son los dispositivos FACTS (Gyugyi, 1993) más extendidos para la compensación de potencia reactiva enfocada a mitigar *flicker*. En la Figura 9.4 se presenta el esquema unifilar de un TCR. Está compuesto por reactancias conectadas en paralelo a un punto del sistema eléctrico a través de tiristores conectados en antiparalelo. En régimen permanente los TCRs únicamente pueden absorber potencia reactiva y la cantidad depende del ángulo de disparo de los tiristores, de manera que se comportan como reactancias controlables en función del ángulo de disparo.

El valor eficaz de la componente fundamental de la corriente (componente de 50 Hz) que absorbe el TCR, se puede expresar en función del ángulo α de disparo de los tiristores (Gyugyi, 1988):

$$I_L = \frac{U}{L\omega} \left(2 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{\pi} \right) \quad (9.3)$$

donde U es el valor eficaz de la tensión de fase en el punto de conexión, L es el valor de la inductancia y ω la pulsación eléctrica.

El ángulo de disparo está comprendido entre $\pi/2$ y π rad (esto es $\pi/2 \text{ rad} \leq \alpha \leq \pi \text{ rad}$) medidos desde el paso por cero de la tensión U . De esta forma, la mínima reactancia se obtiene cuando los tiristores se disparan para $\alpha = \pi/2$ rad, que coincide con el máximo de la tensión U . En este caso hay corriente ininterrumpida en los tiristores y la reactancia

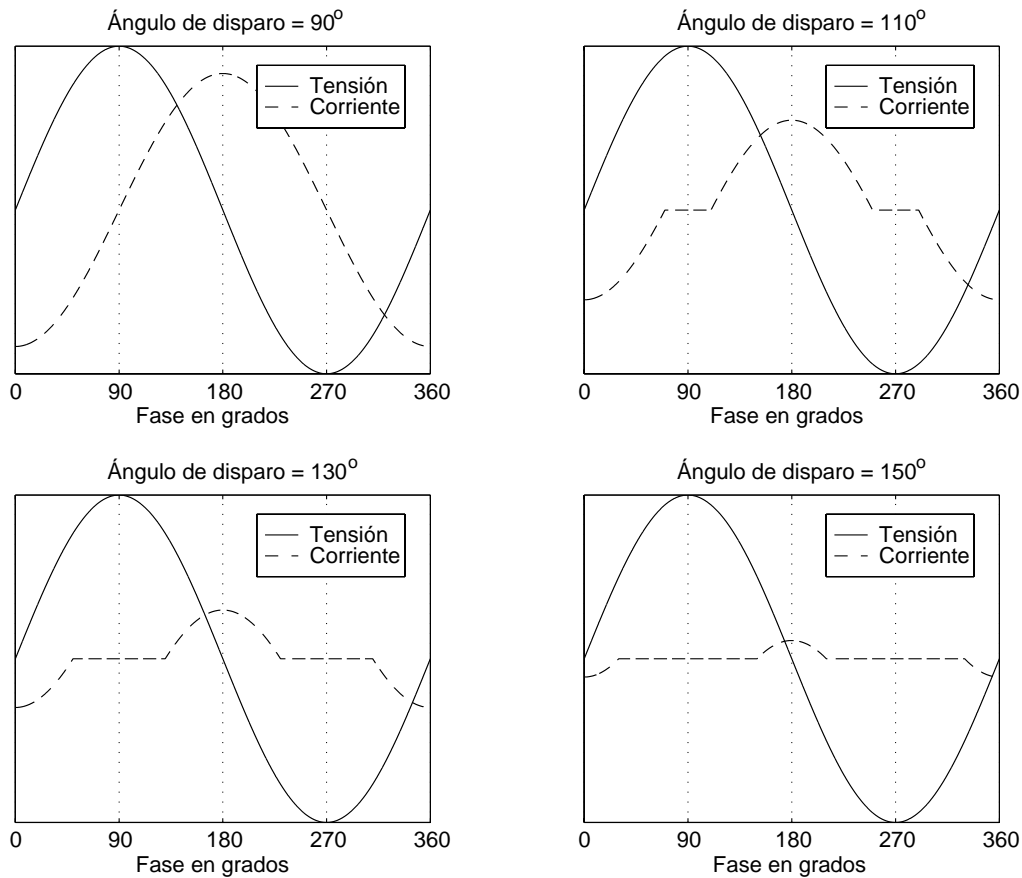


Figura 9.5: Corrientes y tensiones en una reactancia controlada por tiristores.

equivalente del TCR es L . La reactancia máxima se obtiene para $\alpha = \pi$ rad, que coincide con el paso por cero de U y, por lo tanto, la reactancia equivalente es infinita.

En la Figura 9.5 se observa la corriente de una fase del TCR para diferentes ángulos de disparo. Es importante observar que la componente fundamental de la corriente siempre está retrasada 90° respecto a la tensión de fase.

El objetivo del TCR es mantener las variaciones de la potencia reactiva instantánea absorbida por el conjunto de la instalación tan pequeñas como sea posible, para minimizar las fluctuaciones de la tensión de los nudos próximos de la instalación. El control del TCR se realiza en lazo abierto y el ángulo de disparo se selecciona para que consuma las variaciones de la potencia reactiva instantánea suministrada por el horno de arco (ver Figura 9.6). De esta manera, la potencia reactiva total de la instalación permanece

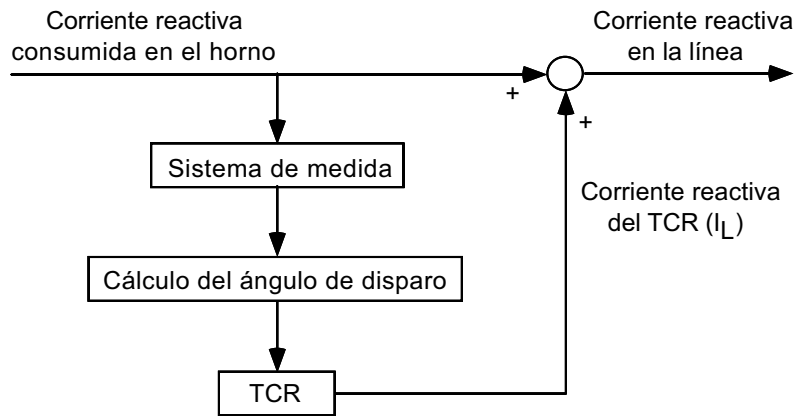


Figura 9.6: Esquema de control de un TCR.

constante.

El control del TCR se realiza en dos pasos. El primero es el proceso de medida, que consiste en el muestreo y cálculo de la componente fundamental de la corriente reactiva del horno. El segundo paso consiste en calcular el ángulo de disparo utilizando (9.3). Los detalles del sistema de control del TCR se pueden encontrar en (Collantes Bellido, 1999). En este trabajo, en el proceso de medida se utiliza un algoritmo que se basa en una DFT (*Discrete Fourier Transform* o transformada discreta de Fourier) que utiliza únicamente las medidas en medio ciclo de la componente fundamental de la corriente y, como consecuencia, tiene menos retraso que los métodos tradicionales.

9.5 Reducción del *flicker* utilizando un STATCOM

En el Capítulo 5 se demostró que los STATCOMs tienen la capacidad de suministrar o absorber potencia reactiva del sistema eléctrico, tanto en régimen permanente como en régimen dinámico. En esa misma sección se ha desarrollado un control para el STATCOM (control en nivel fuente), que permite el control de la potencia reactiva instantánea y asegura que la tensión del condensador de corriente continua permanece constante.

Esta sección se centra en la aplicación del STATCOM para la compensación de potencia reactiva enfocada a mitigar flicker (control en nivel aplicación). En la Figura 9.7

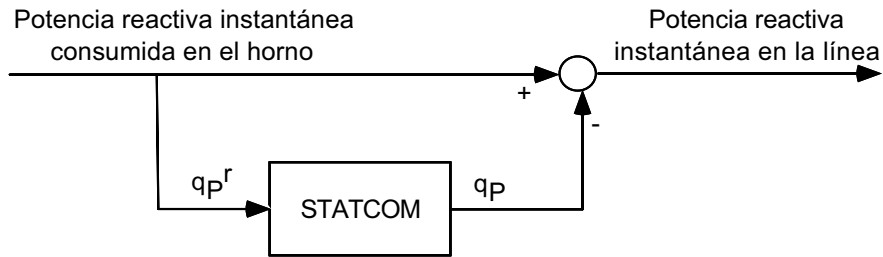


Figura 9.7: Control de un STATCOM para mitigar *flicker*.

se presenta el control en nivel aplicación del STATCOM. El STATCOM se ha sustituido por su modelo equivalente en lazo cerrado (ver Capítulo 5). El objetivo principal del STATCOM es suministrar las fluctuaciones de potencia reactiva instantánea que consume el horno de arco, de esta manera la potencia reactiva en la línea es constante y desaparecen las fluctuaciones de tensión.

Como se comentó en la Sección 9.1 la sensación de *flicker* se produce para fluctuaciones de la luminosidad entre 5 y 20 Hz. Por lo tanto, para mitigarlo es necesario que el ancho de banda del control de potencia reactiva instantánea del STATCOM sea similar, de manera que pueda seguir referencias en este margen de frecuencias. El diseño del control de potencia reactiva instantánea se ha hecho por asignación de polos. Se ha situado un polo dominante en 200 Hz y el resto a frecuencias significativamente mayores. De esta manera, a frecuencias inferiores a 20 Hz el seguimiento a la referencia de la potencia reactiva instantánea es sin retraso ni atenuación apreciable. La frecuencia de muestreo se ha fijado a 4 kHz y la frecuencia de conmutación del inversor es la mitad de la de muestreo, 2 kHz (ver Apéndice D).

El STATCOM también puede suministrar la potencia reactiva que consume el horno de arco en régimen permanente. De esta manera, la corriente por la línea disminuye y se reducen las pérdidas resistivas. En (Collantes Bellido, 1999) se puede encontrar una discusión detallada de las ventajas e inconvenientes de hacer compensación de potencia reactiva en régimen permanente en un horno de arco.

9.6 Resultados de simulación

Para el analizar el funcionamiento del TCR y del STATCOM para reducir *flicker* , el horno de arco y el transformador MT/BT se han sustituido por los registros reales de la corriente trifásica consumida por el horno de arco de 60 MVA y se han utilizado los parámetros de la línea estimados según lo expuesto en la Sección 9.3. El transformador AT/MT reduce de 220 kV a 30 kV que es donde se sitúan ambos compensadores. Por último, para realizar las comparaciones el *flicker* se ha medido en el PCC.

El proceso de producción del horno de arco se divide en tres fases: calentamiento inicial o taladrado, fusión y afino. Se han registrado datos en cada una de estas tres fases. Los resultados que se presentan son el *flicker* medido en la Salida 5 del flicómetro en cada una de las fases del proceso de producción del horno de arco. Se presentan los resultados obtenidos sin compensación, con compensación utilizando un TCR y con compensación utilizando un STATCOM. Los resultados de simulación con el TCR se han obtenido de (Collantes Bellido, 1999) y se reproducen en esta tesis con el permiso de su autor.

Las Figuras 9.8, 9.9 y 9.10 revelan que ambas compensaciones reducen significativamente el *flicker*. También es evidente que la compensación utilizando un STATCOM es muy superior a la compensación utilizando un TCR. Con el TCR el *flicker* se reduce cuantitativamente, las curvas tienen la misma forma que sin compensación pero los niveles son menores. Sin embargo, con el STATCOM los picos desaparecen prácticamente por completo y únicamente queda un nivel de *flicker* residual .

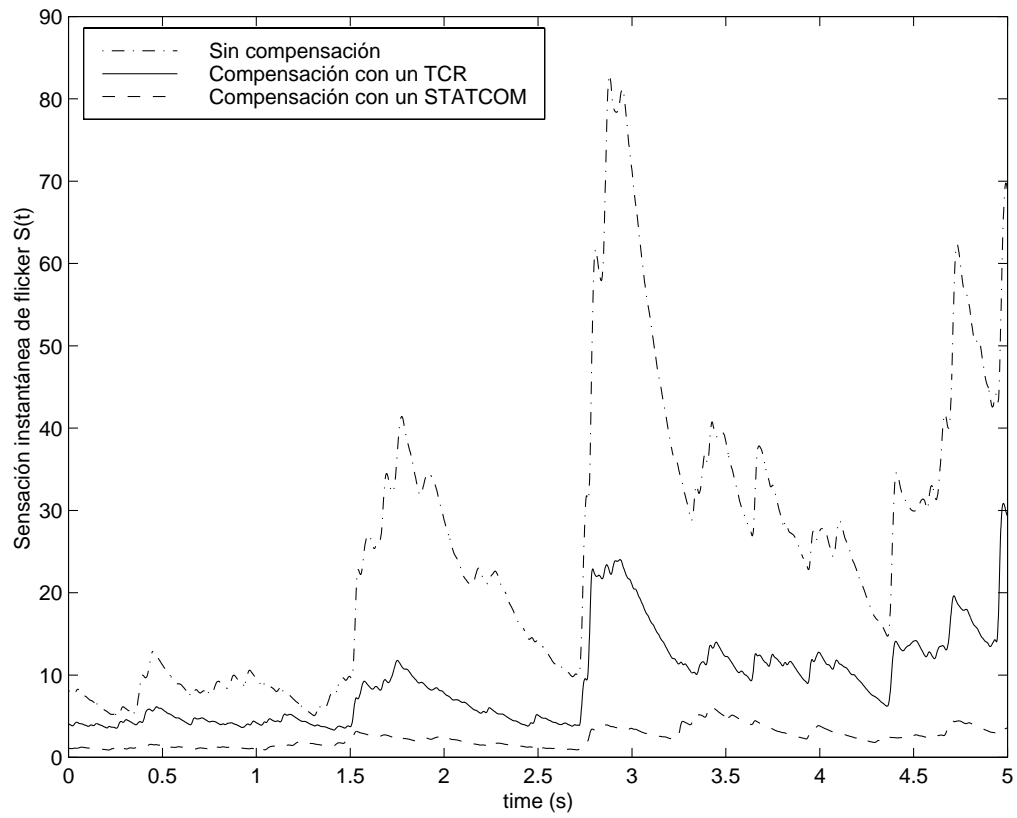


Figura 9.8: Valores instantáneos de *flicker* en la fase de calentamiento inicial o taladrado.

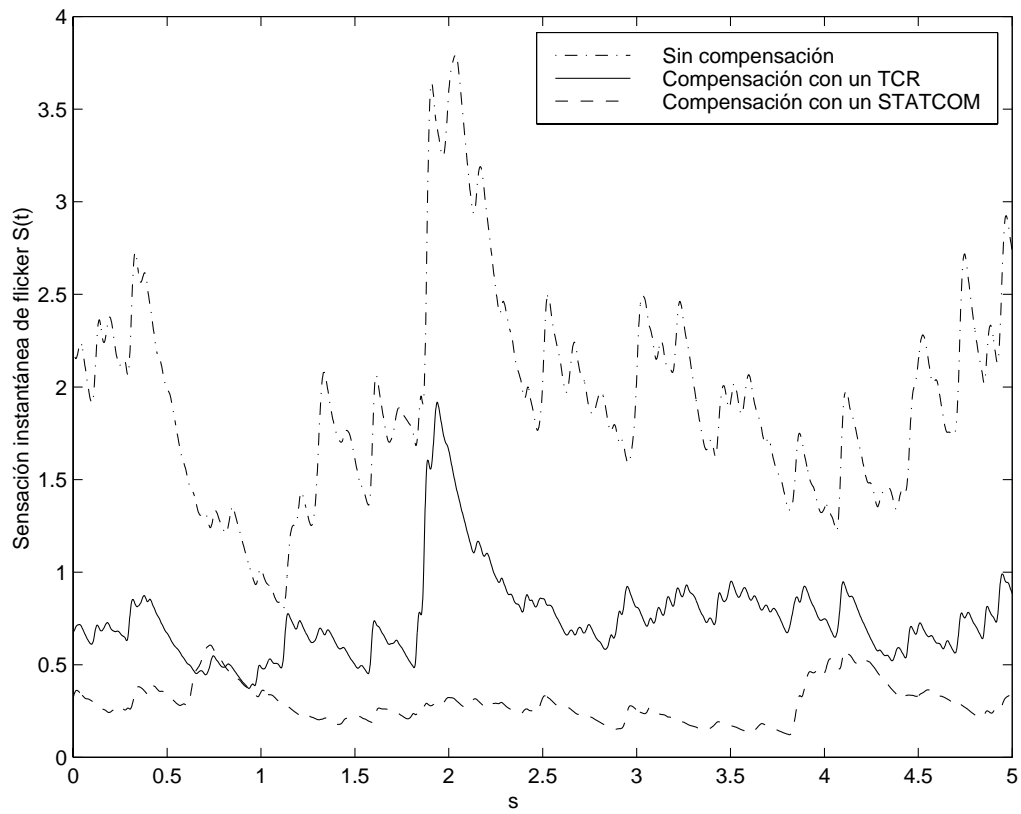


Figura 9.9: Valores instantáneos de *flicker* en la fase de fusión.

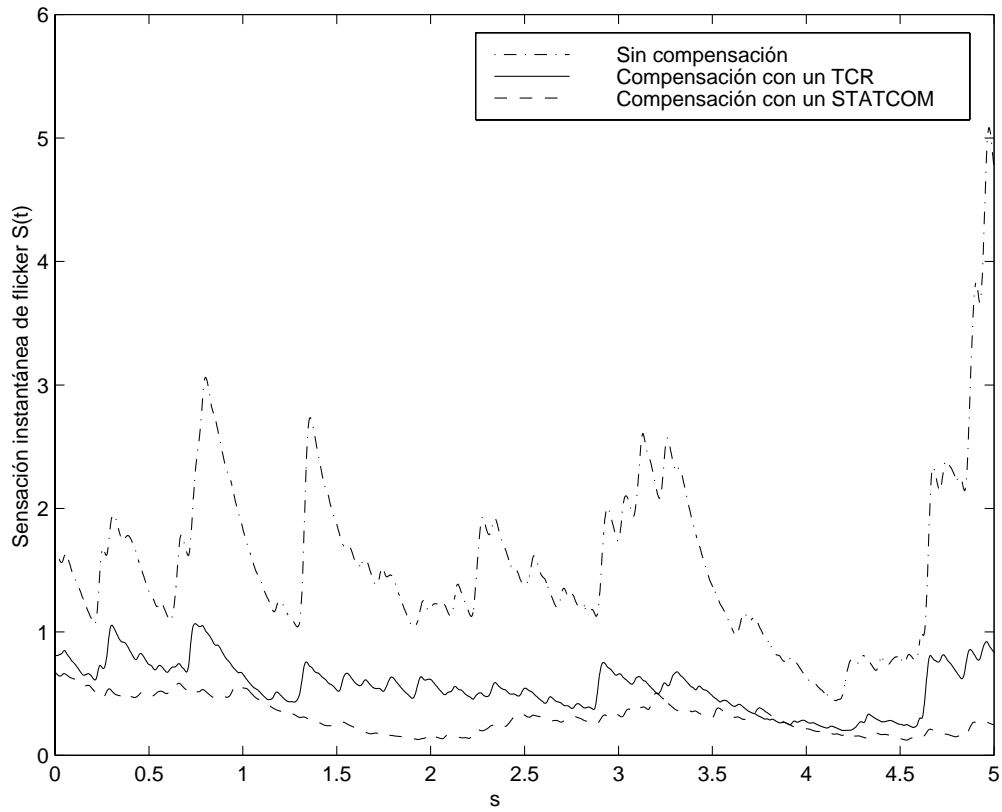


Figura 9.10: Valores instantáneos de *flicker* en la fase de afino.

9.7 Resumen y conclusiones

En esta sección se ha comparado la capacidad de un TCR y de un STATCOM para mitigar el *flicker* causado por un horno de arco. La comparación se ha realizado utilizando registros reales obtenidos de una instalación de 60 MVA y se han estudiado las tres fases del proceso de producción: calentamiento inicial o taladrado, fusión y afino.

La conclusión fundamental es que el STATCOM reduce el nivel de *flicker* significativamente más que el TCR. Esto era de esperar si se tiene en cuenta que el ancho de banda del STATCOM es muy superior al del TCR. El ancho de banda del TCR está limitado, debido a que el disparo de sus tiristores se actualiza, en el mejor de los casos, cada medio ciclo de red (10 ms). En cualquier caso con el TCR la reducción del *flicker* también es significativa.

Sin embargo, es conveniente tener en cuenta el precio que hay que pagar para conseguir esta reducción del *flicker* y de esta manera poder seleccionar la opción más adecuada en cada caso particular.

- Las necesidades de instrumentación son mayores en el STATCOM que en el TCR. El control del STATCOM necesita la medida de las tensiones en el punto de conexión y de las corrientes en el horno de arco y en el STATCOM. Para el control del TCR se necesitan únicamente las tensiones en el punto de conexión y las corrientes en el horno de arco. El control del TCR es un control en lazo abierto y no necesita la medida de sus corrientes.
- La frecuencia de conmutación de los semiconductores del inversor es de 2 kHz, mientras que la de los tiristores del TCR es de 50 Hz.
- El sistema de control del STATCOM es conceptualmente más complejo que el del TCR, aunque su realización práctica, como se propone en el Capítulo 5, se puede reducir a un control por realimentación del estado.

En el estudio que se ha realizado en este capítulo no se han tenido en cuenta los armónicos que se generan con el TCR ni con el STATCOM. Esto puede ser un factor importante para seleccionar una u otra alternativa. En cualquier caso, no es posible dar una solución general y la decisión de instalar un TCR o un STATCOM depende de cada caso.

Capítulo 10

Conclusiones, aportaciones y sugerencias

10.1 Introducción

En esta tesis se ha abordado en detalle el control en nivel fuente de un UPFC. Además, se ha diseñado y probado un prototipo de 15kW a escala. El prototipo es modular y ha permitido validar los resultados de simulación del UPFC y del STATCOM. Por último, también se ha estudiado alguna aplicación del UPFC y del STATCOM.

En este capítulo se resumen las conclusiones y las aportaciones de esta tesis, y se sugieren varias líneas de investigación para continuar el trabajo que se ha realizado.

10.2 Conclusiones y aportaciones

10.2.1 Modelado y control de un UPFC

En el campo de los dispositivos FACTS no está totalmente extendida la utilización de la transformada de Park para su modelado. En esta tesis se han utilizado los modelos

en ejes d y q de los Compensadores Serie y Paralelo de un UPFC para describir su comportamiento dinámico y diseñar su control en nivel fuente. Se ha elegido un sistema de referencia síncrono al vector espacial de la tensión en el punto de conexión del UPFC. En este sistema de referencia las variables de estado son proporcionales a la potencia real y reactiva instantánea, de manera que su control se reduce a un control lineal por realimentación del estado. Además, con esta formulación se puede analizar fácilmente los acoplamientos entre las potencias real y reactiva instantánea.

El UPFC y la línea se han modelado en magnitudes unitarias lo que permite sacar conclusiones con independencia de sus potencias nominales. Las magnitudes base se han elegido para que los modelos resultantes tengan la misma estructura que en magnitudes reales.

Por otro lado, la ecuación de la tensión de los condensadores de acoplamiento no es lineal; sin embargo, si se utiliza como variable de estado esta tensión al cuadrado, entonces la ecuación resultante es lineal. En esta tesis, para controlar la tensión de los condensadores de acoplamiento se ha optado por controlar su valor al cuadrado, lo que ha permitido utilizar técnicas de control lineal.

El análisis detallado del Capítulo 2 ha demostrado que en los modelos en tiempo discreto de los compensadores Serie y Paralelo aparecen términos que no existen en sus modelos en tiempo continuo. Estos términos se deben al proceso de muestreo y reconstrucción de las señales, y provocan acoplamientos entre las variables de ejes d y q . Por lo tanto, si se desea realizar un control estrictamente desacoplado es necesario diseñar el control en tiempo discreto.

Una aportación importante de esta tesis es que se ha demostrado que es posible el control estrictamente desacoplado del flujo de potencia real y reactiva instantánea de una línea mediante un UPFC. Si los retrasos en los cálculos son apreciables es necesario estimar en el instante k las corrientes en $k+1$. Además, se puede diseñar la ley de control dinámica que se desee, aunque en esta tesis se ha utilizado un control proporcional integral.

El control desacoplado de las potencias real y reactiva instantánea se puede plantear como un control por realimentación del estado. El sistema resultante es completamente controlable y se pueden conseguir los autovalores en lazo cerrado que se deseen. Sin

embargo, la condición de que el control sea desacoplado fija la estructura del sistema en lazo cerrado y como consecuencia sus autovectores.

Se ha obtenido una cota superior de la distancia máxima posible entre los autovalores reales y los teóricos de un sistema realimentado cuando sus parámetros de lazo abierto cambian. Se ha demostrado que esta cota disminuye a medida que $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuye (donde θ_{ij} es el ángulo entre los autovectores \mathbf{v}_i y \mathbf{v}_j del sistema en lazo cerrado).

Utilizando esta cota como medida de robustez para los controles de potencia del UPFC y con un control proporcional, se ha comprobado que el control desacoplado con los mismos autovalores para las variables de ejes d y q es el más robusto entre todas las alternativas analizadas. Por lo tanto ésta es la mejor selección, porque maximiza la robustez y proporciona las mejores prestaciones (no hay acoplamiento entre los controles de potencia real y de potencia reactiva instantánea).

En esta tesis se ha estudiado en detalle por primera vez el control de los condensadores de acoplamiento. Este control se ha dividido en una prealimentación y una realimentación. La misión de la prealimentación es conseguir una respuesta rápida del Compensador Paralelo para que devuelva al sistema la energía absorbida por el Compensador Serie lo antes posible. Así se consigue que la tensión en los condensadores permanezca constante. Se han estudiado tres prealimentaciones: unitaria, dinámica con filtrado y dinámica sin filtrado. Los resultados demuestran que la dinámica sin filtrado es la más efectiva aunque la más ruidosa. En las dos primeras no se aprecian diferencias en el nivel de ruido, pero la prealimentación dinámica es más efectiva. La misión de la realimentación es restablecer, a largo plazo, las variaciones de la tensión de los condensadores debidas a las imperfecciones en la prealimentación. También se ha demostrado que se puede cambiar el punto de trabajo de los condensadores sin perturbar los controles de las potencias real y reactiva instantánea. Esto permite seleccionar el punto de trabajo más adecuado teniendo en cuenta la tensión de salida de los inversores.

Se han desarrollado dos simuladores para el UPFC: un simulador simplificado y uno detallado. El simulador simplificado permite separar el problema del control de los de adaptación de las variables físicas a variables en ejes d y q , y de el del control de las fuentes de tensión. El simulador detallado contempla de forma realista toda la problemática asociada al control del UPFC. Si se realiza el control del UPFC compensando la rotación

entre el sistema de referencia del control (sistema de referencia síncrono al vector espacial de la tensión en el PCC) y el de las fuentes de tensión (o sistema de referencia estático) los resultados con ambos simuladores son los mismos.

Se ha demostrado que para controlar los inversores del UPFC es necesario compensar la rotación entre su sistema de referencia y el del control. En caso contrario las tensiones de los Compensadores Serie y Paralelo no se ajustan a lo deseado, y con el simulador detallado se observan acoplamientos entre los controles de las potencias real y reactiva instantánea de la línea. Además, debido a que la estimación de la potencia consumida por el Compensador Serie es errónea la prealimentación genera una referencia incorrecta para el Compensador Paralelo, lo que ocasiona grandes variaciones en la tensión de los condensadores de acoplamiento hasta que la realimentación, a largo plazo, restablece la situación.

Se ha propuesto una compensación de esta rotación que asegura que la tensión de los inversores, vista desde el sistema de referencia del control, coincide en valor medio con lo deseado. Con esta compensación los resultados con los simuladores simplificado y detallado son idénticos.

Con el prototipo completo del UPFC se ha validado su sistema de control: los controles de la potencia real y de la potencia reactiva instantánea están perfectamente desacoplados, la tensión de los condensadores de acoplamiento a penas varía y se puede cambiar el punto de trabajo de los condensadores sin perturbar a los controles de potencia.

Con el prototipo simplificado del UPFC (sustituyendo el Compensador Paralelo por un rectificador) se ha comprobado el ancho de banda del UPFC. Los resultados demuestran que se pueden seguir oscilaciones de potencia real (típicamente de hasta 2 Hz) sin retrasos ni atenuaciones significativas y sin perturbar al control de potencia reactiva instantánea.

Algunas de las aportaciones de esta tesis relacionadas con modelado y control del UPFC se han publicado en (García-González y García-Cerrada, 1998a), (García-González y García-Cerrada, 1998b) y (García-Cerrada y García-González, 1999).

10.2.2 Modelado y control del STATCOM

Un STATCOM puede suministrar o absorber potencia reactiva en un punto del sistema eléctrico con independencia de la capacidad de sus condensadores. Sus límites están relacionados con los márgenes de tensión de su inversor, límites térmicos de sus componentes y saturaciones del transformador y filtro de conexión a red.

Si se desprecian las pérdidas en régimen permanente el STATCOM sólo intercambia potencia reactiva con el sistema. Sin embargo, durante los transitorios de la potencia reactiva instantánea la corriente en la autoinducción del filtro de conexión cambia, y por lo tanto su energía almacenada varía. En primera instancia esta energía la suministran o absorben los condensadores y el resultado es que su tensión varía. En última instancia, el control en lazo cerrado de esta tensión corrige la referencia de potencia real del STATCOM con el objetivo de restablecer la tensión de los condensadores.

En esta tesis se ha desarrollado un modelo que proporciona las pérdidas en el filtro de conexión en función de la potencia reactiva instantánea intercambiada por el STATCOM. Las pérdidas se han dividido en pérdidas resistivas y potencia absorbida o suministrada por la autoinducción del filtro.

Se ha propuesto un control de la tensión de los condensadores con una prealimentación además del control en lazo cerrado. En la prealimentación se utiliza el modelo de pérdidas del filtro de conexión para estimar su potencia consumida. Con esta estimación se corrige la referencia para el control de potencia real del STATCOM, de esta manera, salvo pequeños errores, las pérdidas en el filtro de conexión se absorben del sistema eléctrico. Como consecuencia, los condensadores no suministran ni consumen potencia y se consigue que su tensión no varíe.

La eficacia de la prealimentación depende fundamentalmente de la precisión del modelo de pérdidas. Sus parámetros son la resistencia y la autoinducción del filtro, que son conocidos porque son parámetros de diseño del STATCOM. Sin embargo, la resistencia del filtro puede cambiar con la temperatura y reducir la eficacia de la prealimentación.

El análisis realizado demuestra que la dependencia de la prealimentación frente a variaciones en la resistencia del filtro de conexión se puede reducir si se diseña convenientemente la dinámica de la realimentación. A frecuencias bajas las pérdidas en el filtro

están asociadas a las pérdidas resistivas y a frecuencias altas a la potencia consumida en la autoinducción. El ancho de banda del control de la tensión de los condensadores debe de ser suficiente para eliminar las perturbaciones de baja frecuencia (pérdidas resistivas). En este caso la prealimentación se simplifica y depende fundamentalmente de la potencia consumida en la autoinducción.

También se ha demostrado que se puede cambiar el punto de trabajo de los condensadores sin perturbar al control de potencia reactiva. Esto permite seleccionar el punto de trabajo más adecuado teniendo en cuenta la tensión de salida del inversor.

Todos los resultados se han validado mediante simulación con un simulador detallado similar al del UPFC. Además, se ha validado experimentalmente el sistema de control del STATCOM. Los resultados demuestran que el control de potencia reactiva instantánea sigue perfectamente a su referencia, mientras que la tensión en los condensadores permanece constante si se prealimenta la potencia consumida en el filtro de conexión.

También se han comparado experimentalmente los controles de tensión del STATCOM con y sin prealimentación de la potencia consumida en el filtro de conexión. Los resultados demuestran que con el control con prealimentación las variaciones de la tensión de los condensadores son despreciables frente a las que se producen sin la prealimentación.

Las aportaciones de esta tesis relacionadas con el modelado y control de un STATCOM se han publicado parcialmente en (García-González y García-Cerrada, 1999).

10.2.3 Ejemplos de aplicación

Se ha estudiado la capacidad del UPFC para amortiguar las oscilaciones electromecánicas que se producen en el sistema eléctrico al producirse una perturbación. Se han analizado dos alternativas de control: con el Compensador Serie en lazo abierto controlado como una fuente de tensión y con control de potencia en lazo cerrado. Es importante resaltar que el control del Compensador Paralelo y el de la tensión de los condensadores de acoplamiento no dependen de como se controle el Compensador Serie.

Con el control de potencia en lazo cerrado propuesto a lo largo de esta tesis y con una frecuencia de conmutación de 750 Hz, se ha comprobado que es posible amortiguar

estas oscilaciones. Hay que resaltar que el control de potencia que se ha utilizado es exactamente el mismo que el de las pruebas experimentales. Por lo tanto, el control de potencia del UPFC necesario para amortiguar oscilaciones electromecánicas está validado experimentalmente.

Se ha propuesto un nuevo control para amortiguar estas oscilaciones utilizando el Compensador Serie como una fuente de tensión. Con este control y con una frecuencia de conmutación de 750 Hz también se pueden amortiguar oscilaciones electromecánicas.

Los resultados son similares con ambos controles, por lo que la capacidad del UPFC para amortiguar oscilaciones electromecánicas no depende de como se controle su Compensador Serie. Este resultado contradice algunos estudios parciales recogidos en la literatura. Sin embargo, nótese que con el control de potencia en lazo cerrado se puede asegurar la energía que se transporta por determinadas líneas del sistema, mientras que con el control en lazo abierto esto depende del punto de trabajo del sistema.

Por otro lado, se ha estudiado la capacidad de un STATCOM para reducir el *flicker* producido por un horno de arco y se ha comparado con lo que se consigue con un TCR. Los resultados de simulación se han obtenido utilizando registros reales de las corrientes del horno y demuestran la superioridad del STATCOM frente al TCR. Para mitigar *flicker* el STATCOM debe de ser capaz de seguir referencias de potencia reactiva de hasta 20 Hz sin desfase ni atenuación apreciables. Esto ha obligado a trabajar con una frecuencia de conmutación de 2 kHz, que es factible en el rango de potencias de este tipo de instalaciones.

Algunas de las aportaciones de esta tesis relacionadas con el amortiguamiento de oscilaciones electromecánicas mediante un UPFC se han publicado en (García-Cerrada y García-González, 1999), mientras que la comparación entre el STATCOM y el TCR para mitigar *flicker* ha sido aceptada para su publicación en (García-Cerrada et al., 1999).

10.3 Sugerencias sobre futuros trabajos

Esta tesis se ha centrado fundamentalmente en el control en nivel fuente de un UPFC y de un STATCOM, aunque también se han revisado algunas aplicaciones. La continuación

natural del trabajo presentado es el estudio detallado del control en nivel aplicación de estos dispositivos.

El campo de aplicación de los dispositivos FACTS es muy amplio, pero las aplicaciones concretas están poco definidas. Hay que estudiar todas las aplicaciones posibles, caracterizarlas, determinar el dispositivo más apropiado para abordar el problema y establecer su control en nivel aplicación. Además, se pueden utilizar los prototipos del UPFC y del STATCOM construídos para comprobar que estos dispositivos son capaces de seguir las referencias que generen los controles en nivel aplicación.

En la literatura se proponen fundamentalmente dos formas para controlar un UPFC: en lazo abierto como una fuente de tensión y en lazo cerrado con control de potencia. La mayoría de los trabajos apuntan hacia que el control en lazo cerrado es el más prometedor, sin embargo, como demuestran los resultados que se han obtenido en esta tesis esto no es evidente. Para cada aplicación en la que el UPFC pueda aportar beneficios al sistema eléctrico es necesario determinar cuál es el modo de control en nivel fuente más apropiado.

Los programas que se utilizan para estudiar la estabilidad de los sistemas eléctricos no están completamente preparados para incluir dispositivos FACTS. Como consecuencia es muy complicado estudiar la influencia de su instalación en el comportamiento dinámico del sistema. Se necesitan modelos sencillos que representen convenientemente su comportamiento y los trabajos que se han realizado hasta la fecha no contemplan todos los modos operación posibles de estos dispositivos (Smith et al., 1997), (Rahman et al., 1997) y (Morioca et al., 1999). Nótese, por ejemplo, que el modelo dinámico de un UPFC visto desde el punto de vista del sistema eléctrico no es el mismo si éste se controla en lazo abierto como una fuente de tensión o en lazo cerrado con control de potencia. Para abordar este problema, el análisis detallado del control en nivel fuente del UPFC y del STATCOM realizado en esta tesis es un excelente punto de partida.

También es necesario establecer modelos de régimen permanente que permitan incluir a los dispositivos FACTS en los flujos de cargas (Galiana et al., 1996) y (Rahman et al., 1997). Nótese que en este caso los modelos también dependen del modo de operación del dispositivo.

Desde el punto de vista de los controles de potencia del UPFC y del STATCOM, se ha propuesto una estructura de control robusta para una asignación de autovalores determinada. Además se ha demostrado que lo mejor es hacer que los controles de potencia real y reactiva instantánea tengan la misma dinámica. Sin embargo, el estudio se ha restringido a un control proporcional y es conveniente extenderlo al caso de un control proporcional integral. Además, no se ha abordado el problema de la selección óptima de los autovalores. Es necesario establecer criterios para esta selección que en función de la aplicación del dispositivo aseguren su funcionamiento dentro de los márgenes de operación del sistema.

En esta tesis, basándose en los resultados de la revisión bibliográfica, las fuentes de tensión del UPFC y del STATCOM se han modelado como fuentes de tensión controlables en módulo y ángulo a lo largo de cada periodo de muestreo. Los resultados experimentales obtenidos utilizando inversores trifásicos convencionales avalan esta simplificación. Sin embargo, es conveniente estudiar en detalle el control de estas fuentes y los efectos sus armónicos en el sistema eléctrico. Para ello es necesario incluir sus modelos detallados en los simuladores.

Siguiendo esta línea, es fundamental modificar el prototipo, sustituyendo los inversores trifásicos de seis interruptores por fuentes de tensión más apropiadas para aplicaciones de gran potencia. Las opciones más extendidas son los inversores multipulso y las topologías multiconvertidor. La segunda parece la opción más fácil de implantar para un prototipo de laboratorio.

Bibliografía

- Akagi, H., Kanazawa, Y. y Nabae, A. (1984). Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20(3):625–630.
- Akagi, H. (1996). New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-32(6):1312–1322.
- Al-Mawsawi, S. y Coonick, A. (1996). Analysis, simulation and implementation of a PWM based UPFC. *AC and DC Power Transmission*, pp. 220–225. IEE.
- Bakhshai, A., Joos, G. y Jin, H. (1997). Space vector pattern generators for multi-module low switching frequency high power VAR compensators. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 344–350.
- Carrol, E. (1999). Componentes electrónicos para aplicaciones de muy alta potencia. *Revista ABB*, 2:4–11.
- CEI (1986). Flicker-meter-functional and design specifications. Technical report, International Standard 869, Geneva.
- Collantes, R. y Gómez, T. (1997). Identification and simulation of a three-phase arc furnace for voltage disturbance simulation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12(4):1812–1817.
- Collantes Bellido, R. (1999). *Modelos de perturbaciones inyectadas por hornos de arco en la red de suministro y métodos para su compensación*. Tesis doctoral, Universidad Pontificia Comillas de Madrid, Escuela Técnica Superior de Ingeniería ICAI, Alberto Aguilera 23, 28015 Madrid, Spain.

- Depenbrock, M., Marshall, D. y van Wyk, J. (1994). Formulating requirements for a universally applicable power theory as control algorithm in power compensators. *ETEP*, 4(6):445–455.
- Edris, A.-A., Adapa, R., Baker, M., Bohmann, L., Clark, K., Habashi, K., Gyugyi, L., Lemay, J., Mehraban, A., Myers, A., Reeve, J., Sener, F., Torgerson, D. y Eood, R. (1997). Proposed terms and definitions for flexible AC transmission system (FACTS). *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12(4):1848–1853.
- Enslin, J., Zhao, J. y Spée, R. (1996). Operation of the unified power flow controller as harmonic isolator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(6):776–784.
- Franklin, G. y Powell, J. (1980). *Digital Control of Dinamic Systems*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts.
- Fujita, H., Watanabe, Y. y Akagi, H. (1998). Control and analisis of a unified power flow controller. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 805–811. IEEE.
- Fujita, H., Watanabe, Y. y Akagi, H. (1999). Transient analisis of a unified power flow controller, and its application to design of the dc-link capacitor. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 626–631. IEEE.
- Galiana, F., K., A., Toussaint, M., Griffin, J., Atanackovic, D., Ooi, B.-T. y McGillis, D. (1996). Assesment and control of the impact of FACTS devices on power system performance. *IEEE Transactions on Power Systems*, 11(4):1931–1936.
- García-Cerrada, A. (1990). *Observer-based field-oriented controller for an inverter-fed traction induction motor drive*. Ph. d. thesis, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Birmingham, Edgbaston, Birmingham B15 2TT.
- García-Cerrada, A. y García-González, P. (1999). Control system for a UPFC in a transmission line. *Proceedings of the European Power Electronics Conference (EPE99)*, pp. 1–10. EPLF-Lausanne.
- García-Cerrada, A., García-González, P., Collantes, R., Gómez, T. y Anzola, J. (1999). Comparison of thyristor-controlled reactors and voltage-source inverters for compen-

- sation of flicker caused by arc furnaces. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PE-016-PRD (11-99).
- García Cerrada, A., Muñoz Frías, D., Fernández Bernal, F., García González, P., y Robertson, A. (1999). Control de inversores trifásicos PWM basado en FPGA. *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'99)*, pp. 75–78. Universidad Pontificia Comillas y Universidad Pública de Navarra.
- García-González, P. y García-Cerrada, A. (1998a). Aplicaciones de control vectorial: control del flujo de potencia por una línea mediante un UPFC. *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'98)*, pp. 69–72. Universidad Pública de Navarra.
- García-González, P. y García-Cerrada, A. (1998b). Control system for a UPFC in a transmission line. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98)*, pp. 462–466. IEEE.
- García-González, P. y García-Cerrada, A. (1999). Control system for a PWM-based STATCOM. *Summer Meeting of the IEEE Power Engineering Society*, pp. 1140–1145. IEEE. 0-7803-5569-5/99.
- Golub, G. y van Loan, C. (1996). *Matrix Computations*. The Johns Hopkins University Press, Baltimore, Maryland 21218-4319.
- Gyugyi, L. (1988). Power electronics in electric utilities: Static VAR compensators. *Proceedings of The IEEE*, 76(4):483–493.
- Gyugyi, L. (1992). Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems. *IEE Proceedings-C*, 139(4):323–331.
- Gyugyi, L. (1993). Solid-state synchronous voltage sources for dynamic compensation and real-time control of AC transmission lines. *IEEE Emerging Practices in Technology*.
- Gyugyi, L. (1994). Dynamic compensation of AC transmission lines by solid-state synchronous voltage sources. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(2):904–911.
- Gyugyi, L., Hingorani, N., Nannery, P. y Tai, N. (1992). Advanced static var compensator using gate turn-off thyristors for utility applications. *Cigre paper 23-302*.

- Gyugyi, L., Schauder, C., Williams, S., Rietman, T., Torgerson, D. y Edris, A. (1995). The unified power-flow controller: a new approach to power transmission control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(2):1085–1097.
- Gyugyi, L., Schauder, C., Williams, S., Rietman, T., Torgerson, D. y Edris, A. (1997). Static-synchronous series compensator: a solid-state approach to the series compensation of transmission lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12(1):406–417.
- Hägglund, T. y Åström, J. (1996). *The Control Handbook*. CRC Press, IEEE Press.
- Hingorani, N. (1993). Flexible AC transmission. *IEEE Spectrum*, 30(4):40–45.
- Hingorani, N. (1995). Introducing custom power. *IEEE Spectrum*, pp. 41–48.
- Hingorani, N. y Gyugyi, L. (1999). *Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York.
- Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of The IEEE*, 82(8):1194–1214.
- Kautsky, J., Nichols, N. y van Dooren, P. (1985). Robust pole assignment in linear state feedback. *International Journal of Control*, 41(5):1129–1155.
- Krause, P. (1986). *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Inc., New York.
- Kundur, P. (1993). *Power System Stability and Control*. EPRI Power System Engineering. McGraw-Hill, Inc.
- Lesenne, J., Notelet, F. y Segquier, G. (1981). *Introduction a l'electrotechnique approfondie*. Technique et Documentation, Paris.
- Liu, G. y Patton, R. (1998). *Eigenstructure Assignment for Control System Design*. John Wiley & Sons.
- Liu, J. y Song, Y. (1996). Digital simulations of the PWM using EMTP. *AC and DC Power Transmission*, pp. 351–356. IEE.

- Lombard, X. y Theorond, P. (1997). Control of a Unified Power Flow Controller: comparison of methods on the basis of a detailed numerical model. *IEEE Transactions on Power Systems*, 12(2):824–830.
- Makombe, T. y Jenkins, N. (1999). Investigation of a unified power flow controller. *IEE Proceedings on Generation Transmission and Distribution*, 146(4):400–408.
- Martín Sanchez, J. (1996). *Adaptive Predictive Control*. Prentice Hall Europe.
- Mathworks (1992). *SIMULINK 2.1, User's guide*. The Mathworks Inc., Natick, Massachusetts.
- Mathworks (1997a). *Matlab User's guide*. The Mathworks Inc., Natick, Massachusetts.
- Mathworks (1997b). *SIMULINK, Real-Time Workshop, User's guide*. The Mathworks Inc., Natick, Massachusetts.
- Miller, T. (1982). *Reactive Power Control in Electric Systems*. Willey-Interscience, New York.
- Mohan, N., Undeland, T. y Robbins, W. (1995). *Power Electronics*. John Wiley & sons, Inc.
- Montanari, G., Loggini, M., Cavallini, A., Pitti, L. y Zaninelli, D. (1994). Arc-furnance model for the study of flicker compensation in electrical networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(4):2026–2034.
- Moore, P. y Ashmole, P. (1995a). Flexible AC transmission systems. *IEE Power Engineering Journal*, pp. 282–286.
- Moore, P. y Ashmole, P. (1995b). Flexible AC transmission systems part 2 methods of transmission line compensation. *IEE Power Engineering Journal*, pp. 282–286.
- Mori, S., Matsuno, K., Hasegawa, T., Ohnishi, S., Takeda, M., Seto, M., Murakani, S. y Ishiguro, F. (1993). Development of a Large Static Var Generator Using Self-Commutated Inverters for Improving Power System Stability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(1):371–377.

- Morioca, Y., Kato, M., Mishima, Y., Nakachi, Y., Asada, M. y Tokuhara, K. (1999). Implementation of Unified Power Flow Controller and verification for transmission capability improvement. *IEEE Transactions on Power Systems*, 14(2):575–581.
- Mwinyiwiwa, B., Ooi, B.-T. y Wolanski, Z. (1998). UPFC using multiconverter operated by phase-shifted triangle carrier SPWM strategy. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3):495–500.
- Mwinyiwiwa, B., Wolanski, Z. y Ooi, B.-T. (1996). High power switch mode linear amplifiers for flexible ac transmission system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(4):1993–1998.
- Mwinyiwiwa, B., Wolanski, Z. y Ooi, B.-T. (1997). Current equalization in SPWM FACTS controllers at lowest switching rates. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 325–330.
- Ogata, K. (1998). *Ingeniería de control moderna*. Prentice-Hall Hispanoamericana.
- Ooi, B.-T., Dai, S. y Galiana, F. (1993). A solid-state PWM phase-shifter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(2):573–579.
- Owens, D. (1978). *Feedback and Multivariable Systems*. IEE Control Engineering. Peter Peregrinus LTD, Southgate House, Stevenage, Herts. SG1 1HQ, England.
- Owens, D. (1981). *Multivariable and Optimal Systems*. Academic Press Inc., 111 Fifth Avenue, New York, New York 10003.
- Pagola y de las Heras, F., García Cerrada, A. y Rouco Rodríguez, L. (1995). Sistema de control de un sistema de almacenamiento de energía basado en una bobina superconductora. Technical report, Red Eléctrica de España, S.A. IIT-95-001.
- Pagola, F.L., Pérez-Arriaga, I.J. y Verghese, G.C. (1989). On Sensitivities, Residues and Participations: Application to Oscillatory Analysis and Control. *IEEE Transactions on Power Systems*, PWRS-4(1):278–285.
- Pérez-Arriaga, I.J., Verghese, G.C., Pagola, F.L., Sancha, J.L. y Schweppe, F.C. (1990). Developments in Selective Modal Analysis of Small-Signal Stability in Electric Power Systems. *Automatica*, 26(2):215–231.

- Pérez-Arriaga, I.J., Verghese, G.C. y Schweppe, F.C. (1982). Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems. Part I: Heuristic Introduction. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101(9):3117-3125.
- Rahman, M., Ahmed, M., Gutman, R., J., O. R., Nelson, R. J. y Bian, J. (1997). UPFC application on the AEP system: planning considerations. *IEEE Transactions on Power Systems*. PE-582-PWRS-0-01-1997.
- Rouco, L., García-Cerrada, A., Rodríguez, J.M. y Sanz, R.M. (1996). Damping Electro-mechanical Oscillations in Power Systems with Superconducting Magnetic Energy Storage Systems: Location and Controller Design. *12th Power Systems Computation Conference*, pp. 1097-1104.
- Rouco, L. y Pérez-Arriaga, I.J. (1993). Multi-area Analysis of Small Signal Stability in Large Electric Power Systems by SMA. *IEEE Transactions on Power Systems*, PWRS-8(3):1257-1265.
- Round, S., Yu, Q., Norum, L. y Undeland, T. (1996). Performance of a unified power flow controller using a d-q control system. *AC and DC Power Transmission*, pp. 357-362. IEE.
- Rozanov, Y. (1969). *Probability theory: a concise course*. Dover publications, Inc., New York.
- Schauder, C., Gernhardt, M. Stacey, E., Lemak, T., Gyugyi, L., Cease, T. y Edris, A. (1997). Operation of +-100MVAR TVA STATCOM. *IEEE Transactions on Power Delivery*. PE-509-PWRD-0-01-1997.
- Schauder, C., Gyugyi, L., Lund, M., Hamai, D., Rietman, T., Torgerson, D. y Edris, A. (1998). Operation of a unified power flow controller (UPFC) under practical constraints. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 13(2):630-639.
- Schauder, C. y Mehta, H. (1993). Vector analysis and control of advanced static VAR compensators. *IEE Proceedings-C*, 140(4):299-306.
- Schoenung, S. y Burns, C. (1996). Utility energy storage applications studies. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 11(3):658-665.

- Smith, K., Ran, L. y Penman, J. (1997). Dynamic modelling of a unified power flow controller. *IEE Proceedings on Generation Transmission and Distribution*, 144(1):7–12.
- UIE (1991). *Flicker Measurement and Evaluation*. Union International d'Électrothermie, second edition.
- Verghese, G.C., Pérez-Arriaga, I.J. y Schweppe, F.C. (1982). Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems. Part II: The Dynamic Stability Problem. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-101(9):3126–3134.
- Wilkinson, J. (1965). *The Algebraic Eigenvalue Problem*. Oxford University Press, Walton Street, Oxford OX2 6DP.
- Yeves, F., Carpio, J., Martínez, S., Feliu, V. y Pumar, C. (1996). Iterative voltage and current high frequency line conditioner. *EPE Journal*, 5(3/4):38–43.
- Yu, Q., Round, S., Norum, L. y Undeland, T. (1996). Dynamic control of a unified power flow controller. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, pp. 508–514.
- Yu, Y.-N. (1983). *Electric Power System Dynamics*. Academic Press Inc., 111 Fifth Avenue, New York, New York 10003.

Apéndice A

Número de condición

Para una matriz Φ cuya matriz de autovectores derechos es \mathbf{V} , el número de condición es (Wilkinson, 1965)

$$\kappa(\mathbf{V}) = \|\mathbf{V}\|_2 \|\mathbf{V}^{-1}\|_2 \quad (\text{A.1})$$

donde $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_n]$, $\mathbf{v}_i = [v_{1i}, \dots, v_{ni}]^H$ con v_{ij} complejo y $\|\mathbf{v}_i\|_2 = 1$.

En (Wilkinson, 1965) se demuestra que $\|\mathbf{V}\|_2^2$ coincide con máximo autovalor de $\mathbf{V}^H \mathbf{V}$. Si se denomina σ_i^2 al autovalor i -ésimo de $\mathbf{V}^H \mathbf{V}$ y $\sigma_1^2 \geq \dots \geq \sigma_n^2$, entonces $\|\mathbf{V}\|_2 = \sigma_1$.

De la misma forma, $\|\mathbf{V}\|_2^2$ coincidirá con el máximo autovalor de

$$(\mathbf{V}^{-1})^H \mathbf{V}^{-1} = [(\mathbf{V}^H \mathbf{V})^{-1}]^H \quad (\text{A.2})$$

Los autovalores de una matriz y su traspuesta son los mismos, y los de la inversa de una matriz son los inversos de la matriz original (Wilkinson, 1965). Por lo tanto, $\|\mathbf{V}^{-1}\|_2 = 1/\sigma_n$ y (A.1) se puede escribir como

¹El superíndice H indica matriz traspuesta y conjugada (o vector traspuesto y conjugado).

$$\kappa(\mathbf{V}) = \frac{\sigma_1}{\sigma_n} \quad (\text{A.3})$$

En la literatura especializada los σ_i se conocen como los valores singulares de \mathbf{V} , su cálculo se denomina la descomposición del valor singular (*Singular Value Decomposition* o SVD) y algunas de sus propiedades más importantes son ((Hägglund y Åström, 1996), (Wilkinson, 1965) y (Golub y van Loan, 1996))

1. $\sigma_i \in \Re$
2. $\sigma_1 \geq \sigma_2 \dots \geq \sigma_n \geq 0$
3. $\sigma_1^2 + \dots + \sigma_n^2 = \|\mathbf{V}\|_{\text{F}}^2$, donde $\|\mathbf{V}\|_{\text{F}}$ es la norma Frobenius de \mathbf{V} . Por definición (Wilkinson, 1965)

$$\|\mathbf{V}\|_{\text{F}} = \sqrt{\sum_i^n \sum_j^n |v_{ij}|^2} \quad (\text{A.4})$$

y teniendo en cuenta que $\|\mathbf{v}_i\|_2 = 1$

$$\|\mathbf{V}\|_{\text{F}} = n \quad (\text{A.5})$$

De la Propiedad 3 y de (A.5) se obtiene

$$\sigma_1^2 + \dots + \sigma_n^2 = n \quad (\text{A.6})$$

La ecuación (A.6) tiene especial importancia. Si σ_1^2 disminuye la suma del resto de los σ_i^2 tiene que aumentar para que se cumpla (A.6). Por lo tanto, teniendo en cuenta la Propiedad 2, al disminuir σ_1 todos los demás valores singulares tienden a aumentar y en el límite $\sigma_1 = \dots = \sigma_n = 1$. Aplicando esto en (A.3) se deduce que a medida que σ_1 disminuye $\kappa(\mathbf{V})$ tiende a disminuir y cuando σ_1 aumenta $\kappa(\mathbf{V})$ tiende a aumentar. Por lo tanto, para estudiar la tendencia de $\kappa(\mathbf{V})$ es suficiente con estudiar la evolución del valor de σ_1 . Nótese que, como ya se demostró en la Sección 3.4.2, de lo expuesto se deduce que $\kappa(\mathbf{V}) \geq 1$.

Por definición de autovalor

$$\sigma_1^2 = \mathbf{x}_1^H \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{x}_1 \quad (\text{A.7})$$

donde $\mathbf{x}_1^H = (x_{11}, \dots, x_{1n})$ con x_{1i} complejo y $\|\mathbf{x}\|_2 = 1$. La ecuación (A.7) se puede escribir utilizando sumatorios

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \sum_i^n \sum_j^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j x_{1j} \\ &= \sum_i^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_i x_{1i} + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j x_{1j} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

donde

$$\sum_i^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_i x_{1i} = \sum_i^n x_{1i}^2 \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_i = 1 \quad (\text{A.9})$$

Sustituyendo (A.9) en (A.8) se obtiene

$$\sigma_1^2 = 1 + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j x_{1j} \quad (\text{A.10})$$

De las Propiedades 1, 2 y de (A.6) se deduce que $\sigma_1^2 \geq 1$. Por lo tanto, el segundo sumando de (A.10) es un número real mayor o igual que cero. En estas condiciones (A.10) se puede escribir como

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= 1 + \left| \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n x_{1i} \mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j x_{1j} \right| \\ &\leq 1 + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n |x_{1i}| |x_{1j}| |\mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j| \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Utilizando el teorema de Cauchy (Wilkinson, 1965), el producto escalar de los vectores \mathbf{v}_i y \mathbf{v}_j es

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j &= \|\mathbf{v}_i\|_2 \|\mathbf{v}_j\|_2 e^{i\mu} \cos \theta_{ij} \\ &= e^{i\mu} \cos \theta_{ij}\end{aligned}\tag{A.12}$$

donde μ es un ángulo que depende de los vectores \mathbf{v}_i y \mathbf{v}_j , y θ_{ij} es el ángulo entre ellos. Si los vectores son reales $\mu = 0$.

Sustituyendo (A.12) en (A.11) resulta

$$\begin{aligned}\sigma_1^2 &\leq 1 + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n |x_{1i}| |x_{1j}| |e^{i\mu} \cos \theta_{ij}| \\ &= 1 + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n |x_{1i}| |x_{1j}| |\cos \theta_{ij}|\end{aligned}\tag{A.13}$$

Teniendo en cuenta que $\mathbf{x}_1 \in C^{n \times 1}$ y que $\|\mathbf{x}_1\|_2 = 1$ se puede comprobar que

$$\sum_i^n \sum_{j \neq i}^n |x_{1i}| |x_{1j}| \leq n - 1\tag{A.14}$$

y, sustituyendo (A.14) en (A.13)

$$\begin{aligned}\sigma_1^2 &\leq 1 + \sum_i^n \sum_{j \neq i}^n |x_{1i}| |x_{1j}| |\cos \theta_{ij}| \\ &\leq 1 + (n - 1) |\cos \theta_{ij}|_{\max}\end{aligned}$$

donde $|\cos \theta_{ij}|_{\max}$ es el máximo $|\cos \theta_{ij}| \forall \theta_{ij}$. Por lo tanto,

$$\sigma_1 \leq \sqrt{1 + (n - 1) |\cos \theta_{ij}|_{\max}} \quad (\text{A.15})$$

En resumen, para minimizar $\kappa(\mathbf{V})$ es necesario que σ_1 disminuya, y esto se consigue disminuyendo $|\cos \theta_{ij}|_{\max}$. Por lo tanto, $\kappa(\mathbf{V})$ tenderá a disminuir a medida que $|90^\circ - \theta_{ij}|_{\max}$ disminuya y el mínimo se alcanza cuando todos los autovectores son ortogonales entre si ($\theta_{ij} = 90^\circ$). En estas condiciones $\sigma_1 = \sigma_n = 1$ y $\kappa(\mathbf{V}) = 1$.

Apéndice B

Cálculo de la matriz de realimentación del estado

En este apéndice se resume la forma de obtener la matriz de realimentación del estado que asigna a un sistema en lazo cerrado los autovalores y autovectores que se desee. Se ha supuesto que ninguno de estos autovalores coincide con los del sistema en lazo abierto, en caso contrario el proceso es similar y se puede encontrar el (Liu y Patton, 1998).

La ecuación dinámica del sistema en lazo cerrado es

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{\Phi} - \mathbf{\Gamma}\mathbf{K}) \mathbf{x}(k) \quad (\text{B.1})$$

El objetivo es obtener la matriz \mathbf{K} que hace que se cumpla

$$(\mathbf{\Phi} - \mathbf{\Gamma}\mathbf{K}) \mathbf{v}_i = \lambda_i \mathbf{v}_i \quad (\text{B.2})$$

para todo λ_i y \mathbf{v}_i especificados. Se ha supuesto que el sistema es completamente controlable y que \mathbf{v}_i pertenece al subespacio de los autovectores posibles asociados a λ_i , en estas condiciones (B.2) tiene solución. Operando, (B.2) se puede escribir como

$$\mathbf{v}_i = \underbrace{(\Phi - \mathbf{I}\lambda_i)^{-1} \Gamma}_{\mathbf{S}_{\lambda_i}} \underbrace{\mathbf{K}}_{\mathbf{I}_i} \mathbf{v}_i \quad (\text{B.3})$$

donde los vectores columna de $\mathbf{S}_{\lambda_i} \in C^{n \times l}$ forman la base de los autovectores posibles asociados a λ_i , de manera que \mathbf{v}_i es una combinación lineal de estos vectores que está determinada por los elementos de $\mathbf{I}_i \in C^{l \times 1}$. Por lo tanto,

$$\mathbf{K} = \mathbf{L}\mathbf{V}^{-1} \quad (\text{B.4})$$

donde $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 & \dots & \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$

El proceso de cálculo se resume en los siguientes pasos:

1. Selección de los autovalores del sistema en lazo cerrado (λ_i)
2. Para cada autovalor seleccionar un autovector (\mathbf{v}_i) dentro del subespacio vectorial definido por \mathbf{S}_{λ_i}
3. Obtener \mathbf{I}_i para cada autovector mediante (B.3) y formar la matriz \mathbf{L}
4. Calcular \mathbf{K} mediante (B.4)

Los autovectores deseados (\mathbf{v}_{di}) se pueden seleccionar con diferentes criterios, por ejemplo para obtener una determinada respuesta temporal o para minimizar la sensibilidad de los autovalores ante cambios en los parámetros. Sin embargo, puede suceder que estos autovectores no pertenezcan los subespacios vectoriales definidos por \mathbf{S}_{λ_i} . En estos casos es necesario proyectar \mathbf{v}_{di} en el subespacio de autovectores posibles de acuerdo con una función objetivo (Liu y Patton, 1998)

$$J = (\mathbf{v}_{di} - \mathbf{v}_i)^H \mathbf{W}_i (\mathbf{v}_{di} - \mathbf{v}_i) \quad (\text{B.5})$$

donde $\mathbf{W}_i \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ es una matriz diagonal que asigna diferentes pesos a los componentes de los autovectores. La proyección óptima es la que minimiza (B.5). Si los \mathbf{v}_i se parametrizan como en (B.3) la función J se minimiza para (Liu y Patton, 1998)

$$\mathbf{l}_i = \left(\mathbf{S}_{\lambda_i}^H \mathbf{W}_i \mathbf{S}_{\lambda_i} \right)^{-1} \mathbf{S}_{\lambda_i}^H \mathbf{W}_i \mathbf{v}_{di} \quad (\text{B.6})$$

y la mejor selección del autovector i -ésimo es

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{S}_{\lambda_i} \mathbf{l}_i \quad (\text{B.7})$$

Por lo tanto, sustituyendo los resultados de (B.6) y (B.7) en (B.4) se obtiene el control que más se ajusta a los criterios de diseño.

Apéndice C

Modelo del subsistema inercial

La ecuación que describe la dinámica de rotación de un sólido rígido es

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_M - T_E - K (\Omega - \Omega_N) \quad (\text{C.1})$$

donde

Ω Velocidad angular mecánica (rad/s)

Ω_N Velocidad angular mecánica nominal (rad/s)

J Momento de inercia (Nms²)

K Coeficiente de amortiguamiento (Nms)

T_E Par mecánico (Nm)

T_M Par eléctrico (Nm)

Expresando (C.1) en magnitudes unitarias según la Tabla 2.1, y reagrupando términos, resulta:

$$2H \frac{d\omega}{dt} + D(\omega - \omega_N) = \frac{p_M - p_E}{\omega} \quad (\text{C.2})$$

donde

- ω Velocidad angular eléctrica (rad/s)
- ω_N Velocidad angular eléctrica nominal o de sincronismo (rad/s)
- p_M Potencia mecánica (p.u.)
- p_E Potencia eléctrica (p.u.)
- H Constante de inercia: $\frac{J}{2S_B}$ (s³)
- D Coeficiente de amortiguamiento: $\frac{K}{S_B}$ (s²)

La ecuación (C.2) linealizada en torno a su punto de equilibrio ($\omega = \omega_N$ y $p_E = p_M$) es

$$2H \frac{d\omega}{dt} + D\omega = \frac{p_M - p_E}{\omega_N} \quad (\text{C.3})$$

Por otro lado, si δ es la posición del rotor con respecto a un eje de referencia fijo en el espacio, entonces

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega \quad (\text{C.4})$$

con δ en radianes.

Por último agrupando (C.3) y (C.4) se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{2H\omega_N} & \frac{-1}{2H\omega_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_M \\ p_E \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

La ecuación (C.5) modela el comportamiento dinámico del subsistema inercial en torno a su punto de trabajo nominal.

Apéndice D

Control de las fuentes de tensión

D.1 Referencia de tensión para los inversores serie y paralelo

El sistema de control del UPFC proporciona la tensión de los Compensadores Serie y Paralelo que hay que aplicar en cada periodo de muestreo. Estas tensiones no son directamente las de los inversores debido, a los transformadores de acoplamiento que modifican la amplitud y fase de las tensiones de los inversores.

Los arrollamientos primarios del transformador serie del prototipo están conectados en serie con la línea y los secundarios están conectados en triángulo al inversor serie. El transformador trifásico está formado por tres transformadores monofásicos con relaciones de transformación de $43\text{V}/543\text{V}$ ($V_{\text{secundario}}/V_{\text{primario}}$). Teniendo esto en cuenta, la relación entre la tensión del inversor y la del Compensador Serie es:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \frac{543\sqrt{3}}{43} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} & \text{sen} \frac{\pi}{6} \\ -\text{sen} \frac{\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{D.1})$$

Por otro lado, el transformador paralelo tiene una conexión estrella-triángulo y el inversor paralelo está conectado al secundario (triángulo). El transformador está formado

Int./Modo	0	1	2	3	4	5	6	7
1	Off	On	On	Off	Off	Off	On	On
2	Off	Off	On	On	On	Off	Off	On
3	Off	Off	Off	Off	On	On	On	On

Tabla D.1: Modos del inversor.

por tres transformadores monofásicos con relaciones de transformación de 380V/220V ($V_{\text{secundario}}/V_{\text{primario}}$). Por lo tanto, la relación entre la tensión del inversor y la del Compensador Paralelo es:

$$\begin{bmatrix} v_{Pds} \\ v_{Pqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} & \text{sen} \frac{\pi}{6} \\ -\text{sen} \frac{\pi}{6} & \cos \frac{\pi}{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{Pds} \\ e_{Pqs} \end{bmatrix} \quad (\text{D.2})$$

Mediante las ecuaciones (D.1) y (D.2) se obtienen las tensiones que tienen que aplicar los inversores serie y paralelo para generar correctamente el mando de los controles.

D.2 Modulación del Vector Espacial

En la Figura D.1 se muestra un esquema simplificado de un inversor trifásico. En dicho inversor existen limitaciones en cuanto al estado de los interruptores: para evitar un cortocircuito no pueden estar cerrados al mismo tiempo los dos interruptores de una misma rama. Tampoco es conveniente dejar los dos interruptores de una rama abiertos ya que la tensión en la fase correspondiente de la carga estará indefinida. Debido a esto, existen tan solo ocho estados (modos) posibles del inversor y cada estado se puede identificar sabiendo la situación de un interruptor de cada rama. En la Tabla D.1 se muestran los estados de tres interruptores (1, 2 y 3) para cada uno de los posibles modos del inversor.

Para cada uno de estos modos se obtiene una tensión de salida en cada una de las ramas del inversor. En la Tabla D.2 se presentan las tensiones de cada una de las ramas del inversor en los diferentes modos de funcionamiento. También se ha incluido la tensión del inversor obtenida utilizando la siguiente transformada de Park:

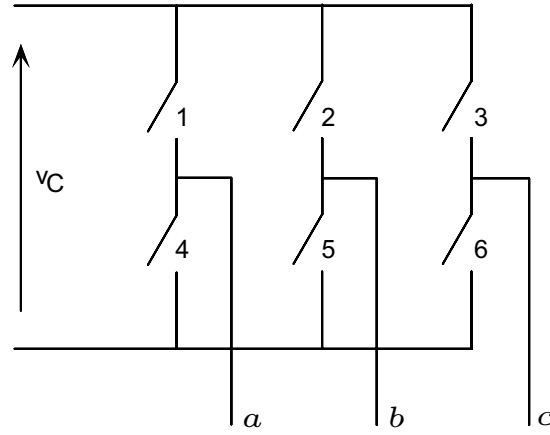


Figura D.1: Inversor fuente de tensión trifásico.

e_x/Modo	0	1	2	3	4	5	6	7
e_a	0	$\frac{2}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	$-\frac{1}{3}v_C$	$-\frac{2}{3}v_C$	$-\frac{1}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	0
e_b	0	$-\frac{1}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	$\frac{2}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	$-\frac{1}{3}v_C$	$-\frac{2}{3}v_C$	0
e_c	0	$-\frac{1}{3}v_C$	$-\frac{2}{3}v_C$	$-\frac{1}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	$\frac{2}{3}v_C$	$\frac{1}{3}v_C$	0
e_{ds}	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_C$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_C$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_C$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_C$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_C$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_C$	0
e_{qs}	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_C$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_C$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_C$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_C$	0

Tabla D.2: Tensiones del inversor.

$$\begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

que mantiene invariante la expresión de la potencia. Implícitamente se ha seleccionado un sistema de referencia estático y el eje ds está en fase con la fase a (e_{ds} alcanza su máximo cuando lo hace e_a).

En la Figura D.2 se representa la tensión en ejes $ds-qs$ para cada modo del inversor. Cada punto representa el vector espacial de tensión generado en el modo correspondiente y las líneas que los unen representan los modos adyacentes, que son aquellos en los que sólo es necesario el cambio de estado de una rama para pasar de un modo a otro. En los

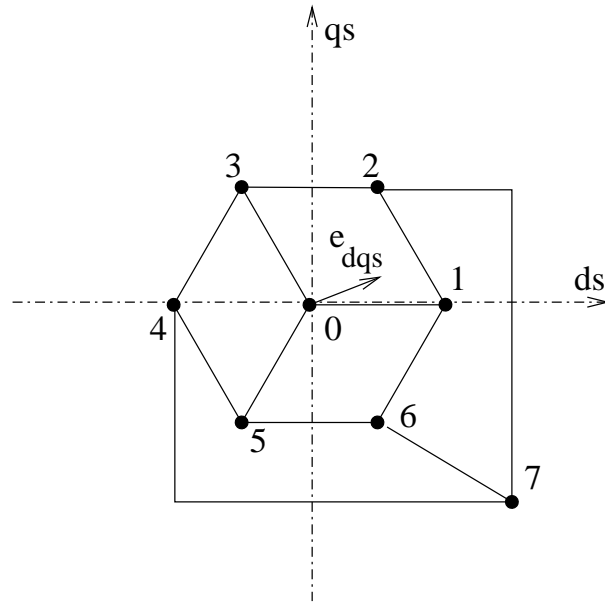


Figura D.2: Vectores espaciales de la tensión del inversor.

el modos 0 y 7 la tensión aplicada por el inversor es cero y se denominan modos inactivos, mientras que los modos del 1 al 6 son los modos activos. El modo 7 se ha dibujado lejos del origen para poder diferenciar qué modos son adyacentes al modo 7 y cuales lo son al 0.

Para generar un vector de tensión cualquiera es necesario conmutar el inversor entre varios modos durante un periodo de muestreo (Holtz, 1994), de forma que el valor medio de la tensión generada coincida con lo deseado. Si se denominan a y b a los modos activos que definen el sector en el que se encuentra la tensión que se quiere generar (por ejemplo 1 y 2 en la Figura D.2), se puede conseguir el vector \mathbf{v}_{dqs} aplicando durante un tiempo t_a el modo a (con lo que se aplica la tensión \mathbf{v}_{dqs}^a) y durante un tiempo t_b el modo b (\mathbf{v}_{dqs}^b), de forma que

$$\mathbf{v}_{dqs} = \frac{t_a}{t_m} \mathbf{v}_{dqs}^a + \frac{t_b}{t_m} \mathbf{v}_{dqs}^b \quad (\text{D.3})$$

Siempre se cumple que $t_a + t_b$ es menor o igual que t_m y el tiempo sobrante ($t_m - t_a - t_b$) se reparte entre los dos modos inactivos.

Con objeto de minimizar el número de conmutaciones de los interruptores es necesario que las transiciones se realicen siempre entre modos adyacentes, de esta manera se consigue que en cada periodo conmuten todas las ramas una sola vez. La frecuencia de conmutación es la mitad de la de muestreo, que es el valor mínimo que se puede conseguir con esta modulación (Holtz, 1994). Por otro lado el muestreo de las señales se realiza siempre al principio de cada periodo de muestreo, por lo que para reducir el ruido de medida es conveniente evitar conmutaciones en ese instante, lo que se consigue empezando y terminando cada periodo de muestreo en un modo inactivo.

D.3 Cálculo de los tiempos de conmutación

Sustituyendo en (D.3) \mathbf{v}_{dqs}^a y \mathbf{v}_{dqs}^b por su valor según la Tabla D.2, se obtiene:

$$\mathbf{t}_{ab} = \mathbf{T}\mathbf{v}_{dqs} \quad (\text{D.4})$$

$$t_0 = \frac{t_m - t_a - t_b}{2} \quad (\text{D.5})$$

$$t_7 = t_0 \quad (\text{D.6})$$

donde $\mathbf{t}_{ab} = \begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T$ y \mathbf{T} es una matriz que depende del sector en el se encuentre \mathbf{e}_{dqs} .

Para calcular el instante en el que tiene que conmutar cada rama del inversor es necesario tener en cuenta los tiempos t_a y t_b y el modo (0 ó 7) en el comienza el periodo. Por lo tanto,

$$\mathbf{t}_R = \mathbf{R}_0\mathbf{t}_{0ab} \quad (\text{D.7})$$

ó

$$\mathbf{t}_R = \mathbf{R}_7\mathbf{t}_{7ba} \quad (\text{D.8})$$

donde $\mathbf{t}_{0ab} = [t_0 \ t_a \ t_b]^T$, $\mathbf{t}_{7ba} = [t_7 \ t_b \ t_a]^T$ y $\mathbf{t}_R = [t_{R1} \ t_{R2} \ t_{R3}]^T$. El vector \mathbf{t}_R contiene ordenados los instantes en los que tienen que cambiar de estado las ramas 1, 2 y 3 del inversor dentro del periodo de muestreo. Las matrices \mathbf{R}_0 y \mathbf{R}_7 dependen del sector en el que se encuentre \mathbf{v}_{dqs} , la primera genera \mathbf{t}_R para el caso en el que el periodo de muestreo comience con todas las ramas del inversor en Off y la segunda en On (puntos 0 y 7, respectivamente, de la Figura D.2). El cálculo de estas matrices es muy sencillo y consiste en combinar convenientemente los tiempos t_a , t_b , t_0 y t_7 para que el inversor esté en cada modo el tiempo especificado y en el orden adecuado para que las transiciones se produzcan siempre entre modos adyacentes. Teniendo esto en cuenta, los valores de las matrices \mathbf{T} , \mathbf{R}_0 y \mathbf{R}_7 son:

- Sector 1: $a = 1 \ b = 2$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
- Sector 2: $a = 2 \ b = 3$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
- Sector 3: $a = 3 \ b = 4$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
- Sector 4: $a = 4 \ b = 5$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
- Sector 5: $a = 5 \ b = 6$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
- Sector 6: $a = 6 \ b = 7$ $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ $\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$