

UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS DE MADRID
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERIA (ICAI)
(Departamento de Electrónica y Automática)

Compensación Selectiva de Armónicos Mediante Filtros Activos de Potencia

Tesis para la obtención del grado de Doctor
Directores: Prof. Dr. D. Aurelio García Cerrada y
Prof. Dr. D. Pablo García González
Autor: Ing. D. Omar Pinzón Ardila



Madrid 2007

*A Ana Fernanda,
por su amor y apoyo
durante estos años*

Agradecimientos

El trabajo que conlleva la realización de una tesis doctoral no podría ser posible sin la colaboración inestimable de un gran número de personas. A todas ellas quiero dedicar este espacio para expresarles mi agradecimiento.

En primer lugar quiero agradecer a mis directores de tesis, Aurelio García Cerrada y Pablo García González, la dedicación y el apoyo que me han prestado durante la realización de la tesis. Siempre han estado dispuestos a ayudarme para resolver cualquier problema que surgiera y han estado aportando ideas y soluciones. Ambos han sido críticos a la hora de valorar mi trabajo y han proporcionado la visión global necesaria para abordar esta tesis.

También quiero agradecer a la Universidad Pontificia Comillas de Madrid, a través de su programa de becas de doctorado, en su modalidad de Formación de Personal Investigador, por su apoyo económico y al Ministerio de Ciencia y Tecnología de España por haber financiado parcialmente esta tesis mediante el proyecto DPI2002-03962.

Quiero dar las gracias al Profesor Vicente Feliu Batlle y Pedro Roncero Sánchez-Elípe de la Universidad de Castilla La Mancha (UCLM) por sus sugerencias en el tema de reguladores repetitivos.

De igual forma quisiera agradecer a la Universidad Pontificia Bolivariana Seccional Bucaramanga por su apoyo económico y la confianza que han brindado para adelantar esta tesis.

A Antonio Martín Jiménez y Jose María Bautista Sepúlveda, quienes me han ayudado en la construcción del prototipo de laboratorio y siempre han estado dispuestos para cuando he necesitado algo. Además, como amigos, siempre me han

ayudado en los momentos de desanimo.

También quiero mencionar al resto de compañeros del Departamento de Electrónica y Automática de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería, así como a otras personas ajenas al Área, por la ayuda y los consejos que me han brindado a lo largo de estos años.

Por último quiero agradecer a mis padres, hermanos y muy especialmente a Ana Fernanda por todo el apoyo que me han dado y la confianza que han tenido en mí. Ellos son los que le han dado sentido a todo el trabajo realizado en estos años.

Tabla de Contenido

1. Consideraciones iniciales	1
1.1. Introducción	1
1.2. Antecedentes	1
1.2.1. Calidad de onda y compatibilidad electromagnética	2
1.2.2. Perturbaciones de la onda de tensión	4
1.3. Objetivos y desarrollo de la tesis	7
1.4. Organización de la exposición	9
2. Estado del arte	13
2.1. Introducción	13
2.2. Fuentes de armónicos en sistemas eléctricos	14
2.3. Compensación de la distorsión armónica de corriente	19
2.3.1. Filtros pasivos para la compensación de la distorsión armónica	20
2.3.2. Filtros activos de potencia	21
2.4. Clasificación de los filtros activos de potencia	22
2.4.1. Filtros activos paralelo	23
2.4.2. Filtros activo serie	24
2.4.3. Combinación de filtro activo serie y paralelo	25
2.4.4. Filtro híbrido	26
2.5. Control del filtro activo paralelo	26
2.6. Cálculo de la corriente de referencia	27
2.6.1. Filtro paso alto	28
2.6.2. Filtro paso bajo	28
2.6.3. Potencia instantánea	29

2.6.4.	Sistema de referencia síncrono	31
2.6.5.	Transformada discreta de Fourier	34
2.7.	Control de la corriente del filtro activo paralelo	34
2.7.1.	Control lineal de corriente	35
2.7.2.	Control no lineal de corriente	40
2.8.	Resumen	41
3.	Control de la tensión de salida en inversores fuente de tensión con hilo neutro	43
3.1.	Introducción	43
3.2.	Tensión de salida en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro	44
3.2.1.	Generación de una tensión de referencia	47
3.2.2.	Cálculo de los tiempos en modo activo e inactivo	47
3.2.3.	Tensión homopolar máxima y mínima en régimen permanente	49
3.3.	Tensión de salida en inversores con cuatro ramas de interruptores	51
3.3.1.	Tiempos en modos activos	56
3.3.2.	Tensión homopolar máxima y mínima en régimen permanente	56
3.3.3.	Relación de los límites de tensión homopolar entre inversores de tres y cuatro ramas de interruptores	59
3.4.	Resultados	59
3.5.	Resumen y conclusiones	63
4.	Control interno de un filtro activo paralelo	65
4.1.	Introducción	65
4.2.	Control interno de un filtro activo paralelo sin hilo neutro	66
4.2.1.	La transformada de <i>Park</i> como herramienta para el modelado del filtro activo paralelo	66
4.2.2.	Modelo en tiempo continuo para el filtro activo paralelo	68
4.2.3.	Modelo en tiempo discreto del filtro activo paralelo	71
4.3.	Organización del control interno del filtro activo paralelo	73
4.4.	Sistema de referencia	77
4.5.	Diseño del regulador de corriente	81

4.6.	Control de la tensión de la etapa de corriente continua	87
4.7.	Control interno de un filtro activo paralelo con hilo neutro	89
4.7.1.	Modelo en tiempo continuo del filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores	90
4.7.2.	Diseño del regulador de corriente homopolar	94
4.7.3.	Filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores	96
4.8.	Simulación del sistema de control en variables de estado del filtro activo paralelo	99
4.9.	Conclusiones	107
5.	Control selectivo de corriente	109
5.1.	Introducción	109
5.2.	Seguimiento de la referencia con error cero	110
5.3.	Seguimiento de una referencia sinusoidal	112
5.4.	Formas simples de los reguladores selectivos	113
5.5.	Regulador selectivo en tiempo continuo	113
5.6.	Estabilidad y diseño del sistema de control	115
5.7.	Respuesta transitoria de un sistema de control con regulador selectivo	118
5.8.	Control selectivo aplicado a un filtro activo paralelo	124
5.9.	Resultados	130
5.10.	Estudio del efecto de las variaciones de frecuencia de red en el regulador selectivo del filtro activo paralelo	138
5.11.	Otras formas de plantear un regulador selectivo	141
5.12.	Resumen y conclusiones	143
6.	Control repetitivo de corriente	145
6.1.	Introducción	145
6.2.	Fundamento del regulador repetitivo en tiempo continuo	146
6.3.	Fundamento y diseño de un regulador repetitivo en tiempo discreto	147
6.4.	Máximo ancho de banda del regulador repetitivo	153
6.5.	Diseño del filtro Q	153
6.6.	Robustez del sistema de control con regulador repetitivo	155

6.7. Evolución del regulador repetitivo convencional	157
6.8. Diseño de un regulador repetitivo aplicado a un filtro activo paralelo	167
6.9. Resultados	174
6.10. Ruido en la señal de perturbación	182
6.11. Análisis del comportamiento del filtro activo paralelo con regulador repetitivo ante desviaciones de la frecuencia fundamental de la red .	188
6.12. Conclusiones	191
7. Descripción de la plataforma experimental	193
7.1. Introducción	193
7.2. Descripción de la plataforma experimental	193
7.3. Tarjeta para controlar los disparos del inversor	197
7.4. Sistema operativo de tiempo real	198
7.5. Metodología para la generación del programa de control	199
7.6. Resumen	201
8. Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de inves- tigación	203
8.1. Introducción	203
8.2. Resumen y conclusiones	203
8.3. Sugerencias sobre futuras líneas de investigación	209
Bibliografía	212
A. Organismos que participan en el análisis y la definición de la Compati- bilidad Electromagnética	223
B. Normativa y recomendaciones que regula la compatibilidad electromag- nética	227
C. Perturbaciones de la onda de tensión	233
D. Tiempos de conmutación en inversores fuente de tensión con hilo neu- tro	239
D.1. Cálculo de los tiempos de conmutación para inversores con hilo neutro	240

E. Funcionamiento del filtro activo paralelo en sistemas con red débil	245
E.1. Introducción	245
E.2. Modelo del filtro activo paralelo en sistemas con red débil	245
E.3. Diseño del regulador de corriente	248
E.4. Resultados	250
E.5. Resumen y conclusiones	254

Índice de figuras

2.1. (a) carga no lineal en una red eléctrica. (b) circuito equivalente por fase	18
2.2. Filtro activo de potencia en conexión paralelo.	23
2.3. Filtro activo de potencia en conexión serie.	24
2.4. Combinación de filtro activo serie y paralelo.	25
2.5. Diagrama de bloques del sistema de control de un filtro activo paralelo.	27
2.6. Calculo de la corriente de referencia usando el método de la potencia instantánea	28
2.7. Calculo de la corriente de referencia usando un sistema de referencia síncrono	32
2.8. Control PI de corriente	35
2.9. Control de corriente en un sistema de referencia síncrono	36
2.10. Control de corriente síncrono con modulación de vector espacial	37
2.11. Control de corriente en un sistema de referencia estacionario	38
2.12. Control de corriente <i>dead-beat</i>	39
2.13. Control de corriente por histéresis	39
2.14. Control de corriente usando un modo deslizante	41
3.1. Inversor trifásico con tres ramas de interruptores e hilo neutro	44
3.2. Tension de salida en cada modo de funcionamiento. Inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro	46
3.3. (a) Componentes D y Q de la tensión de salida en cada modo. (b) Magnitud de la tensión homopolar en cada modo	46
3.4. Tensión generada en el sector I	48

3.5.	(a). Máxima y mínima tensión homopolar en función de un vector giratorio DQ de magnitud 0,5 p.u. (b). Límites de la componente homopolar en función de un vector giratorio DQ en régimen permanente (Tensión de los condensadores $v_{c1} = v_{c2} = \frac{v_c}{2}$)	52
3.6.	Inversor trifásico con cuatro ramas de interruptores	53
3.7.	Tensión de salida en cada modo de funcionamiento. Inversor con cuatro ramas de interruptores	54
3.8.	(a) Componentes D y Q de la tensión de salida en cada modo. Los superíndices de los modos $+$ y $-$ diferencia modos que se proyectan sobre el mismo punto en el plano $D - Q$ (b) Magnitud de la tensión homopolar en cada modo	55
3.9.	(a). Máxima y mínima tensión homopolar en función la posición de un vector giratorio \vec{v}_{DQ} de magnitud 0,5 p.u. (b) Límites de la componente homopolar en función del módulo de un vector giratorio v_{DQ} en régimen permanente (Tensión del condensador $v_c = 1 p.u.$).	58
3.10.	Límites de tensión homopolar en inversores de tres y cuatro ramas	60
3.11.	Resultados en simulación de la modulación de ancho de pulso en un inversor con tres ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 0V$ y $V_0 = 0V$). Frecuencia de conmutación 1,5 kHz	61
3.12.	Resultados experimentales de la modulación de ancho de pulso en un inversor con tres ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 0V$ y $V_0 = 0V$.) Frecuencia de conmutación 1,5 kHz	61
3.13.	Resultados de simulación en un inversor con cuatro ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 40V$ y $V_0 = 50V$). Frecuencia de conmutación 1,5 kHz	62
3.14.	Resultados experimentales de la modulación de ancho de pulso en un inversor con cuatro ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 40V$ y $V_0 = 50V$). Frecuencia de conmutación 1,5 kHz	62
4.1.	Filtro activo de potencia en conexión paralelo	66

4.2. Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo en un punto de conexión	70
4.3. Esquema del control del filtro activo paralelo usando un control en variables de estado con acción integral	73
4.4. Esquema de control de corriente del filtro activo de potencia en conexión paralelo	75
4.5. Diagrama de bloques de la estimación de la posición (o el ángulo $\hat{\theta}_1$) del sistema de referencia. Se incluye un diagrama vectorial de la tensión medida y filtrada	77
4.6. Respuesta en frecuencia del filtro SVF con un factor de olvido $\lambda = 0,8$ (línea discontinua) y $\lambda = 0,9985$ (línea continua). Pulsación de filtrado $\hat{\omega}_1 = 100\pi \text{ rad/s}$ y frecuencia de muestreo $5,4 \text{ kHz}$. Nótese que el pico de resonancia se encuentra en la frecuencia de 50 Hz	79
4.7. Esquema del control de corriente por realimentación de estado con retraso en los cálculos y filtros de medida	86
4.8. Esquema del sistema de control de la etapa de tensión continua	89
4.9. Esquemas de potencia de un filtro activo paralelo de cuatro hilos: (a) Topología con cuatro ramas de interruptores. (b) Topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores	91
4.10. Esquema equivalente en componentes $0dq$ del flujo de potencia instantánea	94
4.11. Control de tensión de condensadores para la topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores: (a) Control de la tensión total de los condensadores. (b) Control del equilibrado de la tensión de los condensadores	98
4.12. Diagrama de polos (x) y ceros (0) en tiempo discreto del control de la componente d de la corriente	101
4.13. Respuesta en frecuencia del control de la componente d de la corriente del filtro activo paralelo	101
4.14. Resultados de simulación de las corrientes por fase del filtro activo paralelo: carga sin armónicos y con un factor de potencia de $0,8$ (inductivo). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20 \text{ ms}$	102

4.15. Simulación de la respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores del filtro activo paralelo	103
4.16. Resultados de simulación de las corrientes por fase del filtro activo paralelo: carga con $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$) y un factor de potencia de 0,8 (inductivo). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20\text{ ms}$	104
4.17. Diagrama fasorial de las corrientes en el punto de conexión	104
4.18. Resultados de simulación de la corriente del hilo neutro (homopolar). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20\text{ ms}$	105
4.19. Simulación de la respuesta transitoria de las tensiones de los condensadores del filtro activo paralelo con hilo neutro conectado al punto medio de la rama de los condensadores	106
5.1. Sistema de control	110
5.2. Diagramas de <i>Bode</i> del regulador $C(s)$. $K = 1$ y $\omega_h = 10\text{ rad/s}$. (a) control $C_1(s)$, (b) control $C_2(s)$, (c) control $C_3(s)$	114
5.3. Estructura del regulador selectivo en tiempo continuo	115
5.4. Diagrama de <i>Nyquist</i> de un sistema de control en lazo abierto con un regulador selectivo. Sólo se ha considerado $\omega > 0$	117
5.5. Respuesta en frecuencia en lazo abierto de un sistema de control con un regulador selectivo	117
5.6. Sistema de control en lazo cerrado usando un regulador selectivo sintonizado a la pulsación armónica ω_h	118
5.7. Respuesta transitoria del sistema de control con regulador selectivo. $K_i = \frac{K\omega_h}{2}$ con $K = 0,2$ y $\omega_h = 2\pi\text{ rad/s}$	119
5.8. Tiempo de establecimiento en el sistema de control del caso ejemplo para diferentes valores de K . Pulsación de sintonización $2\pi\text{ rad/s}$	120
5.9. Respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo abierto. Pulsación baja de cruce ω_{0L} , pulsación alta de cruce ω_{0H} y pulsación de sintonización ω_h . Pulsación base ω_h	121
5.10. Respuesta en frecuencia en lazo abierto para diferentes valores de K	121
5.11. Respuesta en frecuencia de la referencia en el sistema de control en lazo cerrado con regulador selectivo	122

5.12. Respuesta transitoria frente a entrada sinusoidal 122

5.13. Respuesta en frecuencia de la perturbación en el sistema de control en lazo cerrado con regulador selectivo 123

5.14. Esquema de un filtro activo paralelo con regulador selectivo 124

5.15. Diagrama de bloques del control externo del filtro activo de potencia en conexión paralelo 125

5.16. Esquema del control de corriente para un filtro activo paralelo con control selectivo 126

5.17. Obtención del margen de estabilidad con $K < 0$ 128

5.18. Respuesta en frecuencia: (a) del control interno de corriente (b) en lazo abierto con regulador selectivo. Frecuencia de muestreo utilizada $5,4\text{ kHz}$ 128

5.19. Respuesta en frecuencia de la corriente de la red frente a una perturbación en la carga. (a) sin regulador selectivo (b) con regulador selectivo 129

5.20. Resultados de simulación con carga equilibrada 131

5.21. Respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores . . . 132

5.22. Resultados de simulación con carga desequilibrada con hilo neutro . 133

5.23. Resultado de simulación con carga desequilibrada con hilo neutro . . 134

5.24. Resultados experimentales con carga equilibrada. Tensión de fase en el punto común de conexión (v_{an}) corriente de la red de suministro (i_{sa}) corriente inyectada por el filtro activo (i_{FAa}) y corriente de la carga (i_{La}) 135

5.25. Resultados experimentales con carga equilibrada. Armónicos de la corriente de la carga (i_L) y de la red de suministro (i_s) 135

5.26. Esquema para el ensayo desequilibrado 136

5.27. Corriente trifásica con carga no lineal y desequilibrada 137

5.28. Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no lineal y desequilibrada 137

5.29. Esquema para el ensayo desequilibrado con hilo neutro 138

5.30. Corriente trifásica de una carga no lineal, desequilibrada con hilo neutro 139

5.31. Funcionamiento del filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores con una carga no lineal, desequilibrada con hilo neutro . . 140

5.32. Relación entre la corriente de la red de suministro y la carga (i_{sd}/i_{ld}) para diferentes valores de la frecuencia de la red de suministro	141
5.33. Respuesta en frecuencia del regulador selectivo en: (a) tiempo continuo (b) tiempo discreto ($t_m = 10 ms$)	142
5.34. Ampliación de la zona de interés en la figura 5.33	143
6.1. Sistema de control en tiempo continuo	146
6.2. Diagrama de bloques del regulador repetitivo fundamental en tiempo continuo	147
6.3. Sistema de control en tiempo discreto	148
6.4. Bloque fundamental en tiempo discreto	148
6.5. Diagrama de bloques del regulador repetitivo <i>plug-in</i> en tiempo discreto	149
6.6. Región de estabilidad	150
6.7. Respuesta en frecuencia del filtro $Q(z)$: (a) FIR binomial (b) FIR de orden 20. Frecuencia de muestreo $t_m = 5,4 kHz$	154
6.8. Módulo de la función de transferencia $G_{er}(z)$ para diferentes variaciones de la frecuencia fundamental con $M(z) = M(z) \angle 0^\circ$ y $h = 5$	156
6.9. Módulo de la función de transferencia $G_{fr}(z)$ para diferentes variaciones de la frecuencia fundamental con $M(z) = M(z) \angle 0^\circ$ y $h = 5$	157
6.10. Estructura básica del regulador repetitivo con prealimentación	157
6.11. Diagrama de bloques de un sistema controlado por un regulador repetitivo con prealimentación	158
6.12. Respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua)	160
6.13. Ubicación de los polos (x) y ceros (o) del sistema de control en lazo abierto usando un regulador repetitivo con prealimentación	161
6.14. Respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo $2 kHz$	161

6.15. Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz 162

6.16. Respuesta en frecuencia de la salida del sistema ante una perturbación, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz 163

6.17. Ubicación de los polos y ceros en lazo cerrado para el caso ejemplo 164

6.18. Respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y la planta $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua) 165

6.19. Ubicación de los polos y ceros que introduce el regulador repetitivo con prealimentación, sin dos ceros, para el caso ejemplo 166

6.20. Respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación, eliminando dos ceros (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz 166

6.21. Ubicación de los polos y ceros en lazo cerrado para el caso ejemplo 167

6.22. Esquema de un filtro activo de potencia 168

6.23. Diagrama de bloques del control de corriente del filtro activo paralelo usando un regulador repetitivo 169

6.24. Esquema del control de corriente para un filtro activo paralelo usando un regulador repetitivo 170

6.25. Respuesta en frecuencia del control interno de corriente del filtro activo paralelo con precompensador (línea a trazos) y sin precompensador (línea continua) 171

6.26. Respuesta en frecuencia en lazo abierto del filtro activo paralelo. (a) Sin control repetitivo (b) Con control repetitivo 172

6.27. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado del filtro activo 173

6.28. Respuesta en frecuencia de la función de transferencia que relaciona la componente d de la corriente de la red de suministro y la corriente de la carga cuando se utiliza el regulador repetitivo propuesto . . . 173

6.29. Resultados de simulación del contenido armónico de la carga (i_L) y la red de suministro (i_S). La distorsión armónica se reduce de un 30 % a un 3,48 %. Los armónicos de la corriente de la red de suministro cumplen con la recomendación IEEE Std 519-1992	176
6.30. Resultados de simulación del contenido armónico de la carga (i_L) y la red de suministro (i_S) para $K_x = 0,3$. La distorsión armónica se reduce de un 30 % a un 6,7 %	176
6.31. (a) Respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores. (b) Detalle de la respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores	177
6.32. Esquema del ensayo del filtro activo paralelo (carga inductiva) . . .	178
6.33. Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una L y R. Tensión de fase en el punto común de conexión, v_{an} , corriente de la red de suministro, i_{sa} , corriente inyectada por el filtro activo, i_{FAa} y corriente de la carga, i_{La}	179
6.34. Análisis armónico del funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una L y R	179
6.35. Control de potencia reactiva con un filtro activo paralelo. La carga no-lineal esta compuesta de un rectificador que alimenta una carga RL180	
6.36. Corriente trifásica con carga armónica desequilibrada. La carga no-lineal es un rectificador con carga RL	181
6.37. Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga armónica desequilibrada. La carga no-lineal es un rectificador con carga RL .	182
6.38. Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una C y R	183
6.39. Análisis armónico del funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una C y R	183
6.40. Ensayo del transitorio del filtro activo	184
6.41. Diagrama de bloques equivalente del error del sistema de control del regulador repetitivo <i>plug-in</i>	184

6.42. Módulo $ G_{er}(\omega) ^2$ y factor $a_d^2(\omega)$ del sistema de control con regulador repetitivo convencional. ω_k corresponde con las frecuencias armónicas	186
6.43. Módulo $ G_{er}(\omega) ^2$ y factor $a_d^2(\omega)$ del sistema de control con regulador repetitivo con prealimentación. ω_k corresponde con las frecuencias armónicas	187
6.44. Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varia la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR binomial. Abscisas: frecuencia de la componente de la carga considerada. Ordenadas: amplitud del vector espacial de corriente en la red	188
6.45. Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varia la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR de orden 25	189
6.46. Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varia la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR binomial y prealimentación en el regulador repetitivo	190
7.1. Plataforma experimental de laboratorio para un filtro activo paralelo	194
7.2. Modulaci3n de ancho de pulso en un periodo de conmutaci3n para un inversor de tres hilos	197
7.3. Diagrama de bloques del sistema operativo de tiempo real RTAI	199
7.4. Generaci3n autom3tica del programa de control	200
A.1. Organizaci3n de la Comisi3n Electrotecnia Internacional para los trabajos de compatibilidad electromagn3tica. Fuente: < www.iec.ch >	225
D.1. Implantaci3n de los tiempos de conmutaci3n en cada una de las ramas de un inversor (Sector I). Se presentan las se1ales de disparo del interruptor inferior de cada rama	240
D.2. Areas factibles donde se puede imponer tensi3n de forma permanente. Area 1, los tiempos en los modos inactivos son iguales. Area 2, El tiempo de la cuarta rama es m3ximo	241
E.1. Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo en conexi3n paralelo teniendo en cuenta la inductancia equivalente de la red de suministro	246

E.2. Resultados de simulación del filtro activo paralelo en funcionamiento en una red débil	251
E.3. Esquema eléctrico del filtro activo paralelo teniendo en cuenta la impedancia de la red de suministro	252
E.4. Funcionamiento del filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal inductiva	253
E.5. Contenido armónico del funcionamiento filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal inductiva	253
E.6. Funcionamiento del filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal capacitiva	255

Índice de cuadros

1.1.	Perturbaciones asociadas a las características de la onda de tensión	3
1.2.	Valores máximos permitidos de las tensiones de armónicos en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de la tensión nominal	5
3.1.	Modos de funcionamiento del inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro. ($V_c = V_{c1} + V_{c2}$)	45
3.2.	Sectores con modos adyacentes	47
3.3.	Modos de funcionamiento del inversor con cuatro ramas de interruptores	53
4.1.	Armónicos en el sistema trifásico abc y sus equivalentes en componentes dq y 0. Un recuadro distingue los armónicos que resultan de una carga equilibrada. Secuencia directa (+), secuencia inversa (-) .	69
4.2.	Parámetros usados en la simulación	99
4.3.	Ubicación de los polos en tiempo continuo y tiempo discreto	100
5.1.	Parámetros calculados para cada uno de los reguladores selectivos. $K_{CP} = C_{ah}(j\omega_0)P(j\omega_0) $ y $K = K_{CP} K_h$	127
5.2.	Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental . .	130
6.1.	Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental . .	175
7.1.	Parámetros nominales del prototipo experimental	195
B.1.	Normas Europeas sobre la calidad de suministro (Parte I)	228
B.2.	Normas Europeas sobre la calidad de suministro (Parte II)	229

B.3. Informes Técnicos sobre la calidad de suministro	230
B.4. Recomendaciones y normativas Americanas sobre la calidad de suministro	231
D.1. Matrices para el cálculo de los tiempos de conmutación	244
E.1. Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental . .	251

Lista de Símbolos

Constantes

C	Capacidad total de los condensadores, véase la ecuación (4.5)
C_1, C_2	Capacidad del grupo superior e inferior de condensadores, respectivamente, véase la ecuación (4.75)
f	Factor de filtrado en una red de adelanto o retraso de fase, véase la ecuación (5.10)
K	Ganancia del sistema de control en lazo abierto, véase la ecuación (5.15)
k_1, k_2	Constantes arbitrarias que determinan las propiedades de la transformada de <i>Park</i> , véase la ecuación (4.1)
K_h	Ganancia del regulador selectivo sintonizado al armónico h , véase la ecuación (5.10)
$k_{p0}, k_{w0}, k_{wfd}, k_{i0}$	Constantes del control por realimentación de estado con acción integral de la corriente homopolar, véase la ecuación (4.72)
$k_{pd}, k_{wd}, k_{wfd}, k_{id}$	Constantes del control por realimentación de estado con acción integral de la componente d de la corriente, véase la ecuación (4.33)

$k_{pq}, k_{wq}, k_{wfq}, k_{iq}$	Constantes del control por realimentación de estado con acción integral de la componente q de la corriente, véase la ecuación (4.33)
k_{pv}, k_{vi}, k_{wv}	Constantes del control por realimentación de estado con acción integral de la tensión en la etapa de corriente continua del inversor, véase la ecuación (4.54)
K_x	Ganancia de diseño en un regulador repetitivo, véase la ecuación (6.3)
λ	Factor de olvido, véase la ecuación (4.14)
L	Inductancia propia de la bobina de conexión a red, véase la ecuación (4.4)
R	Resistencia propia de la bobina de conexión a red, véase la ecuación (4.4)

Matrices

A	Matriz de estado en tiempo continuo de un sistema LTI genérico, véase la ecuación (4.7)
A_f, B_f, C_f, D_f	Matrices en tiempo discreto del filtro adaptativo utilizado para calcular el sistema referencia, véase la ecuación (4.14)
B	Matriz en tiempo continuo que relaciona las derivadas de las variables de estado con las entradas de un sistema LTI genérico, véase la ecuación (4.7)
Φ	Matriz de estado en tiempo discreto en un sistema LTI genérico y en el sistema de conexión a red, véase la ecuación (4.10)
Φ_2	Matriz de desacoplo, véase la ecuación (4.23)

Γ	Matriz en tiempo discreto en un sistema LTI genérico, y en el sistema de conexión a red, que relaciona las variables de estado en el instante $k+1$ con las entradas del sistema en el instante k , véase la ecuación (4.10)
K_d, K_q	Matrices de realimentación en componentes d y q , respectivamente, para el cálculo del control de corrientes por realimentación de estado, véase la ecuación (4.33)
K_v	Matriz de realimentación para el cálculo del control de tensión en la etapa de corriente continua del inversor, véase la ecuación (4.54)
$P(0)$	Transformada de <i>Park</i> evaluada en $\theta = 0$, véase la ecuación (2.1)
$P(\theta)$	Transformada de <i>Park</i> , véase la ecuación (2.11)
W_d, W_q	Matrices de controlabilidad en componentes d y q , véase la ecuación (4.34)

Variables y Funciones de Transferencia

α_c	Parámetro de diseño de una red en adelanto o retraso de fase, véase la ecuación (5.10)
α	Ángulo de retardo que introduce el filtro $Q(z)$, véase la ecuación (6.17)
$C(s)$	Función de transferencia de un regulador genérico, véase la ecuación (5.3)
$C(z)$	Función de transferencia de un regulador genérico en tiempo discreto, véase la ecuación (6.2)
$C_h(s)$	Función de transferencia del regulador selectivo sintonizado al armónico h , véase la ecuación (5.10)

$C_N(s), C_D(s)$	Numerador y denominador de la función de transferencia de un regulador genérico, véase la ecuación (5.3)
$C_{ah}(s)$	Función de transferencia de una red en adelanto o retraso de fase, véase la ecuación (5.10)
$C_{RP}(z)$	Función de transferencia de un regulador repetitivo con prealimentación, véase la ecuación (6.27)
$\Delta\hat{\theta}_1$	Estimación del ángulo comprendido entre el vector de la tensión medida y la tensión filtrada, véase la ecuación (4.21)
$\Delta\omega_1$	Diferencia entre la pulsación fundamental ω_1 en la entrada del sistema eléctrico y la pulsación fundamental de diseño $\hat{\omega}_1$, véase la ecuación (6.20)
$\Delta\omega'_1$	Diferencia en unitarias entre la pulsación fundamental ω_1 en la entrada del sistema eléctrico y la pulsación fundamental de diseño $\hat{\omega}_1$, véase la ecuación (6.44)
ΔV_C	Desequilibrio de tensión entre los grupos de condensadores, véase la ecuación (4.76)
$d(k)$	Señal muestreada de la perturbación, véase la ecuación (6.36)
$D(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> de la señal de perturbación, véase la ecuación (5.7)
$D(z)$	Transformada <i>Z</i> de la señal de perturbación, véase la ecuación (6.4)
$E(s)$	Función de transferencia del error en el sistema de control, véase la ecuación (5.4)
$E(z)$	Función de transferencia del error del sistema de control en tiempo discreto, véase la ecuación (6.4)

e_a, e_b, e_c	Tensión trifásica en la salida del inversor fuente de tensión, véase la ecuación (4.4)
e_d, e_q, e_0	Componentes d , q y homopolar de la tensión en la salida del inversor fuente de tensión, véase la ecuación (4.7)
e_{an}, e_{bn}, e_{cn}	Tensión trifásica, referida al hilo neutro, en la salida del inversor fuente de tensión, véase la ecuación (4.58)
ϕ_1, ϕ_2	Elementos de la matriz Φ del sistema de conexión a red, véase la ecuación (4.10)
ϕ_0	Elemento en tiempo discreto que relaciona la corriente homopolar en el instante $k + 1$ con la corriente homopolar en el instante k , véase la ecuación (4.70)
φ_h	Retraso del sistema de control en lazo cerrado, véase la ecuación (4.79)
$F(s)$	Función de transferencia entre las variables de salida $Y(s)$ y referencia $R(s)$, véase la ecuación (5.8)
$F_D(s)$	Función de transferencia entre las variables de salida $Y(s)$ y perturbación $D(s)$, véase la ecuación (5.8)
$F_{DTF}(z)$	Filtro FIR digital paso-banda, véase la ecuación (5.25)
$F_{id}(z)$	Función de transferencia en lazo cerrado para la componente d en el esquema de control por realimentación de estado con acción integral, véase la ecuación (4.38)
$F_{iq}(z)$	Función de transferencia en lazo cerrado para la componente q en el esquema de control por realimentación de estado con acción integral, véase la ecuación (4.44)
γ_1, γ_2	Elementos de la matriz Γ del sistema de conexión a red, véase la ecuación (4.10)

γ_0	Elemento del sistema de conexión a red para la componente homopolar, véase la ecuación (4.70)
$G_o(s)$	Función de transferencia del sistema de control en lazo abierto, véase la ecuación (5.6)
$G_c(z)$	Precompensador del regulador repetitivo, véase la ecuación (6.23)
$G_{er}(z)$	Función de transferencia del sistema de control con regulador repetitivo, véase la ecuación (6.19)
$G_{es}(z)$	Función de transferencia del error del sistema de control sin regulador repetitivo, véase la ecuación (6.19)
$G_x(z)$	Función de transferencia de diseño en un regulador repetitivo, véase la ecuación (6.3)
h	Número de armónico, véase la ecuación (5.25)
$\hat{i}_{FA_d}^f(k+2/k), \hat{i}_{FA_q}^f(k+2/k)$	Estimación para el instante $k+2$, de la variable i_d e i_q , respectivamente, basándose en la medida en el instante k , véase la ecuación (4.37)
$i_{FA_a}, i_{FA_b}, i_{FA_c}$	Corriente trifásica que inyecta el filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.4)
$i_{FA_a}^*, i_{FA_b}^*, i_{FA_c}^*$	Corriente trifásica de referencia del filtro activo paralelo, véase la ecuación (2.9)
$i_{FA_d}, i_{FA_q}, i_{FA_0}$	Componentes d , q y homopolar de la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.7)
$i_{FA_d}^*, i_{FA_q}^*, i_{FA_0}^*$	Corriente de referencia del filtro activo paralelo en componentes D , Q y homopolar, véase la ecuación (2.9)
$i_{FA_d}^*, i_{FA_q}^*, i_{FA_0}^*$	Corriente de referencia del filtro activo paralelo en componentes d , q y homopolar, véase la ecuación (2.14)

$i_{FA d}^*, i_{FA q}^*$	Componentes d y q de la corriente de referencia que debe seguir el control de corriente para regular la tensión en la etapa de corriente continua del inversor, véase la ecuación (4.52)
$i_{FA d}^f, i_{FA q}^f, i_{FA 0}^f$	Componentes d , q y homopolar de la corriente que inyecta el filtro activo de paralelo, utilizando un filtro de medida, véase la ecuación (4.30)
$i_{FA d}^{a.c.}, i_{FA q}^{a.c.}$	Componente alterna de las corrientes $i_{FA d}$ e $i_{FA q}$, véase la ecuación (2.14)
$i_{FA n}$	Corriente que sale por el hilo neutro, véase la ecuación (4.75)
$i_{L a}, i_{L b}, i_{L c}$	Corriente trifásica de la carga, véase la ecuación (2.1)
$i_{L D}, i_{L Q}, i_{L 0}$	Componentes D , Q y homopolar de la corriente de la carga, véase la ecuación (2.1)
$i_{L d}^{a.c.}, i_{L q}^{a.c.}$	Componente alterna de las corrientes $i_{L d}$ e $i_{L q}$, véase la ecuación (2.13)
$i_{L d}^{d.c.}, i_{L q}^{d.c.}$	Componente continua de las corrientes $i_{L d}$ e $i_{L q}$, véase la ecuación (2.13)
k	Número de muestra, véase la ecuación (6.2)
M	Orden de un filtro FIR, véase la ecuación (6.18)
N	Número de muestras que recogen el periodo de una señal, véase la ecuación (6.2)
N_a	Número de adelantos de fase, véase la ecuación (5.25)
$\hat{P}(z)$	Modelo estimado de la planta básica, véase la ecuación (6.13)

p	Potencia instantánea que suministran los condensadores, véase la ecuación (4.5)
$P(s)$	Función de transferencia de una planta genérica, véase la ecuación (5.3)
$P(z)$	Función de transferencia de una planta genérica en tiempo discreto, véase la ecuación (6.2)
$p^{a.c.}$	Componente alterna de la potencia real, véase la ecuación (2.5)
$p^{d.c.}$	Componente continua de la potencia real, véase la ecuación (2.5)
p_0, p, q	Potencia homopolar, potencia real y reactiva instantánea, véase la ecuación (2.3)
p_0^*, p^*, q^*	Potencia homopolar, real y reactiva instantánea de referencia, véase la ecuación (2.6)
P_m	Margen de fase, véase la ecuación (5.12)
$P_N(s), P_D(s)$	Numerador y denominador de la función de transferencia de una planta genérica, véase la ecuación (5.3)
PL	Adelanto o retraso de fase que se quiere introducir, véase la ecuación (5.14)
PL_{max}	Máximo adelanto o retraso de fase, véase la ecuación (5.14)
$Q(z)$	Función de transferencia de un filtro paso-bajo, utilizado en un regulador repetitivo, véase la ecuación (6.4)
$q[n]$	Coeficientes de un filtro FIR, véase la ecuación (6.18)
$q^{a.c.}$	Componente alterna de la potencia reactiva instantánea, véase la ecuación (2.5)

$q^{d.c.}$	Componente continua de la potencia reactiva instantánea, véase la ecuación (2.5)
$r(k)$	Señal muestreada de referencia, véase la ecuación (6.36)
$R(s)$	Transformada de <i>Laplace</i> de la señal de referencia, véase la ecuación (5.1)
$R(z)$	Transformada <i>Z</i> de la señal de referencia, véase la ecuación (6.4)
$R_D^-(s), R_D^+(s)$	Denominador de la transformada de <i>Laplace</i> de la señal de referencia, raíces con parte real negativa y positiva, respectivamente, véase la ecuación (5.1)
$R_m(z)$	Regulador selectivo de <i>Mattavelli</i> , véase la ecuación (5.24)
$R_N(s)$	Numerador de la transformada de <i>Laplace</i> de la señal de referencia, véase la ecuación (5.1)
$S_d(\omega)$	Densidad espectral de potencia de la perturbación $d(k)$, véase la ecuación (6.36)
$S_h(s)$	Función de transferencia del regulador selectivo sin compensación adelanto o retraso de fase, véase la ecuación (5.10)
$S_s(\omega)$	Densidad espectral de potencia de la señal de error $e_s(k)$, véase la ecuación (6.36)
T	Periodo de una señal, véase la ecuación (6.1)
t^+	Tiempo de conmutación de la cuarta rama en un inversor con cuatro ramas de interruptores, véase la ecuación (3.20)
t_1	Tiempo en el modo activo 1 (Sector I), véase la ecuación (3.8)

t_2	Tiempo en el modo activo 2 (Sector II), véase la ecuación (3.8)
t_D	Tiempo de retardo que introduce el filtro $Q(z)$, véase la ecuación (6.17)
t_m	Tiempo de muestreo, véase la ecuación (4.10)
t_0	Tiempo en el modo inactivo 0, véase la ecuación (3.3)
t_7	Tiempo en el modo inactivo 7, véase la ecuación (3.3)
t_a	Tiempo en el modo activo a , véase la ecuación (3.3)
t_b	Tiempo en el modo activo b , véase la ecuación (3.3)
$t_{s98\%}$	Tiempo de establecimiento de la señal de salida para una referencia oscilatoria, véase la ecuación (5.18)
T_{sw}	Periodo de conmutación, véase la ecuación (3.3)
THD_i	Distorsión armónica de la corriente, véase la ecuación (1.2)
THD_v	Distorsión armónica de la tensión, véase la ecuación (1.2)
V_c^f	Tensión de la etapa de corriente continua del inversor, teniendo en cuenta el filtro de medida, véase la ecuación (4.53)
V_a, V_b, V_c	Tensión trifásica en el punto de conexión del filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.4)
V_C	Tensión total en el banco de condensadores, véase la ecuación (3.6)
v_c	Tensión total en el banco de condensadores en p.u., véase la ecuación (3.6)

V_d, V_q, V_0	Componentes d , q y homopolar de la tensión en el punto de conexión del filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.7)
V_h	Tensión armónica, véase la ecuación (1.2)
$V_{0\text{limite}}^+$	Tensión que limita el máximo valor de tensión homopolar, véase la ecuación (3.16)
$V_{0\text{limite}}^-$	Tensión que limita el mínimo valor de tensión homopolar, véase la ecuación (3.18)
$V_{0\text{max}}$	Máxima tensión homopolar, véase la ecuación (3.15)
$V_{0\text{min}}$	Mínima tensión homopolar, véase la ecuación (3.17)
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensión trifásica en el punto de conexión del filtro activo paralelo, referida al hilo neutro, véase la ecuación (4.60)
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensión trifásica generada por un inversor con hilo neutro, véase la ecuación (3.1)
V_{C1}, V_{C2}	Tensión del grupo superior e inferior de condensadores, respectivamente, véase la ecuación (4.75)
V_{c1}, V_{c2}	Tensión en unitarias del condensador superior e inferior de la etapa de corriente continua del inversor, véase la ecuación (3.9)
V_{DQ}	Magnitud del vector de tensión \vec{v}_{DQ} generado por el inversor fuente de tensión, véase la ecuación (3.13)
V_D, V_Q, V_0	Componentes D , Q y homopolar generada por un inversor fuente de tensión, véase la ecuación (3.1)
V_D, V_Q, V_0	Componentes D , Q y homopolar de la tensión, en unitarias, generada por el inversor fuente de tensión, véase la ecuación (3.9)

v_D^+, v_Q^+	Componentes estacionarias y de secuencia directa de la tensión, véase la ecuación (4.18)
v_D^-, v_Q^-	Componentes estacionarias y de secuencia inversa de la tensión, véase la ecuación (4.18)
v_D^a, v_Q^a, v_0^a	Componentes D , Q y 0 de la tensión generada por el inversor, utilizando el modo activo a , véase la ecuación (3.6)
v_D^b, v_Q^b, v_0^b	Componentes D , Q y 0 de la tensión generada por el inversor, utilizando un modo activo b , véase la ecuación (3.6)
v_D^h, v_Q^h	Componentes armónicas de la tensión, véase la ecuación (4.18)
v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}	Tensión trifásica en la carga, véase la ecuación (2.2)
v_{LD}, v_{LQ}, v_{L0}	Componentes D , Q y homopolar de la tensión en la carga, véase la ecuación (2.2)
$\hat{\omega}_1$	Pulsación fundamental estimada de la red de suministro eléctrico, véase la ecuación (4.14)
ω'	Pulsación en unitarias, véase la ecuación (5.12)
ω_1	Pulsación fundamental de la red de suministro eléctrico, véase la ecuación (4.7)
ω_h	Pulsación de sintonización de un regulador selectivo, véase la ecuación (5.5)
ω'_h	Pulsación de sintonización de un regulador selectivo en unitarias, véase la ecuación (5.5)
ω_{0H}	Frecuencia de cruce mayor que ω_h , véase la ecuación (5.12)
ω_{0L}	Frecuencia de cruce menor que ω_h , véase la ecuación (5.12)

ω_0	Pulsación de cruce de ganancia, véase la ecuación (5.12)
ω'_0	Pulsación de cruce de ganancia en unitarias, véase la ecuación (5.12)
ω_{CR}	Máxima pulsación de corte del filtro $Q(z)$, véase la ecuación (6.16)
w_0	Variable auxiliar para el control de la corriente homopolar, véase la ecuación (4.71)
w_v	Variable auxiliar para el control de la tensión en la etapa de corriente continua del inversor fuente de tensión, véase la ecuación (4.53)
w_0^f	Variable auxiliar para el control de la corriente homopolar, teniendo en cuenta el filtro de medida, véase la ecuación (4.71)
w_d, w_q	Variables auxiliares para el control desacoplado de la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.23)
w_d^f, w_q^f	Variables auxiliares para el control desacoplado de la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, teniendo en cuenta el retraso en los cálculos y los filtros de medida, véase la ecuación (4.30)
w_0^c	Salida del control durante el periodo de muestreo k , véase la ecuación (4.71)
x_a, x_b, x_c	Variables trifásicas, véase la ecuación (4.1)
x_d, x_q, x_0	Componentes d , q y homopolar de una variable trifásica, véase la ecuación (4.1)
x_v	Variable auxiliar para realizar el control por realimentación de estado con acción integral de la tensión en

	la etapa de corriente continua del inversor, véase la ecuación (4.50)
x_D, x_Q	VARIABLES DE ESTADO DEL FILTRO UTILIZADO PARA EL CÁLCULO DEL SISTEMA DE REFERENCIA, véase la ecuación (4.14)
x_D^f, x_Q^f	VARIABLES FILTRADAS QUE ENTREGA EL BLOQUE DE CÁLCULO DEL SISTEMA DE REFERENCIA, véase la ecuación (4.14)
x_{i0}	VARIABLE DE ESTADO PARA REALIZAR EL CONTROL POR REALIMENTACIÓN DE ESTADO CON ACCIÓN INTEGRAL DE LA CORRIENTE HOMOPOLAR, véase la ecuación (4.71)
x_{id}, x_{iq}	INTEGRAL DEL ERROR DE LA VARIABLE A SER CONTROLADA EN COMPONENTES d Y q , véase la ecuación (4.29)
$Y(s)$	SALIDA DEL SISTEMA DE CONTROL, véase la ecuación (5.8)

Vectores

\vec{e}_{dq}	VECTOR DE LAS COMPONENTES d Y q DE LA TENSIÓN EN LA SALIDA DEL INVERSOR FUENTE DE TENSIÓN, véase la ecuación (4.23)
\vec{i}_{FAabc}	VECTOR DE LAS CORRIENTES TRIFÁSICAS QUE INYECTA EL FILTRO ACTIVO PARALELO, véase la ecuación (2.15)
\vec{i}_{FAdq0}	VECTOR DE LAS COMPONENTES D , Q Y HOMOPOLAR DE LA CORRIENTE QUE INYECTA EL FILTRO ACTIVO PARALELO, véase la ecuación (2.15)
\vec{i}_{FAdq0}^*	VECTOR DE LAS COMPONENTES D , Q Y HOMOPOLAR DE LA CORRIENTE DE REFERENCIA QUE INYECTA EL FILTRO ACTIVO PARALELO, véase la ecuación (2.14)
\vec{i}_{FAdq}	VECTOR DE LAS COMPONENTES d Y q DE LA CORRIENTE QUE INYECTA EL FILTRO ACTIVO PARALELO, véase la ecuación (4.23)

\vec{i}_{FAdq}^f	Vector de las corrientes filtradas que inyecta el filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.26)
\vec{I}_{FAh}	Fasor que representa el armónico h de la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.79)
\vec{i}_{Labc}	Vector de la corriente trifásica de la carga, véase la ecuación (2.1)
\vec{i}_{LDQ0}	Vector de las componentes D , Q y homopolar de la corriente de la carga, véase la ecuación (2.1)
\vec{I}_{Lh}	Fasor que representa el armónico h de la corriente que consume la carga, véase la ecuación (4.79)
\vec{I}_{Sh}	Fasor que representa el armónico h de la corriente que suministra la red, véase la ecuación (4.79)
\vec{V}_{abc}	Vector de la tensión trifásica generada por el inversor fuente de tensión, véase la ecuación (3.1)
\vec{V}_{DQ0}	Vector de las componentes D , Q y homopolar de la tensión generada por el inversor fuente de tensión, véase la ecuación (3.1)
\vec{v}_{dq}	Vector de las componentes d y q de la tensión en el punto de conexión del filtro activo paralelo, véase la ecuación (4.23)
\vec{v}_{dq}^f	Vector de las tensiones filtradas en el punto de conexión, véase la ecuación (4.27)
\vec{V}_{Labc}	Vector de la tensión trifásica en la carga, véase la ecuación (2.2)
\vec{V}_{LDQ0}	Vector de las componentes D , Q y homopolar de la tensión en la carga, véase la ecuación (2.2)

\vec{W}_{dq}^c	Vector de la salida del control durante el periodo de muestreo k , véase la ecuación (4.25)
\vec{x}_{abc}	Vector de variables trifásicas, véase la ecuación (4.1)
\vec{x}_{dq0}	Vector de componentes d , q y homopolar de una variable trifásica, véase la ecuación (4.1)

Capítulo 1

Consideraciones iniciales

1.1. Introducción

En esta tesis se aborda el problema del control de los filtros activos de potencia en conexión paralelo en sistemas eléctricos con tres y cuatro hilos. Se revisan los dispositivos existentes, las diferentes técnicas de control y se proponen nuevos algoritmos de control. Se analiza en detalle la implantación de estos algoritmos y se prueban en una plataforma experimental flexible desarrollada por el autor para la validación de todos los resultados.

1.2. Antecedentes

La calidad de servicio se ha identificado tradicionalmente con la continuidad en el suministro eléctrico, pero desde hace unos años se han integrado nuevos conceptos tales como la calidad de onda y la atención comercial (Arrilaga and Watson, 2003). El mantenimiento de la calidad de onda depende de un conjunto muy amplio de factores, unos propios del sistema eléctrico y otros que dependen de la presencia de consumidores que introducen perturbaciones en la red.

El nivel de perturbación en algunas partes de la red pueden llegar a afectar negativamente a los usuarios conectados a la red de suministro eléctrico (Akagi, 1996b, 1995). Por ello, los niveles de perturbación de las redes no deben sobrepasar un cierto

valor de compromiso. Esto exige limitar el efecto de emisión de las perturbaciones por parte de los equipos conectados a estas mismas redes o instalar dispositivos de compensación, con el fin de disminuir al máximo las emisiones que se detectan en una red eléctrica, así como reducir en lo posible las repercusiones que pueden tener dichas alteraciones sobre el funcionamiento del equipo conectado a la red. Lo anterior justifica el estudio de esta tesis.

Las autoridades competentes de cada país fijan unos criterios normativos para asegurar que los niveles de perturbación en la red eléctrica no sobrepasen el nivel de compromiso. Las autoridades deben fijar los niveles máximos permitidos de emisión para los diferentes tipos de equipos que se conectan en la red, así como los niveles mínimos de inmunidad de los equipos que se conectan a red (Arrillaga et al., 2000).

Por un lado, las empresas suministradoras deben vigilar el nivel de perturbación en sus redes y garantizar que la suma de las emisiones de las perturbaciones procedentes de los equipos conectados a la red no sobrepasa el valor de referencia especificado, imponiendo para ello la corrección de las perturbaciones en aquellos equipos que superen el límite permitido. Por otro lado, los fabricantes de equipos eléctricos deben ajustar sus diseños para cumplir los requisitos regulados de emisión e inmunidad a las perturbaciones.

En este compromiso y coordinación entre las diferentes partes, la regulación normativa juega un papel esencial. Dicha regulación debe realizarse en el ámbito internacional, al amparo de los organismos internacionales de normalización, teniendo en cuenta el carácter global de los mercados actuales.

1.2.1. Calidad de onda y compatibilidad electromagnética

La calidad de onda hace referencia a la onda de tensión de suministro y las perturbaciones asociadas a la misma. Agrupa prácticamente todas las perturbaciones de origen técnico, salvo las interrupciones largas de suministro que se encuadran dentro de la continuidad del suministro o fiabilidad. La onda de tensión ideal es sinusoidal, con amplitud y frecuencia determinadas e invariables, con simetría de fases (en los sistemas trifásicos) (Arrilaga and Watson, 2003). Cuando estas características son alteradas variando sus condiciones ideales, se dice que la onda de tensión sufre

Cuadro 1.1: Perturbaciones asociadas a las características de la onda de tensión

Característica	Perturbaciones asociada
Frecuencia	Variaciones de frecuencia
Amplitud	Variaciones lentas Variaciones rápidas Parpadeo (<i>Flicker</i>) Interrupciones breves Hueco Sobretensiones temporales Sobretensiones transitorias
Simetría de fases	Desequilibrio
Formas de onda	Tensión armónica Tensión interarmónica

perturbaciones. Un suministro con buena calidad de onda debería mantener estas perturbaciones dentro de unos límites aceptables. En el Cuadro 1.1, se presenta una clasificación de las perturbaciones que pueden afectar las distintas características de la onda de tensión. El compromiso entre emisión e inmunidad a las perturbaciones se resuelve por medio de las normas de compatibilidad electromagnética (CEM) (IEC, 1992).

La compatibilidad electromagnética se define como la aptitud de los dispositivos, aparatos o sistemas para funcionar en su entorno electromagnético de forma satisfactoria y sin producir ellos mismos perturbaciones electromagnéticas intolerables para todo lo que se encuentra en su entorno (IEC, 1992). Las características que deben cumplir los dispositivos, aparatos o sistemas para ser compatibles se describen en unas normas internacionales donde también se describen las perturbaciones existentes en un sistema de distribución de energía eléctrica y los límites máximos de las mismas (CEI 61000-2-1, CEI 61000-2-2)(IEC, 2002). Basándose en esas normas, la CENELEC desarrolló la norma europea EN 50160, más tarde adaptada a la norma española UNE-EN 50160 (UNE, 1996), que busca uniformizar en todo el territorio de la Unión Europea la electricidad definida como producto. Cada perturbación tiene un índice asociado sobre el cual existe un importante consenso internacional. La nueva norma europea CEI 61000-4-30 (IEC, 2003) describe exactamente cómo

no debe medirse cada una de las perturbaciones descritas. En el Apéndice A se muestran los diferentes organismos que participan en el análisis y la definición de la compatibilidad electromagnética y en el Apéndice B se recogen las diferentes normas y recomendaciones que regula la compatibilidad electromagnética en distintos ámbitos.

En las distintas normativas se establecen los límites en términos de probabilidad debido al carácter aleatorio de la mayoría de las perturbaciones existentes en el sistema. Se considera, por ejemplo, que un equipo debe ser inmune, con un 95 % de probabilidad, al nivel de perturbación fijado en los niveles de CEM (IEC, 1992). De ello deben encargarse los fabricantes de equipos, con diseños aptos para funcionar con normalidad con esos niveles de perturbación. También, se considera que debe haber un 95 % de probabilidad de que las perturbaciones emitidas sean inferiores al límite de emisión fijado por los niveles CEM. Con este límite deben controlarse todos los emisores de perturbaciones.

En el caso del suministro de electricidad, se considera imposible o con probabilidad cero suministrar un producto electricidad perfecto. Además, los niveles de compatibilidad electromagnética consideran que los límites fijados deben cumplirse durante el 95 % del tiempo, y en el 95 % de los puntos de la red. Incluyen por lo tanto una componente aleatoria ligada no sólo con el tiempo, sino también al espacio.

1.2.2. Perturbaciones de la onda de tensión

En la normativa europea 85/374/EEC, se define la electricidad como producto, y como tal su suministro debe regirse por los mismos derechos y obligaciones que la distribución de cualquier otro producto comercial. Ello implica una descripción exacta del producto electricidad, con las propiedades que debe tener. La norma europea EN 50160 (UNE, 1996) define y uniformiza el producto electricidad en toda la Unión Europea. Esta norma no fija niveles de compatibilidad electromagnética, sino que describe cómo debe ser la electricidad que se suministra a cada cliente, o los niveles máximos de perturbaciones que puede existir en cada punto de la red de suministro.

A continuación se resumen las perturbaciones de tensión armónica y desequilibrios de la tensión suministrada. También se muestran los límites propuestos en la norma

Cuadro 1.2: Valores máximos permitidos de las tensiones de armónicos en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de la tensión nominal

Armónicos impares				Armónicos pares	
No múltiplos de 3		Múltiplos de 3		Orden armónico	Tensión relativa
Orden armónico	Tensión relativa	Orden armónico	Tensión relativa		
5	6,0 %	3	5,0 %	2	2,0 %
7	5,0 %	9	1,5 %	4	1,0 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6...24	0,5 %
13	3,0 %	21	0,5 %		
17	2,0 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %				

UNE-EN 50160 (norma española). Otros tipos de perturbaciones se recogen en el Apéndice C.

Tensión armónica: son las tensiones sinusoidales cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la tensión de alimentación (50 Hz). Los armónicos se miden como la amplitud relativa de su valor eficaz (medida del valor eficaz en periodos de 10 min) frente al de la frecuencia fundamental. Se consideran límites para cada armónico individual (ver el Cuadro 1.2¹), y un máximo de un 8 % para la tasa de distorsión armónica total, durante el 95 % del tiempo. Estos límites son los mismos en baja y en media tensión, y deben cumplirse en periodos de 1 semana (UNE, 1996). Las ecuaciones de amplitud relativa del armónico h (v_h) y la tasa de distorsión armónica total de la tensión (THD_v) son las siguientes:

¹Los valores que corresponden a los armónicos de orden superior a 25, que son generalmente débiles y muy imprevisibles debido a los efectos de resonancia, no están en el cuadro

$$v_h = 100 \frac{V_h}{V_1} \quad (1.1)$$

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} v_h^2} \quad (1.2)$$

En gran medida, las tensiones armónicas son producidas por las cargas conectadas a la red que demandan corrientes no sinusoidales. Entre ellas, se pueden encontrar cargas de uso industrial: convertidores de potencia (rectificadores), hornos de inducción, hornos de arco y también cargas de uso doméstico: receptores de televisión, lámparas fluorescentes, etc. Las tensiones armónicas afectan negativamente a los equipos de control y protecciones, pueden provocar sobrecalentamientos de motores y condensadores, aumento de pérdidas, errores en la medición de energía eléctrica, interferencia con sistemas de telecomunicación, etc. (Emadi et al., 2005).

Es importante señalar que las tensiones armónicas de la red de alimentación se deben principalmente a las cargas no lineales de los clientes conectadas en todos los niveles de tensión de la red de alimentación. Las corrientes armónicas que circulan por la red dan lugar a tensiones armónicas. Las corrientes armónicas, las impedancias de la red y por consiguiente las tensiones armónicas en los puntos de suministro, varían en el tiempo.

En las condiciones normales de explotación, para cada periodo de una semana, el 95 % de los valores medidos de cada armónico no deben sobrepasar los valores indicados en la Cuadro 1.2. Además, la tasa de distorsión armónica total de la tensión suministrada (comprendidos todos los armónicos hasta el orden 40) no deben sobrepasar el 8 % (UNE, 1996).

Desequilibrios de la tensión suministrada: se considera que hay un desequilibrio de la tensión suministrada cuando el valor eficaz de las tensiones de las fases o los desfases entre fases no son iguales (UNE, 1996). Para medirlo se utiliza el valor eficaz de la componente de secuencia inversa de la tensión trifásica.

Se considera a esta componente como la componente dañina para los equipos conectados a la red eléctrica. El valor de secuencia inversa no debe superar el 2 % de la componente de secuencia directa durante el 95 % del tiempo, ya sea en baja o media tensión, aunque se advierte que en áreas donde se distribuye con 1 fase o 2 fases, puede haber desequilibrios de hasta un 3 % (UNE, 1996).

El origen de los desequilibrios se debe principalmente a cargas monofásicas importantes (unidades de tracción ferroviaria, hornos de inducción), cargas trifásicas desequilibradas, hornos de arco, distribución en 1 ó 2 fases, mala planificación de cargas, etc. Tiene los siguientes efectos negativos (Arrilaga and Watson, 2003): pares parásitos de frenado y sobrecalentamiento de máquinas rotativas, disminución de la capacidad de transporte, mal funcionamiento de equipos electrónicos de control y protección, fallos en la operación de los rectificadores controlados, etc.

1.3. Objetivos y desarrollo de la tesis

De lo anterior y de la literatura consultada, se desprende la necesidad de compensar armónicos de corriente en sistemas de energía eléctrica.

Tradicionalmente se han utilizado los filtros pasivos para compensar armónicos de corriente. Sin embargo, en la actualidad, el desarrollo de la electrónica de potencia permite abordar el diseño y aplicación de filtros activos, que como se verá más adelante, son flexibles y podrían aportar muchas ventajas. En particular el filtro activo paralelo parece ideal para la compensación de los armónicos de corriente en la red de suministro mediante la inyección de los armónicos de la corriente de la carga en el punto de conexión del filtro activo.

En los primeros desarrollos de los filtro activo paralelo, y durante mucho tiempo, no se ha prestado atención a los detalles del control de corriente de estos dispositivos. Aún hoy algunas propuestas se apoyan en un sistema de control de corriente con un ancho de banda elevado cuya aplicación podría ser discutible en sistemas de media y gran potencia, ya que para su funcionamiento requieren una frecuencia de conmutación elevada.

En este contexto surge la propuesta de este trabajo de tesis que ha pretendido, fundamentalmente, estudiar las técnicas de control del filtro activo paralelo para compensar armónicos de corriente usando dispositivos de electrónica de potencia con una frecuencia de conmutación moderada. Dadas las posibilidades de este tipo de dispositivos se pueden utilizar en sistemas convencionales de tres hilos, en sistemas con hilo neutro y para cargas equilibradas y desequilibradas. También se ha considerado el control de potencia reactiva. Como se presentará más adelante este trabajo ha permitido:

1. Estudiar el control de corriente de un inversor fuente de tensión con tres y cuatro hilos teniendo en cuenta la discretización de los algoritmos de control, el retraso en el actuador, el retraso que introducen los filtros de medida y las limitaciones de conmutación que pueden existir en los interruptores electrónicos de media y gran potencia.
2. Estudiar los reguladores selectivos de corriente que permiten mejorar drásticamente el comportamiento del control de corriente de un inversor fuente de tensión en este tipo de aplicaciones. Aunque este regulador ya se ha propuesto en la literatura en el campo de los filtros activos, aquí se propone una metodología distinta de diseño y se prueba concienzudamente en el laboratorio con muy buenos resultados. Además se aportan resultados interesantes sobre la relación entre la rapidez y la selectividad del sistema de control.
3. Estudiar un regulador de corriente repetitivo para su aplicación, por primera vez, al campo de los filtros activos de potencia. Se presenta una formulación muy compacta con ventajas frente al enfoque selectivo. Este regulador se ha estudiado rigurosamente en teoría y los resultados principales se han validado experimentalmente. También se ha encontrado que tiene algunas desventajas que deben revisarse antes de proponer su aplicación.
4. Diseñar y construir una plataforma experimental flexible y robusta que permita validar los controles presentados en esta tesis y facilite la investigación en convertidores estáticos de potencia.

1.4. Organización de la exposición

Esta tesis se ha dividido en 8 capítulos y 5 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 la exposición, aunque sí para profundizar en determinados aspectos.

En el Capítulo 2 se presenta el estado del arte de los filtros activos de potencia. En primer lugar se analizan las diferentes fuentes de armónicos en los sistemas eléctricos y se describen los efectos más importantes que producen. En segundo lugar se describen los diversos dispositivos utilizados para compensar la distorsión armónica y/o potencia reactiva y se valoran sus ventajas e inconvenientes. Por último, se analizan las diferentes topologías de filtros activos de potencia y se estudian las diferentes técnicas encontradas en la literatura para el control de corriente del filtro activo paralelo.

En el Capítulo 3 se presenta la técnica, desarrollada en esta tesis para el control de la tensión en inversores fuente de tensión con hilo neutro: inversores con cuatro ramas de interruptores e inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro. En este capítulo, el cálculo de los tiempos de conmutación del inversor fuente de tensión con hilo neutro, se realiza como una extensión de la modulación del vector espacial utilizada en inversores fuente de tensión sin hilo neutro. Se calculan las expresiones para el máximo y mínimo valor de tensión homopolar que puede entregar este tipo de inversores y se determinan sus límites, que se usan para ajustar los niveles de saturación del mando del regulador de corriente homopolar.

En el Capítulo 4 se aborda en detalle el control de la corriente del filtro activo paralelo, primero en un sistema de tres hilos y después en un sistema de cuatro hilos, en ambos casos utilizando una red de potencia infinita. El sistema de control se presenta teniendo en cuenta la discretización de los algoritmos de control, el retraso del actuador y el retraso que introducen los filtros de medida. El control de corriente se implanta en un sistema de referencia sincronizado con la componente fundamental de la tensión de red de suministro, utilizando un filtro adaptativo que rechaza los armónicos y desequilibrios de la tensión de la red de suministro. Además, se añade un regulador para controlar la tensión de la etapa de continua.

En el Capítulo 5 se estudia la aplicación de los reguladores selectivos a filtros activos paralelo. Se analiza la metodología de diseño y la rapidez del sistema resultante. También se estudia la relación entre la rapidez y selectividad del regulador. Se comprueba que los reguladores selectivos mejoran drásticamente el comportamiento del control interno de corriente del filtro activo paralelo y se demuestra su eficacia para compensar los armónicos y la potencia reactiva de cargas no lineales típicas, usando frecuencias de conmutación y muestreo razonables. Se analiza teóricamente el efecto de la variación de la frecuencia fundamental en la red y se comprueba como estas variaciones influyen en la precisión del sistema de control del filtro activo paralelo. También se estudian otras formas de regulador selectivo propuestas en la literatura y se muestra su relación con el regulador selectivo analizado en este capítulo. Finalmente, se demuestra experimentalmente su funcionamiento, compensando con un filtro activo paralelo una carga equilibrada (rectificador trifásico), desequilibrada (rectificador monofásico) y desequilibrada con hilo neutro (rectificador trifásico más una resistencia entre fase y neutro).

En el Capítulo 6 se aplica un regulador repetitivo a un filtro activo de potencia en conexión paralelo con capacidad de compensar potencia reactiva y desequilibrios en la red de suministro. Se demuestra que este regulador es una forma compacta de abordar la compensación del contenido armónico de la corriente en una carga no lineal (equilibrada o desequilibrada). Se presenta en detalle el diseño e implantación del regulador, incluyendo el procedimiento para conseguir la estabilidad en lazo cerrado y se estudia la robustez del regulador frente a errores de modelado de la planta. Se muestra que el tiempo de cálculo para este algoritmo es independiente del número de armónicos que hay que compensar. Ésta es una propiedad útil cuando se trata con cargas no lineales y desequilibradas. También se describe una modificación interesante del regulador repetitivo que claramente mejora el comportamiento para perturbaciones interarmónicas. Sin embargo, se muestra que es difícil conseguir reguladores causales. Se muestran resultados experimentales y de simulación en régimen permanente y transitorio, compensando los armónicos de la corriente de la carga y controlando la potencia reactiva en el punto de conexión de un sistema fuerte (baja impedancia de corto circuito y frecuencia constante de la red).

En el Capítulo 7 se describe la plataforma experimental diseñada para validar las

aportaciones de esta tesis. Se describe el hardware de control, instrumentación y el software utilizado para implantar el sistema de control en tiempo real.

Por último, en el Capítulo 8 se exponen las conclusiones de este trabajo, se resaltan las aportaciones originales y se proponen las posibles líneas de trabajo futuras.

Cierran la tesis una serie de apéndices en los que se ha incluido información adicional, que si bien no es imprescindible para la lectura de la tesis, sí es importante para realizar un estudio en profundidad de ciertos aspectos. En el Apéndice A se muestran los diferentes organismos que participan en el análisis y la definición de la compatibilidad electromagnética. En el Apéndice B se clasifican las diferentes normas y recomendaciones que regula la compatibilidad electromagnética. En el apéndice C se resumen las diferentes perturbaciones de la onda de tensión, exceptuando aquellas que involucran distorsión armónica y desequilibrios. En este apéndice también se describen los límites propuestos por la norma española UNE-EN 50160. En el Apéndice D se muestra el procedimiento para calcular los tiempo de conmutación de cada una de las ramas del inversor con hilo neutro: topología con tres y cuatro ramas de interruptores. En el Apéndice E se muestran las modificaciones necesarias en el modelo del filtro activo paralelo para su funcionamiento en una red débil y se validan los resultados obtenidos en simulación mediante una prueba experimental.

Capítulo 2

Estado del arte

2.1. Introducción

Las cargas no lineales demandan corrientes armónicas, incluso cuando la tensión de alimentación es ideal (sinusoidal). La proliferación de estas cargas, conectadas en la red de distribución, contribuye de forma importante a la degradación de la calidad de onda de tensión del suministro eléctrico (Akagi et al., 1984). La emisión de este tipo de perturbaciones procede, principalmente, de sistemas industriales basados en la electrónica de potencia (reguladores de velocidad, equipos de soldadura, equipos de tracción, etc.) y de equipos del sector doméstico o de pequeño negocio (PCs, TVs, equipos de vídeo, etc.), entre otros. En general, estas perturbaciones pueden afectar al funcionamiento de otros equipos sensibles a variaciones de la calidad de onda (sistemas digitales de control, electromedicina, PLCs, instrumentación, etc.) y contribuyen al aumento de la «polución» de la red (Arrilaga and Watson, 2003).

En ciertas áreas del sistema eléctrico, las distorsiones de la tensión son tan grandes que es necesario utilizar filtros para evitar daños o un malfuncionamiento de equipos eléctricos sensibles (Rudnick et al., 2003; Moran, 1989). Por ejemplo, puede ser necesario eliminar o mitigar armónicos de baja frecuencia porque pueden coincidir con las resonancias en el sistema eléctrico y causar problemas tales como sobretensión, errores en protecciones, esfuerzos mecánicos y aumento del calentamiento de los equipos.

Durante varios años se han usado los filtros pasivos para mitigar armónicos. Los

filtros pasivos se componen fundamentalmente de bobinas y condensadores que se sintonizan para contrarrestar el armónico o armónicos deseados (Akagi and Nabae, 1990). Esta solución, aunque en muchos casos es la más adecuada, ha traído inconvenientes tales como resonancias entre la impedancia del filtro pasivo y la impedancia de la red (Gyugyi and Strycula, 1976).

Los filtros activos de potencia nacen como una solución a los problemas detectados en los filtros pasivos. En (Gyugyi and Strycula, 1976) se introduce el concepto básico de los filtros activos de potencia como un dispositivo compuesto de un convertidor c.c. - c.a., controlado para comportarse como una fuente ideal de corriente o tensión, capaz de contrarrestar diferentes tipos de distorsión armónica. Sin embargo, su viabilidad era limitada por la tecnología del momento.

En este momento, la mayoría de las investigaciones sobre los filtros activos de potencia se centran en el campo de la compensación de armónicos de corriente con dispositivos paralelo (Akagi, 1994). Este interés se extiende a los filtros activos de potencia para aplicaciones de cuatro hilos (Aredes and Watanabe, 1995) donde además se puede equilibrar el sistema.

En este capítulo se mencionan algunas fuentes de armónicos típicas en los sistemas eléctricos y se describen los efectos más importantes que producen en los sistemas eléctricos. En segundo lugar se describen los diversos dispositivos utilizados para compensar la distorsión armónica y/o potencia reactiva y se valoran sus ventajas e inconvenientes. Por último, se analizan las diferentes topologías de filtros activos de potencia y se estudian las diferentes técnicas encontradas en la literatura para el control de corriente del filtro activo paralelo.

2.2. Fuentes de armónicos en sistemas eléctricos

Los armónicos de corriente en los sistemas de distribución de energía eléctrica tienen su origen en la existencia de cargas no lineales conectadas al sistema eléctrico. Hay que tener en cuenta que todas las cargas reales son, en mayor o menor medida, no lineales, aunque en muchos casos dentro de las condiciones nominales de funcionamiento, la relación entre la tensión y corriente es lineal. Sin embargo,

existe otro grupo de cargas donde su característica no lineal resulta predominante dentro de las condiciones nominales de funcionamiento y se convierte en fuentes perturbadoras de la red eléctrica (Peng, 2001).

Existen numerosas cargas no lineales en los sistemas eléctricos que hacen circular corrientes no sinusoidales en la red de suministro. Estas corrientes circulan a través de las diferentes impedancias del sistema eléctrico y producen armónicos de tensión. Estos armónicos de tensión se propagan por la red eléctrica y pueden afectar a otros componentes del sistema eléctrico (Arrilaga and Watson, 2003). A continuación se detallan las cargas no lineales más relevantes.

- Los *rectificadores monofásicos* constituyen la principal fuente de distorsión en los usuarios residenciales. Estos rectificadores dan lugar a formas de onda de corriente altamente distorsionadas, y se usan como la etapa de entrada de la mayoría de los equipos electrónicos para obtener una tensión continua (Rashid, 1995). Las fuentes de alimentación conmutada de los ordenadores, las inductancias electrónicas para alumbrado con lámparas fluorescentes, las cocinas de inducción y los reguladores de velocidad de los sistemas de aire acondicionado, son ejemplos de estos equipos electrónicos de uso masivo que utilizan un rectificador como etapa de entrada. Aunque la corriente consumida por cada uno de estos rectificadores no se considera inaceptable, su acción conjunta da lugar a una fuerte distorsión en las corrientes de la red eléctrica, y originan la circulación de grandes corrientes armónicas en el hilo neutro (IEEE, 1993). Dentro de este grupo de cargas también se incluyen los rectificadores monofásicos de gran potencia que se utilizan en la tracción eléctrica, provocando una elevada distorsión de corriente y severos desequilibrios en la red.
- Los *rectificadores polifásicos* son una fuente importante de distorsión armónica dentro de las cargas industriales. El principal exponente de este tipo de equipos lo constituyen los variadores de velocidad para motores. La potencia de estos equipos industriales suele ser superior a los del sector residencial, y la amplitud de los armónicos que inyectan en la red dependen de la impedancia del lado de alterna y del tipo de filtrado utilizado en el lado de continua (capacitivo, inductivo, o ambos) (IEEE, 1993). Hay que resaltar también que tanto los

rectificadores monofásicos como los trifásicos, sean controlados o no controlados, generan microcortes en la tensión a consecuencia de los cortocircuitos instantáneos que se producen cuando la corriente conmuta de una fase a otra del rectificador (Melhorn et al., 1998).

- Los *convertidores corriente alterna - corriente alterna* se fundamentan en cortar la onda de tensión mediante tiristores o triacs, produciendo armónicos de corriente (Rashid, 1995). Estos dispositivos se utilizan como compensadores estáticos de reactiva, en los arrancadores suaves de motores de inducción, y en algunos reguladores de lámparas de incandescentes.
- Los *hornos de arco* presentan una característica tensión-corriente no lineal, que además es muy variable en el tiempo, en función del estado de fusión del material, del refinado de éste y de la longitud del arco eléctrico dentro del horno (Arrillaga et al., 2000). Estos dispositivos no presentan una distribución armónica constante en régimen permanente. Para modelar su comportamiento es necesario utilizar funciones de probabilidad.
- Las *lámparas de descarga* de vapor de sodio o vapor de mercurio. Estas lámparas se basan en la existencia de un arco eléctrico controlado en su interior, por lo que también presentan una característica tensión-corriente no lineal (IEEE, 1993). Estas lámparas, a diferencia de las lámparas fluorescentes, son de mayor potencia y se utilizan principalmente en la iluminación de grandes locales, áreas extensas y espacios públicos. La concentración de este tipo de lámparas conectadas entre fase y neutro da lugar a serios problemas por la corriente que circula a través del hilo neutro.
- Los *transformadores* generan armónicos de corriente debido a la característica no lineal de su núcleo ferromagnético (IEEE, 1993). La saturación del núcleo produce principalmente un tercer armónico, más algo de quinto y séptimo armónico.

Algunos de estos efectos más importantes que producen los armónicos de corriente en las redes del sistema eléctrico y sobre los equipos conectados al mismo, son los siguientes (Arrillaga et al., 2000):

- La circulación de armónicos de corriente por las líneas de transporte y distribución produce caídas de tensión armónicas en las impedancias de la red, por consiguiente aparecen tensiones armónicas en diferentes puntos de la red.
- En los conductores, los armónicos de corriente generan un incremento de las pérdidas por efecto *Joule*. Hay que destacar que las corrientes de alta frecuencia, sólo circulan por la superficie de los conductores, concentrando el calentamiento en esas zonas.
- En las redes eléctricas las resonancias serie y paralelo entre las impedancias propias del sistema eléctrico y los elementos capacitivos conectados al mismo (generalmente bancos de compensación de reactiva y filtros pasivos) pueden provocar tensiones excesivas en algunos puntos de la red y la circulación de corrientes elevadas por los condensadores.
- En los bancos de condensadores, aunque no exista resonancia, las tensiones armónicas producen la circulación de corrientes armónicas en los mismos. La circulación de estas corrientes aumentará el calentamiento, aumentando la probabilidad de fallos de aislamiento y disminuyendo la vida útil de los mismos.
- En los transformadores y bobinas se incrementan las pérdidas en el cobre, mientras que los armónicos de tensión aumentarán las pérdidas en el hierro (aumenta aproximadamente con el cuadrado de la frecuencia). Ambas pérdidas producen calentamientos, disminuyendo la potencia útil del equipo y aumentando la probabilidad de fallos en el aislamiento.
- En motores y generadores, al igual que ocurre en los transformadores, las corrientes y tensiones armónicas aumentan las pérdidas de la máquina. Además, la presencia de armónicos produce pares parásitos que generan oscilaciones electromecánicas que reducen el par útil de la máquina.
- Los sistemas de protección experimentan efectos indeseables como consecuencia de los armónicos, generando disparos erráticos y retardos en la actuación de dichas protecciones. En interruptores automáticos, el aumento del valor de

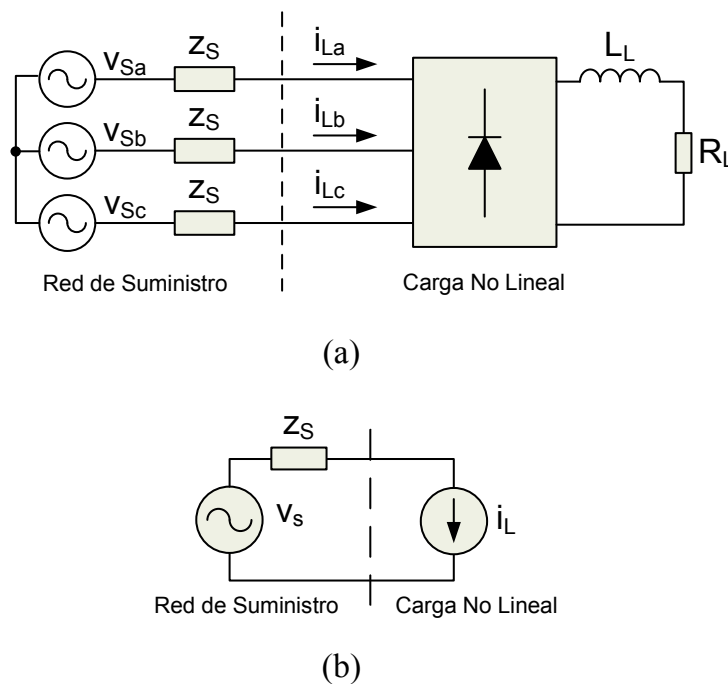


Figura 2.1: (a) carga no lineal en una red eléctrica. (b) circuito equivalente por fase

pico de la corriente asociado con la presencia de armónicos puede dificultar la extinción del arco eléctrico.

- La existencia de armónicos de tensión y corriente da lugar a errores en los equipos de medida y contadores de energía. Muchos de estos equipos están diseñados para trabajar con ondas de tensión y corriente sinusoidales, o su ancho de banda rechaza las componentes armónicas de la señal. Por ejemplo, los contadores de disco no miden con precisión las potencias derivadas de los armónicos.

Los efectos que estas cargas perturbadoras producen en el sistema eléctrico se analizan mediante un modelo. En general, la mayoría de las cargas presentes en los sistemas eléctricos se pueden modelar como fuentes armónicas de corriente (IEEE, 1993; Peng, 1998, 2001; Gomez and Morcos, 2002). En la Figura 2.1(a) se muestra el esquema eléctrico de una carga no lineal que genera armónicos de corriente en un sistema eléctrico y en la Figura 2.1(b) se muestra el circuito equivalente por fase.

2.3. Compensación de la distorsión armónica de corriente

La distorsión armónica de la corriente existe, en mayor o menor medida, en todas las redes eléctricas. Sin embargo, es necesario tomar medidas correctivas en el sistema eléctrico si (Peng, 2001):

- Los armónicos de corriente en un punto de conexión superan los límites permitidos.
- Los armónicos de corriente crean una elevada distorsión en la tensión del sistema como consecuencia de una elevada impedancia de corto circuito en la red de suministro eléctrico.
- Los armónicos de corriente producen interferencias en los sistemas de comunicación.
- Las tensiones o corrientes armónicas aumentan, superando los límites permitidos, debido a las resonancias en el sistema eléctrico.

La circulación de corrientes armónicas se puede controlar fundamentalmente al modificar la respuesta en frecuencia de la red eléctrica (añadiendo inductancias en serie, modificando la impedancia de corto circuito de la red de suministro o modificando el punto de conexión de los bancos de compensación de potencia reactiva) o añadiendo filtros que permitan derivar o anular los armónicos de corriente (Singh et al., 1999).

Existen diversos dispositivos que permiten compensar la distorsión armónica y/o potencia reactiva. Estos dispositivos se pueden dividir en dos grandes grupos: los dispositivos tradicionales y los dispositivos avanzados.

Los dispositivos tradicionales, fundamentalmente aquellos basados en elementos pasivos LC , no detectan los cambios de la topología de la red, por lo tanto, si las condiciones de trabajo cambian es probable que su acción mitigadora desaparezca e incluso podría transformarse en un dispositivo perturbador de la red (Grady et al., 1990). En contraste, los dispositivos avanzados, basados en interruptores de potencia

con apagado por puerta, son cada vez más utilizados porque responden ante posibles cambios de estado de la red e incluso pueden responder ante cambios transitorios.

En esta tesis se estudia principalmente los filtros activos de potencia para compensar potencia reactiva y los armónicos de corriente. Éstos forman parte de los dispositivos avanzados. A continuación se describen los inconvenientes que presentan los filtros pasivos para mitigar armónicos, dado que son los dispositivos más utilizados hasta el momento para compensar armónicos. Posteriormente se introduce un dispositivo avanzado, el filtro activo de potencia, como una alternativa de solución a los diferentes problemas encontrados en la utilización de filtros pasivos.

2.3.1. Filtros pasivos para la compensación de la distorsión armónica

Los filtros pasivos son dispositivos que varían su impedancia en función de la frecuencia. Fundamentalmente se componen de elementos pasivos (bobinas y condensadores) y son capaces de compensar los armónicos de corriente en una red eléctrica (Mehta et al., 1990).

La inserción de estos dispositivos en la red eléctrica modifica la respuesta en frecuencia de la red, de tal forma que se podría alterar el camino de circulación de los armónicos de corriente. Los filtros pasivos se pueden clasificar en filtros pasivos paralelo y serie (Arrilaga et al., 1985a).

Los *filtros pasivos paralelo* presentan baja impedancia para un rango determinado de frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en paralelo con la carga permite establecer un camino de baja impedancia para los armónicos de corriente seleccionados, evitando, de esta forma, que éstos armónicos se propaguen por la red de suministro.

Los *filtros pasivos serie* son un dispositivo dual al anterior que presentan alta impedancia a determinadas frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en serie con la carga aumentará la impedancia de conexión para el rango de frecuencias seleccionado.

La instalación de los filtros pasivos es sencilla y, en muchos casos, son más robustos y económicos que otras alternativas. Sin embargo, el hecho de que estos

filtros carezcan de algún tipo de «inteligencia» da lugar a que, una vez instalados, resulte imposible modificar sus parámetros de sintonización. Lo anterior es un serio inconveniente en redes donde cambian las condiciones de operación. Además, la respuesta en frecuencia del filtro pasivo depende de la impedancia de la red de suministro. Por lo tanto, en sistemas complejos, es posible que aparezcan situaciones de resonancia que producen una peligrosa amplificación de los armónicos de tensión o corriente (Peng et al., 1993).

Por las razones antes expuestas y gracias al perfeccionamiento de las características de los interruptores electrónicos de potencia, los filtros activos son cada día una solución más viable para mitigar armónicos. Estos filtros son el fundamento de esta tesis y se describen brevemente a continuación.

2.3.2. Filtros activos de potencia

Un convertidor c.c.-c.a o inversor es un circuito electrónico capaz de transformar la corriente continua en corriente alterna. Este funcionamiento permite su utilización en numerosas aplicaciones industriales; entre las más importante, el control de motores eléctricos de corriente alterna y los sistemas de alimentación ininterrumpida. Cuando en una red eléctrica se conecta, en paralelo o en serie con la carga, la salida de un inversor con una estrategia de control encaminada a reducir el contenido de armónicos de las corrientes o tensiones de la red, e incluso mejorar el factor de potencia de la carga, se dice que el conjunto trabaja como un filtro activo de potencia (Bhattacharya and Divian, 1996).

Los dispositivos electrónicos de potencia permiten el diseño de inversores que pueden actuar como fuentes de corriente (CSI de sus siglas en inglés *Current Source Inverter*) o fuentes de tensión (VSI de sus siglas en inglés *Voltage Source Inverter*) controlables (Rashid, 1995). Estas fuentes se implantan mediante inversores que trabajan en lazo cerrado para reducir el contenido de armónicos de las corrientes o tensiones de la red, e incluso mejorar el factor de potencia de la carga. En el enlace a red de dichos inversores, es preciso utilizar un pequeño filtro pasivo que evita que las componentes de tensión o corriente debidas a la conmutación sean inyectadas en la red (Akagi et al., 1984). Como se verá más adelante, estos inversores en

fuente de tensión o corriente pueden presentar diferentes topologías que determinan en gran medida las prestaciones de filtrado del sistema. Entre las prestaciones que persiguen se pueden destacar las siguientes: compensar las corrientes armónicas en un rango amplio de frecuencias, regular completamente la cantidad de potencia reactiva suministrada a la red y equilibrar las corrientes de frecuencia fundamental que son suministradas por cada fase de la red.

Con un diseño adecuado, y disponiendo de una fuente de energía en el lado de continua, se pueden construir sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS de sus siglas en inglés *Uninterruptible Power System*) (Emadi et al., 2005). Los convertidores c.c.-c.a. también se pueden usar en la regulación de tensiones en barras y para el control del flujo de potencia en las líneas, siendo fundamental en los sistemas flexibles de transporte de corriente alterna (FACTS de sus siglas en inglés *Flexible AC Transmission Systems*) (García-González, 2000).

Los principios de funcionamiento del filtro activo de potencia fueron establecidos en (Gyugyi and Strycula, 1976), la evolución de este tipo de dispositivos se extiende hasta nuestros días, investigándose en cuestiones tales como su aplicación en sistemas de transporte de gran potencia, en sistemas de generación distribuida, en sistemas de distribución de cuatro hilos, y en redes que trabajan en condiciones adversas debido a faltas, sobrecargas, desequilibrios, etc.

En las siguientes secciones se describe la clasificación de los filtros activos de potencia según la topología empleada y los métodos de compensación encontrados en la literatura.

2.4. Clasificación de los filtros activos de potencia

Los filtros activos se comportan idealmente como fuentes de corriente o tensión controladas. Como fuentes que son, los filtros activos se pueden conectar a la red en serie o paralelo (El-Habrouk et al., 2000).

Dadas las diferentes formas de conexión y configuración, los filtros activos de potencia se pueden clasificar en filtros activos paralelo, filtros activos serie, combinación filtro activo serie y paralelo, y filtros híbridos (combinación de filtro activo y

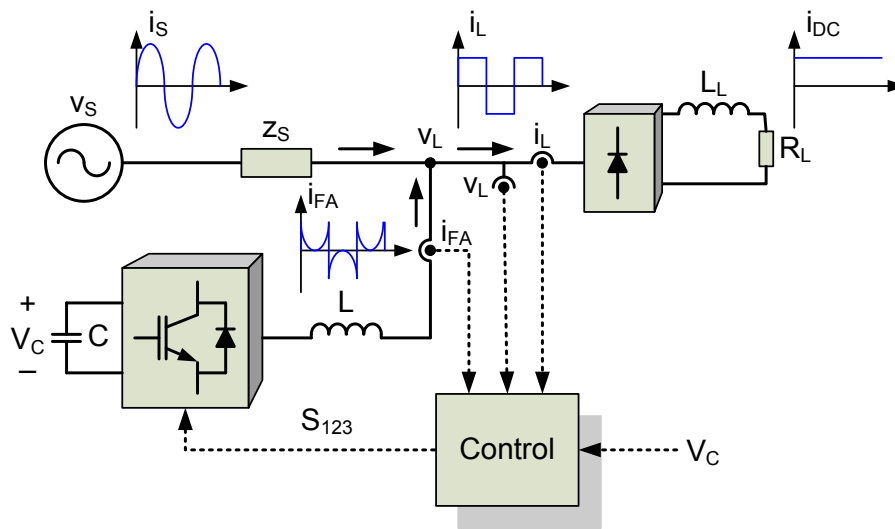


Figura 2.2: Filtro activo de potencia en conexión paralelo.

pasivo de potencia). A continuación se explica cada una de ellas.

2.4.1. Filtros activos paralelo

En la Figura 2.2 se muestra la configuración de un filtro activo paralelo (Grady et al., 1990; Cavallini and Montanari, 1994; Akagi, 1995, 1996b). El filtro activo paralelo se compone de un inversor fuente de tensión que se conecta al punto de conexión por medio de las bobinas de conexión (L). En el punto de conexión del filtro activo paralelo se encuentra una carga no lineal que genera armónicos de corriente.

El objetivo de control de este dispositivo es inyectar una corriente i_{FA} para compensar los armónicos de corriente que consume la carga y evitar que estas corrientes se propaguen por el resto del sistema eléctrico, es decir conseguir que la corriente que suministra la red de suministro (i_s) sea una sinusoidal pura. Como complemento, este tipo de filtro activo pueden contribuir a la compensación de potencia reactiva (Dixon et al., 1995), equilibrio de las corrientes trifásicas (Chen and Hsu, 2000; Lee et al., 2002) y contribuir a la regulación de tensión, por ejemplo, a la compensación de parpadeo (García-Cerrada et al., 2000).

Con esta topología no se requiere alimentación en el lado de continua y ésta se sustituye por un condensador. Además es la más adecuada para un amplio margen

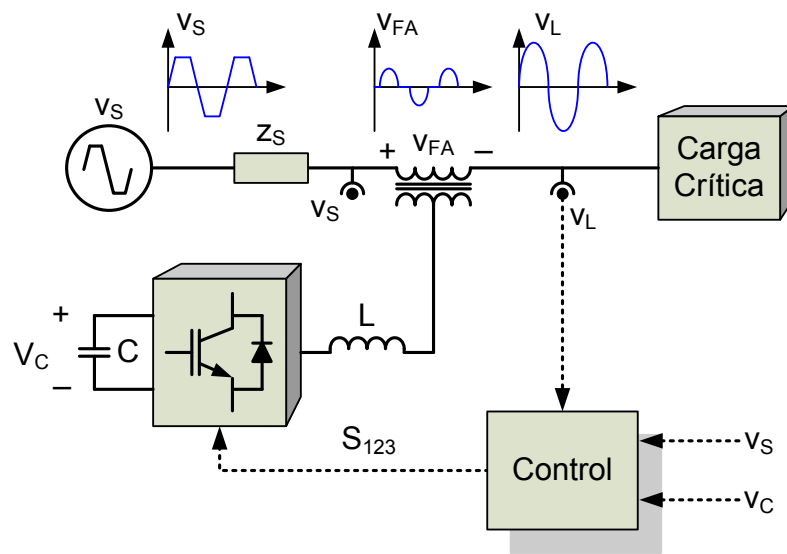


Figura 2.3: Filtro activo de potencia en conexión serie.

de potencias porque es posible conectar varios filtros activos a un mismo punto de conexión para conseguir la compensación demandada.

2.4.2. Filtros activo serie

En la Figura 2.3 se muestra una posible configuración de un filtro activo serie. El filtro activo serie se compone de un inversor fuente de tensión y un transformador de conexión que se conecta en serie con la red de suministro y la carga crítica. El objetivo de control es disminuir en la carga la distorsión armónica de tensión que existe en la red de suministro, es decir, compensar la distorsión armónica de tensión en la red de suministro, aplicando una tensión V_{FA} para conseguir una tensión sinusoidal pura en los terminales (V_L) de la carga (Bhavaraju and Enjeti, 1994; Blajszczak, 1995). Esto último es importante en cargas sensibles a la forma de onda de tensión (Akagi, 1996b).

Dadas las características de este dispositivo, el filtro activo serie podría regular, en los terminales de la carga, la componente fundamental de la tensión (Ghosh and Ledwich, 2002), incluso podría compensar huecos, desequilibrios y flicker de tensión (Melhorn et al., 1998; Brumsickle et al., 1999; Bhavaraju and Enjeti, 1994).

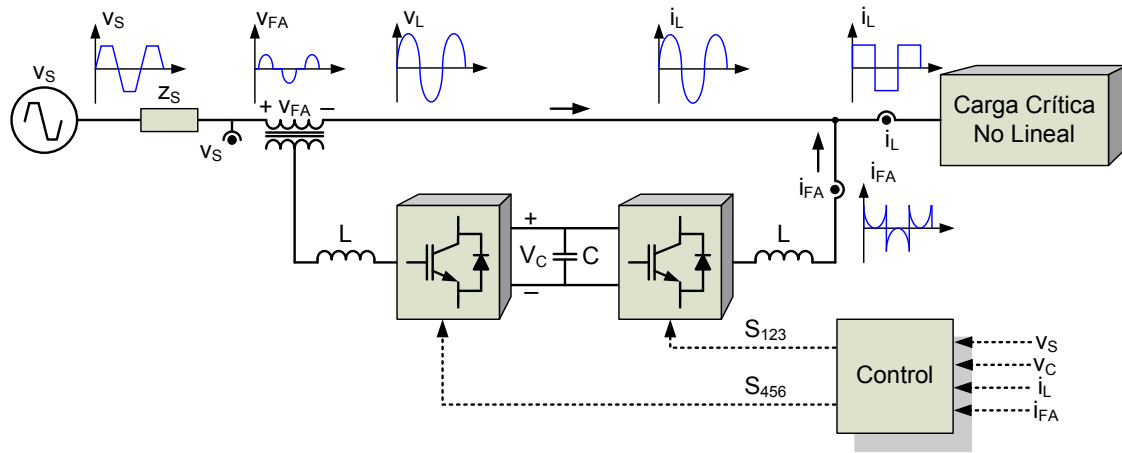


Figura 2.4: Combinación de filtro activo serie y paralelo.

2.4.3. Combinación de filtro activo serie y paralelo

La combinación de filtro activo serie y paralelo da lugar a sistemas universales de acondicionamiento con excelentes prestaciones que garantizan tanto la circulación de corrientes sinusoidales equilibradas en el lado de fuente, como la protección de la carga ante perturbaciones en la red (Newman and Holmes, 2002). En la Figura 2.4 se muestra el esquema de una posible combinación de un filtro activo serie y paralelo. Esta combinación también se encuentra en la literatura con el nombre de acondicionador de calidad de potencia unificado (UPQC del inglés *Unified Power Quality Conditioner*) (Akagi, 1996b) y su topología se asemeja al controlador unificado de flujo de potencia (UPFC del inglés *Unified Power Flow Controller*) para sistemas de transporte (Gyugyi, 1992).

El objetivo del UPQC es aislar una carga perturbadora de la red de suministro eléctrico (sistema de distribución). En este caso, el filtro activo serie aplica la tensión necesaria para forzar que los armónicos de la corriente de la carga circulen por el filtro activo paralelo, es decir, el filtro activo serie se comporta como una alta impedancia para los armónicos que se desean eliminar. Los principales inconvenientes de aplicación de esta combinación recaen en el coste y la complejidad de su control (Akagi, 1995, 1996b).

2.4.4. Filtro híbrido

Los filtros híbridos combinan un filtro activo y un filtro pasivo. Esta combinación busca principalmente reducir el tamaño y el coste de los dispositivos de estado sólido en la parte activa (Peng et al., 1993; Fukuda and Endoh, 1995).

En la literatura, el filtro híbrido más extendido es la combinación de un filtro activo serie con un filtro pasivo paralelo. En este caso, el filtro activo serie aplica la tensión necesaria para forzar que los armónicos de la corriente de la carga circulen por el filtro pasivo paralelo, comportándose el filtro activo serie como una alta impedancia para los armónicos que se desean eliminar. Con esta topología se consigue que la potencia del filtro activo serie sea una pequeña fracción de la potencia nominal de la carga (Balbo et al., 1994).

2.5. Control del filtro activo paralelo

En la literatura se encuentran diferentes estrategias para controlar el filtro activo paralelo. En cualquier caso, el objetivo principal del control del filtro activo es compensar la distorsión armónica de corriente de la carga. En la Figura 2.5 se muestra en un diagrama los bloques fundamentales del sistema de control de un filtro activo paralelo (Chang, 2001; Singh et al., 1999; Akagi et al., 1986). El control del filtro activo se divide fundamentalmente en tres bloques: el control de la tensión de la etapa de corriente continua (control de tensión en la Figura 2.5), el cálculo de la corriente de referencia (cálculo de referencia en la Figura 2.5) y el control de la corriente del filtro activo paralelo (control de corriente en la Figura 2.5).

El control de tensión de la etapa de corriente continua tiene como misión evitar grandes variaciones en la tensión de los condensadores para asegurar el correcto funcionamiento del inversor (Singh et al., 1999). El control de tensión de la etapa de corriente continua determina en cada momento la potencia que hay que absorber del sistema eléctrico de potencia para mantener la tensión en los condensadores del inversor.

A continuación se explica con más detalle el bloque de cálculo de la corriente de referencia y el bloque del control de corriente del filtro activo paralelo, mostrando

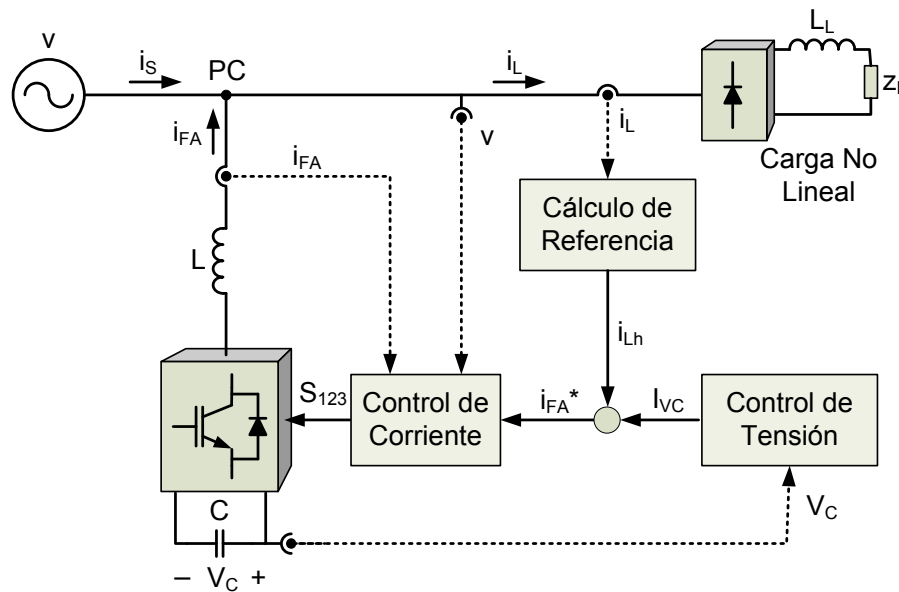


Figura 2.5: Diagrama de bloques del sistema de control de un filtro activo paralelo.

las diferentes alternativas que se encueran en la literatura.

2.6. Cálculo de la corriente de referencia

El cálculo de la corriente de referencia determina las señales de consigna que debe seguir el control de corriente, utilizando las medidas en el sistema eléctrico (Chang, 2001). En la literatura aparecen diferentes alternativas para generar las referencias del control de corriente de un filtro activo paralelo (El-Habrouk et al., 2000). Este procedimiento se hace principalmente en el dominio del tiempo pero existen otras técnicas propuestas en dominio de la frecuencia (Leonowicz et al., 2003; Mariethoz and Rufer, 2002). En el dominio del tiempo la corriente de referencia se extrae filtrando y transformando las señales medidas (Singh et al., 1999). En el dominio de la frecuencia, se calcula la corriente de referencia aplicando la transformada de *Fourier* a las señales medidas (Grady et al., 1990).

A continuación se presentan algunos de los métodos más utilizados en la literatura para calcular la corriente de referencia (Kazmierkowski and Malesani, 1998).

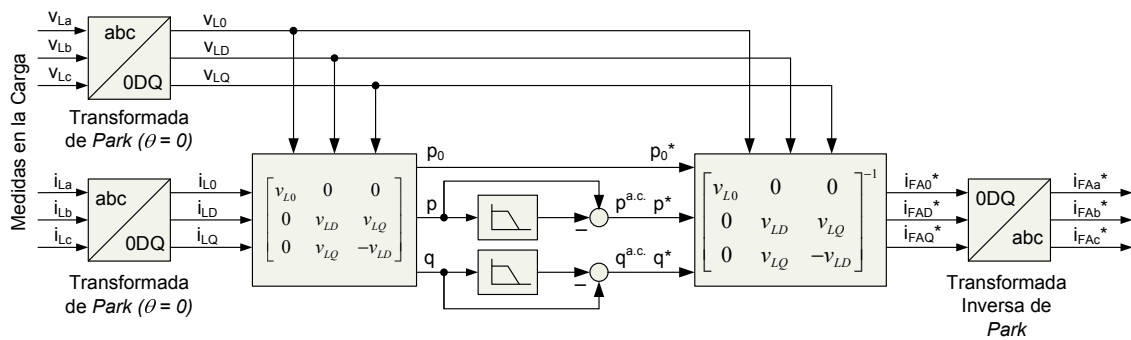


Figura 2.6: Cálculo de la corriente de referencia usando el método de la potencia instantánea

2.6.1. Filtro paso alto

Con este método, se elimina la componente fundamental de la corriente de la carga (medida) utilizando un filtro paso alto. En la salida del filtro paso alto se obtienen los armónicos de la corriente de la carga que son, a su vez, la corriente de referencia del control del filtro activo paralelo. Con este método puede existir un error apreciable en la magnitud y fase de cada armónico de corriente de referencia. Además, esta técnica de filtrado se considera equivalente a una derivada de la señal de entrada. Por lo tanto, esta técnica se considera más vulnerable al ruido en alta frecuencia (El-Habrouk et al., 2000; Grady et al., 1990).

2.6.2. Filtro paso bajo

Con este método se eliminan los armónicos de la corriente de la carga utilizando un filtro paso bajo. En la salida del filtro se obtiene la componente fundamental de la corriente de la carga. La corriente de referencia se calcula restando a la corriente de la carga la componente fundamental de la corriente (la salida del filtro). Este método también puede presentar un error apreciable en la magnitud y fase para cada armónico de la corriente de referencia (Moran et al., 1995).

2.6.3. Potencia instantánea

El método de la potencia instantánea o teoría p-q fue propuesto por (Akagi et al., 1984) para calcular las corrientes de referencia del filtro activo de potencia mediante el cálculo intermedio de las potencias instantáneas de la carga. En la Figura 2.6 se muestra este método en un diagrama de bloques. En este método, la corriente $\vec{i}_{Labc}(t)$ y la tensión en la carga $\vec{v}_{Labc}(t)$ se transforman usando la transformada de Park en un sistema de referencia estacionario (Krause, 1986).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L0}(t) \\ i_{LD}(t) \\ i_{LQ}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{L0DQ}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{P(0)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{Labc}(t)} \quad (2.1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{L0}(t) \\ v_{LD}(t) \\ v_{LQ}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{v}_{L0DQ}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{P(0)} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{La}(t) \\ v_{Lb}(t) \\ v_{Lc}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{v}_{Labc}(t)} \quad (2.2)$$

Las corrientes $\vec{i}_{L0DQ}(t)$ y la $\vec{v}_{L0DQ}(t)$ se usan para calcular la potencia homopolar $p_0(t)$, la potencia real $p(t)$ y la potencia reactiva instantánea $q(t)$ (Akagi et al., 1984).

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L0}(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_{LD}(t) & v_{LQ}(t) \\ 0 & v_{LQ}(t) & -v_{LD}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L0}(t) \\ i_{LD}(t) \\ i_{LQ}(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La potencia real y reactiva instantáneas se pueden descomponer en una componente continua ($p^{d.c.}(t)$ y $q^{d.c.}(t)$) y otra componente alterna ($p^{a.c.}(t)$ y $q^{a.c.}(t)$).

$$p(t) = p^{d.c.}(t) + p^{a.c.}(t) \quad (2.4)$$

$$q(t) = q^{d.c.}(t) + q^{a.c.}(t) \quad (2.5)$$

La componente de continua de la potencia real instantánea equivale, en régimen permanente, a la potencia media que consume la carga. La componente continua de la potencia reactiva instantánea equivale, en régimen permanente, a la potencia reactiva que consume la carga. La componente alterna de las potencias real y reactiva instantánea resulta de los armónicos de tensión y corriente de la carga (Akagi et al., 1984).

Mediante el filtrado de las componentes de potencia real y reactiva instantánea se puede calcular las potencias instantáneas asociadas a los armónicos y la potencia reactiva (Akagi et al., 1984). El cálculo se hace fundamentalmente con un filtro paso bajo (Watanabe et al., 1993). La frecuencia de corte del filtro paso bajo debe ser superior a la frecuencia fundamental de la red e inferior a la frecuencia del primer armónico que se desea compensar (Akagi et al., 1984). En el caso de la compensación de armónicos de corriente, las potencias instantáneas de referencia son:

$$\begin{bmatrix} p_0^*(t) \\ p^*(t) \\ q^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_0(t) \\ p^{a.c.}(t) \\ q^{a.c.}(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Si además se requiere la compensación de la potencia reactiva, las potencias instantáneas de referencia son:

$$\begin{bmatrix} p_0^*(t) \\ p^*(t) \\ q^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_0(t) \\ p^{a.c.}(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Estas potencias de referencia se usan para calcular las referencias de corriente en componentes homopolar, D y Q .

$$\begin{bmatrix} i_{FA0}^*(t) \\ i_{FAD}^*(t) \\ i_{FAQ}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L0}(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_{LD}(t) & v_{LQ}(t) \\ 0 & v_{LQ}(t) & -v_{LD}(t) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_0^*(t) \\ p^*(t) \\ q^*(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Por último, las corrientes de referencia en el sistema trifásico abc se calculan usando la transformación inversa de la *Park*.

$$\begin{bmatrix} i_{FAa}^*(t) \\ i_{FAb}^*(t) \\ i_{FAc}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{FA0}^*(t) \\ i_{FAD}^*(t) \\ i_{FAQ}^*(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Los resultados de la compensación con este método son buenos cuando la tensión en el punto de conexión es equilibrada y no presenta distorsión armónica, en caso contrario, existe un error en el cálculo de la corriente de referencia (Peng, 1998; Jou, 1995; Watanabe et al., 1993; Furuhashi et al., 1990). En la literatura se encuentran soluciones para eliminar la distorsión armónica de la tensión de medida: el filtrado de la tensión de red y el uso de un PLL (del inglés *Phase-Locked Loop*) para determinar la componente fundamental de secuencia directa de la tensión. En el primer caso, los filtros típicamente introducen retardos en la medida de la tensión de referencia que exige aplicar técnicas de estimación para evitar errores en los cálculos. En el segundo caso, se consigue eliminar la distorsión armónica de la tensión de medida y es una de las técnicas más usada en el control de filtros activos (Bonifacio et al., 2000).

2.6.4. Sistema de referencia síncrono

Este método calcula las corrientes de referencia utilizando la transformada de *Park* en un sistema de referencia síncrono con la componente fundamental de la tensión de la red de suministro (Mattavelli, 2001b; Bhattacharya and Divian, 1995). En la Figura 2.7 se muestra este método en un diagrama de bloques. En este método, la tensión de la red de suministro $\vec{v}_{Labc}(t)$ se transforma en:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{L0}(t) \\ v_{LD}(t) \\ v_{LQ}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{v}_{0DQ}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{P(0)} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{La}(t) \\ v_{Lb}(t) \\ v_{Lc}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{v}_{Labc}(t)} \quad (2.10)$$

y la corriente de la carga $\vec{i}_{Labc}(t)$ en:

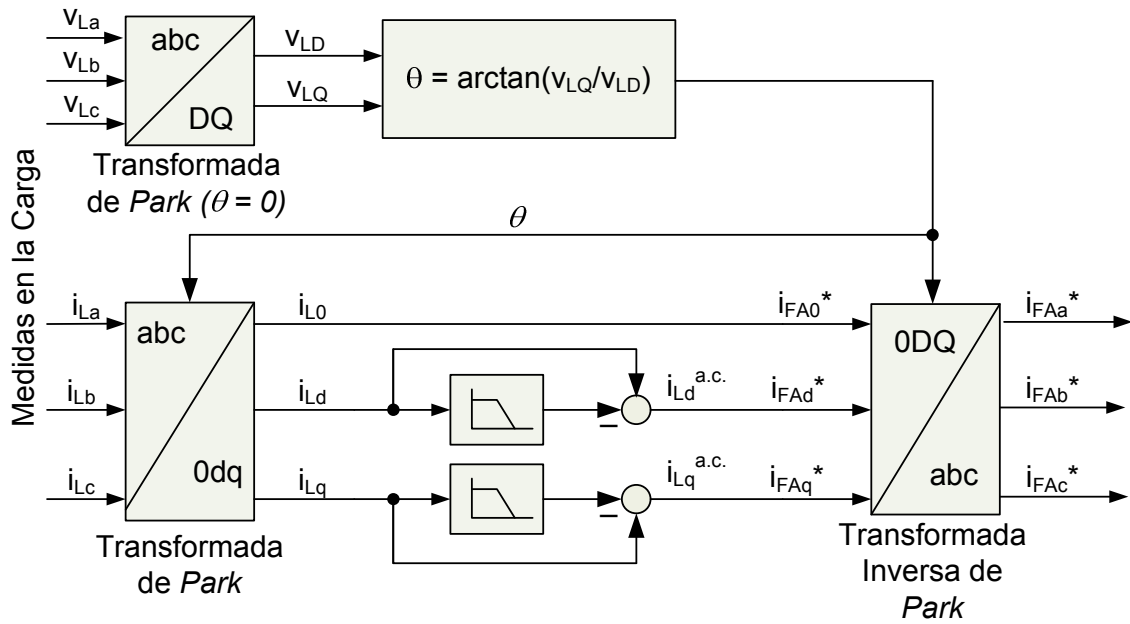


Figura 2.7: Cálculo de la corriente de referencia usando un sistema de referencia síncrono

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L0}(t) \\ i_{Ld}(t) \\ i_{Lq}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{L0dq}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{P(\theta)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{Labc}} \quad (2.11)$$

donde $\theta = \omega t = \arctan(v_{LQ}/v_{LD})$ es el ángulo instantáneo que forma la tensión en el punto de conexión.

Las componentes d y q de la corriente ($i_{Ld}(t)$ y $i_{Lq}(t)$) se pueden descomponer en una componente continua ($i_{Ld}^{d.c.}(t)$ y $i_{Lq}^{d.c.}(t)$) y otra componente alterna ($i_{Ld}^{a.c.}(t)$ y $i_{Lq}^{a.c.}(t)$).

$$i_{Ld}(t) = i_{Ld}^{d.c.}(t) + i_{Ld}^{a.c.}(t) \quad (2.12)$$

$$i_{Lq}(t) = i_{Lq}^{d.c.}(t) + i_{Lq}^{a.c.}(t) \quad (2.13)$$

Las componentes continuas de la corriente $i_{L_d}^{d.c.}(t)$ y $i_{L_q}^{d.c.}(t)$ equivalen a la componente fundamental y equilibrada de secuencia directa de la corriente en un sistema trifásico abc . Las componentes alternas de la corriente $i_{L_d}^{a.c.}(t)$ y $i_{L_q}^{a.c.}(t)$ son todo lo demás, es decir, los armónicos y desequilibrios de corriente en el sistema trifásico abc .

Las componentes alternas $i_{L_d}^{a.c.}(t)$ y $i_{L_q}^{a.c.}(t)$ de la corriente se pueden extraer fácilmente mediante un filtro paso bajo. Las especificaciones de este filtro son similares al filtro utilizado en el método de la potencia instantánea. Por lo tanto, las corrientes de referencia \vec{i}_{FA0dq}^* son:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{FA0}^*(t) \\ i_{FA_d}^*(t) \\ i_{FA_q}^*(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FA0dq}^*} = \begin{bmatrix} i_{FA0}(t) \\ i_{FA_d}^{a.c.}(t) \\ i_{FA_q}^{a.c.}(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Estas corrientes se transforman al sistema trifásico abc usando la transformada inversa de *Park*.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{FAa}^*(t) \\ i_{FAb}^*(t) \\ i_{FAc}^*(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FAabc}^*} = \sqrt{\frac{3}{2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{P(\theta)^{-1}}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{FA0}^*(t) \\ i_{FA_d}^*(t) \\ i_{FA_q}^*(t) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FA0dq}^*} \quad (2.15)$$

Para la aplicación de este método es necesario calcular con precisión la componente fundamental y de secuencia directa de la tensión de red. En (Karimi-Ghartemani and Iravani, 2002; Aredes and Monteiro, 2002) se muestra que el ángulo θ se debe calcular utilizando un PLL para mejorar el comportamiento del filtro activo ante posibles desviaciones de la frecuencia de red y en (Lee et al., 2002; Chen and Hsu, 2000) se demuestra que este método presenta un buen comportamiento en sistemas eléctricos con armónicos de tensión en la red de suministro y/o cargas desequilibradas.

Una variante de este método consiste en utilizar para cada armónico de inte-

rés una transformada de *Park* que gira con la velocidad del armónico de tensión correspondiente. De esta forma, las componentes d y q del armónico de corriente son señales continuas. Por consiguiente, es fácil calcular, de forma independiente, la referencia de cada armónico de la corriente de la carga (Newman et al., 2002; Mattavelli, 2001a,b).

2.6.5. Transformada discreta de Fourier

Se trata de un método de compensación en el dominio de la frecuencia utilizando la transformada discreta de Fourier (DFT del inglés *Discrete Fourier Transform*) (Mariethoz and Rufer, 2002).

En este método se adquieren un número de muestras de la corriente medida de la carga, donde el número de muestras es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Se calcula una DFT al conjunto de muestras, obteniendo la magnitud de las componentes de frecuencia de la señal y sus retrasos. Una vez se tienen las magnitudes de los armónicos contenidos de la señal analizada, se extraen las componentes armónicas que no se desean compensar antes de realizar la inversa de la DFT. De este modo, la señal procesada en el espacio del tiempo corresponde con la corriente de referencia del filtro activo de potencia.

Con este método se puede actuar sobre cada armónico en particular o todos los armónicos, obteniendo buenos resultados en regimen estacionario. Sin embargo, su carga computacional es elevada (El-Habrouk et al., 2000).

2.7. Control de la corriente del filtro activo paralelo

El control de la corriente del filtro activo paralelo se encarga, fundamentalmente, de inyectar en el punto de conexión la corriente de referencia calculada por el bloque de cálculo de referencia. En la literatura se encuentran diferentes técnicas para controlar la corriente de los filtros activos (Akagi, 1996a; El-Habrouk et al., 2000; Buso et al., 1998; Kazmierkowski and Malesani, 1998; Grady et al., 1990). En esta tesis, las técnicas para el control de corriente se presentan en dos grupos: control lineal de corriente y control no lineal de corriente (Emadi et al., 2005).

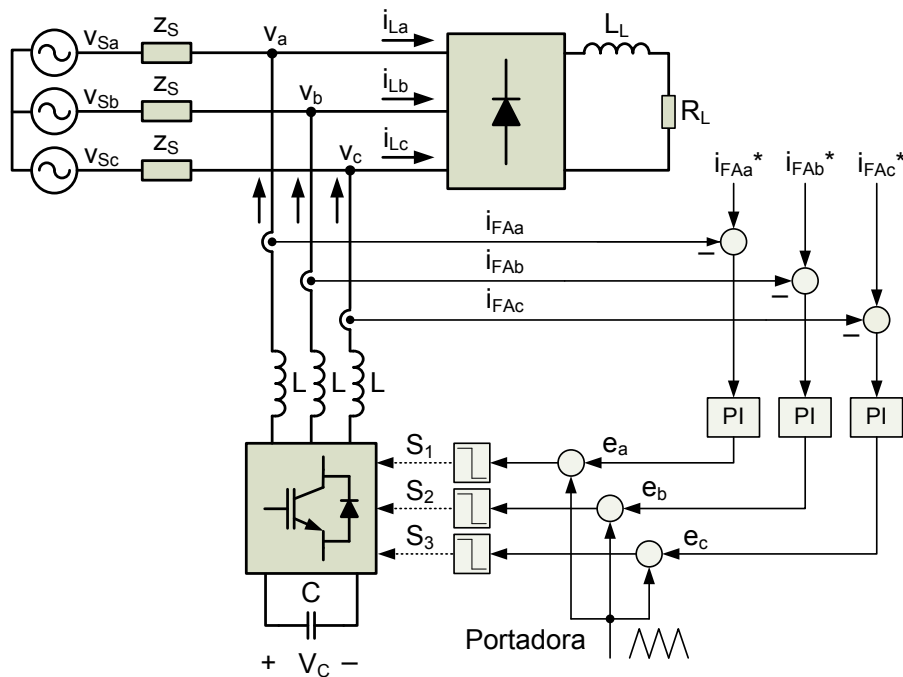


Figura 2.8: Control PI de corriente

2.7.1. Control lineal de corriente

Control PI de corriente

En la Figura 2.8 se muestra un control PI de corriente. Los tres reguladores PI compensan el error de corriente y producen el mando de tensión (e_a , e_b y e_c) para un modulador de ancho de pulso (PWM) sinusoidal trifásico. El PWM sinusoidal genera los instantes de conmutación del inversor S_1 , S_2 y S_3 , comparando el mando de tensión con una señal portadora triangular (Rashid, 1995).

Esta técnica de control es adecuada si la pendiente máxima del mando de tensión no excede la pendiente de la señal portadora. Por lo tanto, los armónicos de la corriente de referencia deben limitarse a frecuencias mucho menores que la frecuencia de la señal portadora. Además, con esta técnica de control no es posible seguir sin error (magnitud y fase) una corriente de referencia sinusoidal (Kazmierkowski and Malesani, 1998).

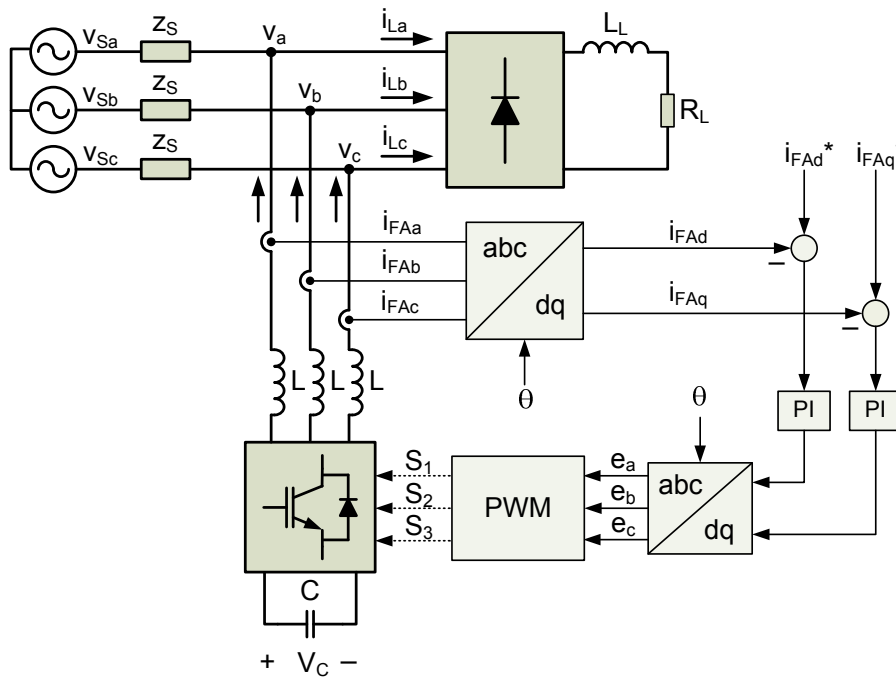


Figura 2.9: Control de corriente en un sistema de referencia síncrono

Control de corriente en un sistema de referencia síncrono

En la Figura 2.9 se muestra un control de corriente en un sistema de referencia síncrono. Esta técnica de control utiliza un sistema de referencia que gira a la velocidad de la componente fundamental y de secuencia directa de la tensión en el punto de conexión del filtro activo. De esta forma la componente continua de i_{FA_d} e i_{FA_q} equivale a la componente fundamental y equilibrada de la corriente. Por lo tanto, es posible utilizar un regulador PI para reducir el error en régimen permanente de la componente fundamental de la corriente.

Para la implantación digital de esta técnica se puede utilizar una modulación de vector espacial (SVM) (Holtz, 1994), tal y como se muestra en la Figura 2.10. La modulación de vector espacial determina los estados de los interruptores de potencia en un periodo de conmutación a partir de la posición del mando de tensión (e_D y e_Q) y es adecuada en una implantación digital (Holtz, 1994).

Una variante a esta técnica es utilizar un sistema de referencia síncrono por cada armónico que se desean controlar. De esta forma, el armónico de corriente es

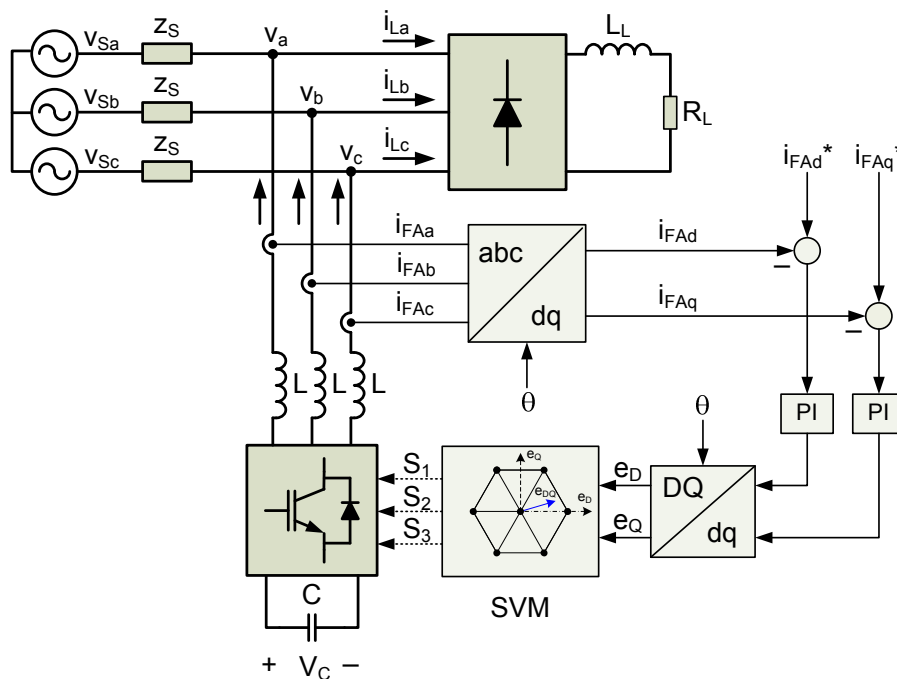


Figura 2.10: Control de corriente síncrono con modulación de vector espacial

una señal continua y un regulador PI es suficiente para seguir sin error en régimen permanente (Newman et al., 2002; Mattavelli, 2001a,b) este armónico de corriente. Sin embargo, al utilizar varios sistemas de referencia, se aumenta, enormemente, su carga computacional.

Control de corriente en un sistema de referencia estacionario

En la Figura 2.11 se muestra un control de corriente en un sistema de referencia estacionario. La corriente de la carga se transforma utilizando la transformada de *Park* estacionaria. El regulador de corriente tiene en cuenta el acoplamiento de las corrientes (H_{DQ} y H_{QD} en la Figura 2.11) y en conjunto calcula el mando de tensión (e_D y e_Q). El mando de tensión (e_a , e_b y e_c) para el modulador de ancho de pulso se calcula haciendo la transformada inversa de *Park*.

En (Zmood et al., 2001) se diseña un regulador en un sistema de referencia estacionario a partir de un regulador equivalente en un sistema de referencia síncrono. Bajo ciertas condiciones se consigue el mismo comportamiento transitorio y en ré-

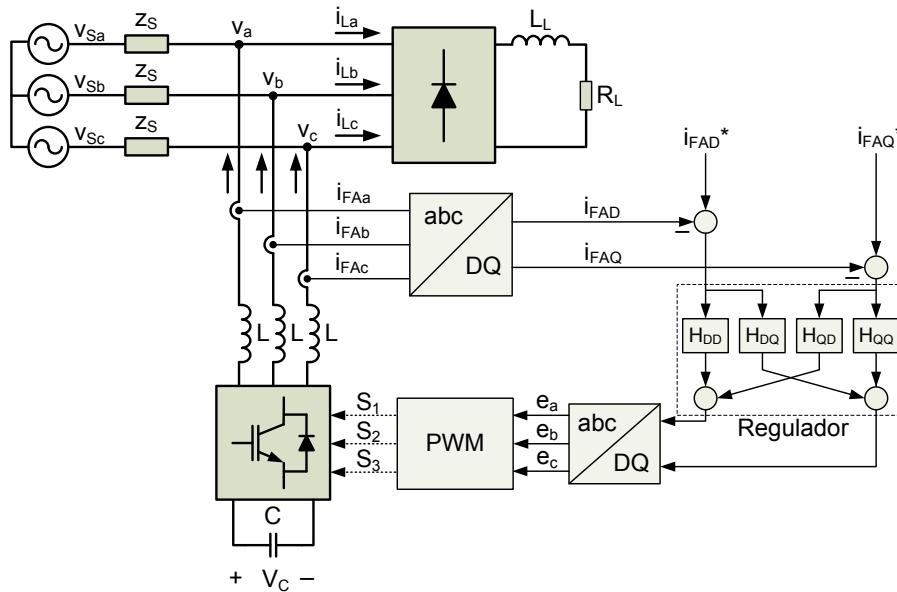


Figura 2.11: Control de corriente en un sistema de referencia estacionario

gimen permanente que un control en un sistema de referencia síncrono (Zmood and Holmes, 2003). Es decir, se consigue un error cero en régimen permanente para un armónico de interés y el tiempo de cálculo es reducido (Yuan et al., 2002).

Control de corriente deadbeat

En la Figura 2.12 se muestra un control de corriente *dead-beat*. Esta técnica permite alcanzar la corriente de referencia en un número finito de periodos de muestreo, usando un modelo inverso de la planta (Ottersten and Svensson, 2002). En algunas implantaciones digitales de esta técnica, los cálculos se realizan en un sistema de referencia estacionario (componentes D y Q) y usando una modulación de vector espacial (Buso et al., 1998). También se puede compensar aplicando técnicas de estimación de la corriente de referencia (Holmes, 1998).

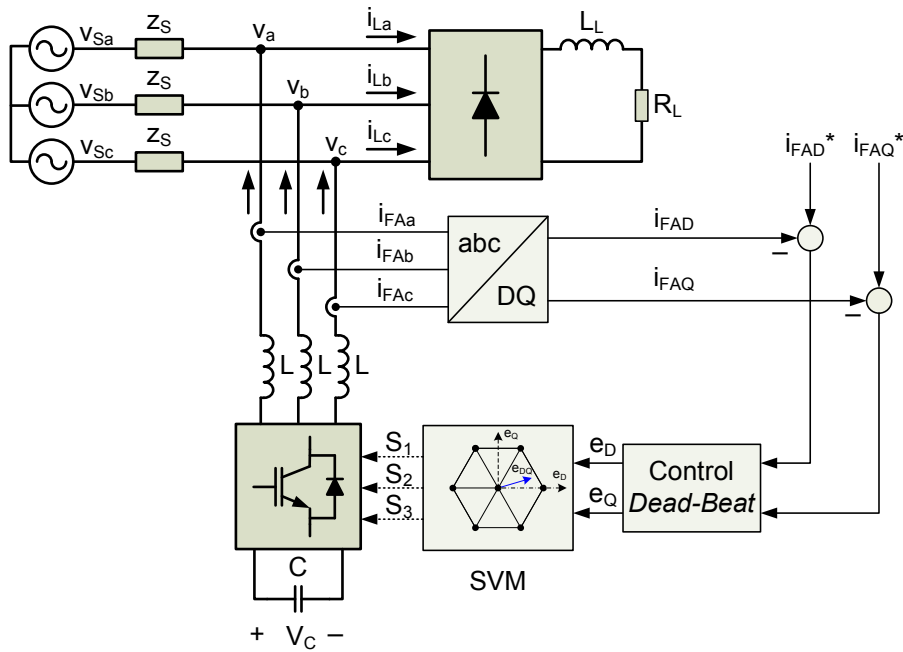


Figura 2.12: Control de corriente *dead-beat*

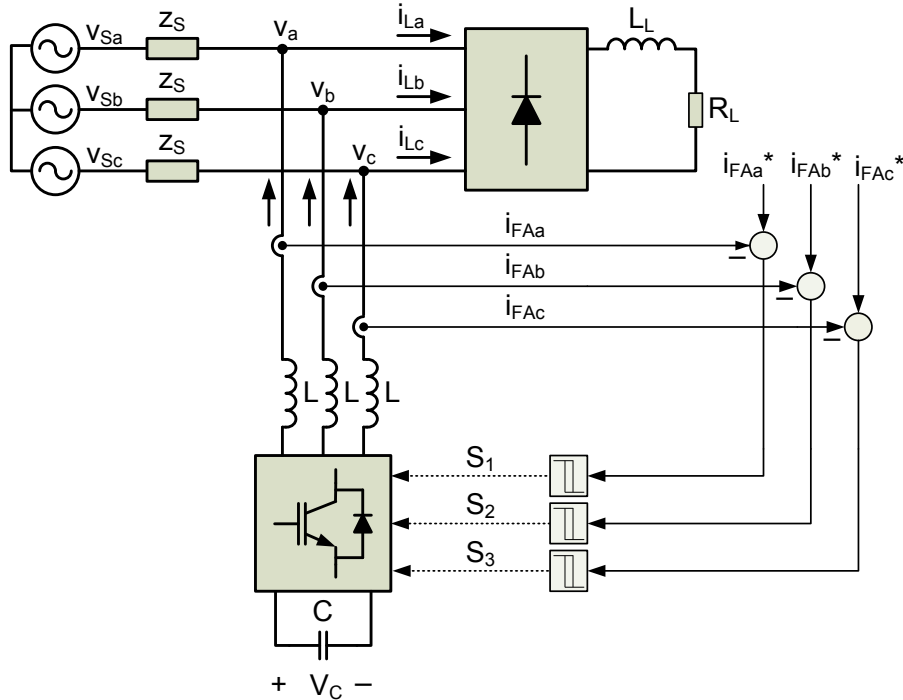


Figura 2.13: Control de corriente por histéresis

2.7.2. Control no lineal de corriente

Control de corriente por histéresis

En la Figura 2.13 se muestra un control por histéresis. En esta técnica se controla simultáneamente la corriente de salida y la conmutación del inversor fuente de tensión. La corriente de referencia se compara con la corriente inyectada por el inversor y se comprueba si este error se encuentra en una banda de tolerancia. La conmutación ocurre cuando el error sale de esta banda de tolerancia. El método de histéresis tiene una respuesta rápida y es la técnica más sencilla de implantar. Sin embargo, la frecuencia de conmutación del inversor es variable y sus pérdidas son significativas (Rashid, 1995). Además, en implantaciones digitales se ha mostrado que el rizado de la corriente de salida puede alcanzar valores elevados (Kazmierkowski and Malesani, 1998). La modulación por histéresis ha experimentado notables modificaciones (Buso et al., 1998). Entre éstas se encuentra la utilización de una banda de histéresis con ancho variable, en función del valor instantáneo de la tensión de salida. Esta modificación intenta disminuir las pérdidas del inversor y consigue una frecuencia de conmutación constante.

Control de corriente en modo deslizante

En la Figura 2.14 se muestra un control de corriente en modo deslizante. La acción de control es una función discontinua. Se consigue una condición específica de funcionamiento cuando se conmuta el inversor a una frecuencia elevada, idealmente infinito, y se fuerza a que el estado del sistema se encuentre dentro de una superficie (llamada superficie deslizante). A esta condición de funcionamiento se le llama modo de deslizamiento ideal. Esta técnica de control presenta unas propiedades muy atractivas: es robusto cuando existe incertidumbre en los parámetros del sistema y ante perturbaciones externas, el sistema de control en lazo cerrado es de orden reducido y su dinámica depende de la superficie deslizante escogida por el diseñador (Battista and Mantz, 2000).

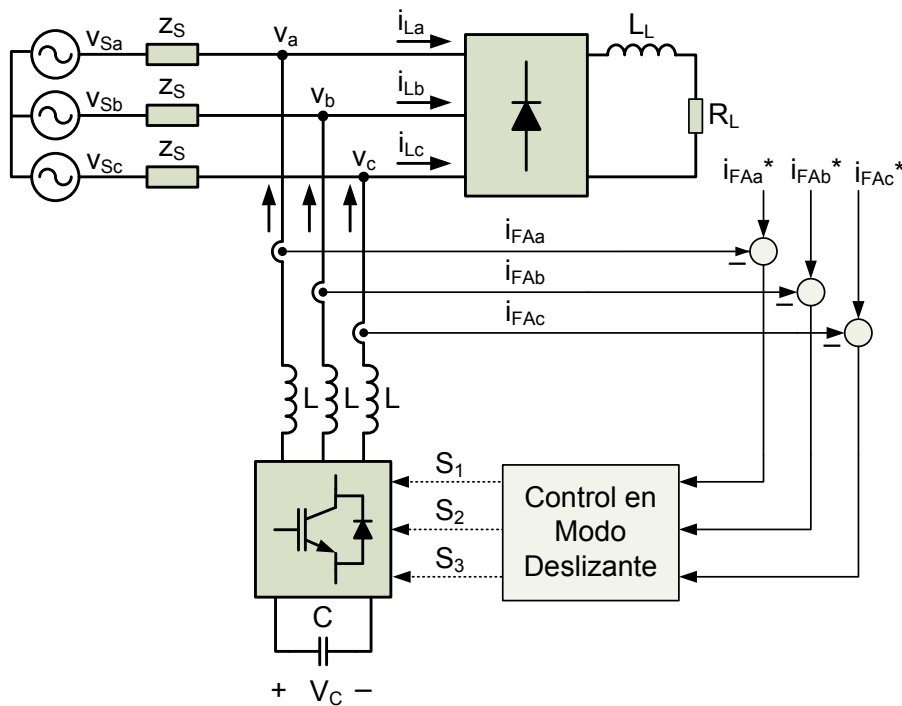


Figura 2.14: Control de corriente usando un modo deslizante

2.8. Resumen

En este capítulo se intenta establecer un marco general de trabajo donde se cubren los principales conceptos para estudiar los filtros activos de potencia. Inicialmente, se estudian diferentes tipos de cargas que introducen armónicos en el sistema de eléctrico (p.e. rectificadores, inversores, ciclo-convertidores, hornos de arco, etc) y los efectos que este tipo de cargas producen en las redes eléctricas. A continuación, se hace una breve descripción de los dispositivos compensadores de armónicos y se hace un especial énfasis sobre los filtros activos de potencia, sus ventajas e inconvenientes.

En este capítulo también se hace una clasificación de los filtros activos de potencia y se describe las diferentes topologías que se encuentran en la literatura para compensar armónicos de tensión y/o corriente. Se hace una breve descripción de las diferentes técnicas más utilizadas en la literatura para el cálculo de la corriente de referencia y se describen las diferentes técnicas de control de corriente del filtro

activo paralelo.

Capítulo 3

Control de la tensión de salida en inversores fuente de tensión con hilo neutro

3.1. Introducción

En redes de suministro eléctrico, las cargas monofásicas no lineales conectadas entre una fase y el hilo neutro hacen circular una corriente por el hilo neutro. Estas corrientes pueden generar una tensión homopolar que podría afectar al buen funcionamiento de otras cargas o al mismo sistema eléctrico.

Recientemente, los filtros activos con hilo neutro son una alternativa para compensar la corriente o tensión homopolar mediante el control de inversores fuentes de tensión con cuatro hilos (Akagi, 1996a): inversor fuente de tensión con cuatro ramas de interruptores o inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores de la etapa de corriente continua. En estos casos la tensión homopolar se debe incluir en los algoritmos de control, lo que justifica un estudio detallado.

En la literatura se encuentran diferentes técnicas para controlar la tensión de salida en inversores fuente de tensión con hilo neutro (Zhang et al., 2002; Shen and Lehn, 2002). Sin embargo, estas técnicas utilizan algoritmos complejos que elevan la carga computacional. En este capítulo se analiza en detalle la modulación

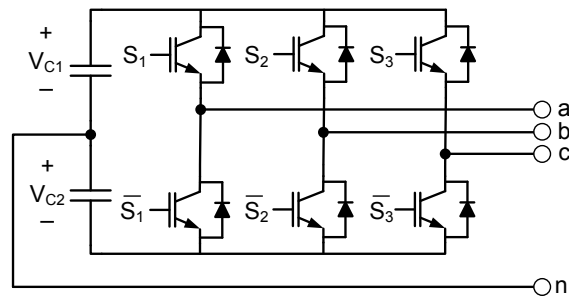


Figura 3.1: Inversor trifásico con tres ramas de interruptores e hilo neutro

de vector espacial en inversores fuente de tensión con hilo neutro y se propone un algoritmo sencillo para calcular los tiempos de conmutación en el inversor. Además se determinan los límites en régimen permanente para generar la tensión homopolar.

3.2. Tensión de salida en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro

En la Figura 3.1 se muestra un esquema simplificado de un inversor trifásico con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de la rama de condensadores de entrada. En este inversor los interruptores de una rama no pueden estar encendidos ni apagados simultáneamente (Holtz, 1994). De esta forma se evita el cortocircuito de la tensión de entrada y se garantiza que la tensión de cada fase está definida independientemente de su corriente. Con estas limitaciones sólo son posibles 8 *modos* de funcionamiento del inversor y el estado de cada rama se determina con el estado de un solo interruptor.

Los modos de funcionamiento del inversor de la Figura 3.1 se recoge en el Cuadro 3.1. En la columna S_{123} se muestran el estado (encendido (1) y apagado (0)) de los interruptores (S_1 , S_2 y S_3 en la Figura 3.1) para cada uno de los posibles modos y en la columna \vec{V}_{abc} se obtiene la tensión de salida correspondiente (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}). Si a estas tensiones se les aplica una transformada de *Park* invariante en potencia se obtienen las componentes D , Q y 0 de la tensión de salida. La transformación aplicada viene dada por:

3.2 Tensión de salida en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro⁴⁵

Cuadro 3.1: Modos de funcionamiento del inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro. ($V_c = V_{c1} + V_{c2}$)

Modo	S_{123}	\vec{V}_{abc}	\vec{V}_{DQ0}
0	000	$[-V_{c2}, -V_{c2}, -V_{c2}]$	$[0, 0, -\sqrt{3}V_{c2}]$
1	100	$[V_{c1}, -V_{c2}, -V_{c2}]$	$[0, \sqrt{\frac{2}{3}}V_c, \frac{V_{c1}-2V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
2	110	$[V_{c1}, V_{c1}, -V_{c2}]$	$[\frac{V_c}{\sqrt{2}}, \frac{V_c}{\sqrt{6}}, \frac{2V_{c1}-V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
3	010	$[-V_{c2}, V_{c1}, -V_{c2}]$	$[\frac{V_c}{\sqrt{2}}, -\frac{V_c}{\sqrt{6}}, \frac{V_{c1}-2V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
4	011	$[-V_{c2}, V_{c1}, V_{c1}]$	$[0, -\sqrt{\frac{2}{3}}V_c, \frac{2V_{c1}-V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
5	001	$[-V_{c2}, -V_{c2}, V_{c1}]$	$[-\frac{V_c}{\sqrt{2}}, -\frac{V_c}{\sqrt{6}}, \frac{V_{c1}-2V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
6	101	$[V_{c1}, -V_{c2}, V_{c1}]$	$[-\frac{V_c}{\sqrt{2}}, \frac{V_c}{\sqrt{6}}, \frac{2V_{c1}-V_{c2}}{\sqrt{3}}]$
7	111	$[V_{c1}, V_{c1}, V_{c1}]$	$[0, 0, \sqrt{3}V_{c1}]$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_D \\ V_Q \\ V_0 \end{bmatrix}}_{\vec{V}_{DQ0}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(0)} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}}_{\vec{V}_{abc}} \quad (3.1)$$

Esta transformación implícitamente selecciona un sistema de referencia fijo con el eje D que coincide con la fase a (V_D alcanza su máximo cuando lo hace V_{an}).

En la Figura 3.2 se muestra la tensión de salida en cada modo de funcionamiento. Cada punto representa las componentes D , Q y 0 de la tensión de salida en cada modo correspondiente y las líneas que los unen representan los modos adyacentes. Se denominan modos adyacentes aquellos en los que sólo es necesario el cambio de estado de una rama para pasar de un modo a otro.

Al proyectar la Figura 3.2 sobre el plano $D - Q$ resulta la figura bien conocida para la modulación de vector espacial en inversores sin hilo neutro (Figura 3.3(a)). Las líneas continuas unen modos activos adyacentes. Los modos denominados 0 y 7 producen simultáneamente tensión cero en las componentes D y Q , por lo que se denominan *modos inactivos*, mientras que a los modos del 1 al 6 se les denomina *modos activos*. El modo 7 se ha dibujado lejos del origen para poder distinguir qué

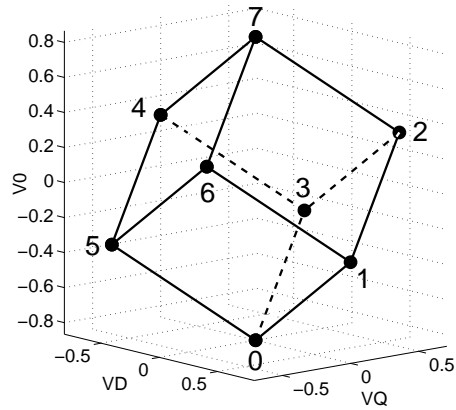


Figura 3.2: Tension de salida en cada modo de funcionamiento. Inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro

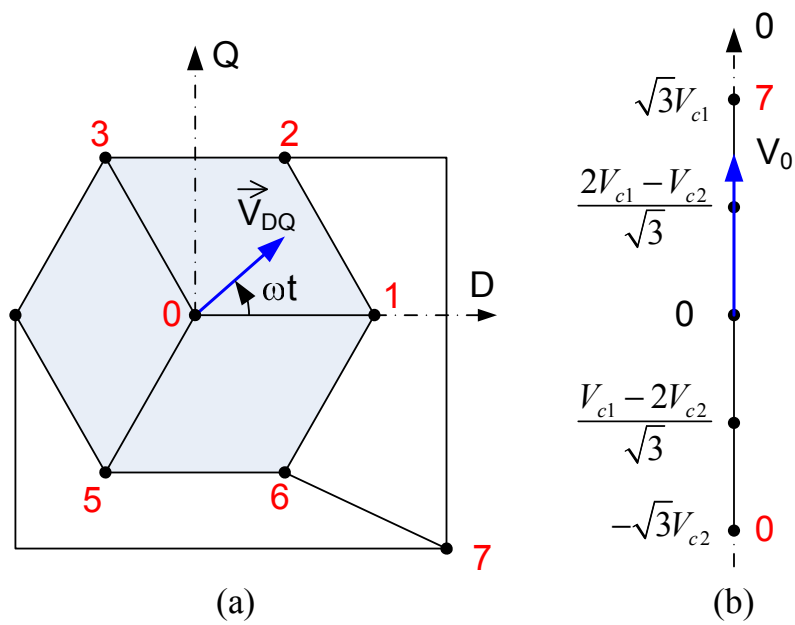


Figura 3.3: (a) Componentes D y Q de la tensión de salida en cada modo. (b) Magnitud de la tensión homopolar en cada modo

3.2 Tensión de salida en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro47

Cuadro 3.2: Sectores con modos adyacentes

Sector	Modos (a-b)	ωt
I	1 - 2	$0^{\circ} \leq \omega t < 60^{\circ}$
II	2 - 3	$60^{\circ} \leq \omega t < 120^{\circ}$
III	3 - 4	$120^{\circ} \leq \omega t < 180^{\circ}$
IV	4 - 5	$180^{\circ} \leq \omega t < 240^{\circ}$
V	5 - 6	$240^{\circ} \leq \omega t < 300^{\circ}$
VI	6 - 1	$300^{\circ} \leq \omega t < 360^{\circ}$

modos son adyacentes al modo 0 y cuáles al modo 7. En la Figura 3.3(b) también se muestran las magnitudes de la tensión homopolar que genera cada modo.

3.2.1. Generación de una tensión de referencia

Para generar en la salida del inversor una tensión de referencia es necesario conmutar el inversor entre varios modos durante un periodo de conmutación T_{sw} , de forma que el valor medio de las componentes D , Q y 0 de la tensión de salida durante T_{sw} coincida con el valor de la tensión de referencia (Holtz, 1994). Si se definen a y b como dos modos activos y adyacentes que limitan un sector (por ejemplo los modos 1 y 2 en la Figura 3.3) en el que se encuentra la tensión de referencia \vec{V}_{DQ0} , se puede generar esta tensión aplicando:

$$\vec{V}_{DQ0} = \frac{t_a}{T_{sw}} \vec{V}_{DQ0}^a + \frac{t_b}{T_{sw}} \vec{V}_{DQ0}^b + \frac{t_0}{T_{sw}} \vec{V}_{DQ0}^0 + \frac{t_7}{T_{sw}} \vec{V}_{DQ0}^7 \quad (3.2)$$

$$T_{sw} = t_a + t_b + t_0 + t_7 \quad (3.3)$$

3.2.2. Cálculo de los tiempos en modo activo e inactivo

En la Figura 3.3(a) el hexágono se divide en seis sectores, delimitados por los modos activos. Estos sectores se agrupan en el Cuadro 3.2. Si se considera que la tensión de referencia se encuentra en el sector I, tal y como se muestra en la Figura 3.4, los tiempos en modos activos (a y b) y los tiempos en modos inactivos

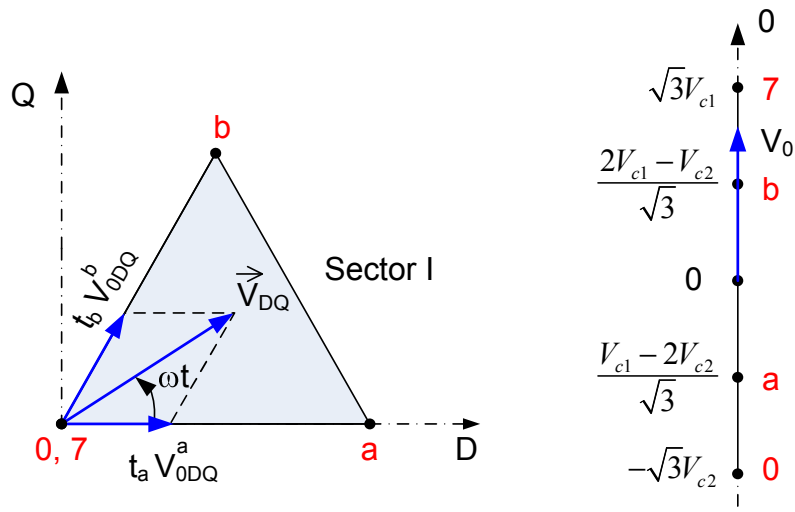


Figura 3.4: Tensión generada en el sector I

(0 y 7) se pueden calcular substituyendo en (3.2) las componentes D , Q y 0 de la tensión de salida de cada modo y teniendo en cuenta (3.3). Lo anterior se puede expresar en unitarias, utilizando como bases la tensión total de los condensadores V_c (es decir $V_{c1} + V_{c2}$) y el tiempo de conmutación T_{sw} . Por lo tanto, se tiene:

$$\begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} v_D^a & v_D^b \\ v_Q^a & v_Q^b \end{bmatrix}}_{T_{ab}} \begin{bmatrix} t_a \\ t_b \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$v_0 = v_0^a t_a + v_0^b t_b + v_0^0 t_0 + v_0^7 t_7 \quad (3.5)$$

$$t_a + t_b + t_0 + t_7 = 1 \quad (3.6)$$

donde v_D^a , v_Q^a y v_0^a son las componentes D , Q y 0 del modo activo a ; v_D^b , v_Q^b y v_0^b son las componentes D , Q y 0 del modo activo b ; v_0^0 y v_0^7 son las componentes homopolares de los modos inactivos. Nótese que para estos últimos las componente D y Q de la tensión son cero (ver el Cuadro 3.2). La ecuación (3.4) sólo depende de los modos activos y, por lo tanto, se puede calcular los tiempos en modos activos resolviendo (3.4), sin tener en cuenta la tensión homopolar, de la misma forma como se calculan los tiempos en modos activos para inversores sin hilo neutro (Holtz,

3.2 Tensión de salida en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro 49

1994).

Aplicando (3.4) y (3.5) para el primer sector ($a = 1$ y $b = 2$) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$v_0 = \frac{v_{c1} - 2v_{c2}}{\sqrt{3}} t_1 + \frac{2v_{c1} - v_{c2}}{\sqrt{3}} t_2 - \sqrt{3}v_{c2} t_0 + \sqrt{3}v_{c1} t_7 \quad (3.8)$$

El tiempo en modos activos se calcula resolviendo (3.7).

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

y los tiempos en modos inactivos se pueden calcular sustituyendo (3.9) en (3.8) y teniendo en cuenta (3.6).

$$t_0 = -\sqrt{\frac{2}{3}} v_D - \frac{1}{\sqrt{3}} v_0 + v_{c1} \quad (3.10)$$

$$t_7 = -\frac{1}{\sqrt{6}} v_D - \frac{1}{\sqrt{2}} v_Q + \frac{1}{\sqrt{3}} v_0 + v_{c2} \quad (3.11)$$

En el Apéndice D se resume la forma de calcular los tiempos en modos activos e inactivos en otros sectores y además se muestra la forma de implantar las conmutaciones en un inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro.

3.2.3. Tensión homopolar máxima y mínima en régimen permanente

En (3.5) se observa que la tensión homopolar depende del tiempo en los modos activos y, por lo tanto, de la tensión v_{DQ} . Como consecuencia la capacidad del inversor para generar tensión homopolar depende de v_{DQ} . Ordenando términos, la tensión homopolar generada (3.8), se puede expresar como:

50 Control de la tensión de salida en inversores fuente de tensión con hilo neutro

$$v_0 = \sqrt{3}(v_{c1}t_7 - v_{c2}t_0) + \left(\frac{v_{c1} - 2v_{c2}}{\sqrt{3}}\right)t_1 + \left(\frac{2v_{c1} - v_{c2}}{\sqrt{3}}\right)t_2 \quad (3.12)$$

donde los tiempos activos t_1 y t_2 se calculan usando (3.9) y los tiempos de los modos inactivos se calculan usando (3.10) y (3.11), respectivamente.

Las componentes D y Q de la tensión generada en régimen permanente se pueden expresar como un vector de magnitud constante que gira a velocidad angular constante.

$$v_D = v_{DQ} \cos(\omega t) \quad y \quad v_Q = v_{DQ} \sin(\omega t) \quad (3.13)$$

donde ωt es el ángulo del vector espacial medido en el plano $D - Q$. Para el sector I, sustituyendo (3.13) en (3.9) se obtiene:

$$\begin{aligned} t_1 &= -\sqrt{2}v_{DQ} \sin(\omega t - 60^\circ) & 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \\ t_2 &= \sqrt{2}v_{DQ} \sin(\omega t) & 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \end{aligned} \quad (3.14)$$

En (3.12) se observa que la máxima tensión homopolar v_{0max} en la salida del inversor se alcanza cuando $t_0 = 0$. Sustituyendo (3.14) en (3.12) y teniendo en cuenta (3.6) se tiene:

$$v_{0max} = \sqrt{3}v_{c1} - \sqrt{2}v_{DQ} \cos(\omega t) \quad 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \quad (3.15)$$

donde v_{c1} es la tensión en unitarias del condensador superior. El mínimo valor de v_{0max} se obtiene cuando $\omega t = 0^\circ$. Este valor limita el máximo valor de tensión homopolar ($v_{0limite}^+$) que puede generar el inversor en régimen permanente. Por lo tanto,

$$v_{0limite}^+ = \sqrt{3}v_{c1} - \sqrt{2}v_{DQ} \quad (3.16)$$

De forma similar, la mínima tensión homopolar v_{0min} en la salida se alcanza cuando $t_7 = 0$.

$$v_{0min} = -\sqrt{3}v_{c2} + \sqrt{2}v_{DQ} \cos(\omega t - 60^\circ) \quad 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \quad (3.17)$$

donde v_{c2} es la tensión en unitarias del condensador inferior. El máximo valor de v_{0min} se consigue cuando $\omega t = 60^\circ$. Este valor limita el mínimo valor de tensión homopolar ($v_{0limite}^-$) que puede generar el inversor en régimen permanente.

$$v_{0limite}^- = -\sqrt{3}v_{c2} + \sqrt{2}v_{DQ} \quad (3.18)$$

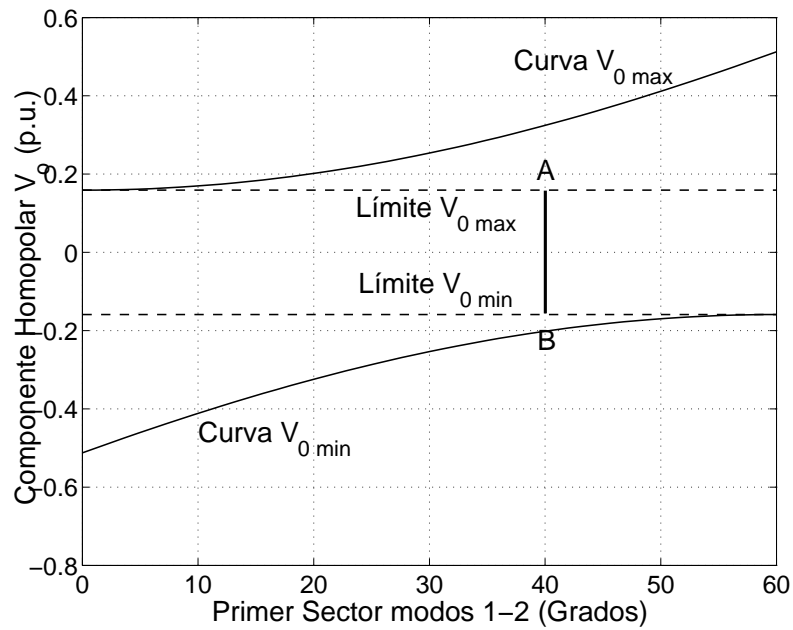
En la Figura 3.5(a) se muestra las curvas de máxima y mínima tensión homopolar para un vector de tensión \vec{v}_{DQ} de magnitud 0.5 p.u. El sector indicado corresponde con $a = 1$ y $b = 2$. Las líneas discontinuas muestran los límites máximo y mínimo de tensión homopolar en régimen permanente. La tensión de cada condensador se ha mantenido constante e igual a 0.5 p.u. Nótese que el análisis es igual para cualquier otro sector.

En la Figura 3.5(b) se muestra los límites máximo y mínimo de tensión homopolar en régimen permanente en función del módulo de la tensión v_{DQ} . En trazo continuo se encierra el área donde la tensión de salida puede suministrarse de forma permanente. Las líneas AB , dibujadas para una tensión $v_{DQ} = 0,5p.u.$, muestran la relación entre ambas curvas. Nótese que hasta una tensión $v_{DQ} = 0,612p.u.$ se tiene control sobre la tensión homopolar en régimen permanente.

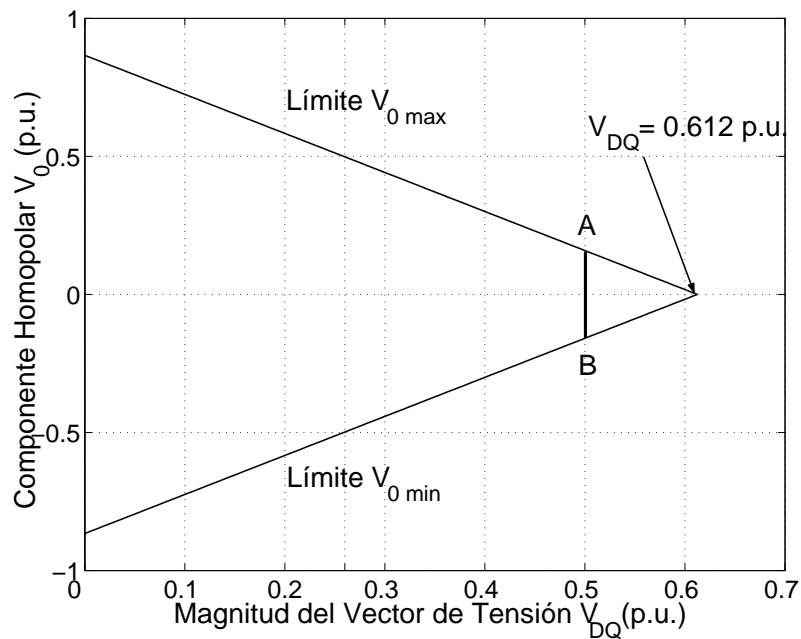
3.3. Tensión de salida en inversores con cuatro ramas de interruptores

En la Figura 3.6 se muestra el esquema simplificado del inversor trifásico con cuatro ramas de interruptores. El inversor con cuatro ramas de interruptores tiene las mismas limitaciones de operación en cuanto a la situación de los interruptores que un inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro (Holtz, 1994). En este caso existen 16 modos de funcionamiento y cada estado se identifica con la situación de un interruptor de cada rama. En el Cuadro 3.3 se recogen los modos del inversor con cuatro ramas. En la columna S_{1234} se indica la situación de los interruptores superiores de cada rama (de izquierda a derecha, 1 encendido y 0 apagado).

En el Cuadro 3.3 también recoge las tensiones de las fases a, b y c con respecto a n (V_{an} , V_{bn} y V_{cn}) y las componentes 0, D y Q de la tensión de salida aplicando



(a)



(b)

Figura 3.5: (a). Máxima y mínima tensión homopolar en función de un vector giratorio DQ de magnitud 0,5 p.u. (b). Límites de la componente homopolar en función de un vector giratorio DQ en régimen permanente (Tensión de los condensadores $V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_c}{2}$)

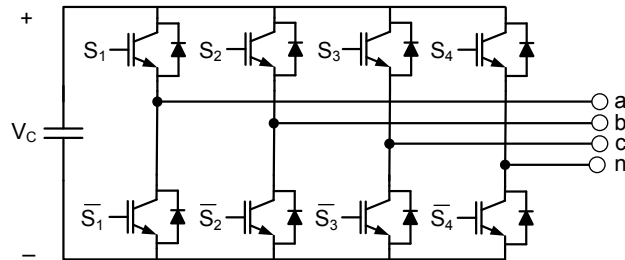


Figura 3.6: Inversor trifásico con cuatro ramas de interruptores

Cuadro 3.3: Modos de funcionamiento del inversor con cuatro ramas de interruptores

Modo	S_{1234}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_0	V_D	V_Q
0^+	0000	0	0	0	0	0	0
1^+	1000	V_c	0	0	$\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
2^+	1100	V_c	V_c	0	$\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
3^+	0100	0	V_c	0	$\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
4^+	0110	0	V_c	V_c	$\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
5^+	0010	0	0	V_c	$\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
6^+	1010	V_c	0	V_c	$\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
7^+	1110	V_c	V_c	V_c	$\sqrt{3}V_c$	0	0
0^-	0001	$-V_c$	$-V_c$	$-V_c$	$-\sqrt{3}V_c$	0	0
1^-	1001	0	$-V_c$	$-V_c$	$-\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
2^-	1101	0	0	$-V_c$	$-\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
3^-	0101	$-V_c$	0	$-V_c$	$-\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
4^-	0111	$-V_c$	0	0	$-\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
5^-	0011	$-V_c$	$-V_c$	0	$-\frac{2V_c}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
6^-	1011	0	$-V_c$	0	$-\frac{V_c}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
7^-	1111	0	0	0	0	0	0

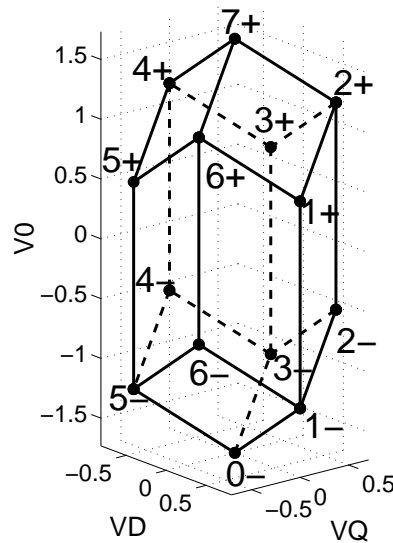


Figura 3.7: Tensión de salida en cada modo de funcionamiento. Inversor con cuatro ramas de interruptores

(3.1).

En la topología del inversor con cuatro ramas de interruptores los modos denominados 0^+ , 0^- , 7^+ y 7^- producen tensión cero en componentes D y Q , por tanto son modos inactivos, mientras que los modos del 1^+ al 6^+ y 1^- al 6^- son modos activos. Básicamente, la cuarta rama divide el Cuadro 3.3 en dos partes: los modos 0^+ al 7^+ suministran componente homopolar positiva y los modos 0^- al 7^- , componente homopolar negativa.

En la Figura 3.7 se muestra la tensión de salida de cada modo de funcionamiento. Cada punto representa las componentes 0 , D y Q de la tensión de salida en cada modo correspondiente. La superficie envuelve las tensiones que puede generar durante un periodo de conmutación. La proyección sobre el plano $D - Q$ produce la Figura 3.8(a). Los modos con superíndice (+) tienen la misma tensión en componentes D y Q que sus homónimos con superíndice (-). Los primeros proporcionan tensión homopolar positiva y los segundos proporcionan tensión homopolar negativa. La Figura 3.8(a), a su vez, se puede dividir en sectores conforme se agrupan en el Cuadro 3.2.

El inversor con cuatro ramas de interruptores conmuta entre varios modos ad-

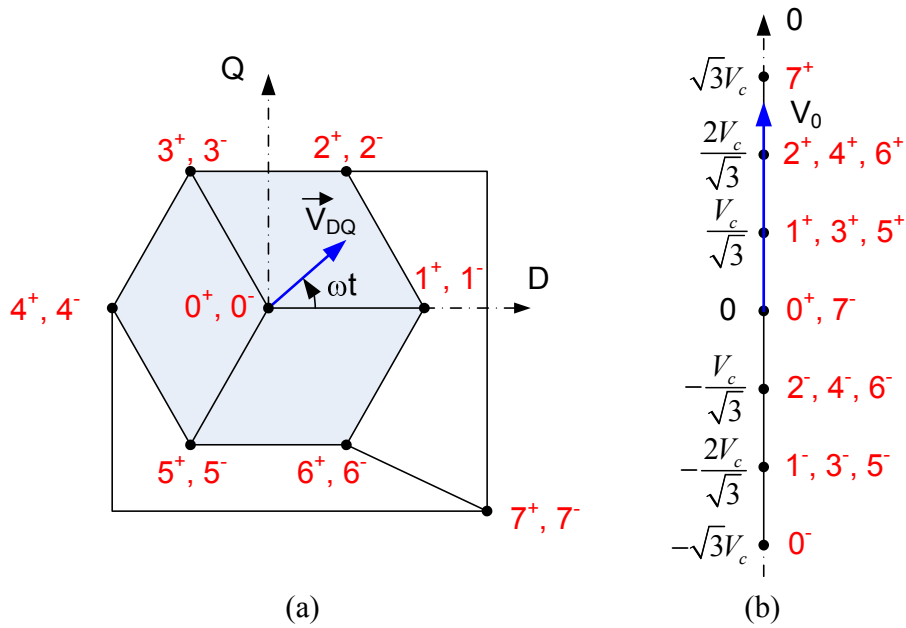


Figura 3.8: (a) Componentes D y Q de la tensión de salida en cada modo. Los superíndices de los modos $+$ y $-$ diferencia modos que se proyectan sobre el mismo punto en el plano $D - Q$ (b) Magnitud de la tensión homopolar en cada modo

yacentes durante un periodo de muestreo (Holtz, 1994), de forma tal, que el valor medio de las tensiones aplicadas en componentes D , Q y 0 coinciden con los valores deseados.

Si se definen a^+ , a^- , b^+ y b^- como los modos activos que limitan un sector dado en el Cuadro 3.2 y en el que se encuentra la tensión de referencia \vec{V}_{0DQ} , se tiene:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{0DQ} = & t_a^+ \vec{V}_{0DQ}^{a^+} + t_b^+ \vec{V}_{0DQ}^{b^+} + t_0^+ \vec{V}_{0DQ}^{0^+} + t_7^+ \vec{V}_{0DQ}^{7^+} \\ & + t_a^- \vec{V}_{0DQ}^{a^-} + t_b^- \vec{V}_{0DQ}^{b^-} + t_0^- \vec{V}_{0DQ}^{0^-} + t_7^- \vec{V}_{0DQ}^{7^-} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$1 = t_a^+ + t_a^- + t_b^+ + t_b^- + t_0^+ + t_0^- + t_7^+ + t_7^- \quad (3.20)$$

Los tiempos en cada modo están en unitarios, utilizando el periodo de conmutación como tiempo base. Nótese que en (3.20) está implícita la condición $1 = t^+ + t^-$. Donde t^+ es el tiempo total que el interruptor S_4 está apagado y t^- es el tiempo total que el interruptor S_4 está encendido.

3.3.1. Tiempos en modos activos

Sin pérdida de generalidad, se estudia como obtener una tensión de salida para el primer sector (modos 1-2). Al sustituir los valores correspondientes del Cuadro 3.3 en (3.19), utilizando la tensión del condensador como tensión base y resolviendo para t_1 y t_2 :

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_D \\ v_Q \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

donde las tensiones v_D y v_Q están en unitarias y t_1 es el tiempo total del modo a ($t_1^+ + t_1^-$) y t_2 es el tiempo total del modo b ($t_2^+ + t_2^-$). Es importante resaltar que este resultado coincide con el obtenido en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro (ver ecuación (3.9)).

3.3.2. Tensión homopolar máxima y mínima en régimen permanente

La tensión homopolar se calcula sumando las aportaciones de tensión homopolar que suministra cada modo involucrado en (3.19). Por ejemplo, asumiendo que la conmutación en la cuarta rama se efectúa en t_a : $t^+ = t_0 + t_a^+$, $t^- = t_a^- + t_b + t_7$ y la tensión homopolar que resulta es:

$$V_0 = \frac{V_c}{2\sqrt{3}}(t_b - t_a) + \frac{\sqrt{3}V_c}{2}(t_7 - t_0) + \frac{\sqrt{3}V_c}{2}(t^+ - t^-) \quad (3.22)$$

Es fácil comprobar que si la conmutación de la cuarta rama se produce durante t_b , t_0 ó t_7 se obtiene el mismo resultado.

En régimen permanente las componentes D y Q de la tensión son:

$$v_D = v_{DQ} \cos(\omega t) \quad y \quad v_Q = v_{DQ} \sin(\omega t) \quad (3.23)$$

donde v_{DQ} es el módulo del vector de tensión DQ en unitarias, utilizando como base la tensión del condensador de entrada.

Sustituyendo las componentes D y Q de la tensión en régimen permanente (3.23)

en (3.21) se obtienen los tiempos activos en régimen permanente para el primer sector.

$$\begin{aligned} t_a &= -\sqrt{2}v_{DQ} \sin(\omega t - 60^\circ) & 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \\ t_b &= \sqrt{2}v_{DQ} \sin(\omega t - 0) & 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \end{aligned} \quad (3.24)$$

En (3.22) se observa que la máxima tensión homopolar v_{0max} que produce un inversor con cuatro ramas de interruptores se obtiene si se dedica el tiempo restante al modo inactivo 7 (el tiempo en 0 se hace cero) y el tiempo de la cuarta rama t^+ se hace igual al periodo de muestreo. Sustituyendo (3.24) en (3.22) se tiene:

$$v_{0max} = \sqrt{3} - \sqrt{2}v_{DQ} \cos(\omega t) \quad 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \quad (3.25)$$

El mínimo valor de v_{0max} se obtiene cuando $\omega t = 0^\circ$. Este valor limita el máximo valor de tensión homopolar ($v_{0limite}^+$) que puede generar el inversor en régimen permanente. Por lo tanto,

$$v_{0limite}^+ = \sqrt{3} - \sqrt{2}v_{DQ} \quad (3.26)$$

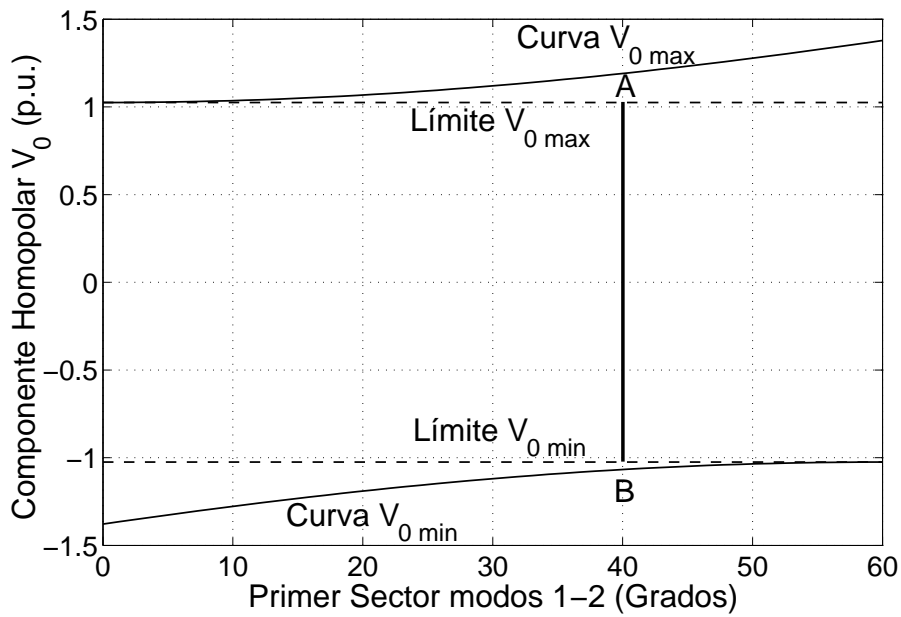
De forma similar la mínima tensión homopolar v_{0max} en régimen permanente se obtiene con $t_7 = 0$ y $t^- = 1$.

$$v_{0min} = -\sqrt{3} + \sqrt{2}v_{DQ} \cos(\omega t - 60^\circ) \quad 0^\circ \leq \omega t < 60^\circ \quad (3.27)$$

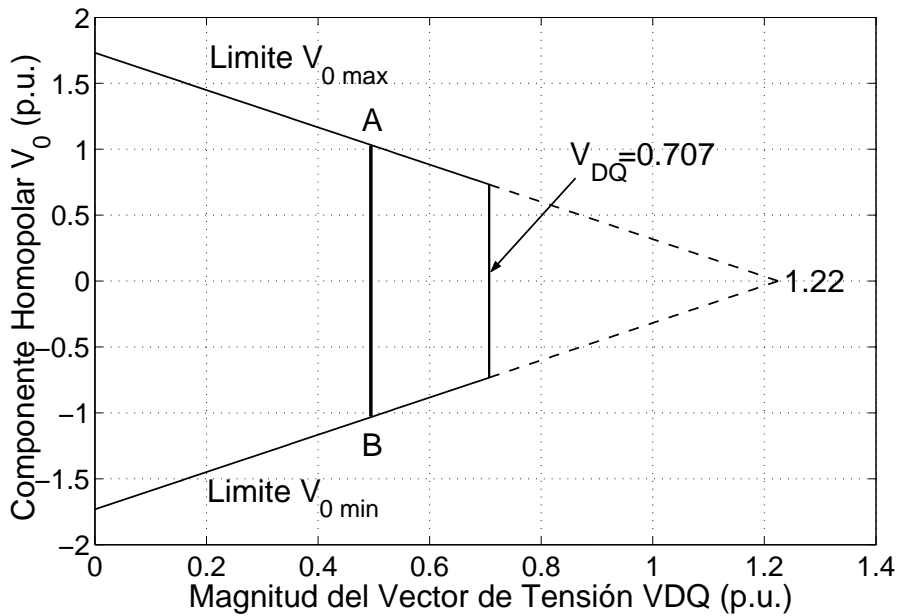
El máximo valor de v_{0min} se consigue con $\omega t = 60^\circ$. Este valor limita el mínimo valor de tensión homopolar ($v_{0limite}^-$) que puede genera el inversor en régimen permanente.

$$v_{0limite}^- = -\sqrt{3} + \sqrt{2}v_{DQ} \quad (3.28)$$

La Figura 3.9(a) muestra las curvas de la componente homopolar máximo y mínimo cuando se hace girar un vector de tensión \vec{v}_{DQ} de magnitud 0,5 p.u. El sector dibujado cubre dos modos adyacentes ($a = 1$ y $b = 2$). Las líneas discontinuas muestran los límites máximo y mínimo de tensión homopolar para régimen permanente.



(a)



(b)

Figura 3.9: (a). Máxima y mínima tensión homopolar en función la posición de un vector giratorio \vec{v}_{DQ} de magnitud 0,5 p.u. (b) Límites de la componente homopolar en función del módulo de un vector giratorio v_{DQ} en régimen permanente (Tensión del condensador $v_c = 1p.u.$).

La Figura 3.9(b) muestra los límites máximo y mínimo de tensión homopolar en régimen permanente en función del módulo de la tensión v_{DQ} . El trazo continuo muestra el área que determina los valores posibles de tensión homopolar que puede entregar de forma permanente. En las figuras se dibujan las líneas AB que muestran la relación entre las curvas de tensión homopolar máxima y mínima, y sus límites para un módulo de tensión $v_{DQ} = 0,5 p.u.$ El valor característico 0,707 se corresponde con la máxima tensión v_{DQ} de salida que se puede obtener del inversor de forma permanente.

3.3.3. Relación de los límites de tensión homopolar entre inversores de tres y cuatro ramas de interruptores

En inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro, los límites de tensión homopolar se calculan en la Sección 3.2.3, asumiendo $v_{c1} = v_{c2} = 0,5 p.u.$, sus límites máximo y mínimo son:

$$v_0^{\pm} \text{ limite} = \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \mp \sqrt{2} v_{DQ} \quad (3.29)$$

En la Figura 3.10 se comparan los límites de tensión homopolar para inversores con tres y cuatro ramas de interruptores. Se observa que el inversor de cuatro ramas puede entregar mayor tensión homopolar que el inversor de tres ramas, asumiendo que ambos inversores presentan la misma tensión en la rama de condensadores (1 p.u).

3.4. Resultados

La modulación de ancho de pulso descrita en este capítulo se ha implantado en simulación y validado en un prototipo experimental. El prototipo consta de un inversor trifásico SKIIP 102 GDL 120 303 WT de la firma SEMIKRON con una tensión total del condensador de 200 V y sin carga en terminales de salida. El inversor, a su vez, se controla utilizando una FPGA (dos para el caso de un inversor con cuatro ramas) de la firma *Xilinx* donde se implantan temporizadores para establecer

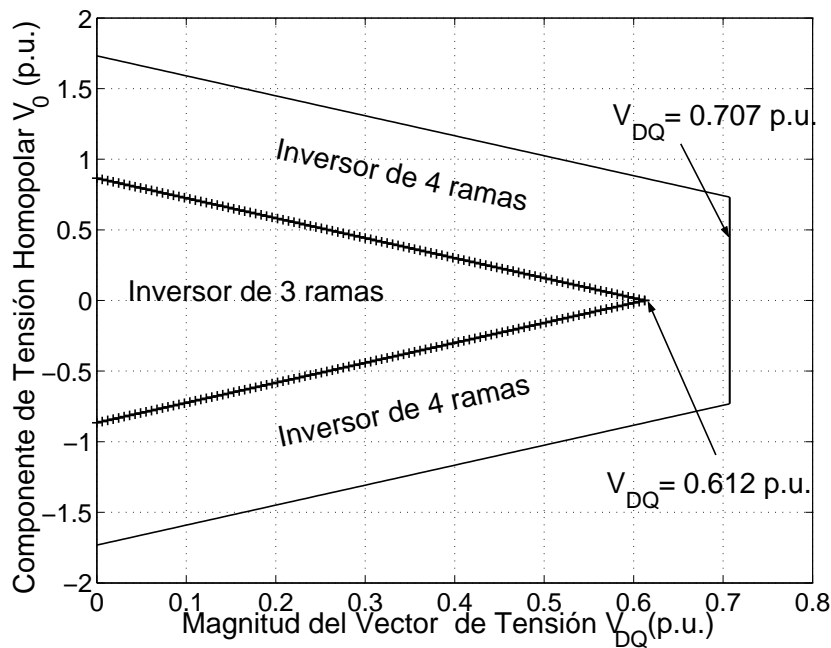


Figura 3.10: Límites de tensión homopolar en inversores de tres y cuatro ramas

los tiempos de conmutación de cada una de las ramas del inversor. Los datos son adquiridos por un osciloscopio *Yokogawa* digital DL2700 de 8 bits y 500MS/s. La frecuencia de conmutación de los inversores es 1,5 kHz.

En la Figura 3.11 y Figura 3.12 se muestran los resultados de simulación, utilizando *Simulink* de *Mathworks*, y experimentales para un inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro. La tensión de referencia del inversor es $V_D = 40V$, $V_Q = 0V$, $V_0 = 0V$ y la tensión total en los condensadores es 200 V. Las figuras muestran la salida del inversor después de realizar la transformada de *Park* a las tensiones de fase en los terminales de salida del inversor. Se observa que los valores de tensión siguen en valor medio sus referencias en componentes *D*, *Q* y 0.

En la Figura 3.13 y Figura 3.14 también se muestran los resultados de simulación y experimentales para un inversor con cuatro ramas de interruptores. La tensión de referencia del inversor es $V_D = 40V$, $V_Q = 40V$ y $V_0 = 50V$, y la tensión total en los condensadores es 200 V. Los resultados muestran la tensión de salida de un inversor con cuatro ramas después de realizar la transformada de *Park* a las tensiones de fase en terminales de salida del inversor.

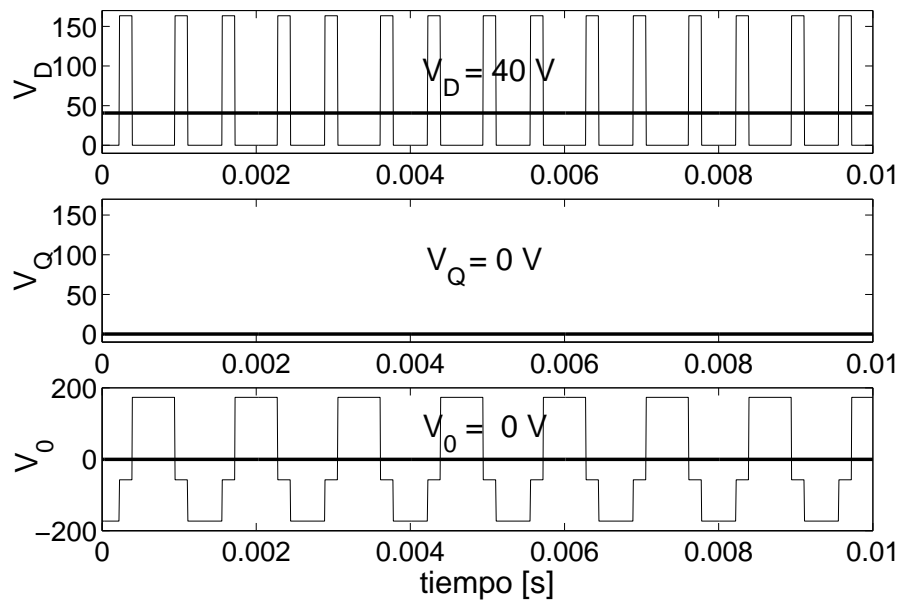


Figura 3.11: Resultados en simulación de la modulación de ancho de pulso en un inversor con tres ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 0V$ y $V_0 = 0V$). Frecuencia de conmutación $1,5\text{ kHz}$

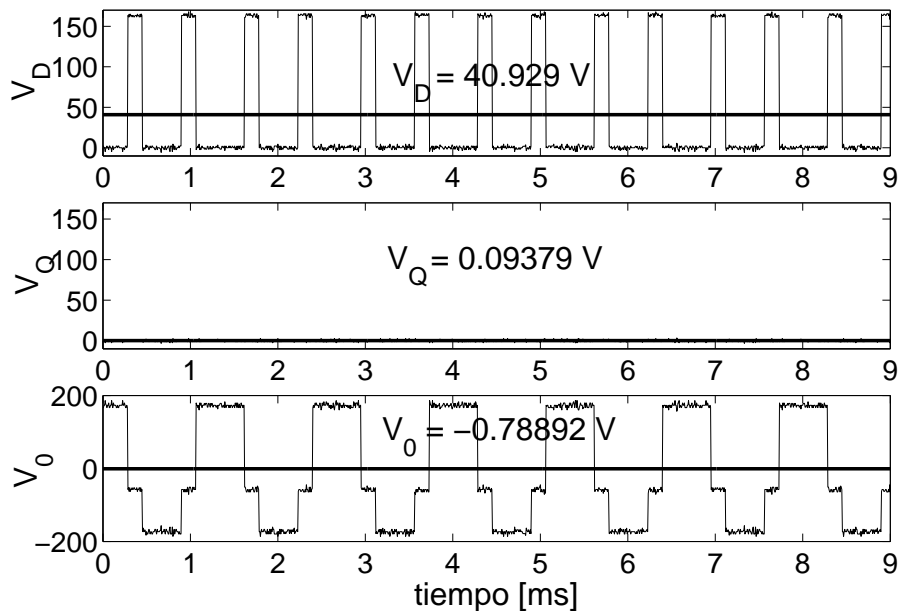


Figura 3.12: Resultados experimentales de la modulación de ancho de pulso en un inversor con tres ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40V$, $V_Q = 0V$ y $V_0 = 0V$.) Frecuencia de conmutación $1,5\text{ kHz}$

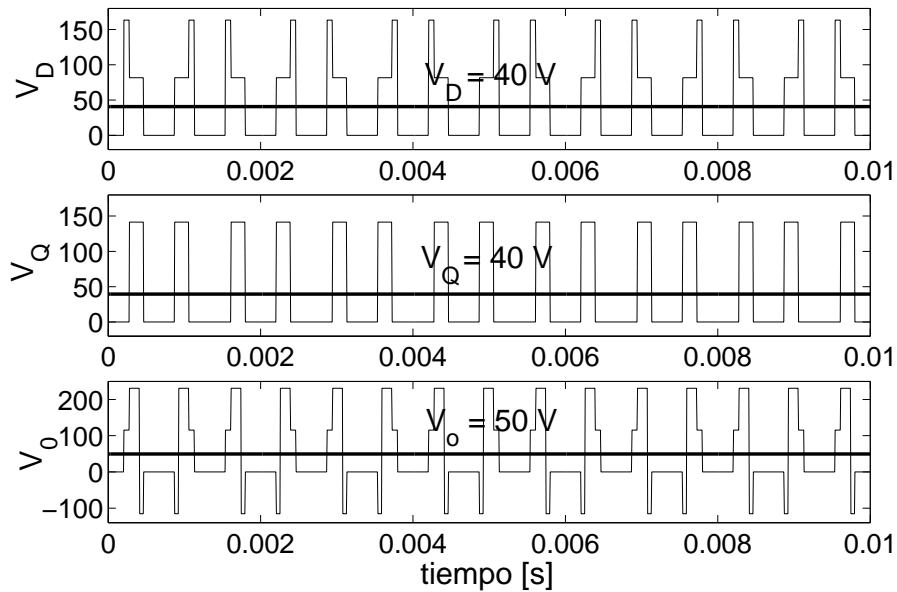


Figura 3.13: Resultados de simulación en un inversor con cuatro ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40\text{V}$, $V_Q = 40\text{V}$ y $V_o = 50\text{V}$). Frecuencia de conmutación $1,5\text{ kHz}$

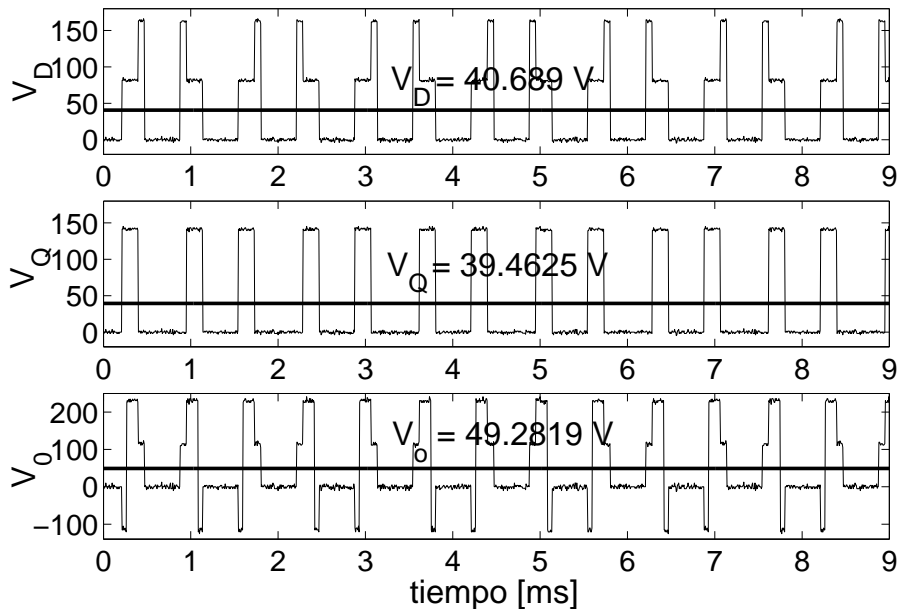


Figura 3.14: Resultados experimentales de la modulación de ancho de pulso en un inversor con cuatro ramas de interruptores. Valores medios de las tensiones ($V_D = 40\text{V}$, $V_Q = 40\text{V}$ y $V_o = 50\text{V}$). Frecuencia de conmutación $1,5\text{ kHz}$

3.5. Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha propuesto un algoritmo para el cálculo de los tiempos de conmutación de inversores con hilo neutro: topologías con tres y cuatro ramas de interruptores. En este estudio se obtiene que los tiempos activos no dependen de la tensión homopolar entregada por el inversor, por tal razón es posible controlar el inversor con hilo neutro como una extensión de los algoritmos convencionales de modulación de vector espacial que usa componentes D y Q .

También, se destacan las expresiones de máximo y mínimo valor de tensión homopolar al igual que las expresiones de los límites de tensión homopolar en régimen permanente que se usarán para ajustar los niveles de saturación del mando del regulador de corriente homopolar. Estos límites facilitan la implantación de los algoritmos de control y encierran el área donde el inversor puede suministrar tensión homopolar en régimen permanente.

Se observa que el inversor con cuatro ramas de interruptores puede entregar más tensión homopolar en régimen permanente que el inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro y se demuestra que un inversor de cuatro ramas se puede controlar de forma similar a un inversor con tres ramas de interruptores sin hilo neutro.

Los prototipos utilizados para validar los algoritmos siguen fielmente los valores obtenidos en simulación. Pequeñas desviaciones de la medida se debe a la exactitud de los temporizadores implantados en la FPGA y la frecuencia de operación de los mismos.

64 Control de la tensión de salida en inversores fuente de tensión con hilo neutro

Capítulo 4

Control interno de un filtro activo paralelo

4.1. Introducción

En la Figura 4.1 se muestra el esquema eléctrico de un filtro activo de potencia en conexión paralelo. El elemento fundamental del filtro activo paralelo es un inversor trifásico fuente de tensión. Este inversor se controla para inyectar una corriente en el punto de conexión, compensando los armónicos de la corriente que demanda la carga de la red de suministro eléctrico. El inversor fuente de tensión se conecta al sistema eléctrico por medio de las bobinas de conexión que filtran la corriente de alta frecuencia que producirá la conmutación del inversor fuente de tensión y facilitan la conexión en paralelo de las fuentes de tensión: la red y el inversor. Dadas las características de este dispositivo, el filtro activo paralelo podría, además, inyectar potencia reactiva en el punto de conexión o equilibrar las corrientes de la red de suministro.

En esta tesis, el sistema de control del filtro activo paralelo se ha organizado en dos niveles: control interno y control externo. El control interno del filtro activo paralelo tiene como objetivo controlar la corriente de salida del inversor fuente de tensión y, simultáneamente, la tensión de los condensadores de la etapa de corriente continua. En este capítulo se abordará en detalle el control interno del filtro activo paralelo, primero en un sistema de tres hilos y después en uno de cuatro. Por otro

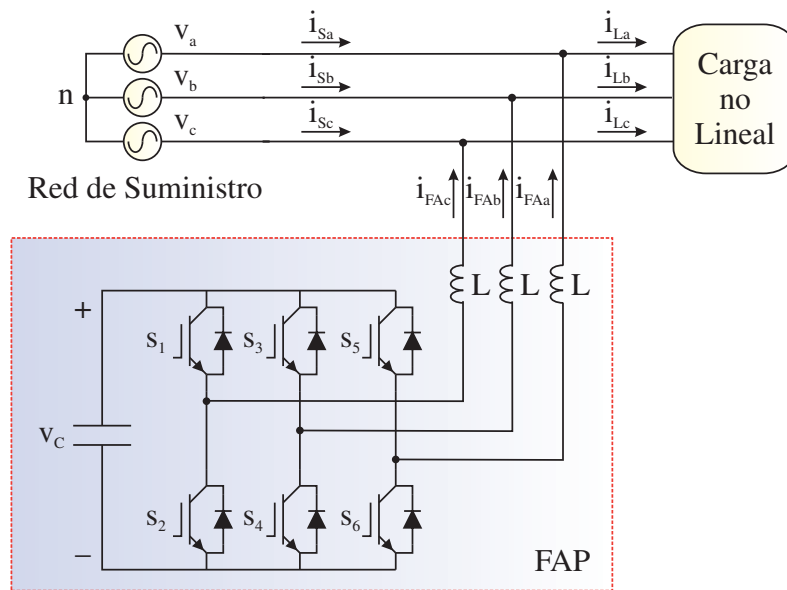


Figura 4.1: Filtro activo de potencia en conexión paralelo

lado, como se justificará en este capítulo, el control externo tiene como misión mejorar la respuesta del filtro activo paralelo a señales oscilatorias (armónicas) y se abordará, por dos caminos distintos, en los Capítulos 5 y 6.

4.2. Control interno de un filtro activo paralelo sin hilo neutro

4.2.1. La transformada de Park como herramienta para el modelado del filtro activo paralelo

Para el estudio dinámico de sistemas trifásicos puede emplearse la transformada de *Park* que reduce la complejidad de las expresiones y a su vez facilita las técnicas de control (Krause, 1986). La expresión general de la transformada de *Park* es:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}}_{\vec{x}_{0dq}} = \underbrace{\begin{bmatrix} k_1 & k_1 & k_1 \\ k_2 \cos \theta & k_2 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & k_2 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -k_2 \sin \theta & -k_2 \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -k_2 \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{P(\theta)} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}}_{\vec{x}_{abc}} \quad (4.1)$$

donde $\vec{x}_{abc}(t)$ es el vector de variables trifásicas, $\vec{x}_{0dq}(t)$ es el vector de componentes homopolar (0), directa (d) y cuadratura (q), k_1 y k_2 son constantes arbitrarias que determinan las propiedades de la transformada de *Park* (Krause, 1986) y θ es un ángulo que puede ser constante o variable.

Normalmente se importa la terminología utilizada en el análisis de máquinas eléctricas, donde se usó primero la transformada de *Park*, y se dice que (4.1) calcula las componentes en un «sistema de referencia de ejes 0dq» de la magnitud trifásica $\vec{x}_{abc}(t)$. Como se verá más adelante, el uso de la transformada de *Park* tiene algunas ventajas.

El sistema de referencia se llama estacionario o fijo si $\frac{d\theta}{dt} = 0$, y se llama giratorio con velocidad angular ω , si $\frac{d\theta}{dt} = \omega$. Nótese que una misma magnitud $\vec{x}_{abc}(t)$ puede estudiarse en diferentes sistemas de referencia según convenga. Cuando se transforman las variables trifásicas a un sistema de referencia estacionario, se usa $\theta = 0$ y las variables transformadas (componentes) se denominan X_0 , X_D y X_Q .

Además, según se elijan las constantes k_1 y k_2 en (4.1) la transformada de *Park* tiene algunas propiedades específicas. En esta tesis se ha elegido conservar la expresión de la potencia real con lo que $k_1 = \frac{1}{\sqrt{3}}$ y $k_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

En el contexto de los sistemas eléctricos, si ω coincide con la pulsación de la tensión de red se dice que el sistema de referencia es síncrono a dicha tensión. En esta tesis se ha trabajado en un sistema de referencia síncrono a la componente fundamental de la tensión de red ($\omega = \omega_1$). En estas condiciones se pueden hacer las siguientes observaciones:

1. Si \vec{x}_{abc} es un sistema equilibrado de señales sinusoidales de pulsación ω_1 , en-

tonces $x_0(t) = 0$, $x_d(t) = x_d$ y $x_q(t) = x_q$. Si, además,

$$\theta = \arctan \frac{x_q}{x_d} \quad (4.2)$$

entonces $x_q = 0$. El sistema de referencia está alineado con el «vector espacial» de la tensión de red.

2. Si \vec{x}_{abc} es un sistema equilibrado de señales sinusoidales de pulsación ω_h y secuencia directa, $x_d(t)$ y $x_q(t)$ son sinusoidales de pulsación $\omega_h - \omega_1$ ($x_0(t) = 0$).
3. Si \vec{x}_{abc} es un sistema equilibrado de señales sinusoidales de pulsación ω_h y secuencia inversa, $x_d(t)$ y $x_q(t)$ son sinusoidales de pulsación $\omega_h + \omega_1$ ($x_0(t) = 0$).
4. Si \vec{x}_{abc} es un sistema de señales sinusoidales homopolares de pulsación ω_h , $x_0(t)$ es sinusoidal de pulsación ω_h ($x_d = 0$ y $x_q = 0$).

En el Cuadro 4.1 se muestran los armónicos en un sistema trifásico abc y sus equivalentes en componentes d , q y 0 .

4.2.2. Modelo en tiempo continuo para el filtro activo paralelo

En la Figura 4.2 se muestra el circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo en un punto de conexión. El inversor fuente de tensión se ha modelado como una fuente ideal de tensión (e_a), que se conecta a la red de suministro (v_a) por medio de las bobinas de conexión (L). El modelo del filtro activo paralelo se puede dividir en tres subsistemas: (a) el sistema de conexión a red, (b) la ecuación de la etapa de corriente continua y (c) la ecuación de intercambio de potencia.

(a) Ecuaciones dinámicas del sistema de conexión a red:

$$e_a - v_a = Ri_{FAa} + L \frac{di_{FAa}}{dt} \quad (4.3)$$

$$e_b - v_b = Ri_{FAb} + L \frac{di_{FAb}}{dt} \quad (4.4)$$

$$e_c - v_c = Ri_{FAc} + L \frac{di_{FAc}}{dt} \quad (4.5)$$

Cuadro 4.1: Armónicos en el sistema trifásico abc y sus equivalentes en componentes dq y 0. Un recuadro distingue los armónicos que resultan de una carga equilibrada. Secuencia directa (+), secuencia inversa (-)

Armónicos en abc	Secuencia abc	Armónicos en dq	Armónicos en 0
1	+	0	1
	0	2	
2	+	1	2
	0	3	
3	+	2	3
	0	4	
4	+	3	4
	0	5	
5	+	4	5
	0	6	
6	-	5	6
	0	7	
7	+	6	7
	0	8	
8	+	7	8
	0	9	
9	+	8	9
	0	10	
10	+	9	10
	0	11	
11	+	10	11
	0	12	
12	-	11	12
	0	13	
13	+	12	13
	0	14	

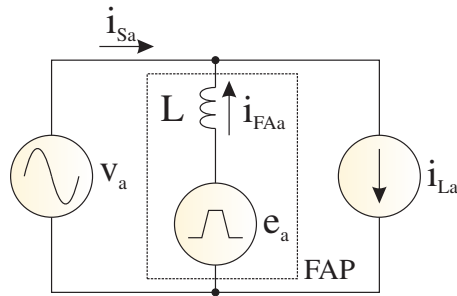


Figura 4.2: Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo en un punto de conexión

donde R y L son la resistencia e inductancia propias de cada una de las bobinas de conexión a red.

(b) Ecuación dinámica de la etapa de corriente continua:

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_C^2}{dt} = -p \quad (4.6)$$

donde C es la capacidad total de los condensadores y p la potencia instantánea que suministran los condensadores. La ecuación (4.6) modela la variación de la energía almacenada en los condensadores de la etapa de corriente continua y es una ecuación lineal cuando se usa v_C^2 como variable de estado.

Despreciando las pérdidas en el inversor y en las bobinas de conexión a red, la potencia instantánea (p) que entrega la etapa de corriente continua coincide con la potencia instantánea que el filtro activo de potencia inyecta en el sistema eléctrico (García-González and García-Cerrada, 2000).

(c) Ecuación de intercambio de potencia:

$$p = v_a i_{FAa} + v_b i_{FAb} + v_c i_{FAc} \quad (4.7)$$

Las ecuaciones (4.6) y (4.7) relacionan las variables trifásicas con las variables del circuito de corriente continua y describen el comportamiento dinámico de la etapa de corriente continua en función de las variables del sistema de conexión a red.

Ecuaciones en un sistema de referencia síncrono con la componente fundamental de la tensión de red

Usando una transformación de *Park* invariante en potencia las ecuaciones (4.3), (4.4) y (4.5) se transforman en:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{FA_d}}{dt} \\ \frac{di_{FA_q}}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{FA_d} \\ i_{FA_q} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} e_d - v_d \\ e_q - v_q \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

donde los subíndices *d* y *q* se han añadido a los nombres de las variables de la Figura 4.2 para señalar las componentes *d* y *q*. La pulsación de la red de suministro es ω_1 . Nótese que la componente homopolar de la corriente es cero¹.

Las ecuaciones que describen el intercambio de potencia entre el filtro y la red de suministro son (Akagi et al., 1983):

$$p = v_d i_{FA_d} + v_q i_{FA_q} \quad (4.9)$$

$$q = -v_d i_{FA_q} + v_q i_{FA_d} \quad (4.10)$$

donde *p* y *q* son, respectivamente, la potencia real instantánea y la potencia reactiva instantánea que el filtro activo inyecta en el punto de conexión. Las ecuaciones (4.9) y (4.10) son necesarias para diseñar el control de la compensación de potencia reactiva y el control de la potencia real instantánea que tienen que absorber el filtro activo paralelo para compensar las pérdidas no modeladas. Si el filtro activo paralelo obtiene de la red eléctrica una potencia igual a sus pérdidas, la tensión V_c permanecerá constante.

4.2.3. Modelo en tiempo discreto del filtro activo paralelo

Dado que el control se ha implantado en un microprocesador, a continuación se escribe el modelo del filtro activo en tiempo discreto. Existen numerosas técnicas

¹Hasta que no se especifique lo contrario, el discurso que sigue se hará en sistemas de tres hilos donde la componente homopolar de la corriente es cero.

para obtener un modelo aproximado en tiempo discreto como el descrito por el sistema de ecuaciones (4.8). 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 et al., 1997). Por lo tanto, La conexión del filtro activo al punto de conexión se describe como:

$$\begin{bmatrix} i_{FA_d}(k+1) \\ i_{FA_q}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 \\ -\phi_2 & \phi_1 \end{bmatrix}}_{\phi} \begin{bmatrix} i_{FA_d}(k) \\ i_{FA_q}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \begin{bmatrix} e_d(k) - v_d(k) \\ e_q(k) - v_q(k) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

donde

$$\begin{aligned} \phi_1 &= e^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_1 t_m) \\ \phi_2 &= e^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) \\ \gamma_1 &= \frac{-\text{Re}^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_1 t_m) + L\omega_1 e^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) + R}{R^2 + (L\omega_1)^2} \\ \gamma_2 &= \frac{-\text{Re}^{-\frac{R}{L}t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) - L\omega_1 e^{-\frac{R}{L}t_m} \cos(\omega_1 t_m) + L\omega_1}{R^2 + (L\omega_1)^2} \end{aligned}$$

siendo t_m el periodo de muestreo.

Para obtener el modelo en tiempo discreto de la ecuación dinámica de la etapa de corriente continua, se ha aproximado la derivada de v_C^2 en (4.6) mediante la ley rectangular adelantada (Astrom and Wittenmark, 1997). De esta manera, la ecuación dinámica de la etapa de corriente continua en tiempo discreto es

$$v_C^2(k+1) = v_C^2(k) - \frac{2t_m}{C} p(k) \quad (4.12)$$

La potencia real y reactiva instantáneas inyectadas por el filtro en el punto de conexión se pueden describir como:

$$\begin{bmatrix} p(k) \\ q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(k) & v_q(k) \\ -v_d(k) & v_q(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FA_d}(k) \\ i_{FA_q}(k) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

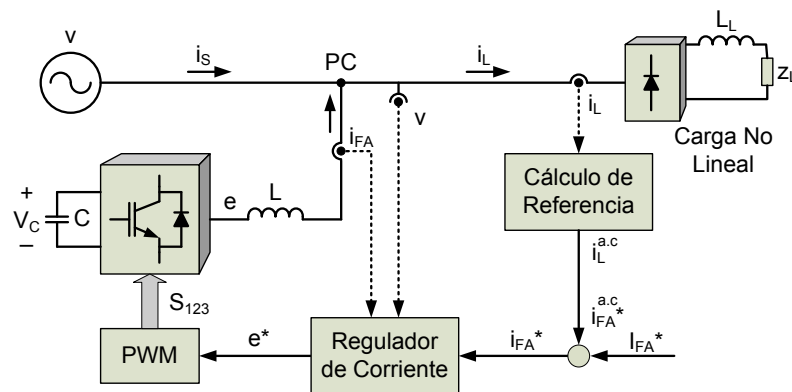


Figura 4.3: Esquema del control del filtro activo paralelo usando un control en variables de estado con acción integral

Si la tensión de la red de suministro no tiene armónicos entonces las componentes de la tensión $v_d(k)$ y $v_q(k)$ son constantes y el control de la potencia real instantánea $p(k)$ y la potencia reactiva instantánea $q(k)$ es equivalente al control de las componentes de corriente $i_{FA_d}(k)$ e $i_{FA_q}(k)$. Si además la componente de tensión $v_q(k) = 0$ entonces el control de la potencia real instantánea $p(k)$ equivale al control de la componente de la corriente $i_{FA_d}(k)$ y el control de la potencia reactiva instantánea $q(k)$ equivale al control de la componente de la corriente $i_{FA_q}(k)$.

4.3. Organización del control interno del filtro activo paralelo

En la Figura 4.3 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control del filtro activo paralelo. En el punto de conexión se encuentra una carga no lineal, fuente armónica de corriente, que hace circular las corrientes armónicas por la red de suministro eléctrico. El objetivo de control del filtro activo es compensar las corrientes armónicas que consume la carga i_L y evitar que estas corrientes se propaguen por el resto del sistema eléctrico, es decir, conseguir que las corrientes armónicas que suministra la red i_{sh} sean cero. Si es requerido, también se puede compensar la corriente reactiva que demanda la carga. El filtro activo paralelo debe inyectar los armónicos y desequilibrios que demanda la carga para que la corriente de la red de

suministro sea una corriente equilibrada y sinusoidal. Por lo tanto, se mide la corriente de la carga y se extraen los armónicos de corriente y desequilibrios para que sean una parte de la corriente de referencia del control de corriente ($i_{FA}^{a.c.*} = i_L^{a.c.}$, en un sistema de referencia síncrono serán magnitudes alternas). Además, el filtro activo paralelo puede compensar la potencia reactiva y debe regular la tensión de los condensadores. Estas tareas generan un término extra I_{FA}^* (en un sistema de referencia síncrono será una magnitud continua) que debe añadirse a la referencia del control de corriente. El sistema de control tiene que seguir la referencia de corriente i_{FA}^* sin atenuación ni desfase apreciable. En todo caso, el retraso de fase no debe exceder 60° para evitar que aumente la distorsión armónica de corriente en la red de suministro.

En la Figura 4.4 se muestra en detalle el sistema de control del filtro activo paralelo. Se usan letras mayúsculas para indicar señales continuas y el superíndice «a.c.» para indicar las restantes. Para evitar *aliasing*, todas las variables se miden por medio de un filtro paso-bajo ($B_m(s)$). En trazo discontinuo se han identificado las variables que hay que medir. Las variables filtradas se han identificado con el superíndice «f».

Entre los bloques fundamentales del sistema de control del filtro activo paralelo, que más adelante se explicarán en detalle, se encuentran los siguientes:

1. *Sistema de referencia*: se dedica a calcular la posición del sistema de referencia para luego ser usado en la transformada de *Park* (θ_1). En esta tesis, se ha seleccionado un sistema de referencia que gira con una velocidad angular igual a la pulsación fundamental de la tensión de la red de suministro en el punto de conexión. Para filtrar armónicos o eliminar ruido, esta pulsación se calcula usando un filtro adaptativo similar al de (Svensson, 1998; Svensson and Ottersted, 1999). El filtro tiene que ser adaptativo para hacer frente a pequeñas variaciones de la frecuencia de la red de suministro eléctrico.
2. *Transformación abc/0dq*: realiza la transformación de *Park* de las tensiones y corrientes trifásicas. Se usa el ángulo θ_1 calculado por el bloque «sistema de referencia».

3. *Cálculo de referencia*: calcula las corrientes que debe compensar el filtro activo paralelo. El objetivo de este bloque es doble: por un lado generar la señal de referencia de la potencia reactiva que se quiere compensar y, por otro lado calcular el contenido armónico de la corriente de la carga que luego se usará como parte de la referencia de corriente del filtro activo. Una de las ventajas de usar un sistema de referencia que gira con la frecuencia fundamental (sistema de referencia síncrono) es que la componente fundamental de secuencia directa de la corriente de la carga se transforma en una magnitud continua (I_{Ldq}) y los armónicos y desequilibrios en señales alternas ($i_{Ldq}^{a.c.}$). Por consiguiente es posible extraer los armónicos de la corriente de la carga, eliminando la componente continua de la corriente medida usando un filtro paso-bajo. En la Figura 4.4, q^* se calcula para que el conjunto carga y filtro activo no consuman potencia reactiva instantánea, si fuese necesario, se podría suministrar una potencia reactiva adicional.
4. *Control de la tensión de los condensadores (Regulador de Tensión en la Figura 4.4)*: se compone principalmente de un regulador proporcional-integral (PI) que tiene como misión evitar grandes variaciones en la tensión de los condensadores, y de esta forma asegura el buen funcionamiento del inversor. El regulador de tensión se diseña a partir de (4.12) y entrega la referencia de potencia real (p^*) que debe suministrar el filtro activo al sistema eléctrico. Las componentes d y q de la corriente de referencia asociada al control de tensión y potencia reactiva (I_{FAdq}^* en la Figura 4.4) se calculan a partir de (4.13) y teniendo en cuenta v_d y v_q .
5. *Control de corriente*: tiene como misión seguir las referencias de corrientes que entrega el bloque de cálculo de referencia y el regulador de tensión de los condensadores. Se compone de un regulador en variables de estado para el control de la componente d de la corriente y otro para el control de la componente q de la corriente. Como se verá más adelante, se puede diseñar cada regulador de forma independiente.
6. *Generador PWM (Holtz, 1994)*: determina los tiempos de conmutación de

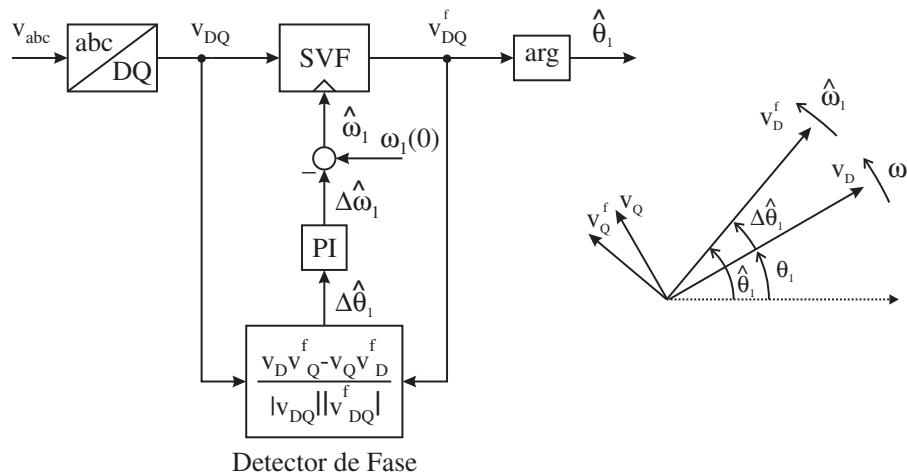


Figura 4.5: Diagrama de bloques de la estimación de la posición (o el ángulo $\hat{\theta}_1$) del sistema de referencia. Se incluye un diagrama vectorial de la tensión medida y filtrada

cada rama del inversor para generar las tensiones e_d y e_q que requiere el control de corriente. En esta tesis se ha implantado un PWM vectorial.

4.4. Sistema de referencia

En la Figura 4.5 se muestra en detalle el bloque del sistema de referencia de la Figura 4.4. En este bloque se estima la posición del sistema de referencia (ángulo $\hat{\theta}_1$) que se usa para calcular la transformada de Park en el sistema de control del filtro activo paralelo. Este sistema, se divide en dos partes: (a) un filtro SVF² de la tensión medida en el punto de conexión y (b) un estimador de la pulsación fundamental de la red.

El SVF es un filtro paso bajo en variables de estado que elimina los armónicos y desequilibrios de la tensión medida en el punto de conexión. El algoritmo que se propone es una modificación del propuesto en (Svensson, 1998; Svensson and Ottersted, 1999). Las entradas al filtro SVF son las componentes estacionarias v_D y v_Q de la tensión en el punto de conexión y las salidas son las componentes filtradas v_D^f y v_Q^f que se calculan usando:

²De las siglas en inglés *Space Vector Filter*.

$$\begin{bmatrix} x_D^f(k+1) \\ x_Q^f(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_f \begin{bmatrix} x_D^f(k) \\ x_Q^f(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_f \begin{bmatrix} v_D(k) \\ v_Q(k) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_D^f(k) \\ v_Q^f(k) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_f \begin{bmatrix} x_D^f(k) \\ x_Q^f(k) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_f \begin{bmatrix} v_D(k) \\ v_Q(k) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

donde

$$\mathbf{A}_f = \lambda \begin{bmatrix} \cos \hat{\omega}_1 t_m & \text{sen } \hat{\omega}_1 t_m \\ -\text{sen } \hat{\omega}_1 t_m & \cos \hat{\omega}_1 t_m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_f = (1 - \lambda) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_f = \lambda \begin{bmatrix} \cos \hat{\omega}_1 t_m & \text{sen } \hat{\omega}_1 t_m \\ -\text{sen } \hat{\omega}_1 t_m & \cos \hat{\omega}_1 t_m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_f = (1 - \lambda) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

siendo x_D^f y x_Q^f las variables de estado del filtro, $\hat{\omega}_1$ la pulsación fundamental estimada de la red y λ el factor de olvido ($0 < \lambda < 1$).

En la Figura 4.6 se ha dibujado la respuesta en frecuencia del filtro SVF para una pulsación estimada de la red $\hat{\omega}_1 = 100\pi \text{ rad/s}$ con una frecuencia de muestreo de $5,4 \text{ kHz}$. En la figura se han comparado las respuestas en frecuencia del filtro SVF usando un factor de olvido $\lambda = 0,8$ (línea discontinua) y $\lambda = 0,9985$ (línea continua). Nótese que a medida que el factor de olvido λ se acerca a uno el filtro SVF se hace más selectivo.

Si el filtro es suficientemente selectivo elimina los armónicos de V_{DQ} y la señal filtrada (V_{DQ}^f) es:

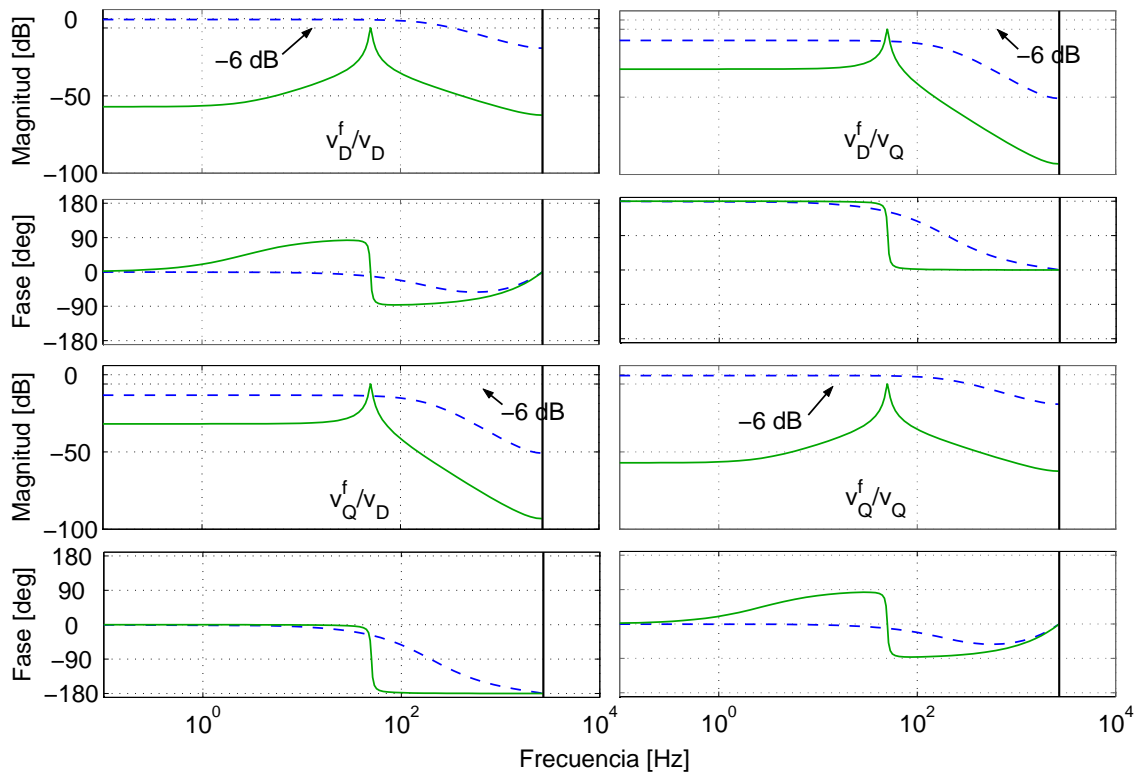


Figura 4.6: Respuesta en frecuencia del filtro SVF con un factor de olvido $\lambda = 0,8$ (línea discontinua) y $\lambda = 0,9985$ (línea continua). Pulsación de filtrado $\hat{\omega}_1 = 100\pi \text{ rad/s}$ y frecuencia de muestreo $5,4 \text{ kHz}$. Nótese que el pico de resonancia se encuentra en la frecuencia de 50 Hz

$$V_D^f(\omega_1) = \frac{1}{2}V_D(\omega_1) + j\frac{1}{2}V_Q(\omega_1) \quad (4.16)$$

$$V_Q^f(\omega_1) = \frac{1}{2}V_Q(\omega_1) - j\frac{1}{2}V_D(\omega_1) \quad (4.17)$$

Si la entrada al filtro SVF son las componentes estacionarias $v_D(t)$ y $v_Q(t)$ de la tensión en el punto de conexión,

$$v_D(t) = \underbrace{v^+ \cos(\omega_1 t + \phi^+)}_{v_D^+(t)} + \underbrace{v^- \cos(\omega_1 t - \phi^-)}_{v_D^-(t)} + v_D^h(t) \quad (4.18)$$

$$v_Q(t) = \underbrace{v^+ \sin(\omega_1 t + \phi^+)}_{v_Q^+(t)} - \underbrace{v^- \sin(\omega_1 t - \phi^-)}_{v_Q^-(t)} + v_Q^h(t) \quad (4.19)$$

donde $v_D^+(t)$ y $v_Q^+(t)$ son las componentes estacionarias de secuencia directa, $v_D^-(t)$ y $v_Q^-(t)$ son las componentes estacionarias de secuencia inversa, $v_D^h(t)$ y $v_Q^h(t)$ son las componentes armónicas de la tensión y ω_1 es la pulsación fundamental de la tensión de la red de suministro. Supuesto que $\hat{\omega}_1 \approx \omega_1$, la salida que se obtiene del filtro SVF es:

$$v_D^f(t) = v^+ \cos(\omega_1 t + \phi_D^+) \quad (4.20)$$

$$v_Q^f(t) = v^+ \sin(\omega_1 t + \phi_Q^+) \quad (4.21)$$

Es decir, el filtro SVF extrae de la tensión medida la componente fundamental de secuencia directa, eliminando en régimen permanente las componentes armónicas de la tensión y las componentes de secuencia negativa.

Por otro lado, el estimador de la pulsación fundamental de la red ($\hat{\omega}_1$) se componen de un detector de fase y un regulador PI (ver la Figura 4.5). El detector de fase calcula la diferencia de ángulo que encuentra entre la tensión medida y filtrada. Esta diferencia se puede calcular como:

$$\Delta\hat{\theta}_1(k) \approx \text{sen } \Delta\hat{\theta}_1(k) = \frac{v_D(k)v_Q^f(k) - v_Q(k)v_D^f(k)}{|v_{DQ}(k)||v_{DQ}^f(k)|} \quad (4.22)$$

donde $|v_{DQ}(k)| = \sqrt{v_D(k)^2 + v_Q(k)^2}$ y $|v_{DQ}^f(k)| = \sqrt{v_D^f(k)^2 + v_Q^f(k)^2}$.

En régimen permanente, $\Delta\hat{\theta}_1(k)$ es 0 si los dos vectores espaciales están alineados (no hay discrepancias entre la posición del vector de tensión medido y filtrado). Si $\Delta\hat{\theta}_1(k) > 0$, v_{DQ}^f está adelantada respecto a v_{DQ} , para corregir esta desviación el regulador PI actúa reduciendo \hat{w}_1 . Análogamente, si $\Delta\hat{\theta}_1(k) < 0$ el regulador corrige el error aumentando \hat{w}_1 . En régimen permanente v_{DQ} y v_{DQ}^f están alineados.

4.5. Diseño del regulador de corriente

En la ecuación (4.11) se ha obtenido el modelo en tiempo discreto del filtro activo paralelo: es un modelo lineal, sus variables de estado son i_{FA_d} e i_{FA_q} y tiene en cuenta los efectos de la realización digital de los algoritmos de control, el proceso de muestreo de las señales y de retención de las salidas del control. Sin embargo, en el modelo (4.11) del filtro activo paralelo se observa que las variaciones de i_{FA_d} provocan cambios en i_{FA_q} y viceversa; además, las acciones de control sobre e_d y e_q actúan simultáneamente sobre i_{FA_d} e i_{FA_q} . Por lo tanto, no es posible hacer un control desacoplado de las componentes d y q utilizando e_d y e_q como salidas de control independientes.

Agrupando convenientemente los términos en (4.11) se obtiene el siguiente modelo del filtro activo paralelo:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{FA_d}(k+1) \\ i_{FA_q}(k+1) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FA_{dq}}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & 0 \\ 0 & \phi_1 \end{bmatrix}}_{\Phi_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{FA_d}(k) \\ i_{FA_q}(k) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FA_{dq}}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix}}_{\vec{w}_{dq}(k)} \quad (4.23)$$

donde

$$\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \phi_2 \\ -\phi_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\phi_2} \begin{bmatrix} i_{FA_d}(k) \\ i_{FA_q}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d(k) - v_d(k) \\ e_q(k) - v_q(k) \end{bmatrix}}_{\vec{e}_{dq}(k) - \vec{v}_{dq}(k)} \quad (4.24)$$

En (4.23), $w_d(k)$ controla la dinámica de la componente d mientras que $w_q(k)$ controla la dinámica de q . Estas ecuaciones permiten diseñar reguladores independientes para $i_{FA_d}(k)$ e $i_{FA_q}(k)$, utilizando $w_d(k)$ y $w_q(k)$ como salidas respectivas de los reguladores.

De la ecuación de desacoplo (4.24) se puede despejar la tensión que debe aplicar el inversor como:

$$\begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} - \Gamma^{-1} \phi_2 \begin{bmatrix} i_{FA_d}(k) \\ i_{FA_q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

La ecuación (4.25) se utiliza para calcular la tensión del inversor ($e_d(k)$ y $e_q(k)$) a partir de $w_d(k)$ y $w_q(k)$. Este cálculo es posible porque Γ se puede invertir. Nótese que la tensión $\vec{v}_{dq}(k)$ se puede tratar como una perturbación, por lo tanto, no es necesario utilizar la medida de la tensión en el punto de conexión.

El control de corriente se complica si se tienen en cuenta los siguientes aspectos prácticos:

1. 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 de control, es retrasar la acción de control hasta el comienzo del siguiente periodo, de manera que

$$\vec{w}_{dq}(k) = \vec{w}_{dq}^c(k-1) \quad (4.26)$$

donde $\vec{w}_{dq}^c(k)$ es la salida del control durante el periodo de muestreo k y $\vec{w}_{dq}(k)$ es acción de control que se aplica durante el periodo de muestreo k y

que coincide con $\vec{w}_{dq}^c(k-1)$.

2. Las tensiones \vec{v}_{dq} y corrientes (\vec{i}_{FAdq} e \vec{i}_{Ldq}) se miden usando filtros *antialiasing*. Se han usado filtros *Bessel* en la plataforma experimental y estos se pueden modelar aproximadamente como un retardo de un periodo de muestreo. Los valores filtrados (superíndice f) de tensión y corriente se pueden escribir como:

$$\vec{i}_{FAdq}^f(k) = \vec{i}_{FAdq}(k-1) \quad (4.27)$$

$$\vec{v}_{dq}^f(k) = \vec{v}_{dq}(k-1) \quad (4.28)$$

La ecuación (4.23) también se puede escribir:

$$\vec{i}_{FAdq}^f(k+1) = \Phi_1 \vec{i}_{FAdq}^f(k) + \underbrace{\vec{w}_{dq}(k-1)}_{\vec{w}_{dq}^f(k)} \quad (4.29)$$

3. La acción integral en el regulador es proporcionada al introducir una nueva variable por cada componente ($x_{id}(k)$ y $x_{iq}(k)$), tal que:

$$x_{id}(k+1) = x_{id}(k) + t_m(i_{FAd}^*(k) - i_{FAd}^f(k)) \quad (4.30)$$

En la ecuación (4.30) se utiliza la integral rectangular retrasada, donde t_m es el periodo de muestreo, $x_{id}(k)$ es la integral del error, $i_{FAd}^*(k)$ es la componente d de la corriente de referencia e $i_{FAd}^f(k)$ es la componente d de la corriente del filtro activo que es la variable de estado a controlar. De forma similar se aplica un control integral para la componente q de la corriente.

Teniendo (4.26), (4.29) y (4.30) el modelo para la componente d (subíndice d) es:

$$\begin{bmatrix} i_{FA_d}^f(k+1) \\ w_d(k+1) \\ w_d^f(k+1) \\ x_{id}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -t_m & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FA_d}^f(k) \\ w_d(k) \\ w_d^f(k) \\ x_{id}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w_d^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ t_m \end{bmatrix} i_{FA_d}^*(k) \quad (4.31)$$

Donde w_d^f es la nueva variable de estado para tener en cuenta el retraso que introducen los filtros de medida (ver (4.29)).

Aplicando lo anterior, una expresión similar se puede obtener para la componente q :

$$\begin{bmatrix} i_{FA_q}^f(k+1) \\ w_q(k+1) \\ w_q^f(k+1) \\ x_{iq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -t_m & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FA_q}^f(k) \\ w_q(k) \\ w_q^f(k) \\ x_{iq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w_q^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ t_m \end{bmatrix} i_{FA_q}^*(k) \quad (4.32)$$

Para cada componente se puede diseñar un regulador por realimentación de estado. De forma que

$$w_d^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{pd} & k_{wd} & k_{wfd} & k_{id} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_d} \begin{bmatrix} i_{FA_d}^f(k) \\ w_d(k) \\ w_d^f(k) \\ x_{id}(k) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$w_q^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{pq} & k_{wq} & k_{wfq} & k_{iq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_q} \begin{bmatrix} i_{FA_q}^f(k) \\ w_q(k) \\ w_q^f(k) \\ x_{iq}(k) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

donde (4.33) es la ley de control para la componente d y (4.34) es la ley de control para la componente q . El cálculo de cada matriz de realimentación (\mathbf{K}_d y \mathbf{K}_q) es un problema de asignación de polos para el sistema en lazo cerrado. Para que este problema tenga solución es necesario que el sistema descrito por (4.31) en el caso

de la componente d (en el caso de la componente q el sistema es el descrito por (4.32)), sea totalmente controlable. La matriz de controlabilidad es la misma para los dos sistemas:

$$\mathbf{W}_d = \mathbf{W}_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \phi_1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -t_m \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

El rango de las matrices \mathbf{W}_d y \mathbf{W}_q es siempre 4, por lo que ambos sistemas son totalmente controlables y el problema de asignación de polos siempre tiene solución. No obstante, la solución del problema no es única. En la Sección 4.8 se muestra una solución robusta a este problema.

Sustituyendo (4.26), (4.27) y (4.28) en (4.25) se puede calcular la tensión que debe entregar el inversor como:

$$\begin{bmatrix} e_d(k+1) \\ e_q(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \begin{bmatrix} w_d^c(k) \\ w_q^c(k) \end{bmatrix} - \mathbf{\Gamma}^{-1} \boldsymbol{\Phi}_2 \begin{bmatrix} i_{FA_d}^f(k+2) \\ i_{FA_q}^f(k+2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^f(k+2) \\ v_q^f(k+2) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

En esta tesis, $\hat{i}_{FA_{dq}}^f(k+2)$ se ha estimado usando (4.23) dos veces (Sánchez and Rodellar, 1996):

$$\hat{i}_{FA_d}^f(k+2/k) = \phi_1^2 i_{FA_d}^f(k) + \phi_1 w_d^c(k-1) + w_d^c(k) \quad (4.37)$$

$$\hat{i}_{FA_q}^f(k+2/k) = \phi_1^2 i_{FA_q}^f(k) + \phi_1 w_q^c(k-1) + w_q^c(k) \quad (4.38)$$

donde, $\hat{i}_{FA_d}^f(k+2/k)$ e $\hat{i}_{FA_q}^f(k+2/k)$ son las estimaciones de las componentes de la corriente utilizando las medidas hasta el instante k .

Por otro lado, $\vec{v}_{dq}^f(k+2)$ se ha aproximado a $\vec{v}_{dq}^f(k)$. Esta aproximación funciona suficientemente bien cuando se sigue como referencia una señal de 50 Hz, tal y como se muestra en una aplicación similar para el control de convertidores electrónicos de potencia (García-Gonzalez and García-Cerrada, 2003).

En la Figura 4.7 se resume el control de corriente del filtro activo paralelo te-

$$F_{iq}(z) = \frac{a_0}{z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (4.45)$$

donde

$$a_0 = -k_{iq} t_m \quad (4.46)$$

$$b_0 = \phi_1 k_{wfq} - k_{pq} - k_{iq} t_m \quad (4.47)$$

$$b_1 = \phi_1 k_{wq} - \phi_1 k_{wfq} - K_{wfq} + k_{pq} \quad (4.48)$$

$$b_2 = k_{wfq} - \phi_1 k_{wq} - k_{wq} + \phi_1 \quad (4.49)$$

$$b_3 = k_{wq} - \phi_1 - 1 \quad (4.50)$$

4.6. Control de la tensión de la etapa de corriente continua

En la Sección 4.2.3 se obtuvo el modelo para el diseño del control de la tensión de los condensadores (ecuaciones (4.12) y (4.13)). Dicho control debe asegurar que la tensión en la etapa de continua se mantenga constante o al menos dentro de unos márgenes para garantizar el buen funcionamiento del inversor.

Para eliminar el error en régimen permanente ante referencias de tipo escalón se realiza un control con acción proporcional e integral, añadiendo una variable de estado igual a la integral del error entre el valor de la referencia y el valor de la variable a controlar, de forma similar al desarrollo usado para el control de la corriente del filtro activo paralelo:

$$x_v(k+1) = x_v(k) + t_m(v_c^{*2}(k) - v_c^2(k)) \quad (4.51)$$

Por lo tanto, el sistema en lazo abierto con la nueva variable de estado $x_v(k)$ es:

$$\begin{bmatrix} v_c^2(k+1) \\ x_v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -t_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c^2(k) \\ x_v(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2t_m}{C} \\ 0 \end{bmatrix} p(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ t_m \end{bmatrix} v_c^{*2}(k) \quad (4.52)$$

donde $v_c^2(k)$ es la variable de estado a controlar y $p(k)$ es la potencia instantánea que entrega el condensador de la etapa de corriente continua al sistema eléctrico.

Si $p^*(k)$ es la referencia de potencia real instantánea necesaria para regular la tensión de la etapa de corriente continua y $q^*(k)$ es la referencia de potencia reactiva instantánea³, de (4.13) se puede calcular las componentes de la corriente de referencia $i_{FA_d}^*(k)$ e $i_{FA_q}^*(k)$ que debe seguir el control de corriente del filtro activo paralelo como:

$$\begin{bmatrix} i_{FA_d}^*(k) \\ i_{FA_q}^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(k) & v_q(k) \\ -v_d(k) & v_q(k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^*(k) \\ q^*(k) \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Los controles de corriente se han diseñado para obtener una respuesta muy rápida y alcanzar rápidamente el régimen permanente, una aproximación bastante realista es suponer que la dinámica del control de corriente es mucho más rápida que la dinámica del control de tensión de los condensadores.

Si la tensión de la red de suministro no tiene armónicos entonces las componentes de la tensión $v_d(k)$ y $v_q(k)$ son constantes y el control de la potencia real instantánea $p(k)$ y la potencia reactiva instantánea $q(k)$ son equivalentes a los controles de las componentes de corriente $i_{FA_d}(k)$ e $i_{FA_q}(k)$. Si además la componente de tensión $v_q(k) = 0$ entonces el control de la potencia real instantánea $p(k)$ equivale al control de la componente de la corriente $i_{FA_d}(k)$ y el control de la potencia reactiva instantánea $q(k)$ equivale al control de la componente de la corriente $i_{FA_q}(k)$.

Teniendo esto en cuenta, al incluir el filtro de medida en (4.52) y asumiendo que esté introduce un retraso equivalente a un periodo de muestreo, de forma similar a (4.28), se obtiene el modelo para el control de la tensión de los condensadores del filtro activo paralelo.

$$\begin{bmatrix} v_c^{f^2}(k+1) \\ x_v(k+1) \\ w_v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{2t_m}{C} \\ -t_m & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c^{f^2}(k) \\ x_v(k) \\ w_v(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} p^*(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ t_m \\ 0 \end{bmatrix} v_c^{2*}(k) \quad (4.54)$$

³En caso de no requerir la compensación de reactiva, esta componente es cero.

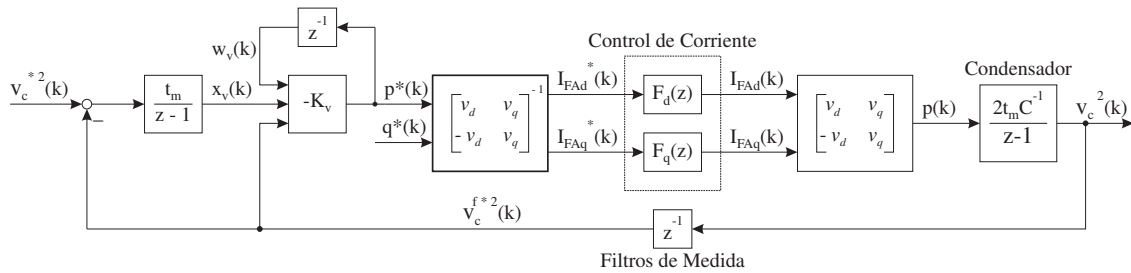


Figura 4.8: Esquema del sistema de control de la etapa de tensión continua

La ley de control se reduce a un control por realimentación de estado:

$$p^*(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{pv} & k_{vi} & k_{wv} \end{bmatrix}}_{K_v} \begin{bmatrix} v_c^{f2}(k) \\ x_v(k) \\ w_v(k) \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

En la Figura 4.8 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control de tensión de los condensadores de la etapa de continua. El regulador de la tensión genera la referencia de la potencia real instantánea que el filtro activo paralelo necesita absorber de la red de suministro para compensar las pérdidas.

4.7. Control interno de un filtro activo paralelo con hilo neutro

En las secciones anteriores se ha explicado en detalle el sistema de control de corriente del filtro activo paralelo de tres hilos (sin hilo neutro). En esta sección se presenta el sistema de control de un filtro activo paralelo con hilo neutro (cuatro hilos) como una extensión del filtro activo paralelo de tres hilos.

En la Figura 4.9 se muestran los esquemas eléctricos de dos posibles topologías para un filtro activo paralelo con cuatro hilos (Aredes et al., 1997) y (Aredes and Watanabe, 1995). En la Figura 4.9(a) se muestra una topología que usa un inversor fuente de tensión con cuatro ramas de interruptores y en la Figura 4.9(b) se muestra una topología que usa un inversor fuente de tensión con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores. Estos inversores se

controlan para inyectar los armónicos de corriente, la potencia reactiva y la corriente homopolar que demanda la carga de la red de suministro. Los inversores se conectan al sistema eléctrico por medio de bobinas de conexión que filtran la corriente de alta frecuencia que produce la conmutación de los inversores. Los controles para atenuar armónicos de corriente y compensar potencia reactiva son idénticos a los del filtro activo de potencia de tres hilos, por lo que esta sección se centra fundamentalmente en el control de la corriente homopolar.

Con ambas topologías, el modelo y el diseño del sistema de control son similares, excepto, como se demostrará más adelante, que en la topología de filtro activo paralelo con un inversor de tres ramas de interruptores es necesario equilibrar la tensión en los condensadores para su buen funcionamiento. En esta sección inicialmente se estudia en detalle el modelado y diseño del control de corriente homopolar de un filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores y en el apartado final se muestran las modificaciones necesarias para el control del filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores.

4.7.1. Modelo en tiempo continuo del filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores

El modelado del filtro activo paralelo con cuatro hilos se ha desarrollado de forma similar que el modelado del filtro activo paralelo con tres hilos. Las ecuaciones dinámicas del filtro activo de potencia con hilo neutro también se ha dividido en tres subsistemas: (a) las ecuaciones del sistema de conexión a red, (b) las ecuaciones de la etapa de corriente continua y (c) la ecuación de intercambio de potencia.

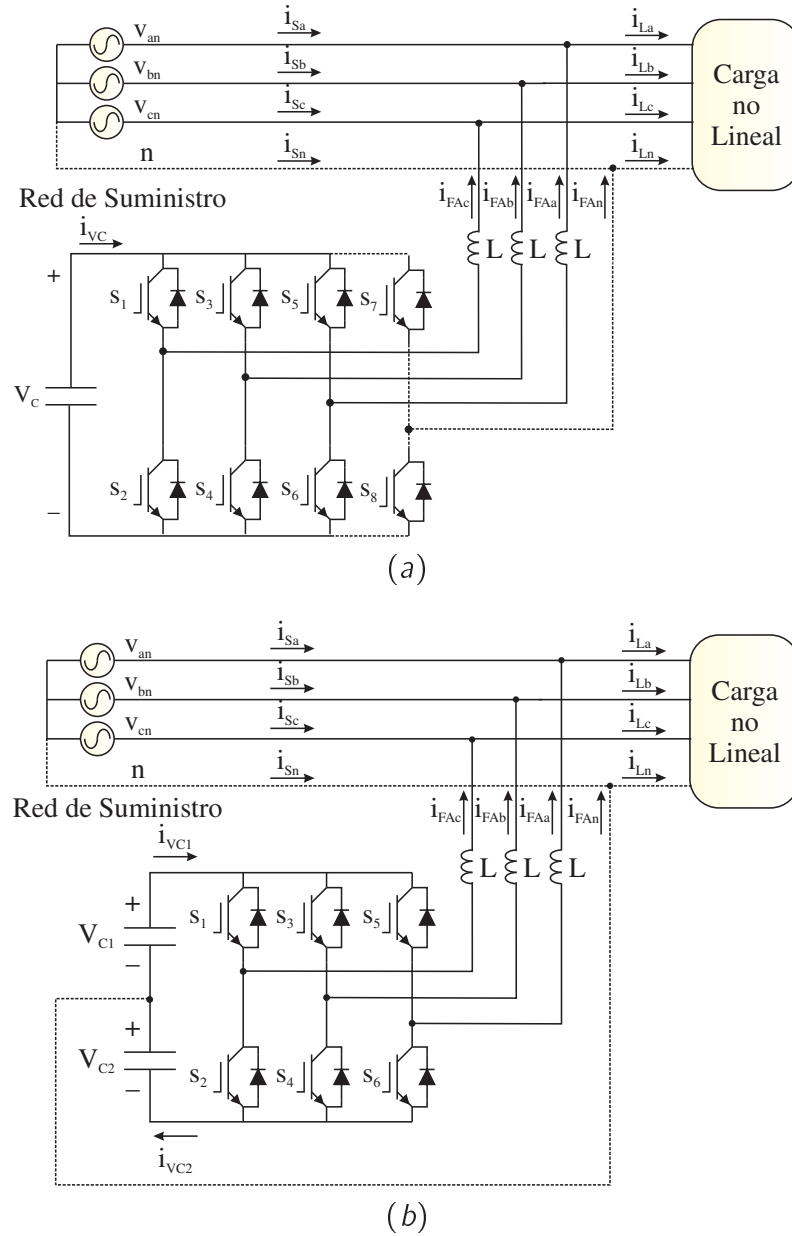


Figura 4.9: Esquemas de potencia de un filtro activo paralelo de cuatro hilos: (a) Topología con cuatro ramas de interruptores. (b) Topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores

(a) Ecuaciones dinámicas del sistema de conexión a red:

$$e_{an} - v_{an} = Ri_{FAa} + L \frac{di_{FAa}}{dt} \quad (4.56)$$

$$e_{bn} - v_{bn} = Ri_{FAb} + L \frac{di_{FAb}}{dt} \quad (4.57)$$

$$e_{cn} - v_{cn} = Ri_{FAc} + L \frac{di_{FAc}}{dt} \quad (4.58)$$

$$i_{FAn} = -(i_{FAa} + i_{FAb} + i_{FAc}) \quad (4.59)$$

donde R y L son la resistencia e inductancia propias de cada una de las bobinas de conexión a red. La suma de las corrientes de los cuatro hilos debe ser cero (ver (4.59)).

(b) Ecuación dinámica de la etapa de corriente continua:

$$p = -\frac{1}{2}C \frac{dv_C^2}{dt} \quad (4.60)$$

donde C es la capacidad total de los condensadores y p la potencia instantánea que sale de los condensadores. Esta ecuación es lineal para v_C^2 como variable de estado.

(c) La ecuación de intercambio de potencia instantánea del filtro activo paralelo:

$$p = v_{an}i_{FAa} + v_{bn}i_{FAb} + v_{cn}i_{FAc} \quad (4.61)$$

Las ecuaciones (4.60) y (4.61) describen el comportamiento dinámico de la etapa de corriente continua en función de las variables del sistema de conexión a red para el filtro activo paralelo con hilo neutro.

Al aplicar la transformación de *Park* (4.1) a las ecuaciones dinámicas del filtro activo de potencia con hilo neutro se obtiene:

- Ecuaciones del sistema de conexión a red:

$$e_d - v_d = Ri_{FA_d} - L\omega_1 i_{FA_q} + L \frac{di_{FA_d}}{dt} \quad (4.62)$$

$$e_q - v_q = L\omega_1 i_{FA_d} + Ri_{FA_q} + L \frac{di_{FA_q}}{dt} \quad (4.63)$$

$$e_0 - v_0 = Ri_{FA_0} + L \frac{di_{FA_0}}{dt} \quad (4.64)$$

donde los subíndices indican que son una componente d , una componente q y una componente 0 de la variable asociada.

Las ecuaciones (4.62) y (4.63) coinciden con las ecuaciones dinámicas en componentes d y q del filtro activo paralelo con tres hilos (ver el sistema de ecuaciones (4.8)), y en la ecuación (4.64) aparecen sólo las componentes de tensión y corriente homopolar. Por lo tanto, el control de la corriente homopolar se puede plantear como un control adicional e independiente del control de las componentes d y q de corriente.

- Potencia instantánea del filtro activo paralelo:

$$p = \underbrace{v_d i_{FA_d} + v_q i_{FA_q}}_{p_{dq}} + \underbrace{v_0 i_{FA_0}}_{p_0} \quad (4.65)$$

$$q = -v_d i_{FA_q} + v_q i_{FA_d} \quad (4.66)$$

donde aparecen un nuevo término, la potencia homopolar instantánea p_0 . En la Figura 4.10 se muestran la representación en componentes 0, d y q de los flujos de potencia instantánea con hilo neutro.

Despreciando las pérdidas en el inversor y la potencia consumida en las bobinas de conexión a red, la potencia instantánea p que entrega la etapa de corriente continua coincide con la potencia real instantánea que el filtro activo de potencia inyecta en el sistema eléctrico. Por lo tanto:

$$p = p_{dq} + p_0 \quad (4.67)$$

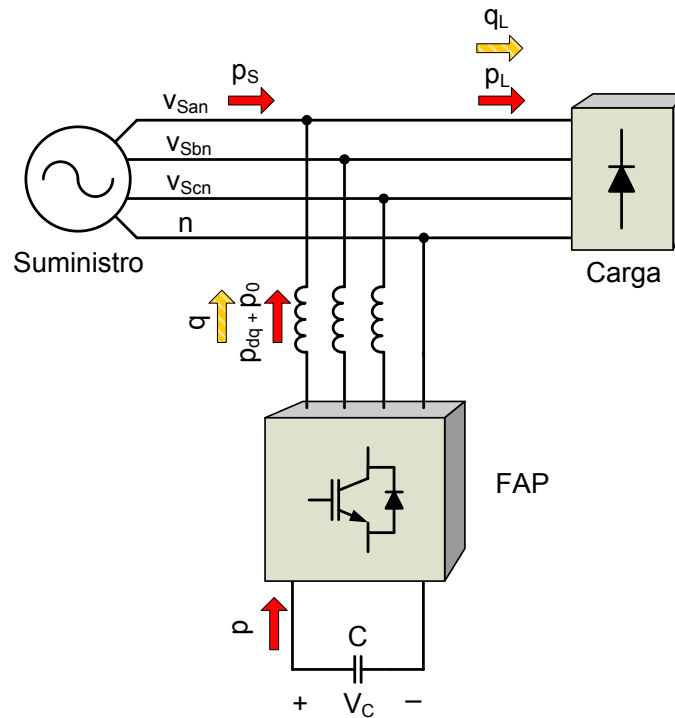


Figura 4.10: Esquema equivalente en componentes 0dq del flujo de potencia instantánea

- Ecuación de la etapa de corriente continua:

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_C^2}{dt} = -p_{dq} - p_0 \quad (4.68)$$

Nótese que a diferencia de la ecuación de la etapa de corriente continua para un filtro activo paralelo sin hilo neutro, en este caso, aparece el término adicional asociado a la potencia homopolar instantánea p_0 . Esta potencia produce variaciones en la tensión en la etapa de corriente continua del inversor fuente de tensión y puede afectar al buen funcionamiento del inversor si no se tiene en cuenta en los algoritmos de control.

4.7.2. Diseño del regulador de corriente homopolar

Dado que el control se ha implantado en un microprocesador, a continuación se escribe el modelo de la corriente homopolar en tiempo discreto. En este caso

se ha usado la misma técnica empleada para la discretización del modelo del filtro activo paralelo sin hilo neutro. Esta técnica 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 et al., 1997). Por lo tanto, el modelo de la corriente homopolar en tiempo discreto es:

$$i_{FA0}(k+1) = \phi_0 i_{FA0}(k) + \underbrace{\gamma_0(e_0(k) - v_0(k))}_{w_0(k)} \quad (4.69)$$

$$\phi_0 = e^{-\frac{R}{L}t_m} \quad (4.70)$$

$$\gamma_0 = \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t_m}\right) \quad (4.71)$$

Esta ecuación es similar a la ecuación de i_{FAd} o i_{FAq} (ver (4.23)). Por lo tanto, operando como en la Sección 4.5, la ecuación (4.69) se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} i_{FA0}^f(k+1) \\ w_0(k+1) \\ w_0^f(k+1) \\ x_{i0}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -t_m & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FA0}^f(k) \\ w_0(k) \\ w_0^f(k) \\ x_{i0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w_0^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ t_m \end{bmatrix} i_{FAd}^*(k) \quad (4.72)$$

Se puede demostrar fácilmente que el sistema modelado en (4.72) es controlable. La ley de control para la corriente homopolar se reduce a un control proporcional por realimentación de estado:

$$w_0^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{p0} & k_{w0} & k_{wf0} & k_{i0} \end{bmatrix}}_{K_{m0}} \begin{bmatrix} i_{FA0}^f(k) \\ w_0(k) \\ w_0^f(k) \\ x_{i0}(k) \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

El cálculo de la matriz de realimentación es un problema de asignación de polos para el sistema de control en lazo cerrado.

La tensión homopolar que tiene que entregar el inversor $e_0(k)$ se calcula a partir

de la ecuación (4.69) pero teniendo en cuenta el filtrado ($i_0^f(k) = i_0(k-1)$, $v_0^f(k) = v_0(k-1)$ y $\omega_0^f(k) = \omega_0(k-1)$) y el retraso en los cálculos ($\omega_0(k) = \omega_0^c(k-1)$). Por lo tanto, la salida del inversor será:

$$e_0(k+1) = \hat{v}_0^f(k+2) + \gamma_0^{-1} w_0^c(k) \quad (4.74)$$

En esta tesis, $\hat{v}_0^f(k+2)$ se aproxima a $v_0^f(k)$ (Sánchez and Rodellar, 1996).

Por otro lado, el diseño del control de la tensión de la etapa de corriente continua se hace de forma similar al descrito en la Sección 4.6. El modelo de la etapa de corriente continua en tiempo discreto se obtiene, aproximando la derivada mediante la ley rectangular adelantada, de (4.68). Por lo tanto,

$$v_c^2(k+1) = v_c^2(k) - \frac{2t_m}{C}(p_{dq}(k) + p_0(k)) \quad (4.75)$$

El diseño del regulador se puede hacer como en la Sección 4.6, considerando p_0 como una perturbación.

Normalmente, la dinámica de los reguladores de corriente es la más rápida del sistema de control del filtro activo. Idealmente, desde el punto de vista del control de la tensión de los condensadores y del control externo, la dinámica de los controles de corriente en lazo cerrado puede ser despreciable. Teniendo esto en cuenta, el regulador de la tensión de los condensadores se puede diseñar directamente con (4.75).

4.7.3. Filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores

En la Figura 4.9(b) se muestra la topología del filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores. En esta topología, a diferencia de la topología del filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores (Figura 4.9(a)), la corriente que sale por el hilo neutro i_{FAn} es:

$$i_{FAn} = \underbrace{C_2 \frac{dV_{C2}}{dt}}_{i_{VC2}} - \underbrace{C_1 \frac{dV_{C1}}{dt}}_{i_{VC1}} \quad (4.76)$$

donde C_1 es la capacidad del grupo superior de condensadores y C_2 es la capacidad del grupo inferior de los condensadores.

La circulación de corriente por el hilo neutro produce diferencias entre las tensiones de los grupos de condensadores. Por consiguiente, para el buen funcionamiento de esta topología es necesario añadir, además del regulador de la tensión total de los condensadores, un regulador para equilibrar las tensiones en ambos grupos de condensadores.

Asumiendo que $C_1 = C_2 = 2C$, (4.76) se puede expresar como:

$$i_{FAn} = 2C \frac{d(V_{C2} - V_{C1})}{dt} = 2C \frac{d\Delta V_C}{dt} \quad (4.77)$$

donde ΔV_C corresponde al desequilibrio de tensión de los grupos de condensadores. Aproximando la derivada mediante la ley rectangular adelantada (4.77) en tiempo discreto es:

$$\Delta V_C(k+1) = \Delta V_C(k) + \frac{t_m}{2C} i_{FAn}(k) \quad (4.78)$$

Dado que $i_{FAn}(k) = -i_{FA0}(k)/\sqrt{3}$ (ver la ecuación de Park (4.1)) entonces:

$$\Delta V_C(k+1) = \Delta V_C(k) + \frac{\sqrt{3}t_m}{2C} i_{FA0}(k) \quad (4.79)$$

Por lo tanto, para el control de la tensión de los condensadores en la topología del filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro hay que tener en cuenta, además de la tensión total de los condensadores (ver (4.75)) el desequilibrio que aparece entre los dos grupos de condensadores como consecuencia de la corriente del hilo neutro (ver (4.79)). Es decir, este regulador debe mantener la diferencia de las tensiones de los grupos de condensadores $\Delta V_C \approx 0$.

En la Figura 4.11 se muestran los sistemas de control usados para regular la tensión de los condensadores en una la topología con tres ramas de interruptores e hilo

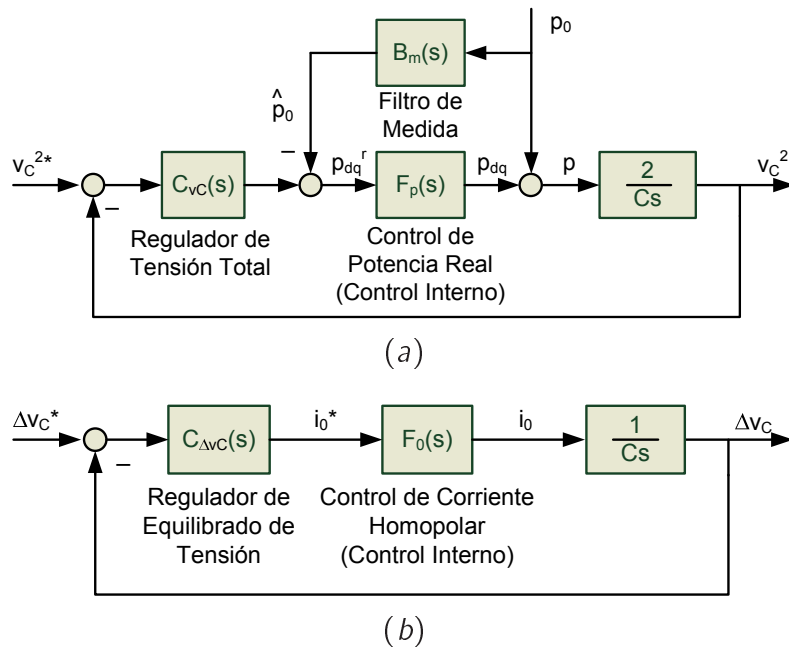


Figura 4.11: Control de tensión de condensadores para la topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores: (a) Control de la tensión total de los condensadores. (b) Control del equilibrado de la tensión de los condensadores

neutro. Por un lado, en la Figura 4.11(a) se muestra el lazo de control que mantiene constante la tensión total de los condensadores. Este lazo de control es igual al utilizado en la topología con cuatro ramas de interruptores. La potencia homopolar instantánea se trata como una perturbación que entra al sistema de control. En la figura $F_p(s)$ corresponde al sistema de control en lazo cerrado de la componente d de la corriente del filtro activo paralelo. Por otro lado, en la Figura 4.11(b) se muestra el lazo de control que equilibra las tensiones de los dos grupos de condensadores. En este caso el sistema de control debe absorber del punto de conexión la corriente homopolar necesaria para mantener iguales las tensiones de los grupos superior e inferior de condensadores. En la figura $F_0(s)$ corresponde con el sistema de control en lazo cerrado de la componente homopolar de la corriente del filtro activo paralelo. Nótese que para el caso de la topología con cuatro ramas de interruptores, sólo se requiere el control de la tensión total de los condensadores.

Cuadro 4.2: Parámetros usados en la simulación

Parámetro	Valor	Descripción
V_{ab}	220 V	Tensión eficaz de línea de la red de suministro.
f_1	50 Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
L	39 mH	Inductancia de conexión.
R	1,23 Ω	Resistencia de conexión.
C	3300 μF	Capacidad de la etapa de corriente continua.
f_c	2 kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro <i>bessel</i> de 5° orden).
f_m	5,4 kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
f_{sw}	10,8 kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

4.8. Simulación del sistema de control en variables de estado del filtro activo paralelo

Para ilustrar el comportamiento dinámico del sistema de control en variables de estado del filtro activo paralelo se han implantado en simulación los modelos del filtro activo paralelo con y sin hilo neutro. Las simulaciones se han realizado con *Matlab 6.5* (Mathworks, 2002b) y *Simulink 5.0* (Mathworks, 2002c). En el simulador se han modelado, en todo lo posible, las condiciones reales de una instalación eléctrica.

Las simulaciones del filtro activo paralelo usan las especificaciones del prototipo experimental (ver Capítulo 7). Estos valores se recogen en la Cuadro 4.2. Los filtros de medida *antialiasing* son del tipo Bessel de 5° orden con una frecuencia de corte de 2 kHz.

Las expresiones (4.33), (4.34) y (4.73) determinan la ley de control para la componente d , q y 0 de corriente del filtro activo paralelo. Las constantes de realimentación se pueden calcular para el sistema de control en lazo cerrado mediante asignación de polos. Una elección razonable de asignación de polos debe cumplir (Goodwin et al., 2001):

Cuadro 4.3: Ubicación de los polos en tiempo continuo y tiempo discreto

Polos en tiempo continuo	Polos en tiempo discreto
$3,14e^{+j\frac{7\pi}{8}} \text{krad/s}$	$0,58e^{+j0,22} \text{rad/s}$
$3,14e^{-j\frac{7\pi}{8}} \text{krad/s}$	$0,58e^{-j0,22} \text{rad/s}$
$3,14e^{+j\frac{5\pi}{8}} \text{krad/s}$	$0,80e^{+j0,54} \text{rad/s}$
$3,14e^{-j\frac{5\pi}{8}} \text{krad/s}$	$0,80e^{-j0,54} \text{rad/s}$

- Elegir el ancho de banda suficientemente grande como para alcanzar los requerimientos de velocidad de respuesta deseados.
- No excederse en el ancho de banda para evitar los efectos de ruido y la incertidumbre de modelado en alta frecuencia.
- Ubicar los polos a distancias aproximadamente uniformes del origen para un uso eficiente del esfuerzo de control.

Una configuración común de asignación de polos que satisface estas condiciones es hacer coincidir la ubicación de los polos equivalentes en tiempo continuo del sistema de control de lazo cerrado con la disposición de los polos de un filtro del tipo *Butterworth*. En este trabajo, los polos en tiempo continuo se han hecho coincidir con los polos de un filtro *Butterworth* de orden 4^o con una frecuencia de corte de 500 Hz ($\omega_c = 1000\pi \text{ rad/s}$). Los polos en tiempo continuo y sus equivalentes en tiempo discreto se recogen en el Cuadro 4.3. Se usa $p_{zi} = e^{P_i t_m}$ para transformar los polos en tiempo continuo en polos equivalentes en tiempo discreto.

Las constantes de realimentación para el sistema de control en lazo cerrado y tiempo discreto se calculan usando la orden `place()` de *Matlab*. Esta orden es una función robusta, comparada con otros algoritmos, que calcula las ganancias de la realimentación minimizando la sensibilidad de la ubicación de los polos en lazo cerrado cuando existen variaciones en el modelo (Kautsky and Nichols, 1984).

La función de transferencia resultante en lazo cerrado de la componente *d* de corriente es:

$$F_{id}(z) = \frac{i_{FAd}^f}{i_{FAd}^*} = \frac{0,05357}{z^4 - 2,515z^3 - 1,199z + 0,2187} \quad (4.80)$$

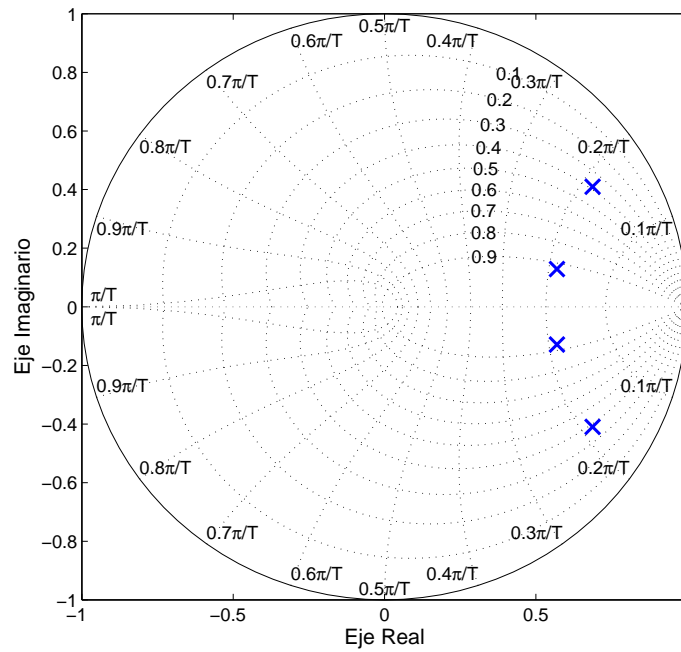


Figura 4.12: Diagrama de polos (x) y ceros (o) en tiempo discreto del control de la componente d de la corriente

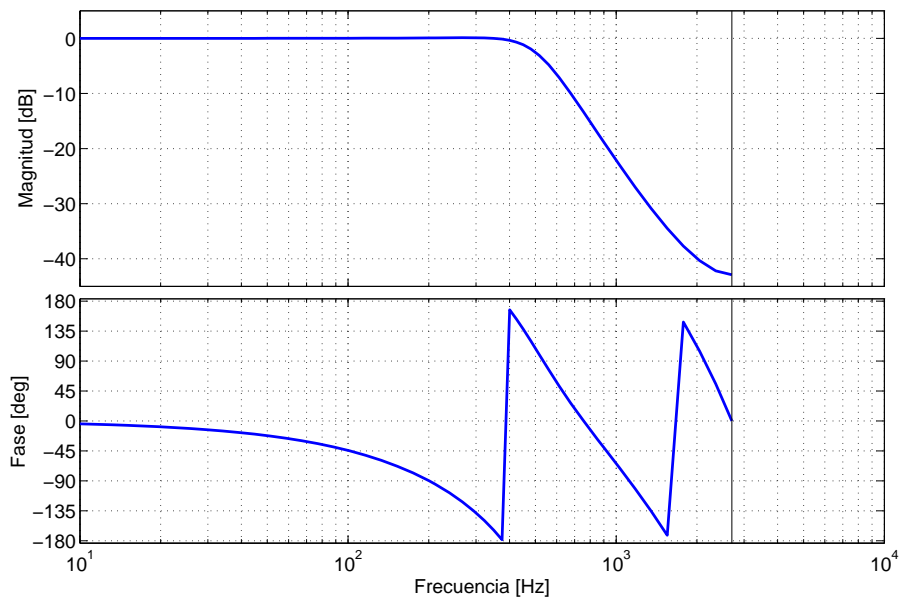


Figura 4.13: Respuesta en frecuencia del control de la componente d de la corriente del filtro activo paralelo

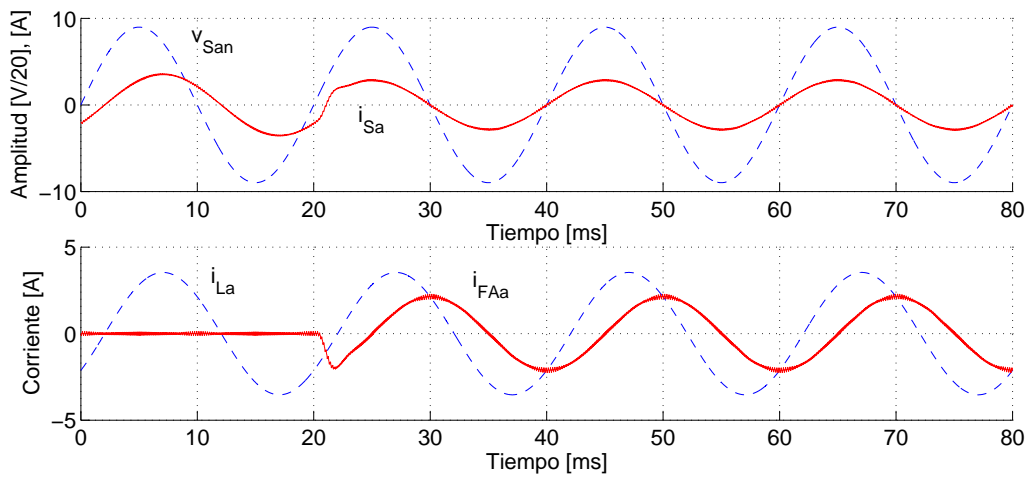


Figura 4.14: Resultados de simulación de las corrientes por fase del filtro activo paralelo: carga sin armónicos y con un factor de potencia de 0,8 (inductivo). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20 \text{ ms}$

En la Figura 4.12 se muestra la ubicación de los polos de la función de transferencia en lazo cerrado para la componente d de la corriente del filtro activo paralelo. Las componentes q y 0 presentan esta misma ubicación de polos. En la Figura 4.13 se ha dibujado la respuesta en frecuencia de $F_{id}(z)$ (ecuación (4.80)). El ancho de banda de este sistema de control es 500 Hz .

En la Figura 4.14 se muestra la simulación del sistema de control de corriente del filtro activo paralelo con una carga equilibrada que no contiene armónicos de corriente. Los datos de la carga son: 220V de tensión nominal (50 Hz), $1,9\text{kVA}$, $\cos \phi = 0,80$ (inductivo) y $THD_i = 0\%$. En la figura, v_{San} es la tensión de la red de suministro, i_{Sa} es la corriente de la red de suministro, i_{La} es la corriente que consume la carga e i_{FAa} es la corriente que inyecta el filtro activo paralelo. El filtro activo paralelo se activa en $t = 20 \text{ ms}$ y en menos de un ciclo de red, el filtro activo suministra la corriente reactiva necesaria para compensar la corriente reactiva que demanda la carga.

En la Figura 4.15 se muestra la evolución de la tensión de la rama de los condensadores ($C = 3300 \mu\text{F}$) que resulta de la simulación del caso anterior. El regulador de la tensión de los condensadores se ha diseñado con una pulsación de cruce de 25 rad/s y un margen de fase 80° . En la figura se observa que durante la conexión

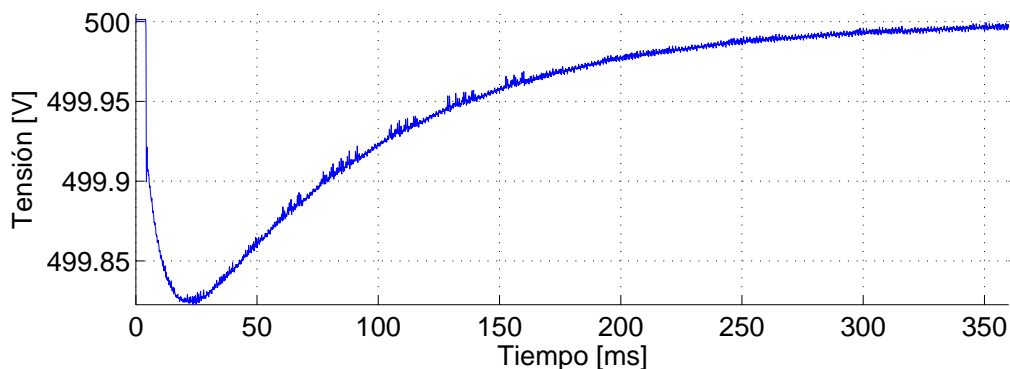


Figura 4.15: Simulación de la respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores del filtro activo paralelo

del filtro activo ($t = 20 \text{ ms}$) la tensión cae ligeramente y en un tiempo próximo a 12 ciclos de red se recupera en valor medio.

En la Figura 4.16 también se ha simulado el control de corriente del filtro activo paralelo con una carga que genera armónicos de corriente. Los datos de la carga son: 220V de tensión nominal (50 Hz), $1,9 \text{ kVA}$, $\cos \phi = 0,80$ (inductivo) y $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$). En la figura, v_{San} es la tensión de la red de suministro, i_{Sa} es la corriente de la red de suministro, i_{La} es la corriente que consume la carga e i_{FAa} es la corriente que inyecta el filtro activo paralelo. El filtro activo paralelo se conecta en $t = 20 \text{ ms}$. Antes de la conexión del filtro activo paralelo, la red de suministro entrega los armónicos de corriente que demanda la carga. Después de la conexión, se observa que el filtro activo paralelo suministra los armónicos de la carga, sin embargo, debido al retraso del sistema de control (ver Figura 4.13), se incrementan los armónicos de la corriente de la red de suministro.

En la Figura 4.17 se muestra el diagrama fasorial para el armónico h de las corrientes en el punto de conexión: \vec{I}_{Sh} es el fasor que representa el armónico h de la corriente que suministra la red, \vec{I}_{FAh} es el fasor que representa el armónico h de la corriente que inyecta el filtro activo paralelo e \vec{I}_{Lh} es el fasor que representa el armónico h de la corriente que consume la carga. Se ha supuesto que el retraso del sistema de control en lazo cerrado del filtro activo paralelo es φ_h y la atenuación despreciable. De este diagrama fasorial se puede comprobar que si $\varphi_h > 60^\circ$ se amplifica el armónico h de la corriente de la red de suministro.

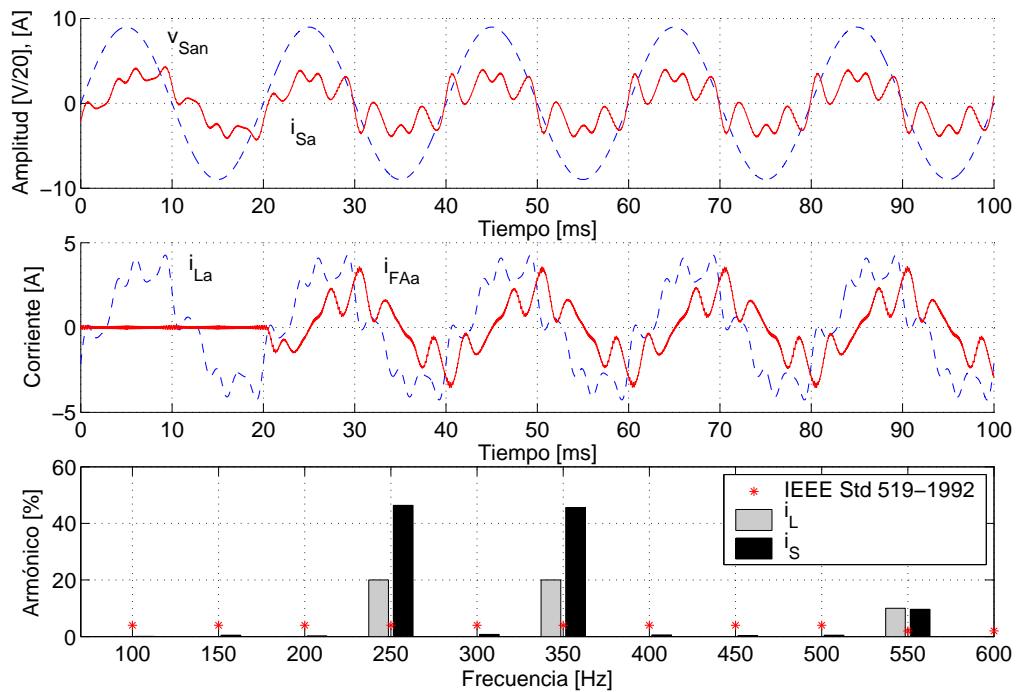


Figura 4.16: Resultados de simulación de las corrientes por fase del filtro activo paralelo: carga con $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$) y un factor de potencia de 0,8 (inductivo). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20\text{ ms}$

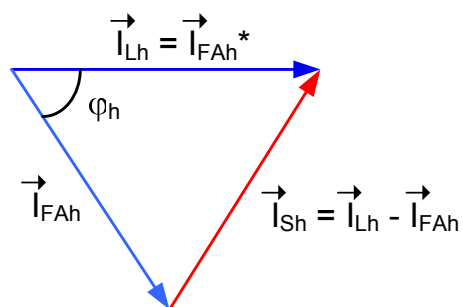


Figura 4.17: Diagrama fasorial de las corrientes en el punto de conexión

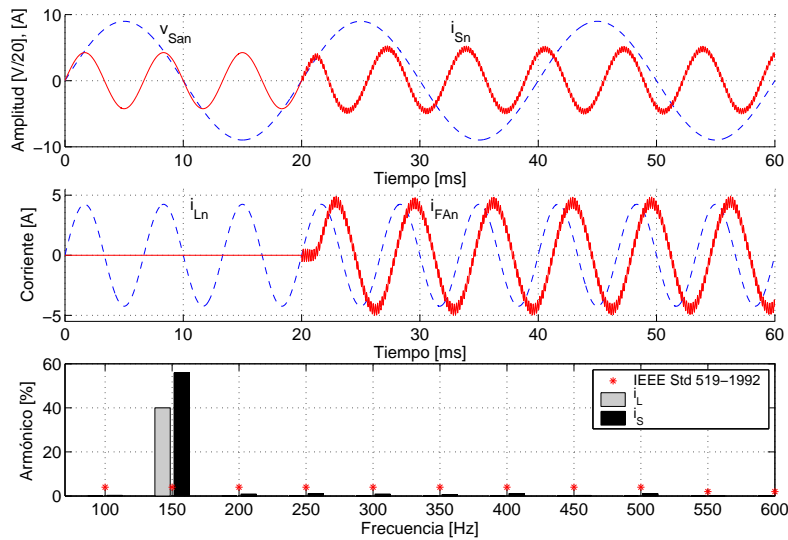


Figura 4.18: Resultados de simulación de la corriente del hilo neutro (homopolar). Conexión del filtro activo paralelo en $t = 20 \text{ ms}$

También se ha estudiado mediante simulación el control del filtro activo paralelo con hilo neutro. Se han probado las topologías con cuatro y tres ramas de interruptores. En la topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro se ha conectado el hilo neutro al punto medio de los condensadores $C_1 = C_2 = 6600 \mu F$. El comportamiento dinámico de estas dos topologías es similar, así que a continuación sólo se muestra la simulación de un filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro.

En la Figura 4.18 se muestran los resultados de simulación del filtro activo paralelo con hilo neutro (topología con tres ramas de interruptores e hilo neutro) usando una carga de $220V$ de tensión nominal (50 Hz) y $THD_i = 40\%$ ($i_3 = 40\%$). En la figura v_{San} es la tensión de la red de suministro, i_{Sn} es la corriente del hilo neutro en la red de suministro, i_{Ln} es la corriente del hilo neutro en la carga e i_{FAn} es la corriente del hilo neutro en el filtro activo paralelo. El filtro activo paralelo se conecta en $t = 20 \text{ ms}$. Antes de la conexión del filtro activo paralelo, la red de suministro entrega la corriente homopolar que demanda la carga. Después de la conexión del filtro activo paralelo ($t = 20 \text{ ms}$), se observa que éste suministra la corriente que consume la carga por el hilo neutro (i_{Ln}). Sin embargo, debido al retraso del sistema

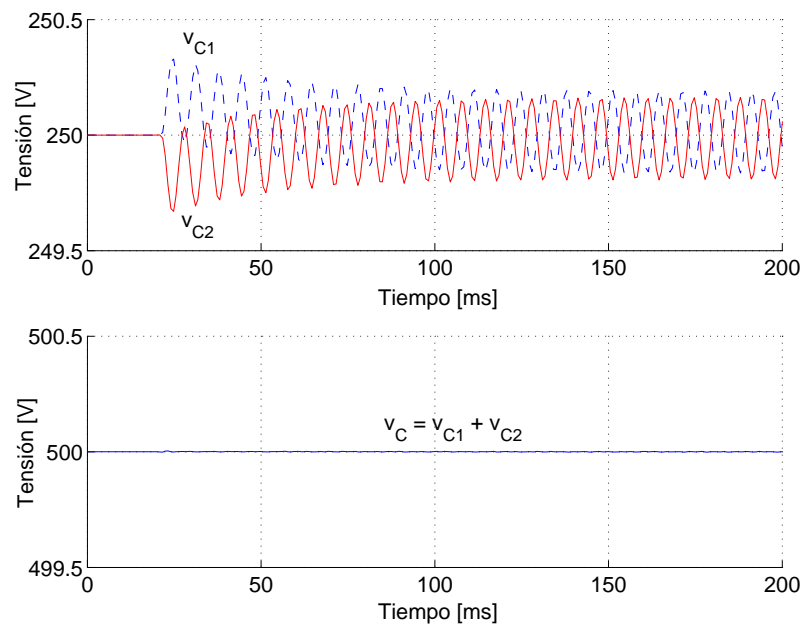


Figura 4.19: Simulación de la respuesta transitoria de las tensiones de los condensadores del filtro activo paralelo con hilo neutro conectado al punto medio de la rama de los condensadores

de control, la corriente de la red (i_{Sn}) aumenta ligeramente.

En la Figura 4.19 se muestra la evolución de la tensión de cada grupo de condensadores y la evolución de la tensión total de la rama de los condensadores que resulta de la simulación del caso anterior. El regulador de la tensión de los condensadores se ha diseñado con una pulsación de cruce de 25 rad/s y un margen de fase 80° . En la figura se observa que durante la conexión del filtro activo ($t = 20 \text{ ms}$) se produce un desequilibrio en la tensión de los condensadores (v_{C1} y v_{C2}) y en unos 5 ciclos de red se recupera el equilibrio. Nótese que las oscilaciones de tensión en cada uno de los condensadores (v_{C1} y v_{C2}) se contrarrestan si se analizan en conjunto ($v_C = cte$). Se puede comprobar que dichas oscilaciones son de la frecuencia de la corriente del neutro y ésta coincide con la frecuencia de la potencia homopolar.

4.9. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el sistema de control del filtro activo paralelo con y sin hilo neutro, teniendo en cuenta la discretización de los algoritmos de control, el retraso del actuador y el retraso que introducen los filtros de medida. El control de corriente se ha implantado en un sistema de referencia síncrono a la componente fundamental de la tensión de la red de suministro. Para sintonizar dicho sistema de referencia se ha utilizado un filtro adaptativo que rechaza los armónicos y desequilibrios de la tensión de la red de suministro. Se consiguen controlar independientemente cada una de las componentes d , q y 0 de la corriente del filtro activo paralelo, para lo que es necesario estimar valores futuros de ciertas variables de estado. Asimismo, se ha desarrollado el sistema de control de la tensión de la etapa de continua para asegurar el correcto funcionamiento del inversor fuente de tensión.

Se ha mostrado que el control de las componentes d y q de corriente del filtro activo paralelo de cuatro hilos (topologías de filtros activos con tres y cuatro ramas de interruptores) es similar al control de las componentes d y q de corriente del filtro activo con tres hilos. Para controlar la corriente del hilo neutro sólo se requiere añadir el lazo de control de la corriente homopolar al sistema de control del filtro activo paralelo sin hilo neutro. En la topología de filtros activos con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores, además ha sido necesario diseñar un lazo de control adicional que permite equilibrar la tensión de los dos grupos de condensadores.

Los resultados de simulación ilustran el funcionamiento del sistema de control del filtro activo paralelo. Este dispositivo es capaz de compensar potencia reactiva y ciertos desequilibrios, asegurando una tensión adecuada en los condensadores de la etapa de corriente continua. Sin embargo, el sistema de control no es efectivo a la hora de seguir armónicos de corriente. Nótese que en este capítulo se ha adoptado la decisión conservadora de limitar el ancho de banda del sistema en lazo cerrado a, aproximadamente, la décima parte de la frecuencia de muestreo. Esta decisión podría revisarse pero a continuación en esta tesis se presenta un planteamiento distinto que permite eliminar el error de seguimiento en régimen permanente de la corriente del

filtro activo paralelo sin modificar el control interno de corriente.

Capítulo 5

Control selectivo de corriente

5.1. Introducción

Un filtro activo paralelo inyecta armónicos de corriente en un punto de conexión para compensar los armónicos de corriente que produce una carga no lineal. Los armónicos de corriente inyectados por el filtro activo paralelo en el punto de conexión deben cumplir unas condiciones de magnitud y ángulo para que la compensación sea efectiva. Como se demuestra en el Capítulo 4, estas condiciones no se consiguen con reguladores convencionales si se trabaja con frecuencias de muestreo y conmutación razonables.

Diferentes autores se han centrado en el campo de los filtros activos y han desarrollado esquemas de control en lazo cerrado para controlar la corriente de salida en inversores fuentes de tensión (ver (Yuan et al., 2002), (Mattavelli, 2001a) y (Newman et al., 2002), entre otros). En (Newman et al., 2002) se usan controles de corriente en lazo cerrado para cada armónico de corriente, aplicando la transformada de *Park* y usando un sistema de referencia síncrono para cada uno de los armónicos de corriente que se quiere controlar. Con este método, la acción de control es muy sencilla de entender ya que cada armónico en régimen permanente es una magnitud continua pero la implantación de estos controles requiere algoritmos complejos que conllevan una elevada carga computacional. De esta forma, se pueden diseñar diferentes controles PI para anular el error de seguimiento en régimen permanente a cada componente armónica de la corriente de referencia. En (Zmood et al.,

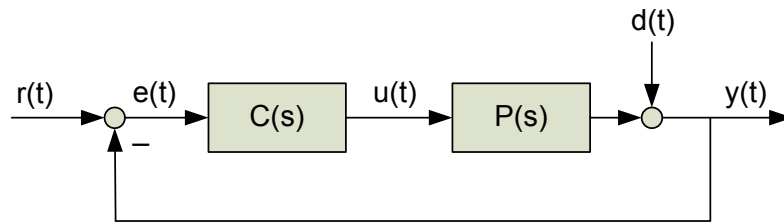


Figura 5.1: Sistema de control

2001) se demuestra que este control de corriente también se puede diseñar de forma equivalente en un único sistema de referencia estacionario mediante reguladores sintonizados a las frecuencias de interés. Esto significa una reducción apreciable de la carga computacional de los algoritmos de control.

En el Capítulo 4 se ha diseñado un regulador en variables de estado con acción integral para el control de corriente de un filtro activo paralelo y se ha demostrado que es necesario mejorar el comportamiento de este regulador para cada una de las frecuencias de interés (armónicos de corriente). En este capítulo se analizan en detalle los reguladores sintonizados a las frecuencias de interés y usando un único sistema de referencia síncrono con la frecuencia fundamental de la red de suministro. Esta alternativa es similar a la propuesta por (Zmood et al., 2001) pero, como se verá más adelante, permite controlar potencia real y reactiva instantánea con reguladores PI convencionales, simplificándose el control de la tensión de los condensadores de corriente continua y la compensación de reactiva. Además, en este capítulo se abordará en detalle el procedimiento de diseño de este tipo de reguladores.

5.2. Seguimiento de la referencia con error cero

Considérese el sistema de control de la Figura 5.1. Mediante la transformada de *Laplace*, la señal de referencia se puede expresar como:

$$R(s) = \frac{R_N(s)}{R_D^-(s)R_D^+(s)} \quad (5.1)$$

donde las raíces de $R_D^-(s)$ tiene parte real negativa y las raíces de $R_D^+(s)$ tiene parte real ≥ 0 , aunque en esta tesis sólo se va a tratar el caso con raíces de $R_D^+(s)$ con

parte real cero (referencias oscilatorias). Asumiendo que $C(s)$ y $P(s)$ se pueden expresar como

$$C(s) = \frac{C_N(s)}{C_D(s)} \quad (5.2)$$

$$P(s) = \frac{P_N(s)}{P_D(s)} \quad (5.3)$$

el error en la Figura 5.1 se puede expresar de la siguiente manera:

$$E(s) = \frac{P_D(s)C_D(s)}{P_D(s)C_D(s) + C_N(s)P_N(s)} \frac{R_N(s)}{R_D^-(s)R_D^+(s)} \quad (5.4)$$

Nótese que dicho error tiende asintóticamente a cero si todas las raíces del denominador de (5.4) tienen parte real negativa. Para que esto suceda se tiene que cumplir que

1. el sistema de control en lazo cerrado sea estable, es decir, todas las raíces de $P_D(s)C_D(s) + C_N(s)P_N(s)$ tienen parte real negativa, y que
2. $P_D(s)C_D(s)$ (que es el denominador de $C(s)P(s)$) pueda dividirse exactamente por $R_D^+(s)$.

Este resultado se recoge en el principio del modelo interno (PMI) (Francis and Wonham, 1975; Goodwin et al., 2001) que se enuncia diciendo:

«Para que un sistema de control siga una referencia con error cero en régimen permanente es necesario que la función de transferencia en lazo abierto contenga en el denominador el modelo de la misma. A este modelo, si es un polinomio, frecuentemente se le llama *polinomio generador*».

Nótese que según el desarrollo anterior, sólo es necesario tener un modelo de la parte de la referencia que no tiende asintóticamente a cero y que se ha llamado $R_D^+(s)$ ($P_D(s)C_D(s)$ contiene a $R_D^+(s)$).

También nótese que lo mismo se aplica para el rechazo completo de la perturbación $D(s)$ de Figura 5.1, o para una perturbación a la entrada de la planta donde $R_D^+(s)$ debe estar delante de la perturbación.

El principal objetivo del sistema de control del filtro activo paralelo es inyectar los armónicos de corriente en el punto de conexión del filtro activo paralelo con la mayor precisión posible. Un armónico de corriente se puede modelar como una señal sinusoidal, por lo tanto, en la siguiente sección se estudia la forma que debe tener el regulador para que el sistema de control pueda seguir/rechazar una señal sinusoidal con error cero.

5.3. Seguimiento de una referencia sinusoidal

Considérese que el sistema de control en lazo cerrado de la Figura 5.1 es estable con un regulador $C(s)$ de la forma:

$$C(s) = K \frac{C_N(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad (5.5)$$

donde $C_N(s)$ es el numerador de $C(s)$ y la pulsación ω_h (pulsación de sintonización del regulador) es un múltiplo de la pulsación fundamental ω_1 ($\omega_h = h\omega_1$ con $h = 1, 2, 3, \dots$).

La función de transferencia del sistema de control en lazo abierto es:

$$G_o(s) = K \frac{C_N(s)P(s)}{s^2 + \omega_h^2} = K \frac{\hat{G}(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad (5.6)$$

Si $C_N(s)$ y $P(s)$ son distintas de cero para $s = \pm j\omega_h$, entonces la función de transferencia $G_o(s)$ tiene dos polos imaginarios de valor $p_{1,2} = \pm j\omega_h$. Teniendo en cuenta el principio de modelo interno, esto significa que el control puede seguir (o rechazar) exactamente señales del tipo

$$R(s) = \frac{R_N(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad \left(\text{o} \quad D(s) = \frac{D_N(s)}{s^2 + \omega_h^2} \right) \quad (5.7)$$

como por ejemplo $r(t) = A \sin(\omega_h t + \phi_r)$ (ó $d(t) = A \sin(\omega_h t + \phi_d)$).

Este resultado se confirma si se analiza

$$Y(s) = \underbrace{\frac{K\hat{G}(s)}{s^2 + \omega_h^2 + K\hat{G}(s)}}_{F(s)} R(s) + \underbrace{\frac{(s^2 + \omega_h^2)}{s^2 + \omega_h^2 + K\hat{G}(s)}}_{F_D(s)} D(s) \quad (5.8)$$

donde $F(j\omega_h) = 1$ y $F_D(j\omega_h) = 0$. Por este motivo, los reguladores como el de (5.5) reciben el nombre de *reguladores selectivos*: están diseñados expresamente para seguir/rechazar señales de una pulsación ω_h concreta.

5.4. Formas simples de los reguladores selectivos

En la Sección anterior en (5.5) se expone la función de transferencia genérica de un regulador selectivo. Existen tres posibles alternativas sencillas para dicha función de transferencia:

$$C_1(s) = \frac{K}{s^2 + \omega_h^2}, \quad C_2(s) = \frac{Ks}{s^2 + \omega_h^2}, \quad C_3(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + \omega_h^2} \quad (5.9)$$

En la Figura 5.2 se muestran los diagramas de *Bode* de los reguladores $C_1(s)$, $C_2(s)$ y $C_3(s)$ para $K = 1$ y $\omega_h = 10 \text{ rad/s}$. Estos reguladores presentan amplitud ∞ y un cambio de fase de 180° a la pulsación ω_h . Sin embargo, sólo $C_2(s)$ atenúa las señales de alta y baja frecuencia (Figura 5.2(b)). Por lo tanto, si se emplean varios reguladores en paralelo para seguir (o rechazar) varias frecuencias, $C_2(s)$ es el más apropiado, ya que con él se consigue un efecto paso-banda para cada uno de los reguladores. De esta forma, cada regulador actuará prácticamente sólo a la frecuencia sintonizada sin interaccionar con el resto de reguladores calculados para otras frecuencias.

5.5. Regulador selectivo en tiempo continuo

En la Figura 5.3 se muestra un sistema de control en lazo cerrado donde se usa un regulador selectivo modificado $C_h(s)$. En (5.10), la expresión simple del regulador selectivo $C_2(s)$ planteada en (5.9) se ha modificado añadiendo una red de adelanto o retraso de fase para poder diseñar el sistema de control y obtener los márgenes

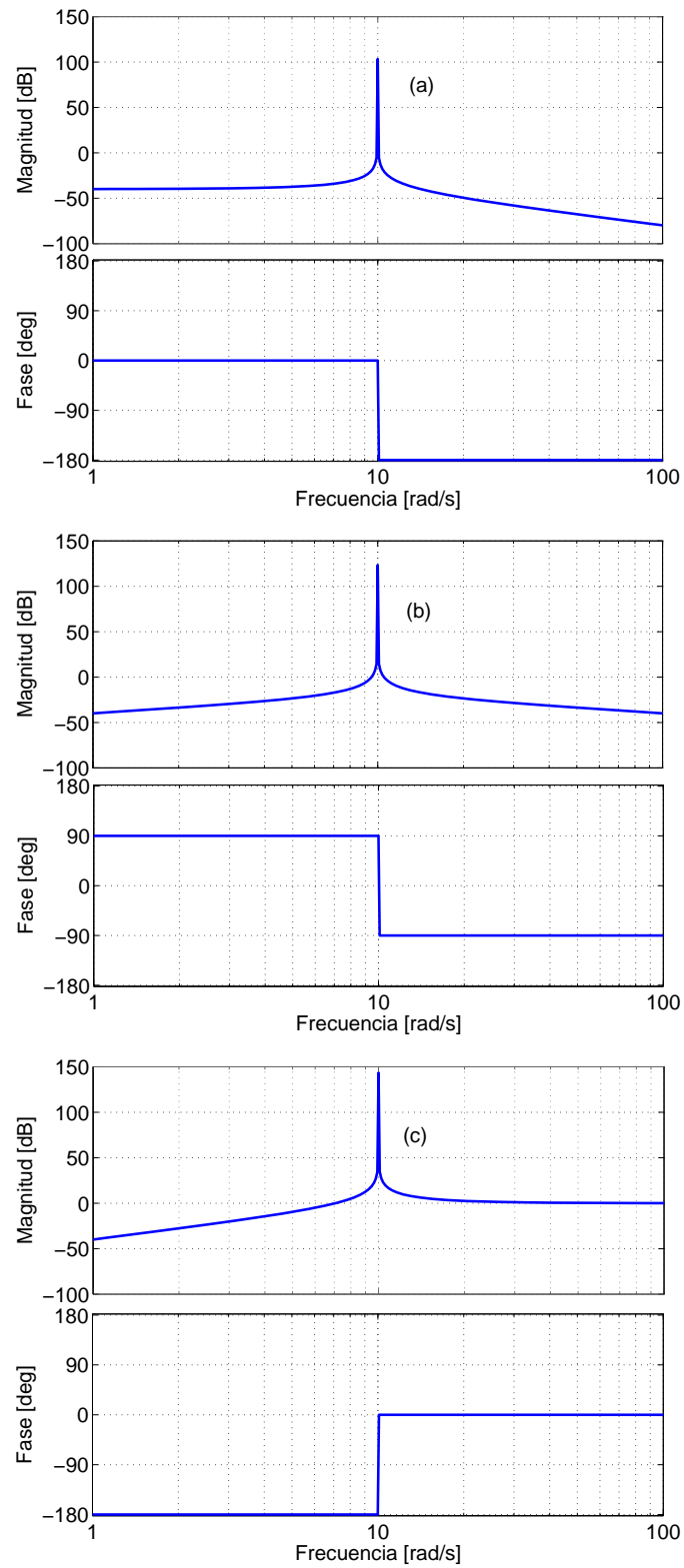


Figura 5.2: Diagramas de Bode del regulador $C(s)$. $K = 1$ y $\omega_h = 10 \text{ rad/s}$. (a) control $C_1(s)$, (b) control $C_2(s)$, (c) control $C_3(s)$

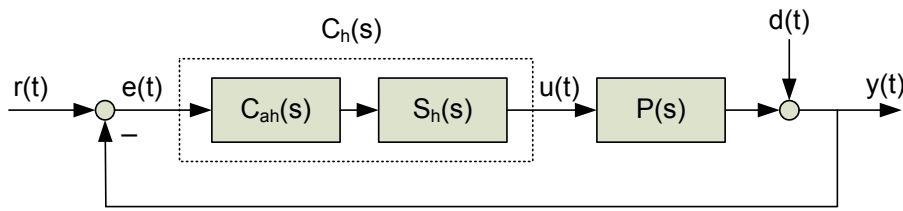


Figura 5.3: Estructura del regulador selectivo en tiempo continuo

de estabilidad deseados (margen de fase y margen de ganancia) (García-Cerrada et al., 2004).

$$C_h(s) = \underbrace{\frac{1 + \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}{1 + f \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}}_{C_{ah}(s)} \underbrace{\frac{K_h \omega_h s}{s^2 + \omega_h^2}}_{S_h(s)} \quad (5.10)$$

Típicamente $K_h > 0$ y $C_{ah}(s)$ es una compensación de adelanto de fase si $f < 1$ o de retraso de fase si $f > 1$. La forma como se ha escrito $C_h(s)$ permitirá, más adelante, una normalización simple. Además, el añadir $C_{ah}(s)$ al regulador selectivo hace posible, dentro de ciertos límites, seleccionar la pulsación de cruce y el margen de fase del sistema de control que, como se verá más adelante, se pueden relacionar con la rapidez y los márgenes de estabilidad de dicho sistema de control.

5.6. Estabilidad y diseño del sistema de control

Teniendo en cuenta (5.10) la función de transferencia del sistema de control en lazo abierto es

$$G_o(s) = \frac{1 + \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}{1 + f \frac{\alpha_c}{\omega_h} s} \frac{K_h \omega_h s}{s^2 + \omega_h^2} P(s) \quad (5.11)$$

Es útil realizar una normalización antes de aplicar el criterio de estabilidad de *Nyquist* a (5.11). Si se utiliza ω_h como pulsación base, $G_o(s)$ se puede escribir como:

$$G_o(s') = \underbrace{\frac{1 + \alpha_c s'}{1 + f \alpha_c s'}}_{C_{ah}(s')} \underbrace{\frac{K_h s'}{(s')^2 + 1}}_{S_h(s')} P(s') \quad (5.12)$$

donde $s' = \frac{s}{\omega_h}$. Nótese que en unitarias la pulsación que está sintonizado el regulador pasa a ser $\omega' = \pm 1$ ($\omega = \pm \omega_h$ en magnitudes reales).

En la Figura 5.4 se ha dibujado cualitativamente el diagrama de *Nyquist* de $S_h(s') P(s')$, que es la función de transferencia del sistema de control en lazo abierto si no se utiliza la red de adelanto o retraso de fase ($C_{ah}(s') = 1$). Se ha supuesto que la planta introduce un retraso menor que 90° en la zona de frecuencias de interés (proximidades de $\omega' = 1$). Se puede comprobar que el sistema de control es estable. Nótese que en este sistema de control aparecen dos pulsaciones de cruce: una menor que ω_h (ω_{0L}) y otra mayor que ω_h (ω_{0H}). El margen de fase (P_m) se define para la pulsación de cruce en la que la distancia al -1 en el plano complejo del diagrama de *Nyquist* es menor. En el ejemplo de la Figura 5.4 el margen de fase es $P_m = \Phi_{mH}$ y está asociado a ω_{0H} . En (García-Cerrada et al., 2004) se presentan casos en la que los márgenes están asociados tanto a ω_{0H} como a ω_{0L} . En la Figura 5.5 se ha dibujado el diagrama de *Bode* de éste mismo sistema de control donde se identifican los puntos característicos (1-5) indicados en el diagrama de *Nyquist*.

En general, la compensación $C_{ah}(s')$ se diseña para fijar un margen de fase P_m y una pulsación de cruce ω'_0 ($\omega_0 = \omega'_0 \omega_h$ en magnitudes reales). Por lo tanto,

$$C_{ah}(j\omega'_0) = -\frac{e^{jP_m}}{S_h(j\omega'_0)P(j\omega'_0)} \quad (5.13)$$

donde $P(j\omega'_0)$ es la planta a controlar y $S_h(j\omega'_0)$ es un regulador selectivo con $\omega'_h = 1$ p.u.. El uso de una compensación ($C_{ah}(j\omega'_0)$) como se propone en (5.12) limita el adelanto o retraso de fase a 90° (García-Cerrada et al., 2004). De (5.13) se derivan dos ecuaciones (magnitud y fase) con tres incógnitas (K_h , α_c y f). El parámetro de filtrado f determina el máximo adelanto o retraso de fase PL_{max} que se puede conseguir con $C_{ah}(j\omega'_0)$ (Pagola, 2006).

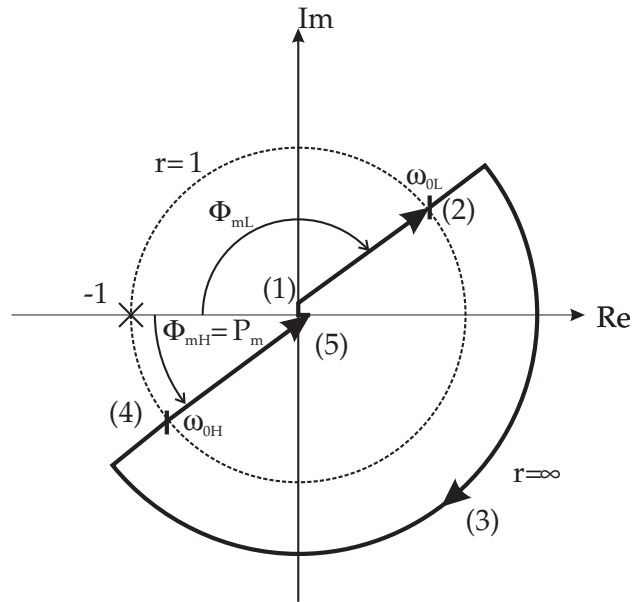


Figura 5.4: Diagrama de Nyquist de un sistema de control en lazo abierto con un regulador selectivo. Sólo se ha considerado $\omega > 0$

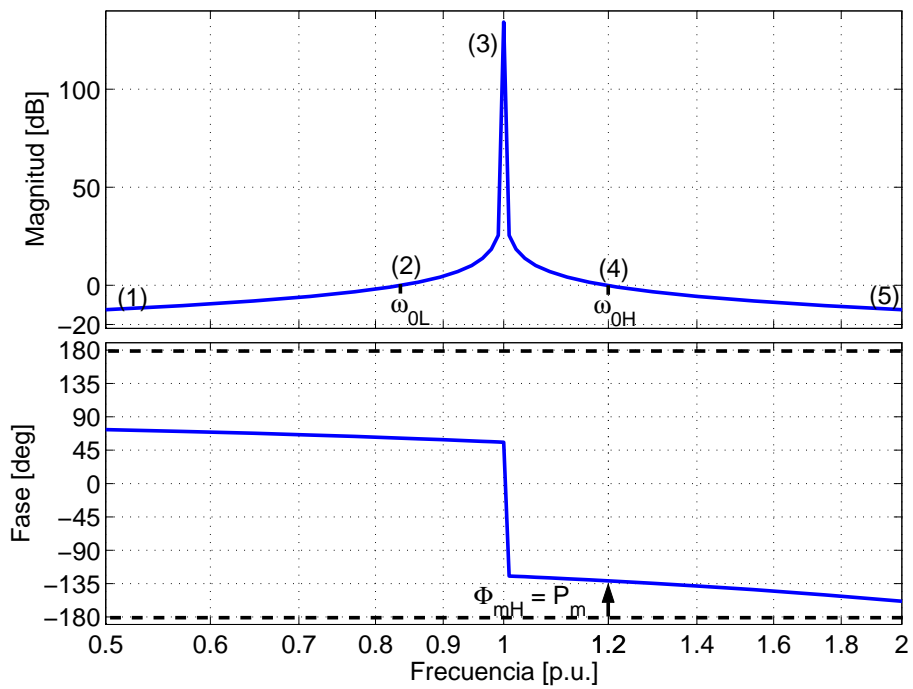


Figura 5.5: Respuesta en frecuencia en lazo abierto de un sistema de control con un regulador selectivo

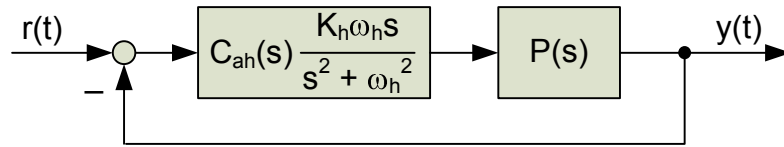


Figura 5.6: Sistema de control en lazo cerrado usando un regulador selectivo sintonizado a la pulsación armónica ω_h

$$PL_{max} = \arcsen \left(\frac{1-f}{1+f} \right) \text{ rad} \quad (5.14)$$

Un filtrado $f < 1$ produce un adelanto de fase y un filtrado $f > 1$ produce un retraso de fase. Si PL es el adelanto o retraso de fase que se quiere introducir, se debe elegir un filtrado que asegure que $|PL| < |PL_{max}|$. Los parámetros α_c y K_h se despejan de las ecuaciones de magnitud y fase antes mencionadas. En la Sección 5.8 se trata el diseño con un ejemplo numérico.

5.7. Respuesta transitoria de un sistema de control con regulador selectivo

En esta sección se investiga la rapidez de un sistema de control con un regulador selectivo sintonizado a la pulsación ω_h . El sistema de control de la Figura 5.6 sigue sin error una señal sinusoidal de entrada con una pulsación de oscilación ω_h .

Si se considera que el adelanto/retraso de fase ($C_{ah}(s)$) compensa las variaciones de la respuesta en frecuencia de la planta ($P(s)$), es decir $P(j\omega)C(j\omega) = K_{CP}$ la función de transferencia en lazo abierto del sistema de control es

$$G_o(s) = K_{CP} \frac{K_h \omega_h s}{s^2 + \omega_h^2} = \frac{K \omega_h s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (5.15)$$

y la respuesta temporal de dicho sistema de control en lazo cerrado, frente a una referencia sinusoidal $r(t) = \sin(\omega_h t)$, es

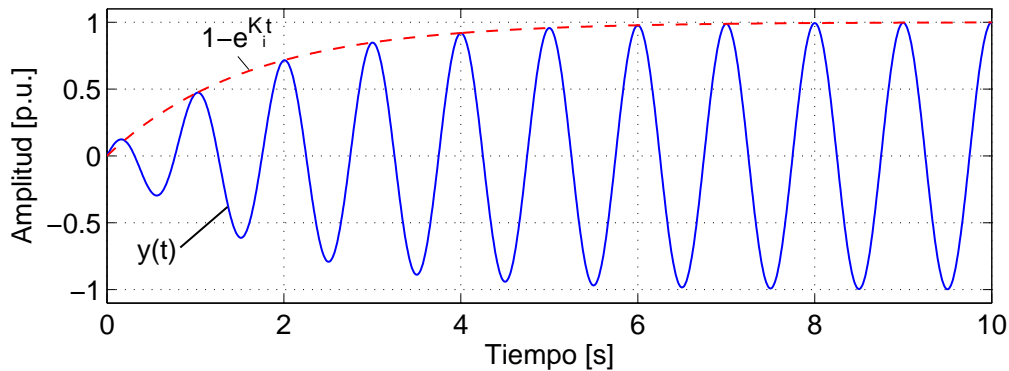


Figura 5.7: Respuesta transitoria del sistema de control con regulador selectivo. $K_i = \frac{K\omega_h}{2}$ con $K = 0,2$ y $\omega_h = 2\pi \text{ rad/s}$

$$y(t) = \text{sen}(\omega_h t) - \left(\frac{2 \text{sen}\left(\frac{\sqrt{4-K^2}\omega_h t}{2}\right)}{\sqrt{4-K^2}} \right) e^{-\frac{K\omega_h t}{2}} \quad (5.16)$$

y, asumiendo que $K \ll 2$ (en la Sección 5.8 se justificará esta suposición),

$$y(t) \approx \left(1 - e^{-\frac{K\omega_h t}{2}}\right) \text{sen}(\omega_h t) \quad (5.17)$$

Como ejemplo, en la Figura 5.7 se ha dibujado la salida $y(t)$ para $K = 0,2$ y $\omega_h = 2\pi \text{ rad/s}$. Si se define el tiempo de establecimiento de la señal de salida para una referencia oscilatoria, como el tiempo en el que la envolvente alcanza el 98% de su valor de referencia estacionario, éste se puede calcular a partir de la constante de tiempo de (5.17) (ver Figura 5.7). Por lo tanto,

$$t_{s98\%} = \frac{8}{K\omega_h} \quad (5.18)$$

En la Figura 5.8 se ha dibujado el tiempo de establecimiento en función de K y para $\omega_h = 2\pi \text{ rad/s}$ (Nótese que ω_h es la frecuencia de sintonización, la frecuencia de cruce dependerá de K). Se observa que el tiempo de establecimiento disminuye al aumentar K .

En la Figura 5.9 se muestra el diagrama de *Bode* de la función de transferencia

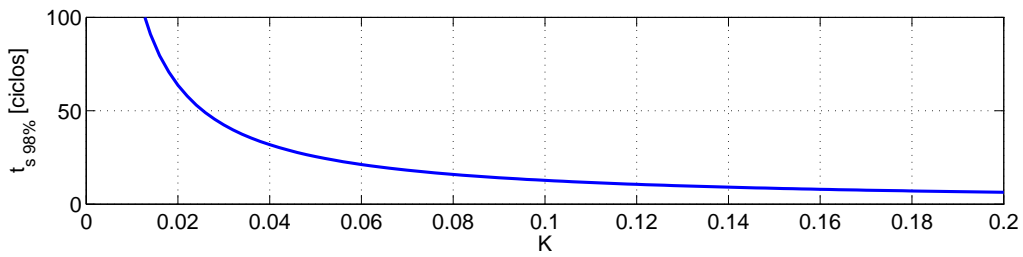


Figura 5.8: Tiempo de establecimiento en el sistema de control del caso ejemplo para diferentes valores de K . Pulsación de sintonización $2\pi rad/s$

en lazo abierto del ejemplo anterior. En esta figura, se indican las pulsaciones de cruce y la pulsación de sintonización ($\omega_h = 2\pi rad/s$). Las pulsaciones de cruce se pueden expresar como

$$\omega_{0L} = \frac{-\omega_h K + \omega_h \sqrt{4 + K^2}}{2} \quad (5.19)$$

$$\omega_{0H} = \frac{\omega_h K + \omega_h \sqrt{4 + K^2}}{2} \quad (5.20)$$

Resolviendo K de (5.19) y (5.20) se tiene:

$$K = \frac{\omega_{0H} - \omega_{0L}}{\sqrt{\omega_{0L}\omega_{0H}}} \quad (5.21)$$

Sustituyendo (5.21) en (5.18) y teniendo en cuenta que $\omega_h = \sqrt{\omega_{0L}\omega_{0H}}$,

$$t_s = \frac{8}{\omega_{0H} - \omega_{0L}} = \frac{4}{\omega_{0H} - \omega_h} = \frac{4}{\omega_h - \omega_{0L}} \quad (5.22)$$

Este resultado muestra claramente la relación que existe entre la rapidez del sistema de control y la pulsación de cruce del sistema de control: la rapidez aumenta si aumenta la distancia entre la pulsación de cruce (ω_{0L} ó ω_{0H}) y la pulsación de sintonización (ω_h), y viceversa.

En la Figura 5.10 se muestran las respuestas en frecuencia del sistema de control en lazo abierto para tres casos diferentes de K . Además, en la Figura 5.11 se comparan las respuestas en frecuencia del sistema de control en lazo cerrado para los tres casos de K . Los reguladores selectivos consiguen un seguimiento perfecto

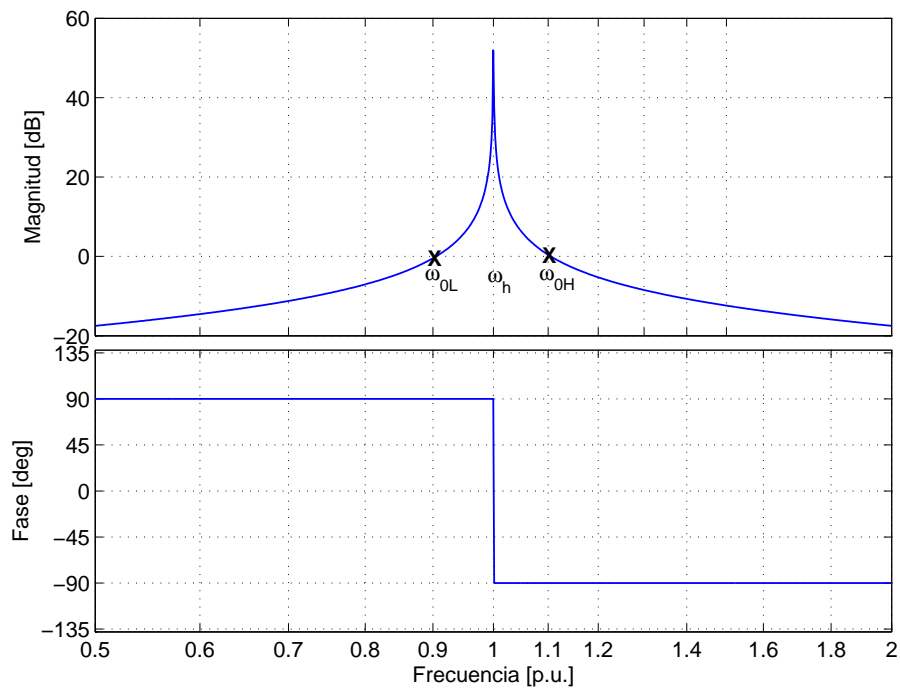


Figura 5.9: Respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo abierto. Pulsación baja de cruce ω_{0L} , pulsación alta de cruce ω_{0H} y pulsación de sintonización ω_h . Pulsación base ω_h

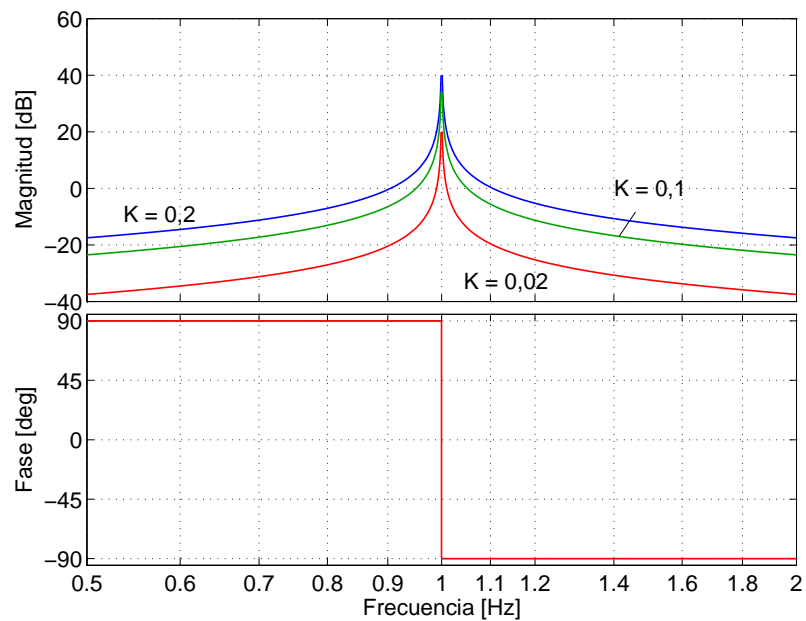


Figura 5.10: Respuesta en frecuencia en lazo abierto para diferentes valores de K

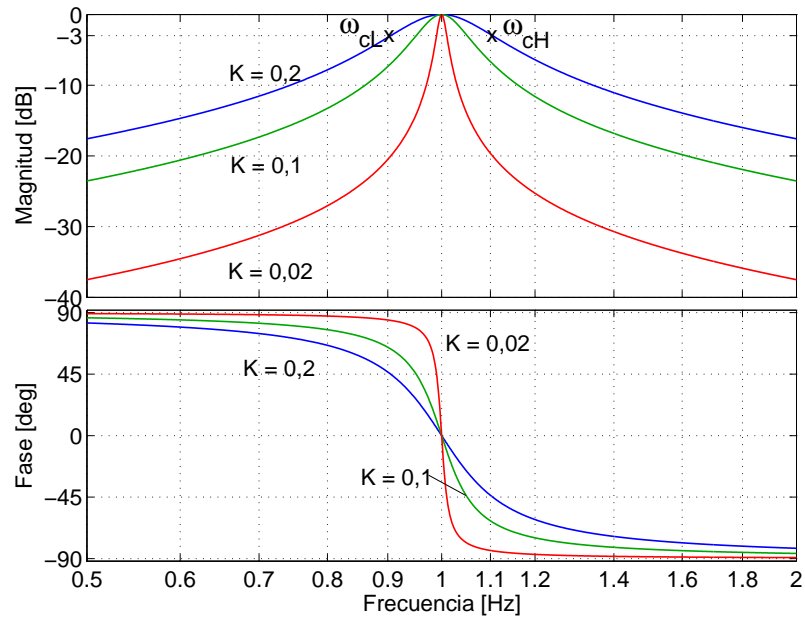


Figura 5.11: Respuesta en frecuencia de la referencia en el sistema de control en lazo cerrado con regulador selectivo

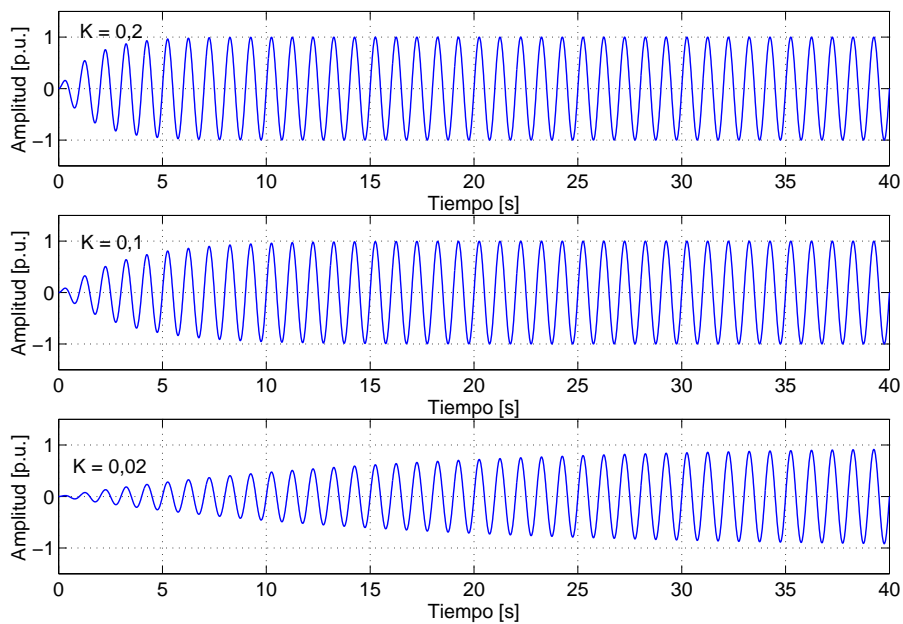


Figura 5.12: Respuesta transitoria frente a entrada sinusoidal

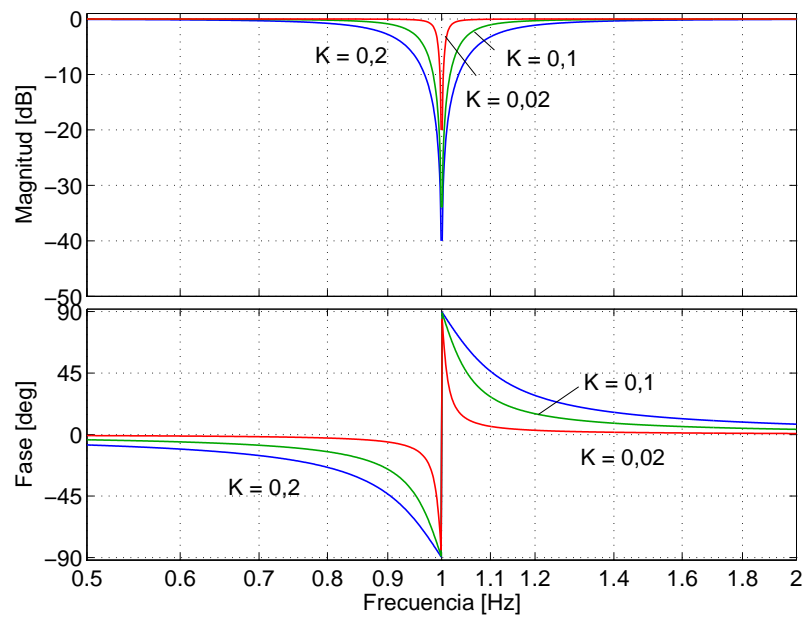


Figura 5.13: Respuesta en frecuencia de la perturbación en el sistema de control en lazo cerrado con regulador selectivo

de la pulsación sintonizada $\omega_h = 2\pi \text{ rad/s}$ y sin retraso de fase. Sin embargo, al disminuir la ganancia del regulador selectivo, la distancia entre pulsaciones de corte (ω_{cL} y ω_{cH}) disminuye y el sistema de control en lazo cerrado es más selectivo. Por lo tanto, se infiere que la rapidez del sistema de control va en detrimento de la selectividad y el diseño requiere encontrar un compromiso adecuado. Las respuestas transitorias frente a entrada sinusoidal se recogen en la Figura 5.12.

En la Figura 5.13 se ha dibujado la respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo cerrado que relaciona la perturbación con la salida. En este caso el sistema de control rechaza la perturbación sintonizada y se puede comprobar que existe la misma relación entre la rapidez y selectividad que en el caso de respuesta en frecuencia frente a referencia.

En esta sección, con un ejemplo sencillo se han establecido criterios para elegir la pulsación de cruce de un sistema de control con un regulador selectivo, teniendo en cuenta la rapidez y selectividad de dicho sistema. Estos resultados se utilizarán y verifican más adelante aplicándolos a sistemas de control más complejos.

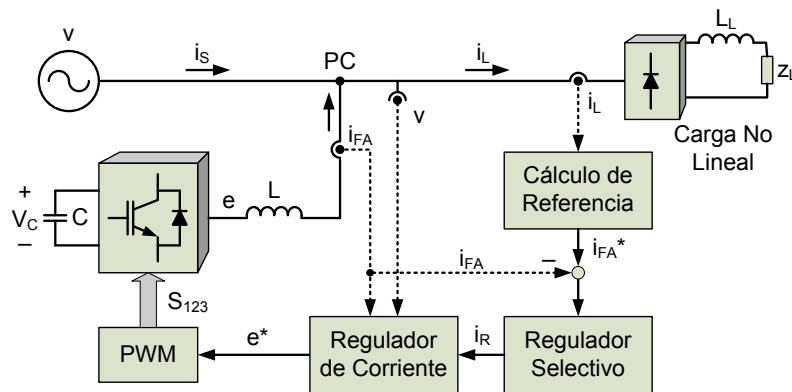


Figura 5.14: Esquema de un filtro activo paralelo con regulador selectivo

5.8. Control selectivo aplicado a un filtro activo paralelo

En la Figura 5.14 se muestra el diagrama de bloques de un filtro activo paralelo donde se ha añadido un regulador selectivo (formado por varios reguladores sintonizados a las frecuencias que se quiere eliminar) con el objeto de mejorar la precisión del control presentado en el Capítulo 4. En el punto de conexión se encuentra una carga no lineal, fuente armónica de corriente, que hace circular las corrientes armónicas por la red de suministro eléctrico. El objetivo de control del filtro activo es compensar las corrientes armónicas que consume la carga (i_L) y evitar que estas corrientes se propaguen por el resto del sistema eléctrico, es decir, conseguir que las corrientes armónicas que suministra la red (i_{sh}) sean cero. Si es requerido, también se puede compensar la corriente reactiva que demanda la carga.

En la Figura 5.15 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control para la componente d de corriente del filtro activo paralelo. Este sistema de control elimina los armónicos de corriente de la red de suministro (i_{sd}) inyectando, por medio del filtro activo paralelo, los armónicos de la corriente de la carga ($i_{Ld}^{a.c.}$). Los armónicos de la corriente de la carga se calculan en el bloque de *cálculo de la referencia*. En esta figura se distinguen dos lazos de control. El lazo externo de control donde se encuentra el regulador selectivo y el lazo interno llamado *control interno de corriente* donde se agrupa el control de corriente en lazo cerrado en variables de estado y el

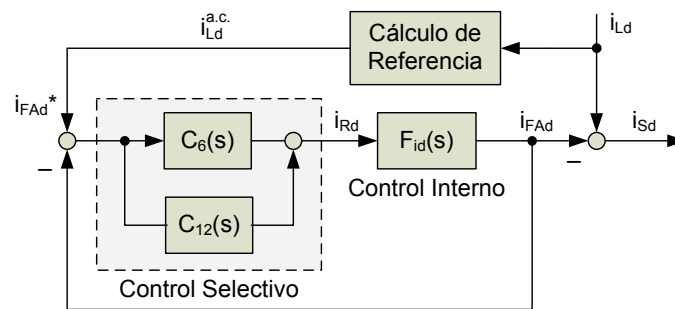


Figura 5.15: Diagrama de bloques del control externo del filtro activo de potencia en conexión paralelo

de los condensadores de corriente continua (ver Capítulo 4). En este caso, en el lazo externo se han incluido dos reguladores selectivos sintonizados para las frecuencias armónicas 6 y 12 en componentes d y q que equivale a eliminar las componentes armónicas 5, 7, 11 y 13 de la red de suministro. Nótese que en este caso se ha supuesto una carga equilibrada (ver Cuadro 4.1).

En la Figura 5.16 se muestra el sistema de control completo del filtro activo paralelo con eliminación selectiva de armónicos y compensación de potencia reactiva. La Figura 5.16 es una extensión de la Figura 4.4 a la que se ha añadido el control externo. El control de la tensión de los condensadores suministra la referencia de potencia real (p^*) con el objetivo que la tensión de los condensadores no varíe significativamente, el bloque de cálculo de referencia determina la potencia reactiva de referencia (q^*) y los armónicos de corriente de la carga ($i_{Ld,q}^{a.c.}$) que debe seguir el sistema de control. Nótese que las corrientes ($i_{FAd,q}^*$) de referencia asociadas al control de tensión de los condensadores y de la potencia reactiva se aplican directamente al control interno de corriente porque son señales que varían lentamente y el control interno de corriente las puede seguir sin retraso apreciable. Los reguladores selectivos tienen como misión mejorar el seguimiento del filtro activo paralelo a la referencia de corrientes armónicas ($i_{Ld,q}^{a.c.}$).

Como ejemplo se han diseñado dos reguladores selectivos sintonizados al armónico 6 y 12 en componentes d y q . La función de transferencia del control interno de corriente se corresponde a (4.80).

El Cuadro 5.1 recoge los parámetros calculados para cada regulador selectivo

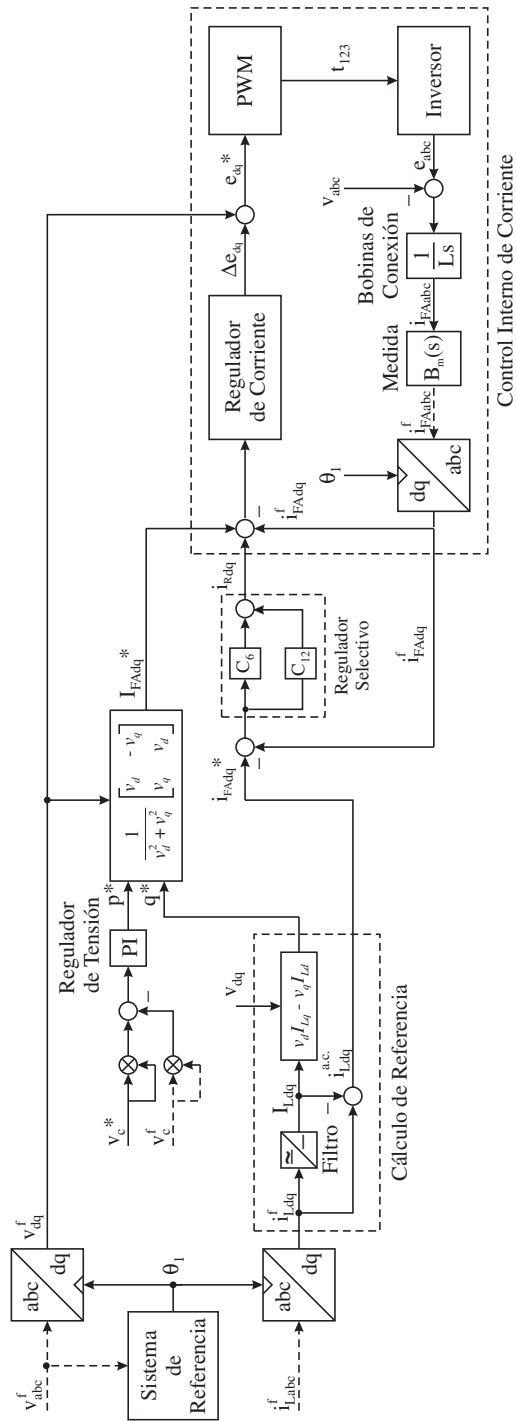


Figura 5.16: Esquema del control de corriente para un filtro activo paralelo con control selectivo

Cuadro 5.1: Parámetros calculados para cada uno de los reguladores selectivos. $K_{CP} = |C_{ah}(j\omega_0)P(j\omega_0)|$ y $K = K_{CP} K_h$

h	P_m	ω_0	PL	f	α_c	K_h	K_{CP}	K
6	-60°	$0,9\omega_h$	$-26,82^\circ$	10	0,06453	-0,2406	0,8753	-0,2109
12	60°	$0,9\omega_h$	$62,75^\circ$	0,005	2,2112	0,1498	1,4092	0,2111

conforme a (5.13). Se calcula f , α_c y K , fijando un margen de fase P_m y una pulsación de cruce ω_0 (ω_{0H} ó ω_{0L} según el caso, ver Figura 5.4). También se recoge en la tabla el adelanto de fase (PL) que introduce cada regulador a la pulsación de cruce. Nótese que las frecuencias de cruce se han fijado en $0,9\omega_h rad/s$, de esta forma se evita la interferencia o solapamiento entre reguladores. Por lo tanto, se puede diseñar de forma independiente cada regulador selectivo. En el Cuadro 5.1 se puede comprobar que para las frecuencias de cruce y margen de fase fijados se consigue, en la zona de frecuencias de interés, un $K \ll 2$. Esto verifica la aproximación planteada en la Sección 5.7.

En la Figura 5.17(izq.) se muestra cualitativamente para el armónico 6 el sistema en lazo abierto sin compensación en adelanto-retraso ($S_6(s)P(s)$). Nótese que la compensación en adelanto-retraso ($C_{a6}(s)$) no es suficiente para ajustar el margen de fase deseado. Si por el contrario se utiliza $K < 0$ (García-Cerrada et al., 2004) el sistema en lazo abierto sin compensación en adelanto-retraso se transforma cualitativamente como Figura 5.17(izq.). En este caso, un adelanto de fase menor que 90° es suficiente para alcanzar el margen de fase deseado, considerando la frecuencia de cruce más baja, y obteniendo un sistema estable en lazo cerrado.

En la Figura 5.18 se muestra la respuesta en frecuencia (i_{FAd}/i_{FAd}^*) en lazo abierto del sistema de control del filtro activo paralelo con los dos reguladores selectivos y se indican el margen de fase para cada uno de ellos. Además, se compara esta respuestas con la respuesta en frecuencia en lazo cerrado del control interno de corriente (planta para los reguladores selectivos). Nótese que para cada frecuencia sintonizada (armónicos 6 y 12 en ejes d y q) la ganancia se hace infinita. Por lo tanto, se disminuye el error de seguimiento en régimen permanente para las frecuencias

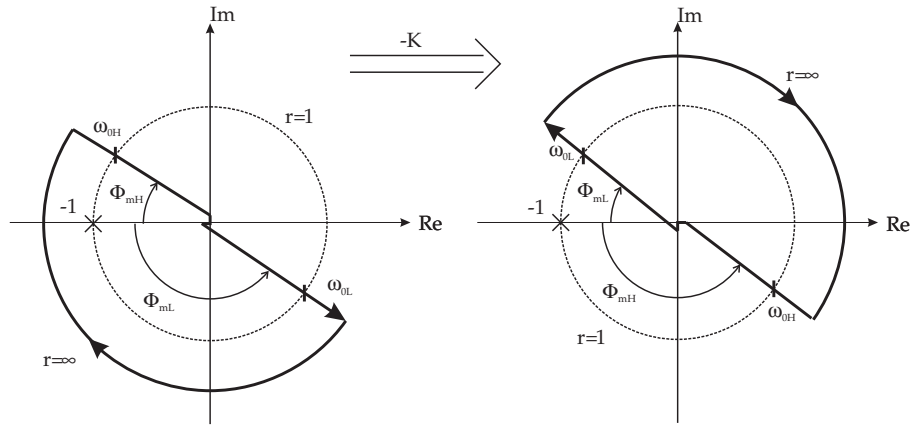


Figura 5.17: Obtención del margen de estabilidad con $K < 0$

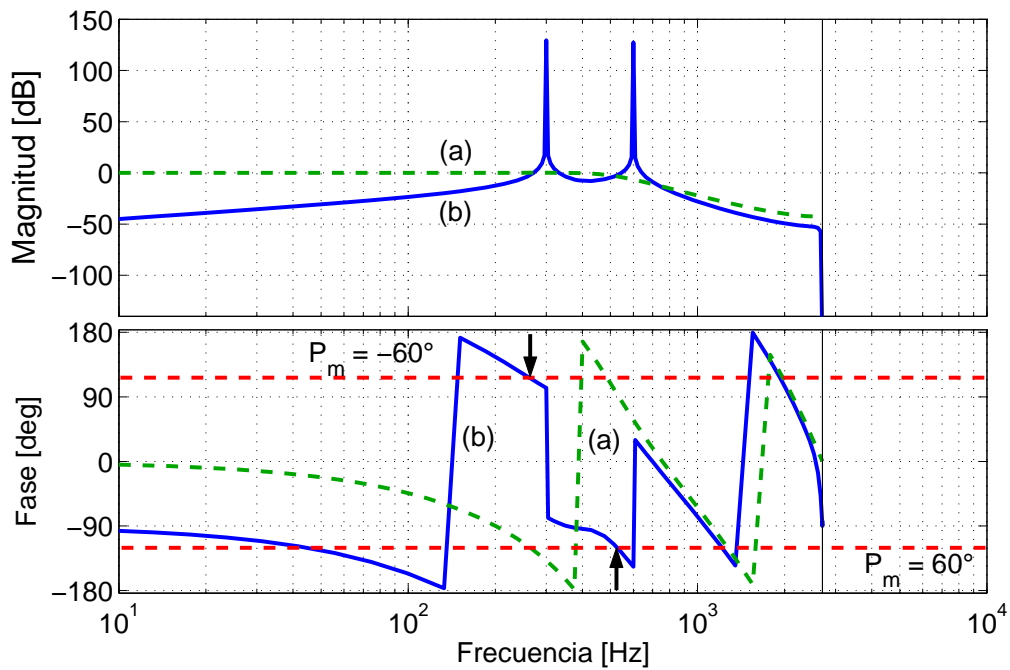


Figura 5.18: Respuesta en frecuencia: (a) del control interno de corriente (b) en lazo abierto con regulador selectivo. Frecuencia de muestreo utilizada 5,4 kHz

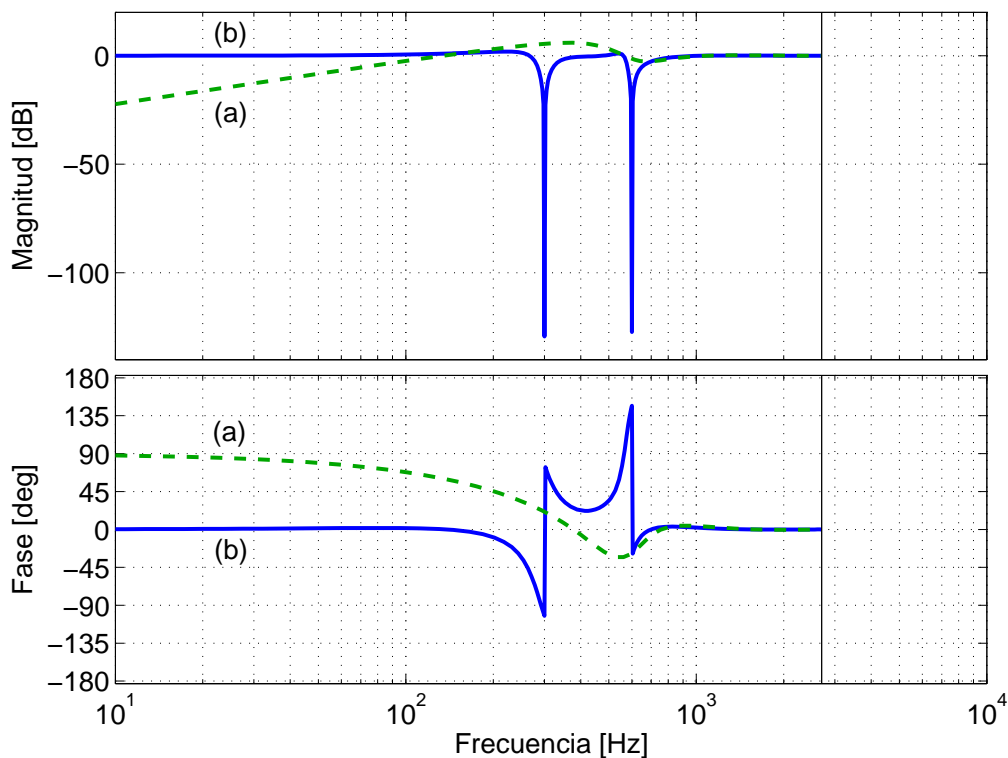


Figura 5.19: Respuesta en frecuencia de la corriente de la red frente a una perturbación en la carga. (a) sin regulador selectivo (b) con regulador selectivo

de interés.

Por otro lado, en la Figura 5.19 se muestra el diagrama de *Bode* de i_{sd}/i_{Ld} con y sin regulador selectivo. Se puede comprobar que el sistema de control con regulador selectivo consigue eliminar los armónicos sintonizados (6 y 12) en componentes d y q que equivale a los armónicos 5, 7, 11, 13 en la corriente trifásica. Nótese que el sistema de control sin regulador selectivo (control interno de corriente) no puede eliminar los armónicos de la red de suministro, incluso podría amplificarlos, tal es el caso de armónico 6 en componentes d y q . Sin embargo, usando reguladores selectivos se consigue mejorar la precisión del control interno de corriente, eliminando los armónicos sintonizados.

Cuadro 5.2: Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental

Parámetro	Valor	Descripción
V_{ab}	220 V	Tensión compuesta de la red de suministro.
f_1	50 Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
L	39 mH	Inductancia de conexión.
R	1,23 Ω	Resistencia de conexión.
C	3300 μF	Capacidad de la etapa de corriente continua.
f_c	2,0 kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro <i>bessel</i> de 5º orden).
f_m	5,4 kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
f_{sw}	10,8 kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

5.9. Resultados

Los resultados obtenidos en este capítulo se han validado mediante simulación y un prototipo de laboratorio. El filtro activo de potencia se ha estudiado mediante simulación para un caso con carga equilibrada que genera armónicos de corriente y consume reactiva. Las simulaciones se han realizado con *Matlab 6.5* (Mathworks, 2002b) y *Simulink 5.0* (Mathworks, 2002c). Se han modelado, en todo lo posible, las condiciones de una instalación real. Los valores usados tanto en simulación como en la prueba experimental se recogen en el Cuadro 5.2.

Simulación: sistema de tres hilos con carga equilibrada

En simulación se prueba el filtro activo con una carga equilibrada que genera armónicos en el punto de conexión. Los datos de la carga son: 220V de tensión nominal, 1,9kVA, $\cos \phi = 0,80$ (inductivo) y $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$).

El control interno de corriente se ha diseñado tal y como se muestra en el Capítulo 4. Los reguladores selectivos se han diseñado como en el ejemplo de la

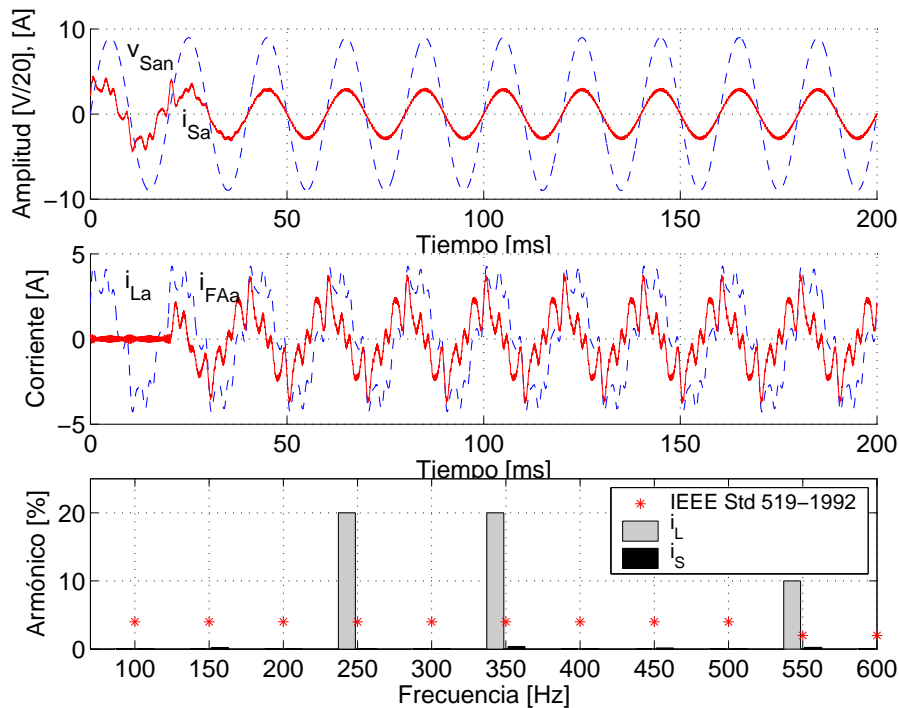


Figura 5.20: Resultados de simulación con carga equilibrada

Sección 5.8 y se resumen en el Cuadro 5.1.

En la Figura 5.20 se muestran los resultados obtenidos mediante simulación, conectando el filtro activo paralelo a los 20 ms. Se observa que la corriente de la carga (i_{La}) tiene un alto contenido de armónicos ($THD_i = 30\%$) y está atrasada respecto a la tensión de red (v_{Sa}). Inicialmente, la corriente de red (i_{Sa}) coincide con la corriente de la carga y, a partir de la conexión del filtro activo paralelo, en menos de dos ciclos de red, el filtro activo paralelo genera los armónicos de corriente (i_{FAa}) que consume la carga. La corriente de la red disminuye drásticamente su contenido de armónicos ($THD_i = 0,72\%$) y se compensa la corriente reactiva que consume la carga. Esto se traduce en una reducción de 5 A a 4,07 A de la corriente eficaz de la red de suministro. Nótese que la corriente de la carga no cumple con la recomendación IEEE Std 519-1992, sin embargo, gracias a la compensación del filtro activo paralelo, la corriente de la red de suministro si cumple con dicha recomendación.

En la Figura 5.21 se muestra la evolución de la tensión de los condensadores

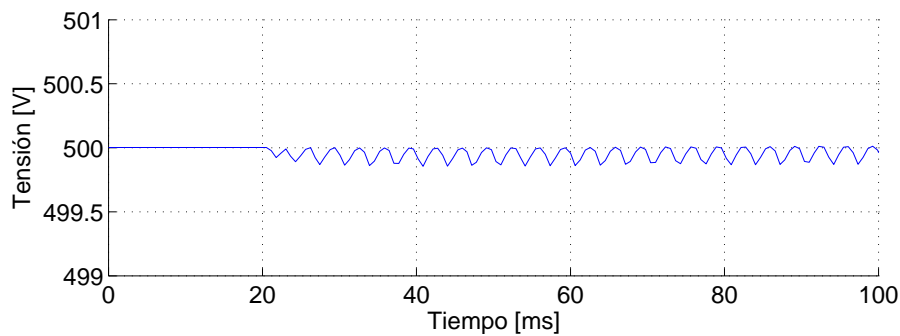


Figura 5.21: Respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores

durante la simulación. En régimen permanente la tensión de los condensadores tienen un rizado asociado, fundamentalmente, a 300Hz. Este rizado se debe al rizado de potencia real que suministra el filtro activo paralelo. Es importante señalar que el rizado es muy pequeño (inferior al 1% de la tensión de los condensadores) y que no afecta al funcionamiento del filtro activo de potencia.

Simulación: sistema de cuatro hilos con carga equilibrada

Se ha simulado el filtro activo paralelo para compensar la corriente homopolar en una carga trifásica con hilo neutro. En este caso la carga contiene una distorsión armónica $THD_i = 36\%$ ($i_3 = 20\%$, $i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$). El control interno de corriente se ha diseñado como en el Capítulo 4 para controlar las corrientes de componentes d , q y 0. En este ejemplo se ha utilizado un inversor con cuatro ramas de interruptores, de manera que el control de la tensión de los condensadores coincide con la simulación anterior. Los reguladores selectivos para las componentes d y q son las mismas que para carga equilibrada y se ha añadido un regulador para la corriente homopolar sintonizado a 150 Hz. En la Figura 5.22 se muestran los resultados de simulación cuando se conecta en $t = 20\text{ ms}$ el filtro activo paralelo con hilo neutro. De forma similar al caso equilibrado y sin hilo neutro, la corriente de carga (i_{La}) contienen un alto contenido de armónicos $THD_i = 36\%$ y está retrasada respecto a la tensión de la red (v_{Sa}). Inicialmente, la corriente de la red (i_{Sa}) coincide con la corriente de la carga y en menos de tres ciclos de red, el filtro activo paralelo con hilo neutro genera los armónicos de corriente que consume la carga. Se puede

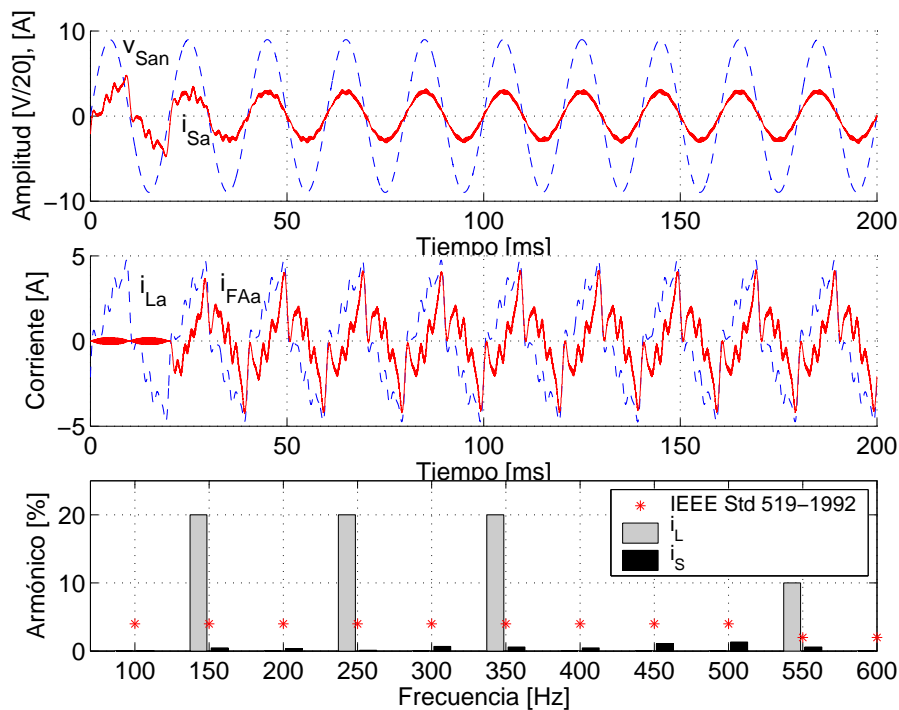


Figura 5.22: Resultados de simulación con carga desequilibrada con hilo neutro

comprobar que la corriente de la red de suministro cumple con la recomendación IEEE Std 519-1992 y la THD_i se reduce al 2,02 %. En la Figura 5.23 se muestra en detalle como el filtro activo paralelo con hilo neutro elimina la corriente homopolar de la red de suministro en aproximadamente 4 ciclos de red a partir de su conexión.

Ensayo experimental: sistema de tres hilos con carga equilibrada

Los resultados obtenidos en simulación también se han validado por medio de un prototipo de laboratorio. Este prototipo se describe en detalle en el Capítulo 7. En la prueba experimental se usa una carga no lineal compuesta por un rectificador trifásico con una carga $R - L$. La resistencia usada es de 300Ω y la inductancia es 40 mH . La carga genera armónicos impares de corriente y en esta prueba se han diseñado reguladores selectivos sintonizados a las frecuencias armónicas 6, 12 y 18 en componentes d y q , que equivale a eliminar los armónicos 5, 7, 11, 13, 17 y 19 de la corriente trifásica de la red.

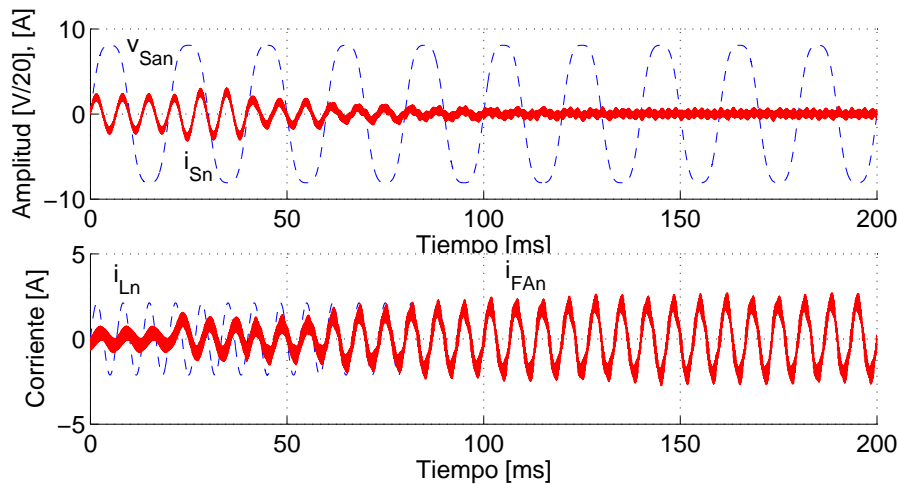


Figura 5.23: Resultado de simulación con carga desequilibrada con hilo neutro

En las Figura 5.24 y Figura 5.25 se reúnen los resultados de los ensayos experimentales. En la Figura 5.24 se presentan los resultados en régimen permanente. La corriente de la carga (i_{La}) está lejos de ser sinusoidal. El filtro activo paralelo inyecta en el punto de conexión los armónicos de corriente demandados por la carga y la corriente de la red de suministro (i_{Sa}) se acerca a una sinusoidal. Cabe destacar que la corriente de la red de suministro está en fase con la tensión del punto de conexión, porque el filtro activo de potencia se controla para corregir el $\cos \phi$. Por otro lado, en la Figura 5.25 se muestra el contenido armónico de la corriente de la carga y de la red de suministro una vez se conecta el filtro activo paralelo en el punto de conexión. Se observa claramente que la distorsión armónica de la red de suministro es del 1,43 % (frente al 28,72 % de la carga) y se verifica que cumple con la recomendación IEEE Std 519-1992. Las medidas de armónicos de la corriente de la red de suministro y carga se hacen por medio de un medidor digital de potencia WT1600 de Yokogawa.

Ensayo experimental: sistema de tres hilos con carga desequilibrada

En segundo lugar, se han diseñado reguladores selectivos para compensar una carga desequilibrada, tal y como se muestra en la Figura 5.26. La carga se componen de un rectificador monofásico conectado entre las fases b y c . Se diseñan regula-

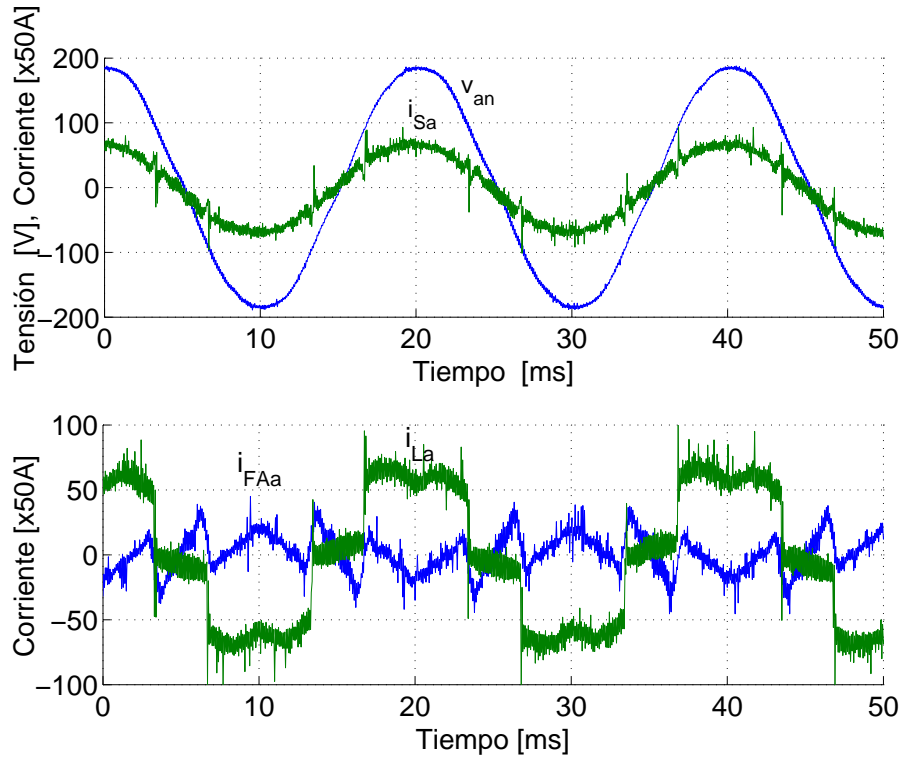


Figura 5.24: Resultados experimentales con carga equilibrada. Tensión de fase en el punto común de conexión (v_{an}) corriente de la red de suministro (i_{sa}) corriente inyectada por el filtro activo (i_{FAa}) y corriente de la carga (i_{La})

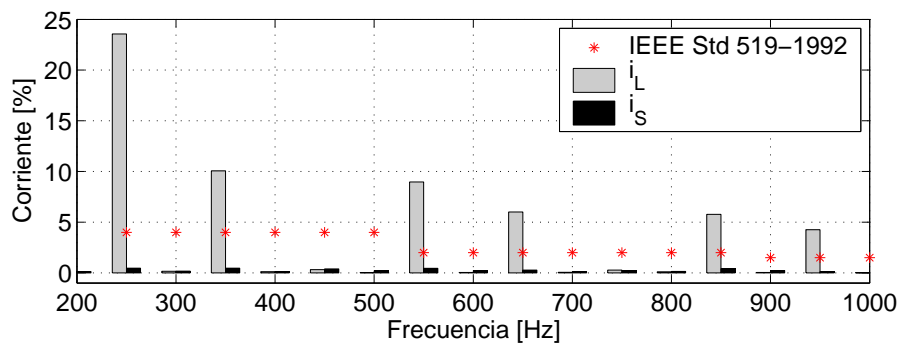


Figura 5.25: Resultados experimentales con carga equilibrada. Armónicos de la corriente de la carga (i_L) y de la red de suministro (i_s)

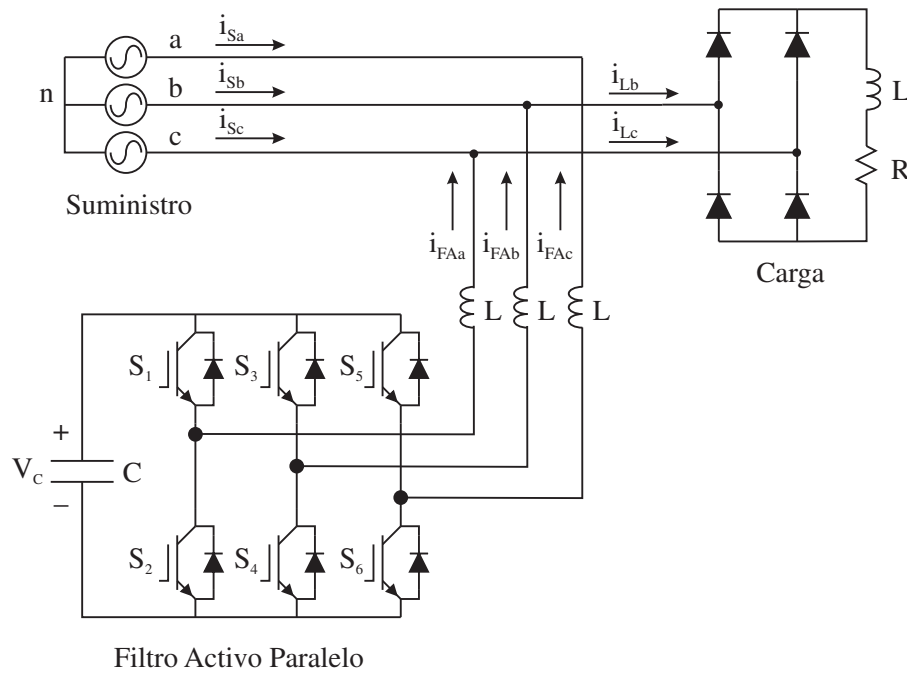


Figura 5.26: Esquema para el ensayo desequilibrado

dores selectivos sintonizados a los armónicos 2,4,5,6,7,8,10,11,12,13,14,16,17 y 18 en componentes d y q que corresponden a los armónicos del 2 al 19 del sistema trifásico. En la Figura 5.27 se muestran las corrientes de las tres fases de la carga y en Figura 5.28 se muestran las corrientes de la red de suministro (i_{Sa} , i_{Sb} y i_{Sc}). Claramente, la red de suministro ve un sistema equilibrado sin armónicos de corriente y sin consumo de reactiva.

Ensayo experimental: sistema de cuatro hilos con carga desequilibrada

Por último, se ha probado el filtro activo paralelo con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado en el punto medio de los condensadores. Se usa una carga no lineal compuesta por un rectificador trifásico con una carga $R - L$. Tal y como se muestra en la Figura 5.29. La resistencia usada es de 300Ω y la inductancia es 40 mH . Además, se ha dispuesto de una resistencia entre la fase a y el hilo neutro para hacer circular una corriente homopolar. En la Figura 5.30 se muestra las medidas de la carga donde v_{Sa} es la tensión de la fase a de la red de suministro, i_{Ln} es la

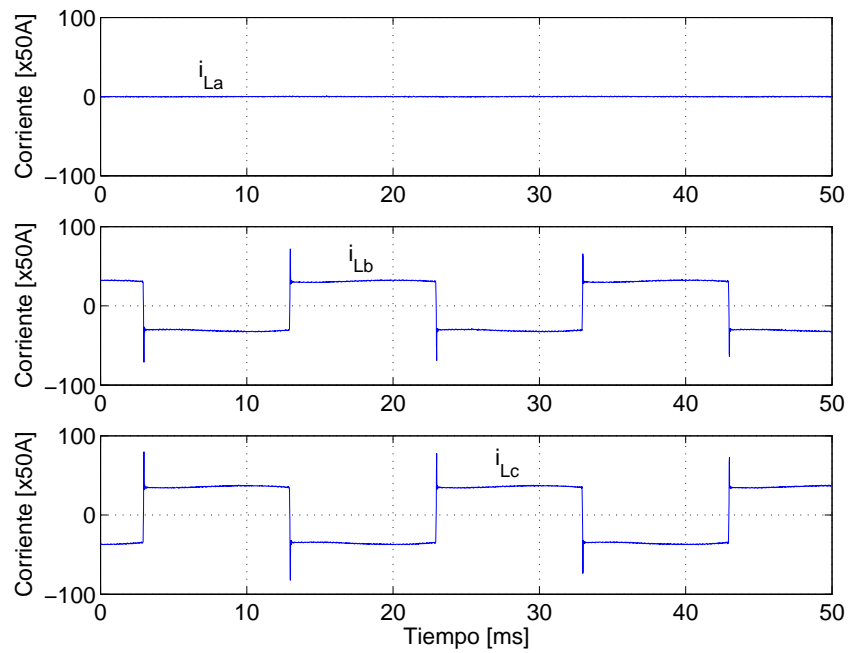


Figura 5.27: Corriente trifásica con carga no lineal y desequilibrada

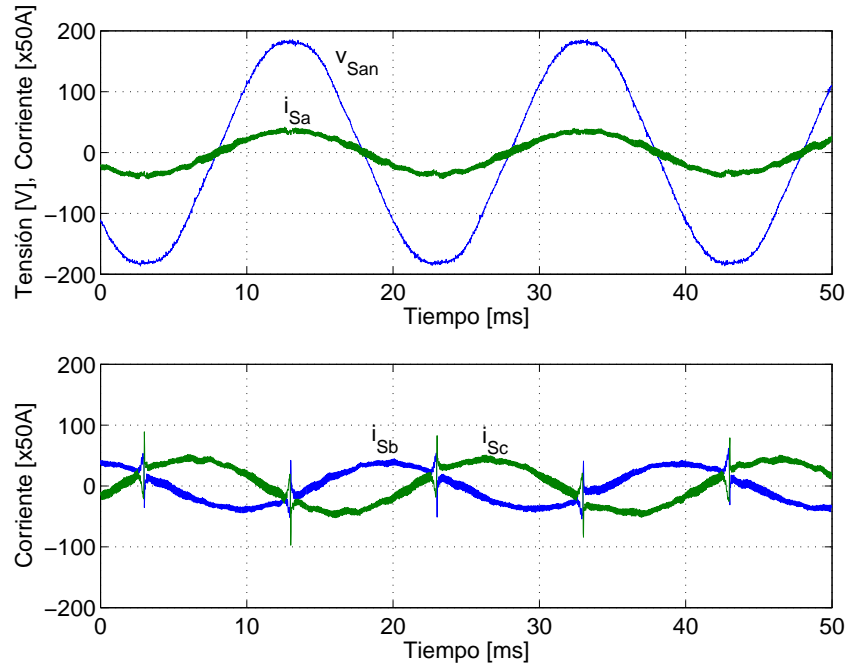


Figura 5.28: Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no lineal y desequilibrada

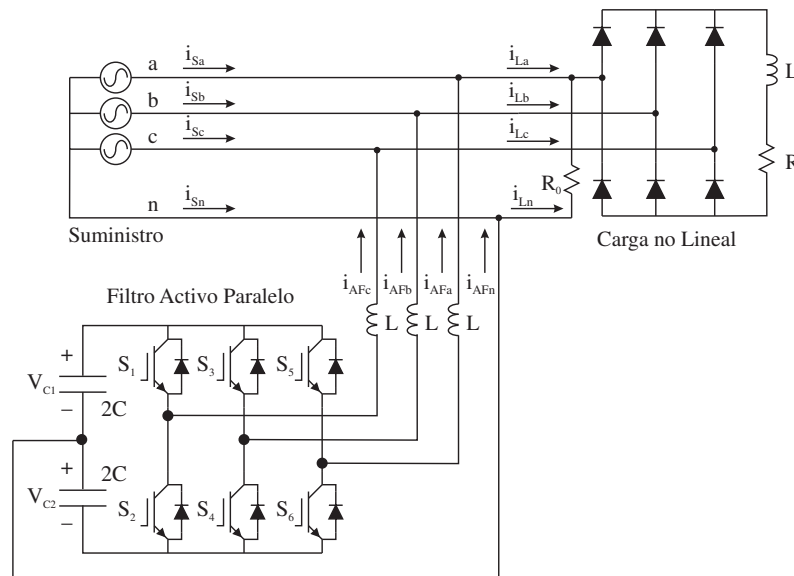


Figura 5.29: Esquema para el ensayo desequilibrado con hilo neutro

corriente del hilo neutro en la carga e i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} son las corrientes de las fases de la carga. Se han diseñado reguladores selectivos sintonizados a las frecuencias armónicas 6, 12 y 18 en componentes d y q y al armónico 3 para la componente homopolar, que en conjunto equivale a compensar los armónicos 3, 5, 7, 11, 13, 17 y 19 de una carga equilibrada. En la Figura 5.31 se presentan los resultados en la red de suministro: i_{Sn} es la corriente del hilo neutro e i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc} las corrientes por las respectivas fases. En este ensayo se muestra que la red de suministro ve un sistema equilibrado, sin armónicos y sin consumo de potencia reactiva (factor de potencia próximo a la unidad).

5.10. Estudio del efecto de las variaciones de frecuencia de red en el regulador selectivo del filtro activo paralelo

En esta sección se analiza la capacidad del filtro activo paralelo para compensar armónicos cuando existe una variación entre la pulsación fundamental de diseño del regulador selectivo ($\hat{\omega}_1$) y la pulsación fundamental en el sistema eléctrico (ω_1).

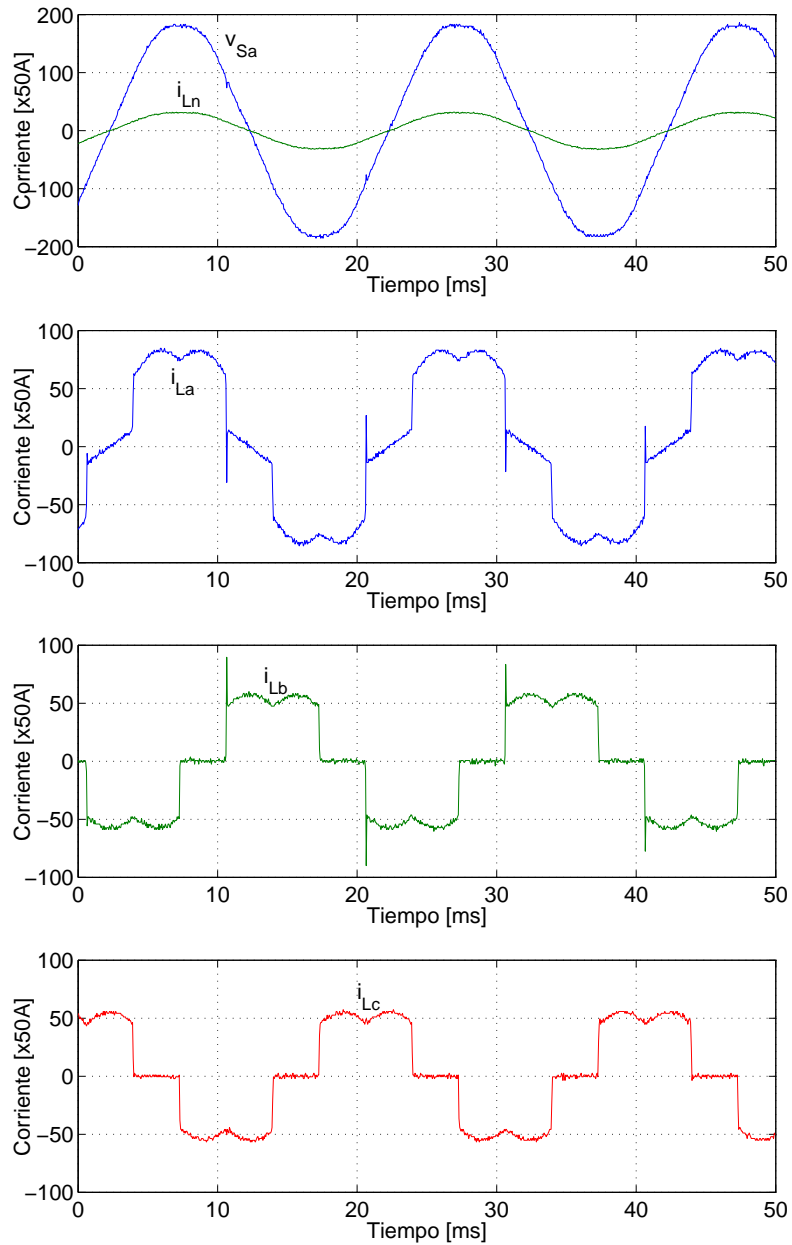


Figura 5.30: Corriente trifásica de una carga no lineal, desequilibrada con hilo neutro

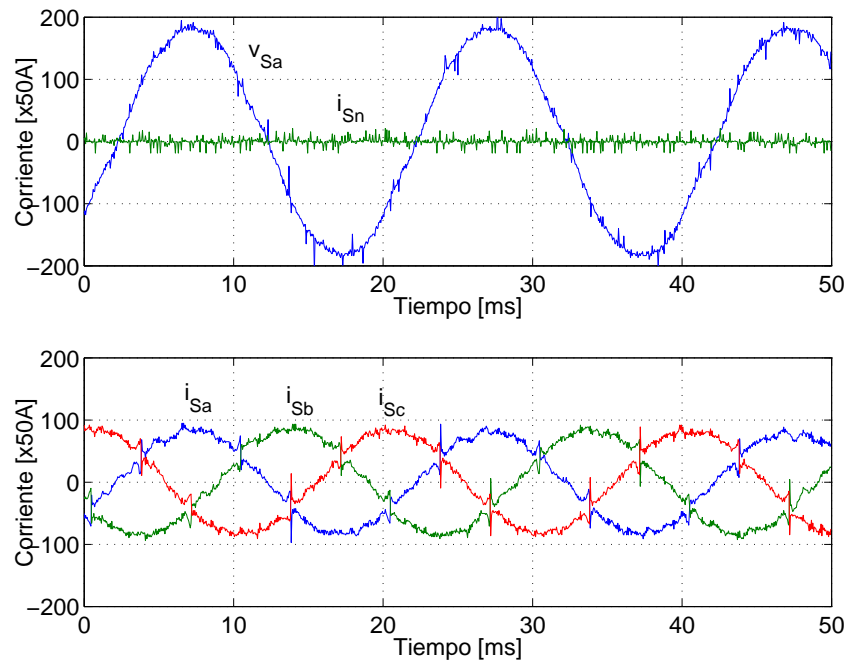


Figura 5.31: Funcionamiento del filtro activo paralelo con cuatro ramas de interruptores con una carga no lineal, desequilibrada con hilo neutro

Expresando la desviación de la pulsación como $\Delta\omega'_1 = (\omega_1 - \hat{\omega}_1)/\hat{\omega}_1$ se puede evaluar la respuesta en frecuencia de i_{Sd}/i_{Ld} (ver la Figura 5.19) para los armónicos

$$\omega_h = \underbrace{h\hat{\omega}_1}_{\hat{\omega}_h} \left(1 + \underbrace{\frac{\omega_1 - \hat{\omega}_1}{\hat{\omega}_1}}_{\Delta\omega'_1} \right) \quad (5.23)$$

En la Figura 5.32 se caracteriza la relación entre la corriente de la red de suministro y la carga (i_{Sd}/i_{Ld}) para diferentes valores de la frecuencia. Los armónicos son en componentes d y q y, por lo tanto, la frecuencia 300Hz corresponde con los armónicos 5° y 7° del sistema trifásico. Se observa que para una variación $\Delta\omega'_1 = 0$ (pulsación en la red igual a la de diseño), el sistema de control elimina el 100% de los armónicos de corriente de la red de suministro. Si por el contrario existe una variación de la frecuencia, el sistema de control no elimina completamente la señal, dejando un valor residual en la salida. En la figura se ve claramente que a

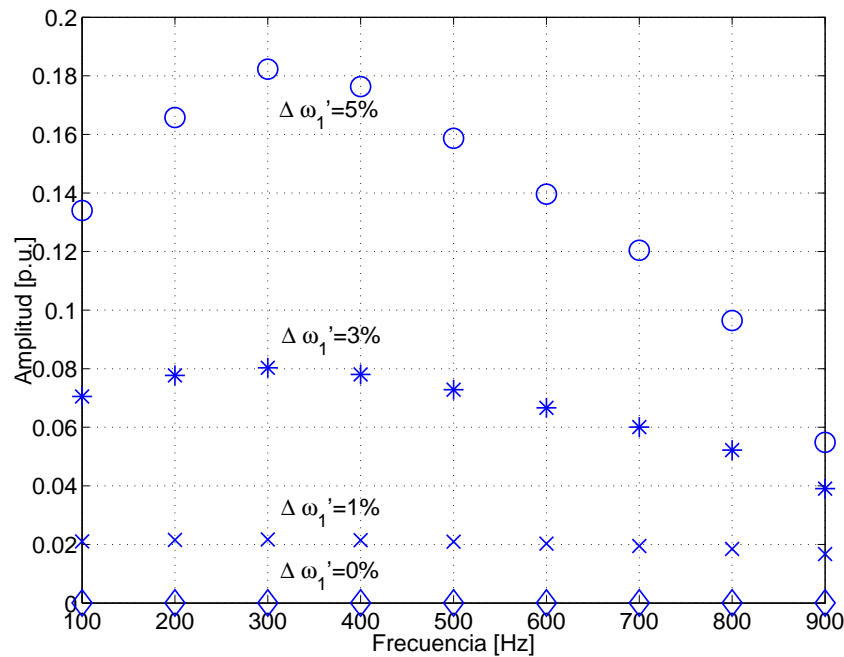


Figura 5.32: Relación entre la corriente de la red de suministro y la carga (i_{sd}/i_{Ld}) para diferentes valores de la frecuencia de la red de suministro

medida que incrementa esta variación, se deteriora gradualmente la precisión para eliminar un armónico determinado. Es importante resaltar que en el peor de los casos, $\Delta\omega_1' = 5\%$ ($\omega_1 = 2\pi(50 \pm 2,5) \text{ rad/s}$), todas las corrientes son inferiores a $0,2 \text{ p.u.}$ (compensación mayor del 80%). Esta variación de frecuencia entra dentro de la recomendaciones de la IEEE en el contexto de la calidad de onda (IEEE, 1993).

5.11. Otras formas de plantear un regulador selectivo

En (Mattavelli and Marafao, 2004; Mattavelli, 2001b) se presenta un regulador de la forma:

$$R_m(z) = \frac{F_{DTF}(z)}{1 - F_{DTF}(z)z^{-N_s}} \quad (5.24)$$

donde N_s es el número de adelantos de fase que se introducen para conseguir la

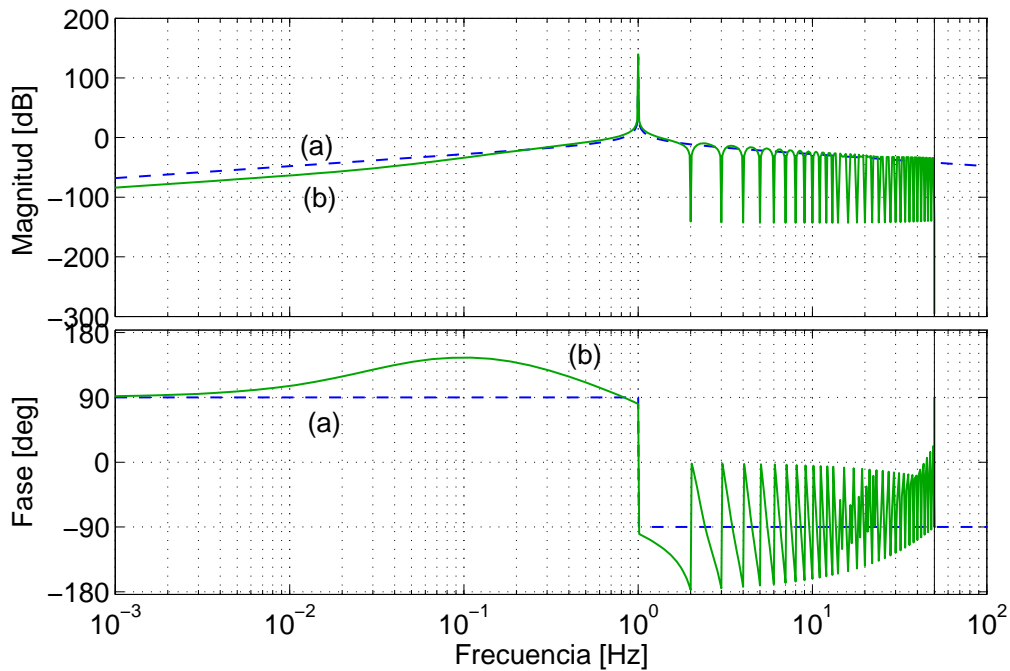


Figura 5.33: Respuesta en frecuencia del regulador selectivo en: (a) tiempo continuo (b) tiempo discreto ($t_m = 10 \text{ ms}$)

estabilidad global del sistema y

$$F_{DTF}(z) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{h \in N_h} \cos \left[\frac{2\pi}{N} h(n + N_a) \right] \right) z^{-n} \quad (5.25)$$

es un filtro FIR digital paso-banda para cada una de las frecuencias seleccionadas (h), de orden $N - 1$ (número de coeficientes del filtro) y ganancia unidad.

A modo de ejemplo, en la Figura 5.33 se muestra la respuesta en frecuencia del regulador de *Mattavelli* (línea continua) y el regulador selectivo convencional (línea en trazo discontinuo). El regulador de *Mattavelli* se ha diseñado usando (5.24) con un tiempo de muestreo $t_m = 10 \text{ ms}$, un adelanto de fase $N_a = 0$ y un orden del filtro FIR de $N = 100$. Esto produce un regulador con una pulsación de sintonización $\omega_h = \frac{2\pi}{t_m N} = 2\pi \text{ rad/s}$. Por otro lado, el regulador selectivo convencional (5.10) se ha diseñado usando una pulsación de sintonización $\omega_h = 2\pi \text{ rad/s}$ y $K = 0,4$. En ambos casos se consigue una magnitud infinita para la pulsación sintonizada y las

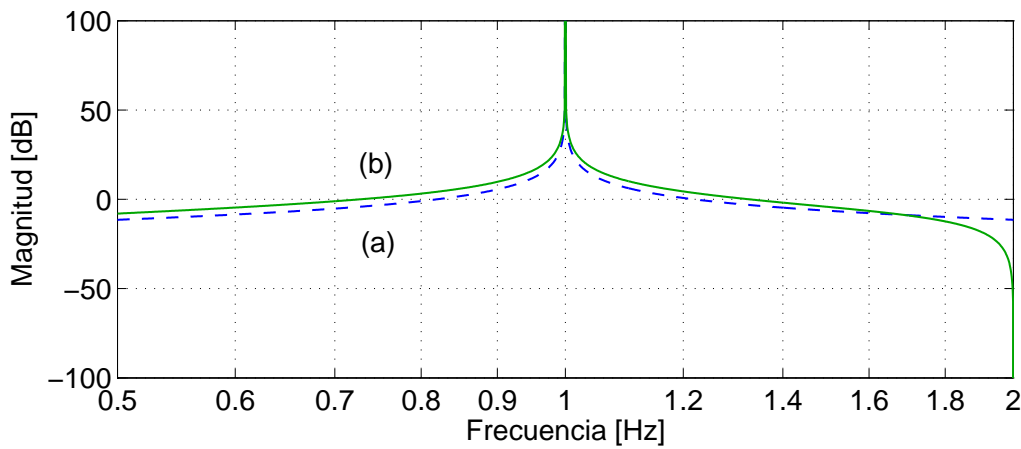


Figura 5.34: Ampliación de la zona de interés en la figura 5.33

pulsaciones de cruce se localizan en $\omega_{0L} = 0,8 p.u.$ y $\omega_{0H} = 1,2 p.u.$ (ver en la Figura 5.34, la Figura 5.33 ampliada).

5.12. Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha investigado en el campo de los reguladores selectivos (como combinación de varios reguladores sintonizados). Se ha analizado la metodología de diseño y se ha demostrado que, bajo ciertas restricciones, la rapidez de cada regulador esta asociada a la distancia entre la pulsación de cruce y la pulsación de sintonización. También, se ha estudiado la relación entre la rapidez y selectividad de un regulador sintonizado: la selectividad disminuye a medida que aumenta la rapidez.

Los resultados del estudio teórico se han utilizado para compensar armónicos mediante filtros activo paralelo. Se ha comprobado que los reguladores selectivos mejoran drásticamente el comportamiento del control interno de corriente del filtro activo paralelo. Se ha comprobado que se puede compensar los armónicos y la potencia reactiva de cargas no lineales típicas utilizando frecuencias de conmutación y muestreo razonables (10,8 kHz y 5,4 kHz, respectivamente). Los resultados experimentales demuestran el funcionamiento del filtro activo paralelo con carga equilibrada (rectificador trifásico), desequilibrada (rectificador monofásico) y desequilibrada con hilo neutro (rectificador trifásico más una resistencia entre fase y

neutro). En todas se consigue mejorar drásticamente el factor de potencia en la red.

Se ha estudiado teóricamente el efecto de la variación de la frecuencia fundamental en la red, en los reguladores sintonizados. Se ha comprobado que dichas variaciones disminuyen la precisión del sistema de control del filtro activo paralelo. Sin embargo, es importante resaltar que para la variación máxima (5 % según la recomendación IEEE Std 519-1992) la precisión se reduce, para todos los armónicos, en menos del 20 %.

Capítulo 6

Control repetitivo de corriente

6.1. Introducción

En el capítulo anterior, en el sistema de control del filtro activo paralelo se mejora la precisión de seguimiento de un armónico de corriente usando un regulador selectivo sintonizado a dicha frecuencia.

El control repetitivo es una técnica de control que se aplica en sistemas que requieren el seguimiento de referencias periódicas¹ y en aplicaciones de regulación expuestas a perturbaciones periódicas. Esta técnica ha sido utilizada con éxito en diferentes áreas como el control de CDs y discos duros, la robótica, las máquinas de control numérico, la supresión de vibraciones y los rectificadores electrónicos (Zhou and Wang, 2002). Pueden encontrarse referencias a esta técnica en (Inoue, 1990) en tiempo continuo y en (Kempf et al., 1993; Cosner et al., 1990; Tomizuka et al., 1989) en tiempo discreto

En este capítulo, el diseño de un regulador repetitivo (Zhou and Wang, 2001) se aplica a un filtro activo de potencia en conexión paralelo con capacidad de compensar potencia reactiva y desequilibrios en la red de suministro. Esto es una extensión natural del trabajo realizado en (Zhou and Wang, 2001) y (Zhou and Wang, 2003) pero no ha sido tratado con anterioridad en filtros activos de potencia. Se demostrará que este tipo de regulador es una forma compacta de abordar la compensación del

¹Recuérdese que una señal periódica puede descomponerse en una suma de señales sinusoidales.

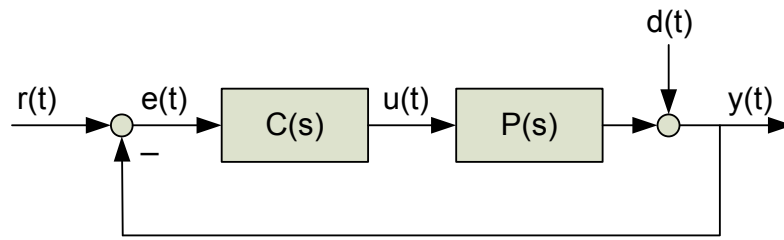


Figura 6.1: Sistema de control en tiempo continuo

contenido armónico de la corriente en una carga no lineal (equilibrada o desequilibrada). El diseño e implantación del regulador será presentado en detalle, incluyendo el procedimiento para conseguir la estabilidad en lazo cerrado. Como se demostrará, el tiempo de cálculo para el algoritmo implantado es independiente del número de armónicos que hay que compensar. Ésta es una propiedad útil cuando se trata con cargas no lineales y desequilibradas.

6.2. Fundamento del regulador repetitivo en tiempo continuo

En la Figura 6.1 se muestra un sistema de control con realimentación en tiempo continuo. $P(s)$ es el modelo de la planta que será controlada y $C(s)$ es el regulador.

En el capítulo anterior se ha visto que para seguir sin error una señal sinusoidal de pulsación armónica ω_h es necesario diseñar un regulador con polos en $s = \pm j\omega_h$. Sin embargo, una función periódica, de periodo T , tiene muchas componentes sinusoidales de pulsación:

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T} \quad y \quad h\omega_1, \quad h = 0, 1, 2, \dots \quad (6.1)$$

donde ω_1 corresponde a la pulsación fundamental o de primer armónico de la señal periódica de referencia.

En tiempo continuo, un regulador con polos en $s = 0$, $s = \pm jh\omega_1$ ($h = 0, 1, 2, \dots$) es:

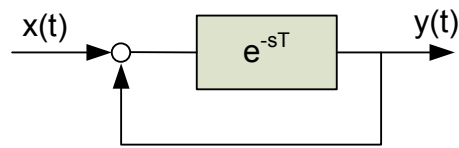


Figura 6.2: Diagrama de bloques del regulador repetitivo fundamental en tiempo continuo

$$C(s) = \frac{C_N(s)}{1 - e^{-sT}} \quad (6.2)$$

donde $C_N(s)$ es el numerador del regulador y no tiene ceros que puedan cancelarse con sus polos. Este regulador sigue en lazo cerrado los armónicos de la señal periódica de entrada $r(t)$, al igual que la componente continua de la señal de entrada $r(t)$ y se puede implantar como una realimentación positiva de la función de transferencia e^{-sT} , tal y como muestra la Figura 6.2. Reguladores con éste término en el denominador (con algunas modificaciones para garantizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado) se conocen como *reguladores repetitivos*.

Desde el punto de vista de la respuesta en frecuencia, el lazo repetitivo presenta una ganancia infinita a todas aquellas frecuencias que son múltiplos de $\frac{1}{T}$ Hz, empezando por la frecuencia cero, con lo cual también realiza la función de un integrador puro. Este hecho asegura el rechazo de perturbaciones y un error nulo para señales con contenido espectral en dichas frecuencias.

6.3. Fundamento y diseño de un regulador repetitivo en tiempo discreto

El control del filtro activo paralelo se ha llevado a cabo utilizando un microprocesador y, por lo tanto, en este trabajo se estudia el diseño del regulador en tiempo discreto.

En la Figura 6.3 se muestra un sistema típico de control realimentado en tiempo discreto con una perturbación en la medida. Sin pérdida de generalidad, en este caso, $P(z)$ (usando la transformada Z) será un modelo preciso en tiempo discreto

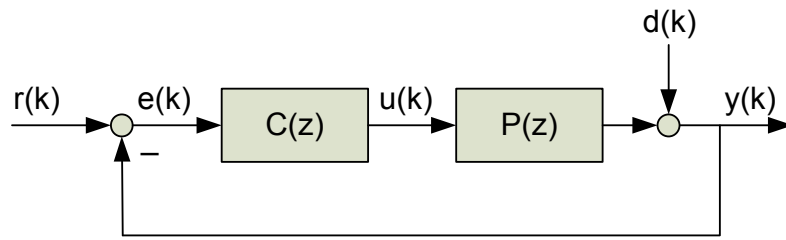


Figura 6.3: Sistema de control en tiempo discreto

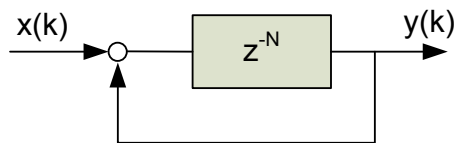


Figura 6.4: Bloque fundamental en tiempo discreto

de la planta que se quiere controlar, quizás con algunos aditamentos colocados por el diseñador (compensadores, un lazo de control interno, etc.) y $C(z)$ es un regulador en tiempo discreto. En la Figura 6.3, k son muestras y kt_m los instantes de muestreo.

Asumiendo que la referencia $r(k)$ son las muestras de una señal periódica con periodo T , donde T es un múltiplo entero del periodo de muestreo t_m (i.e. $T = Nt_m$, $N \in \mathbb{N}$) y recordando (6.2), se puede diseñar un regulador en tiempo discreto con N polos sobre el círculo unidad, como:

$$C(z) = \frac{C_N(z)}{1 - z^{-N}} \quad (6.3)$$

donde $C_N(z)$ es el numerador del regulador.

Nótese que con este regulador se pueden eliminar los armónicos de la señal periódica de entrada $r(k)$ hasta la pulsación de Nyquist ($\pi/t_m \text{ rad/s}$), incluida la componente continua de la señal de entrada $r(k)$. Esta función de transferencia puede implantarse como una realimentación positiva de la función de transferencia z^{-N} , tal y como muestra la Figura 6.4. Reguladores con este término en el denominador también se conocen como reguladores repetitivos y se han usado en diferentes aplicaciones (con algunas modificaciones para garantizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado) basadas en electrónica de potencia.

Desde el punto de vista de frecuencia, el lazo repetitivo presenta una ganancia

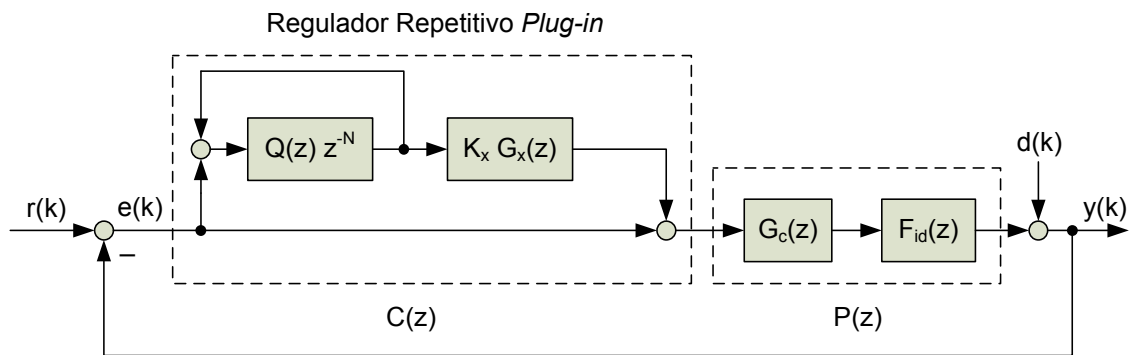


Figura 6.5: Diagrama de bloques del regulador repetitivo *plug-in* en tiempo discreto

infinita a todas aquellas frecuencias que son múltiplos de $\frac{1}{T}$ Hz, empezando por la frecuencia cero, con lo cual también realiza la función de un integrador puro. Este hecho asegura el rechazo de perturbaciones y un error nulo para señales con contenido espectral en dichas frecuencias.

En todas las aplicaciones de electrónica de potencia presentadas en la literatura, el regulador repetitivo se ha implantado como un regulador adicional (*plug-in*) como el mostrado en la Figura 6.5 donde $Q(z)$ es un filtro paso bajo, K_x es una ganancia constante y positiva, y $G_x(z)$ es una función de transferencia definida por el diseñador. El efecto y diseño de estos tres elementos se describen más adelante en esta sección.

La transformada Z de la señal del error ($E(z)$) en la Figura 6.5 se puede escribir como:

$$E(z) = \frac{\overbrace{1}^{G_e(z)}}{1 + C(z)P(z)} [R(z) - D(z)] \quad (6.4)$$

donde $R(z)$ y $D(z)$ son las transformadas Z de la referencia y perturbación, respectivamente.

El regulador incluye (6.3) si $Q(z) = 1$:

$$C(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N} + Q(z)z^{-N}K_x G_x(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (6.5)$$

La estabilidad del sistema en lazo cerrado se puede analizar usando $G_e(z)$:

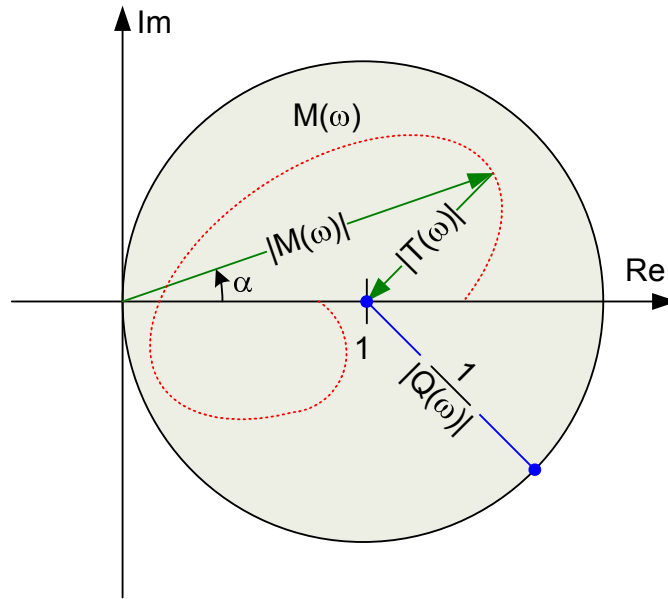


Figura 6.6: Región de estabilidad

$$G_e(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 + P(z)} \frac{1}{1 - Q(z)z^{-N} [1 - K_x G_x(z) G_p(z)]} \quad (6.6)$$

con

$$G_p(z) = \frac{P(z)}{1 + P(z)} \quad (6.7)$$

Si $G_p(z)$ es estable, una condición suficiente para la estabilidad de $G_e(z)$ es:

$$\left\| Q(z) \left(1 - \underbrace{K_x G_x(z) G_p(z)}_{M(z)} \right) \right\|_{\infty} < 1 \quad (6.8)$$

$$\text{con } z = e^{j\omega t_m} \text{ y } |\omega| < \frac{\pi}{t_m} \text{ rad/s.} \quad (6.9)$$

o, en otras palabras, llamando $T(z) = 1 - K_x G_x(z) G_p(z)$:

$$\max \{ |Q(z)| |T(z)| \} < 1 \quad (6.10)$$

El módulo del número complejo $M(z = e^{j\omega t_m})$ se puede escribir como:

$$M(\omega) = M(e^{j\omega t_m}) = K_x G_x(e^{j\omega t_m}) G_p(e^{j\omega t_m}) \quad (6.11)$$

En la Figura 6.6 se muestra la región donde se cumple con la condición de estabilidad dada por la expresión (6.10). Es decir, el sistema de control con regulador repetitivo es estable si el número complejo $M(\omega)$ cae dentro de dicha región. Nótese que $Q(\omega)$ amplía la región de estabilidad si el módulo $|Q(\omega)|$ disminuye, sin embargo, a medida que disminuye $|Q(\omega)|$ desaparece la acción del regulador repetitivo (ver (6.6)).

De la Figura 6.6 (asumiendo que el regulador repetitivo está funcionando $|Q(z)| = 1$) se deduce que el límite permitido $|M(\omega)|$ es máximo para $\alpha = 0^\circ$ y se muestra que al aumentar α el módulo de $M(\omega)$ debe ser menor para cumplir con la condición de estabilidad. Claramente, si $\alpha = 0$ y $0 < |M(\omega)| < 2$

$$|T(\omega)| < 1 \quad (6.12)$$

Este resultado sugiere la siguiente secuencia para diseñar el regulador repetitivo discutido hasta ahora.

1. Para conseguir $\alpha = 0$, la función de transferencia $G_x(z)$ se selecciona, típicamente, como (ver (Broberg and Molyet, 1992) y (Hillerström, 1994), por ejemplo):

$$G_x(z) = \hat{G}_p^{-1}(z) = \frac{1 + \hat{P}(z)}{\hat{P}(z)} \quad (6.13)$$

si $\hat{G}_p(z)$ (basado en el modelo estimado de la planta básica $\hat{P}(z)$) es un sistema de fase mínima. En caso contrario son posibles algunas alternativas como en (Broberg and Molyet, 1992) o (Broberg and Molyet, 1994).

Sustituyendo ((6.13)) en ((6.10)) se obtiene:

$$\max \{ |Q(e^{j\omega t_m})| |1 - K_x \hat{G}_p^{-1}(e^{j\omega t_m}) G_p(e^{j\omega t_m})| \} < 1 \quad (6.14)$$

2. Si el término estimado $\hat{G}_p^{-1}(z)$ es exacto, se puede permitir que $Q(z)$ sea

siempre uno manteniendo $0 < K_x < 2$ para garantizar la estabilidad. Se recomienda $0 < K_x < 1$ para dar algún margen de estabilidad teniendo en cuenta los errores de modelado en $\hat{G}_p(z)$ (α puede crecer, por ejemplo) (Hillerström, 1994). Sin embargo, K_x no puede ser muy pequeña porque se hace muy lenta la respuesta en lazo cerrado (Zhou and Wang, 2002).

3. De hecho, la Figura 6.6 también muestra que si $\hat{G}_p(z)$ no estima correctamente la respuesta en frecuencia de $G_p(z)$ ($\hat{G}_p(z)G_p(z) \neq 1$), el ajuste de K_x (que afecta a $M(\omega)$ en esa figura) podría no ser suficiente para garantizar la estabilidad. Este problema puede solucionarse con un filtro paso bajo $Q(z)$ donde

$$Q(e^{j\omega t_m}) = 1 \quad (6.15)$$

es exacto y $|Q(z)|$ disminuye a frecuencias altas, contribuyendo a mantener la estabilidad según (6.10) cuando aumenta la incertidumbre ((Zhou and Wang, 2002) y (Broberg and Molyet, 1992)).

Nótese que si la referencia periódica $r(k)$ contienen sólo armónicos de baja frecuencia, un regulador PI incluido en $P(z)$ podría ser suficiente para asegurar un seguimiento apropiado. En aplicaciones del filtro activo paralelo, $r(k)$ contiene componentes de frecuencia suficientemente alta como para necesitar el enfoque del control repetitivo que garantiza un seguimiento apropiado. La implantación *plug-in* del regulador repetitivo no es la única posible. De hecho, el camino directo entre $e(k)$ y $u(k)$ podría suprimirse en la Figura 6.5, manteniendo los mismos polos en el regulador $C(z)$. Sin embargo (Zhou and Wang, 2002) demuestra que, si N es grande, la implantación *plug-in* con un regulador PI en $P(z)$ seguiría la componente de c.c. en $r(k)$ más rápido que la implantación sin *plug-in*. Esto podría ser un aspecto importante en los filtros activos donde se requiere el control de la potencia activa y reactiva.

Finalmente, hay que señalar la importancia de tener un buen comportamiento del sistema básico $1 + P(z)$ para el funcionamiento del sistema en lazo cerrado, según (6.6).

6.4. Máximo ancho de banda del regulador repetitivo

En el mejor de los casos, si se conoce con cierto grado de exactitud la planta, es posible conseguir una buena compensación dinámica con un regulador repetitivo. Sin embargo, las incertidumbres de la planta, fundamentalmente en alta frecuencia, podrían comprometer la condición de estabilidad. En tal caso, es necesario eliminar el efecto del regulador repetitivo para el rango de frecuencias donde se pueda superar el límite de estabilidad. Lo anterior se consigue con el filtro $Q(z)$ incluido en el regulador repetitivo. El filtro paso bajo $Q(z)$ elimina el efecto del regulador repetitivo, disminuyendo el módulo del filtro $|Q(z)|$ para alta frecuencia. El ancho de banda del regulador repetitivo (frecuencias donde tiene efecto el regulador repetitivo) está asociado con la pulsación de corte del filtro $Q(z)$ teniendo en cuenta (6.8), la máxima pulsación de corte del filtro $Q(z)$ se puede calcular como:

$$|1 - M(e^{j\omega_{CR} t_m})| = 1 \quad \omega_{CR} < \frac{\pi}{t_m} \text{ rad/s} \quad (6.16)$$

donde ω_{CR} corresponde a la pulsación que cumple con la condición (6.16) y t_m el tiempo de muestreo.

6.5. Diseño del filtro Q

La fase del filtro $Q(z)$ no afecta significativamente a la condición de estabilidad ni la potencia de ruido del sistema. Por el contrario puede hacer que disminuya la acción de compensación para las frecuencias de diseño. En la implantación del regulador repetitivo se ha diseñado un filtro paso bajo FIR (del inglés *Finite Impulse Response*) no causal con fase lineal y retraso de grupo de 0° en la banda de interés.

De forma general, un filtro paso bajo $Q(z)$ como el descrito se puede definir como:

$$Q(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega t_D} & |\omega| \leq \omega_{cQ} \\ 0 & |\omega| > \omega_{cQ} \end{cases} \quad (6.17)$$

donde $\alpha = \omega t_D$ es el retardo que introduce el filtro y ω_{cQ} es la pulsación de corte

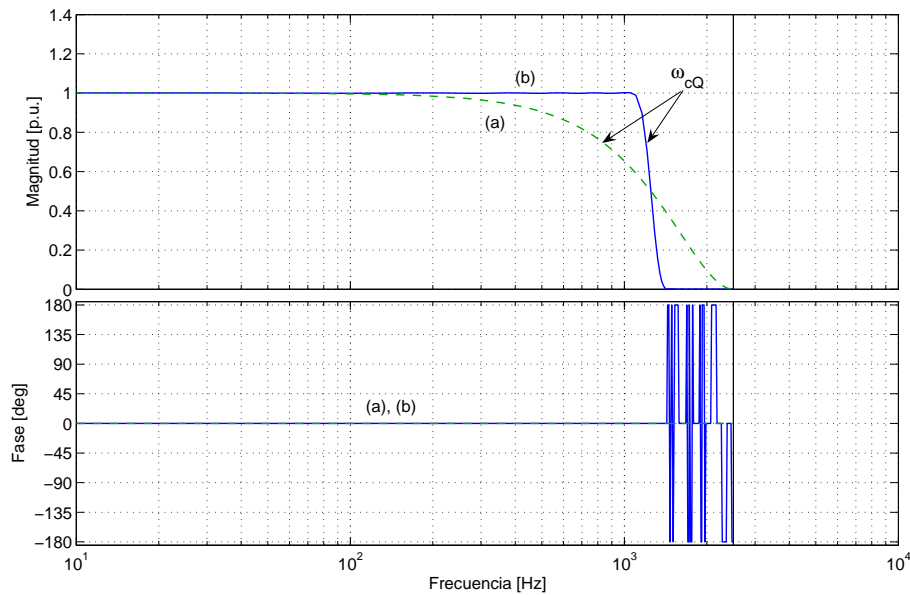


Figura 6.7: Respuesta en frecuencia del filtro $Q(z)$: (a) FIR binomial (b) FIR de orden 20. Frecuencia de muestreo $t_m = 5,4 \text{ kHz}$

del filtro con $\omega_{cQ} < \frac{\pi}{t_m}$. Los coeficientes $q[n]$ de un filtro de orden M se obtiene a partir de su respuesta impulsional (Oppenheim and Schaffer, 1989):

$$q[n] = \frac{\omega_{cQ}}{\pi} \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega_{cQ}}{\pi}\right)}{\frac{\omega_{cQ}}{\pi}} \quad -M < n < M, \quad n \in \mathbb{N} \quad (6.18)$$

Para la implantación del filtro $Q(z)$ en el regulador repetitivo, t_D es cero. Sin embargo, t_D puede usarse para compensar un retardo estimado de la planta, haciendo $t_D < 0$. Nótese que este filtro es no causal pero esto no ofrece ningún inconveniente para integrarlo en el regulador repetitivo, siempre que el orden del filtro sea menor que el retraso que introduce el regulador repetitivo ($N = T/t_m$). En estas condiciones, el producto de este filtro por el retardo hace que el sistema sea realizable.

En la Figura 6.7 se compara la respuesta en frecuencia del filtro FIR binomial de la forma $Q(z) = 0,25z^{-1} + 0,5 + 0,25z$ y un filtro FIR que usa la ecuación (6.18) con $M = 20$ y aplicando una ventana de alisado de tipo *Hamming*. En ambos casos el retardo de grupo es cero si $\omega < \omega_{cQ}$, lo cual es muy conveniente para el diseño del regulador repetitivo. Nótese que un filtro $Q(z)$ de mayor orden consigue eliminar

o seguir un mayor número de armónicos, sin embargo, un aumento de orden en el filtro $Q(z)$ incrementa el tiempo de cálculo del regulador. Por lo tanto, dependiendo de la aplicación es necesario encontrar un compromiso entre estos dos aspectos.

6.6. Robustez del sistema de control con regulador repetitivo

La función de transferencia del error del sistema de control con regulador repetitivo en (6.6) se puede descomponer en dos términos:

$$G_e(z) = \underbrace{\frac{1}{1 + P(z)}}_{G_{es}(z)} \underbrace{\frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}[1 - M(z)]}}_{G_{er}(z)} \quad (6.19)$$

El primer término $G_{es}(z)$ corresponde a la función de transferencia del error del sistema de control sin regulador repetitivo y el segundo término $G_{er}(z)$ corresponde a la función de transferencia del error que introduce el regulador repetitivo con $M(z) = K_x G_x(z) G_p(z)$.

Suponiendo que no se conoce exactamente la pulsación fundamental del sistema, o que esta cambia, puede escribirse para cada armónico h :

$$\omega_h = (\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h \quad (6.20)$$

donde $\hat{\omega}_1$ es la pulsación de diseño, $\Delta\omega_1$ es la diferencia entre la pulsación fundamental ω_1 en la entrada del sistema y la pulsación fundamental de diseño $\hat{\omega}_1$ del regulador repetitivo (i.e. $\Delta\omega_1 = \omega_1 - \hat{\omega}_1$).

Sustituyendo (6.20) en $G_{er}(z)$ (ecuación (6.19)) con $z = e^{j\omega_h t_m}$ y asumiendo $Q(z) \rightarrow 1$ (el regulador repetitivo está activo) se obtiene:

$$G_{er}(e^{j(\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h t_m}) = \frac{1 - e^{-j\Delta\omega_1 h}}{1 - e^{-j\Delta\omega_1 h}[1 - M(e^{j(\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h t_m})]} \quad (6.21)$$

En la Figura 6.8 se muestra el módulo de $G_{er}(z)$ en función de las variaciones (mostradas en %) de la pulsación de diseño y $|M(z)|$ para el armónico $h = 5$. Se muestra claramente que $|G_{er}(z)|$ es cero cuando no existe variación (0%) de la

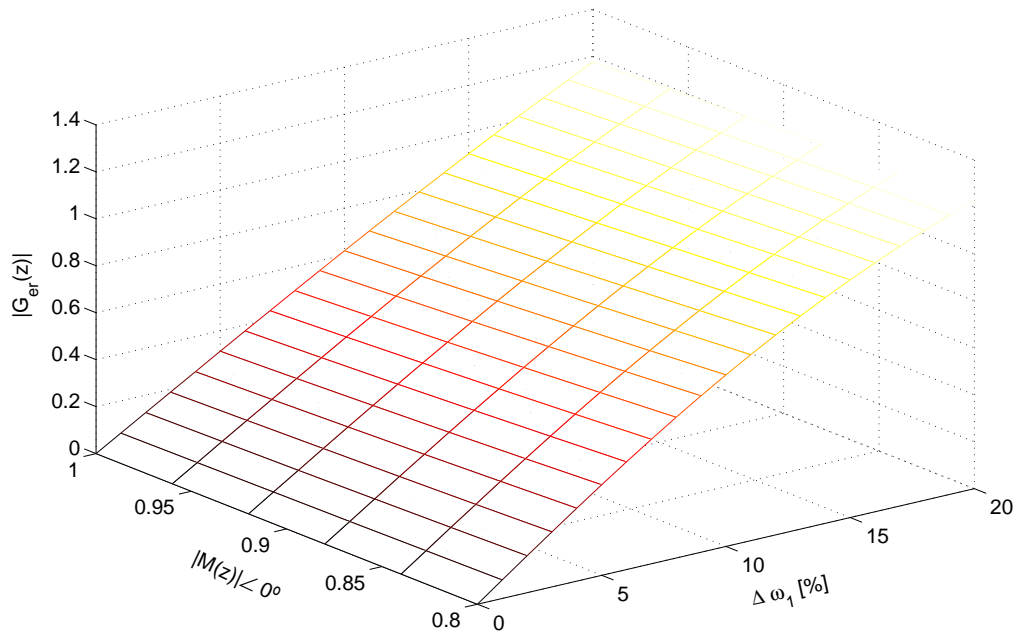


Figura 6.8: Módulo de la función de transferencia $G_{er}(z)$ para diferentes variaciones de la frecuencia fundamental con $M(z) = |M(z)|\angle 0^\circ$ y $h = 5$

pulsación fundamental. Sin embargo, $|G_{er}(z)|$ aumenta cuando incrementa el error en la pulsación estimada. Nótese que la variación de $|M(z)|$ afecta ligeramente el módulo $G_{er}(z)$.

De forma similar se puede calcular la función de transferencia que relaciona la salida de la planta con la entrada de referencia y calcular esta función de transferencia en función de la variación de la frecuencia como:

$$G_{fr}(e^{j(\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h t_m}) = \frac{M(e^{j(\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h t_m})e^{-j\Delta\omega_1 h}}{1 - e^{-j\Delta\omega_1 h}[1 - M(e^{j(\hat{\omega}_1 + \Delta\omega_1)h t_m})]} \quad (6.22)$$

En la Figura 6.9 se muestra el módulo de $G_{fr}(z)$ en función de las variaciones (mostradas en %) de la pulsación armónica de diseño y $|M(z)|$ (ver ecuación (6.8)) para el armónico $h = 5$. Se muestra que $|G_{fr}(z)|$ es uno (seguimiento perfecto) si no existe variación de la pulsación armónica de diseño (0%). Sin embargo, $|G_{fr}(z)|$ disminuye cuando se incrementa la variación de la pulsación fundamental y disminuye el módulo de $M(z)$.

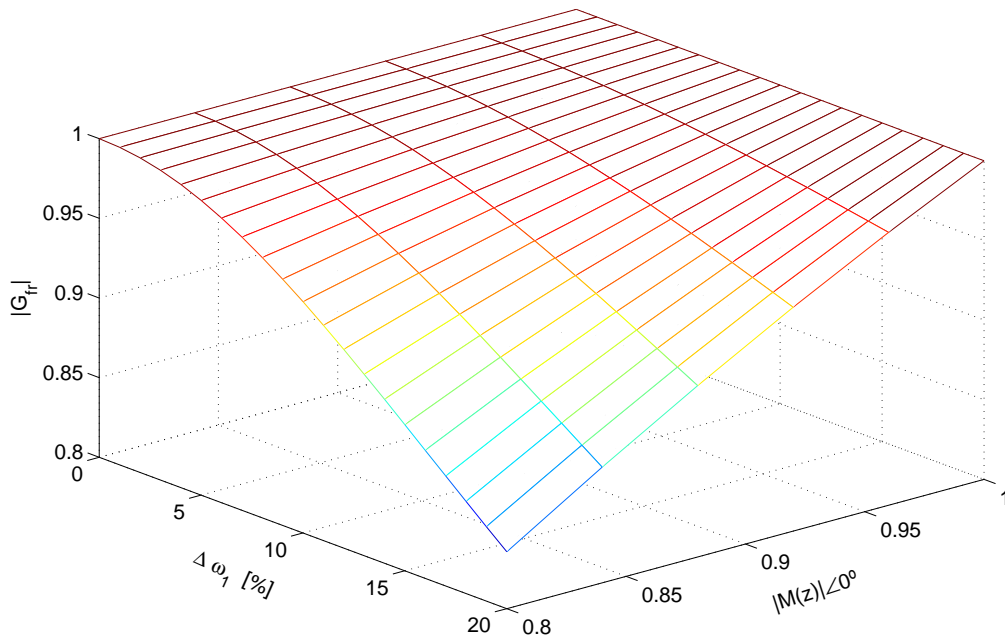


Figura 6.9: Módulo de la función de transferencia $G_{fr}(z)$ para diferentes variaciones de la frecuencia fundamental con $M(z) = |M(z)|\angle 0^\circ$ y $h = 5$

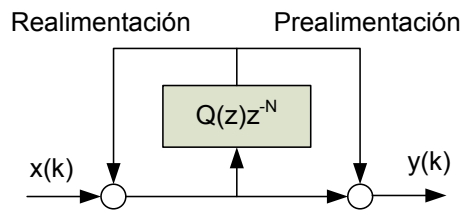


Figura 6.10: Estructura básica del regulador repetitivo con prealimentación

6.7. Evolución del regulador repetitivo convencional

Recientemente, en la literatura ha aparecido una modificación interesante del regulador repetitivo convencional (Escobar et al., 2005; Costa-Castelló and Griño, 2006). Esta modificación consiste en añadir un lazo de prealimentación al regulador repetitivo convencional (ver Figura 6.3) para mejorar el comportamiento interarmónico. En la Figura 6.10 se muestra el regulador repetitivo con prealimentación y su función de transferencia es:

$$C_p(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 + Q(z)z^{-N}}{1 - Q(z)z^{-N}} \tag{6.23}$$

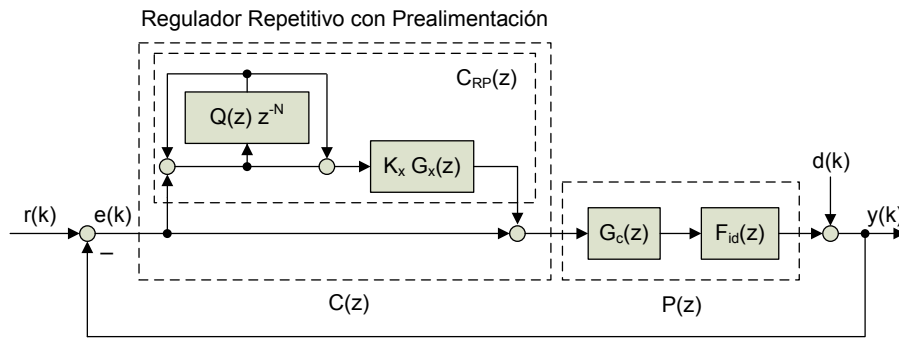


Figura 6.11: Diagrama de bloques de un sistema controlado por un regulador repetitivo con prealimentación

Los polos de $C_p(z = e^{j\omega t_m})$ se encuentran para $e^{-j\omega t_m N} = 1$ y los ceros se encuentran para $e^{-j\omega t_m N} = -1$, asumiendo que $Q(z) \rightarrow 1$ para las frecuencias de interés. Nótese que la función compleja $e^{-j\omega t_m N}$ es igual uno para $\omega = 2\pi k/T$ con $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ y $e^{-j\omega t_m N}$ es igual a -1 para $\omega = \pi(2k+1)/T$ con $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Entonces esta función de transferencia introduce un número finito de polos sobre el círculo unidad que se localizan a la frecuencia fundamental y sus correspondientes frecuencias armónicas; al igual que introduce un número finito de ceros que se localizan entre dos polos consecutivos. El efecto de $Q(z)$ en (6.23) es alejar los polos y ceros del círculo unidad para las frecuencias donde existe un mayor grado incertidumbre en el modelo.

En la Figura 6.11 se ha implantado el regulador repetitivo *plugin* con prealimentación para controlar una planta compuesta por un control interno $F_{id}(z)$ y un precompensador $G_c(z)$ ($P(z) = G_c(z) F_{id}(z)$), de forma similar al estudiado en la Sección 6.2. En la Figura 6.11, $Q(z)$ es un filtro paso bajo, K_x es una ganancia constante y positiva y $G_x(z)$ es una función de transferencia definida por el diseñador. El efecto y diseño de estos tres elementos se han descrito en la Sección 6.3.

La función de transferencia asociada al error de este sistema de control es:

$$G_{ep}(z) = \frac{1}{1 + P(z)} \frac{1 - Q(z)z^{-N}}{1 + M(z) - Q(z)z^{-N}[1 - M(z)]} \quad (6.24)$$

con $M(z) = K_x G_x(z) G_p(z)$ y $G_p(z) = \frac{P(z)}{1+P(z)}$. Si $G_p(z)$ es estable, una condición suficiente para la estabilidad de $G_{ep}(z)$ es:

$$|Q(z)(1 - M(z))| < |1 + M(z)| \quad \forall z = e^{j\omega t_m}, \quad |\omega| < \frac{\pi}{t_m} \text{ rad/s} \quad (6.25)$$

El filtro $Q(z)$, al igual que en el diseño del regulador repetitivo convencional, limita el ancho de banda del regulador y al mismo tiempo contribuye a mejorar la estabilidad del sistema.

A modo de ejemplo y siguiendo la estructura del sistema de control de la Figura 6.11 se ha diseñado un regulador repetitivo con prealimentación para conseguir mejorar el seguimiento (o rechazo) de referencias (o perturbaciones) periódicas con frecuencia fundamental de 100 Hz. En este sistema de control, $P(z)$ se compone de un control interno $F_{id}(z)$ y un precompensador PI $G_c(z)$. El control interno $F_{id}(z)$ se ha modelado como un filtro digital *Butterworth* de orden 4º con una frecuencia de corte en 200 Hz y una frecuencia de muestreo de 2 kHz. Por tanto, la función de transferencia del control interno es:

$$F_{id}(z) = \frac{0,0048z^4 + 0,0193z^3 + 0,0290z^2 + 0,0193z + 0,0048}{z^4 - 2,3700z^3 + 2,3140z^2 - 1,0550z + 0,1874} \quad (6.26)$$

El precompensador PI $G_c(z)$ se ha diseñado para conseguir en el sistema en lazo abierto sin regulador repetitivo una frecuencia de cruce de 40 Hz y margen de fase de 80º. Por tanto, la función de transferencia del precompensador PI es:

$$G_c(z) = \frac{0,3874z - 0,2685}{z - 1} \quad (6.27)$$

En la Figura 6.12 se ha dibujado la respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua).

El regulador repetitivo con prealimentación $C_{RP}(z)$ (ver Figura 6.11) se ha diseñado con:

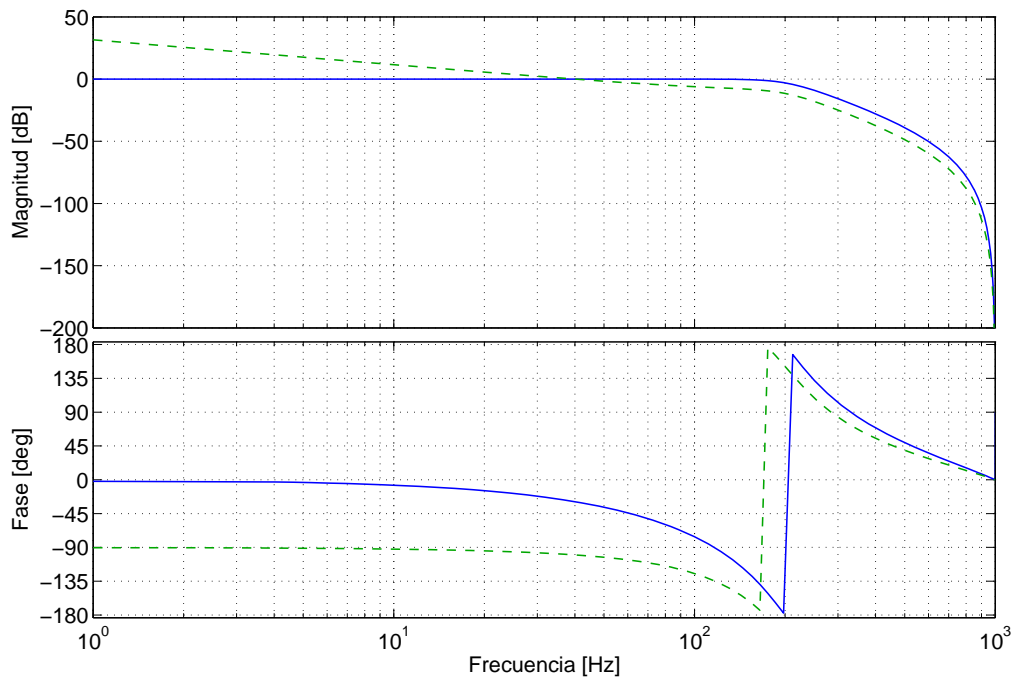


Figura 6.12: Respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua)

$$K_x = 0,8 \quad (6.28)$$

$$Q(z) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1} \quad (6.29)$$

$$G_x = \frac{G_c(z)F_{id}(z) + 1}{G_c(z)F_{id}(z)} \quad (6.30)$$

En Figura 6.13 se muestra la ubicación de los polos y ceros del regulador repetitivo con prealimentación $C_{RP}(z)$. Nótese que para las frecuencias bajas, los polos se ubican en la frecuencia cero, la frecuencia fundamental 100 Hz y sus armónicos sobre el círculo unidad, al igual que los ceros se ubican entre polos consecutivos. Nótese también que el efecto del filtro $Q(z)$ es alejar los polos y ceros para las frecuencias que se acercan a la pulsación de *Nyquist*. En este caso el regulador que resulta es realizable porque tanto el numerador como el denominador es de orden 21.

En la Figura 6.14 se compara la respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo abierto usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y

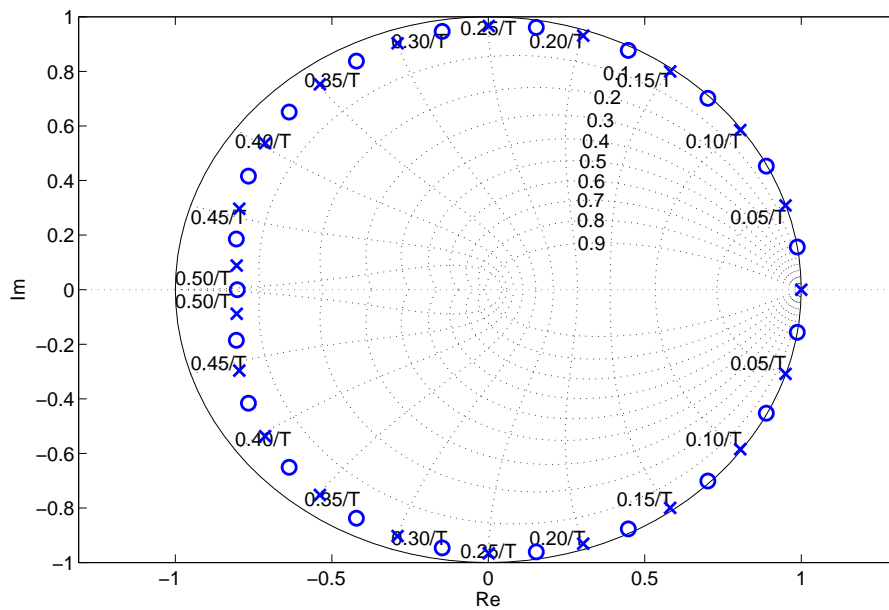


Figura 6.13: Ubicación de los polos (x) y ceros (o) del sistema de control en lazo abierto usando un regulador repetitivo con prealimentación

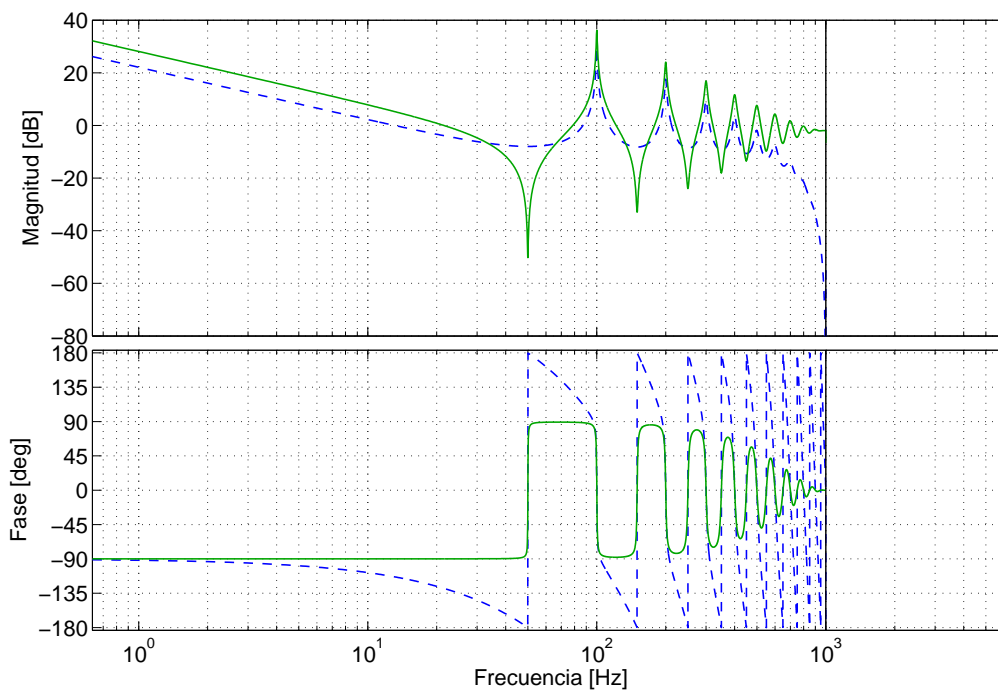


Figura 6.14: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz

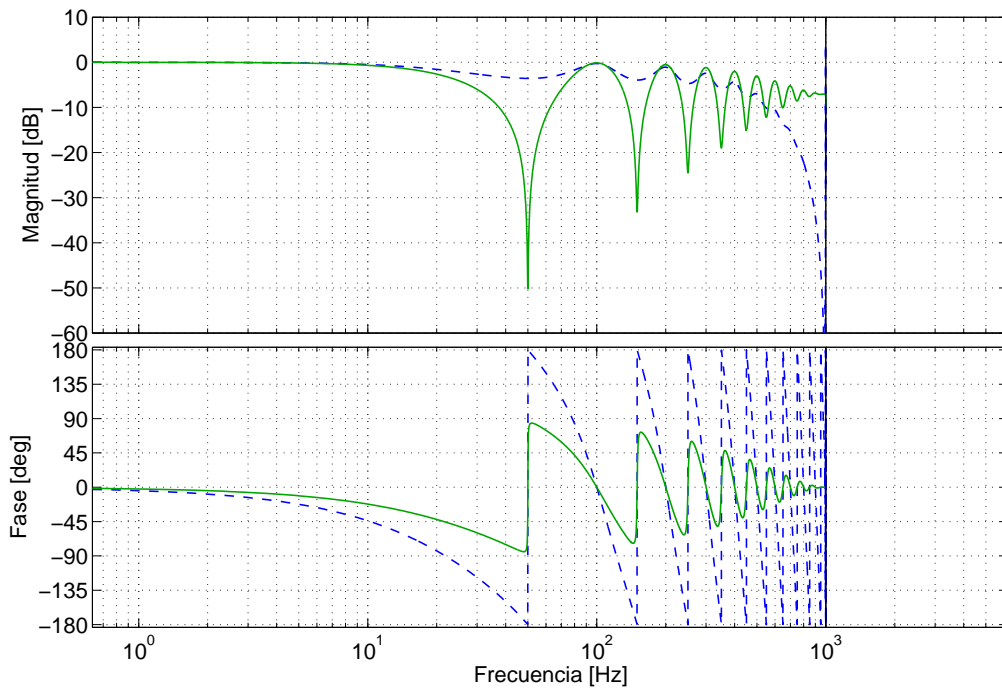


Figura 6.15: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz

un regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). El regulador repetitivo convencional se ha diseñado como en la Sección 6.3 utilizando (6.26), (6.28) y (6.29). En esta figura se muestra que, en ambos casos, se consiguen ganancias elevadas para la frecuencia cero, frecuencia fundamental y frecuencias armónicas. Nótese que el sistema de control que usa un regulador repetitivo con prealimentación presenta un mejor comportamiento interarmónico.

En la Figura 6.15 se compara la respuesta en frecuencia, de la salida de la planta contra la entrada de referencia, del sistema en lazo cerrado usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y un regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). En esta figura se observa que en ambos casos se sigue, dentro del ancho de banda de $Q(z)$, sin error los armónicos de la señal de entrada. Sin embargo, el regulador con prealimentación tiene un mejor comportamiento interarmónico.

En la Figura 6.16 se compara la respuesta en frecuencia, de la salida de la planta

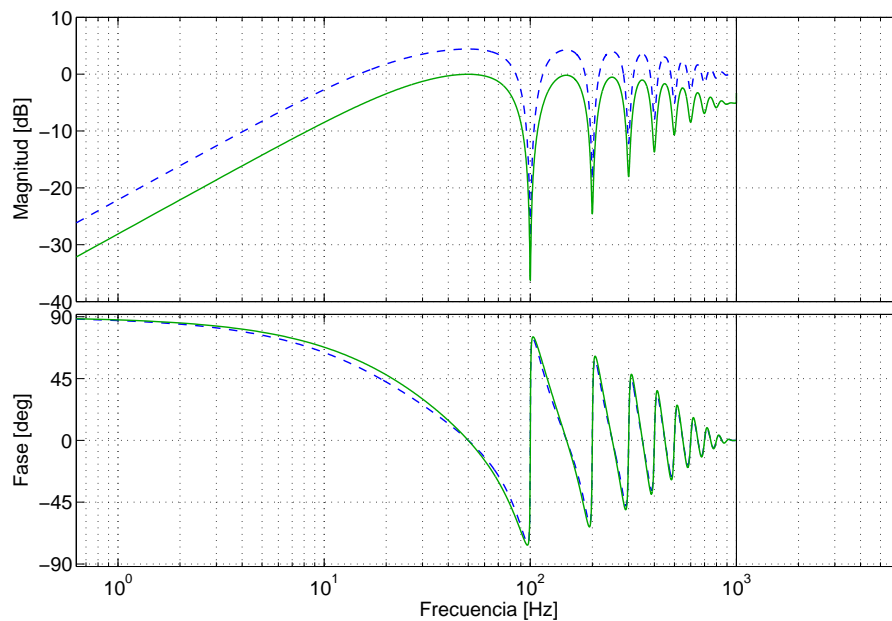


Figura 6.16: Respuesta en frecuencia de la salida del sistema ante una perturbación, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz

contra la perturbación (esta perturbación entra en la salida de la planta), del sistema en lazo cerrado usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y un regulador repetitivo con prealimentación (línea continua). En ambos casos se eliminan las frecuencias armónicas, sin embargo, con el regulador convencional se amplifican los interarmónicos mientras que con el regulador con prealimentación se evita este problema. Además, como se demostrará, el regulador con prealimentación tiene un mejor comportamiento frente al nivel de ruido.

En la Figura 6.17 se muestra la ubicación de los polos del sistema de control en lazo cerrado. En este caso el sistema es estable porque cumple con (6.25) y los polos se ubican dentro del círculo unidad.

En el ejemplo anterior, el regulador que resulta es realizable, sin embargo, otro caso de $F_{id}(z)$ equivalente puede conducir a un regulador no realizable. A continuación se muestra este ejemplo.

Para este caso, el control interno $F_{id}(z)$ se ha diseñado a partir de un modelo en tiempo continuo. El modelo en tiempo continuo corresponde con un filtro del tipo

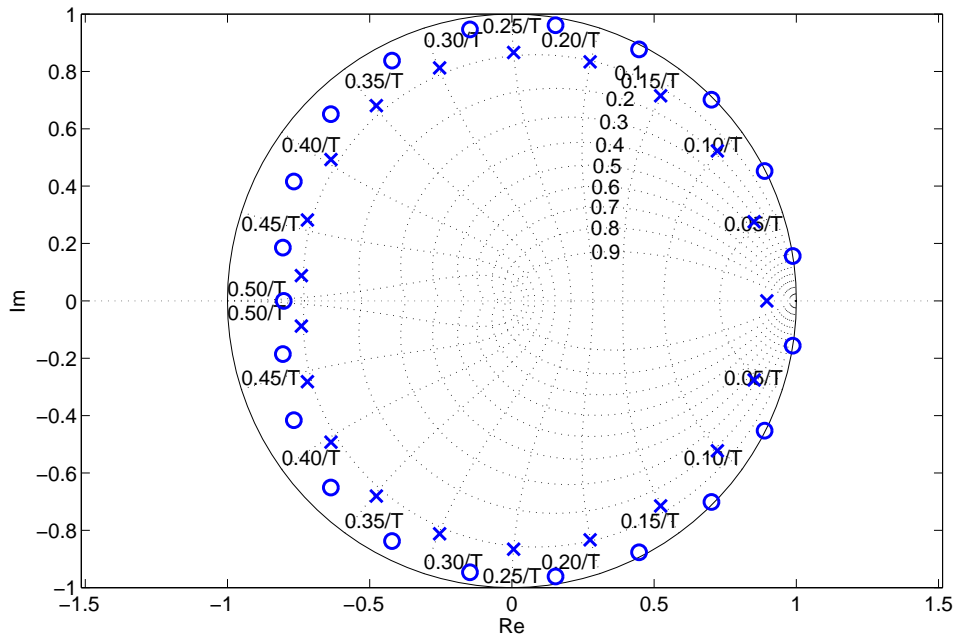


Figura 6.17: Ubicación de los polos y ceros en lazo cerrado para el caso ejemplo

Butterworth de 4° orden con una frecuencia de corte en 200 Hz. Los polos en tiempo continuo de este modelo son $p_{1,2} = 1,26e^{\pm j\frac{7\pi}{8}} \text{krad/s}$, $p_{3,4} = 1,26e^{\pm j\frac{5\pi}{8}} \text{krad/s}$ y se transforma en polos en tiempo discreto mediante la transformación $p_{zi} = e^{P_i t_m}$. Por tanto, los polos en tiempo discreto de $F_{id}(z)$ se localizan en $p_{z1,z2} = 0,56e^{\pm j0,24\text{rad}}$, $p_{z3,z4} = 0,79e^{\pm j0,58\text{rad}}$. La función de transferencia que resulta de lo anterior es:

$$F_{id}(z) = \frac{0,0686}{z^4 - 2,4020z^3 + 2,3610z^2 - 1,0840z + 0,1936} \quad (6.31)$$

y corresponde al sistema diseñado en el Capítulo 4 de esta tesis. De la misma forma que el ejemplo anterior, el precompensador PI $G_c(z)$ se ha diseñado para conseguir en el sistema en lazo abierto sin regulador repetitivo una frecuencia de cruce de 40 Hz y margen de fase de 80°. Por tanto, la función de transferencia del precompensador PI es:

$$G_c(z) = \frac{0,6336z - 0,5309}{z - 1} \quad (6.32)$$

En la Figura 6.18 se ha dibujado la respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua).

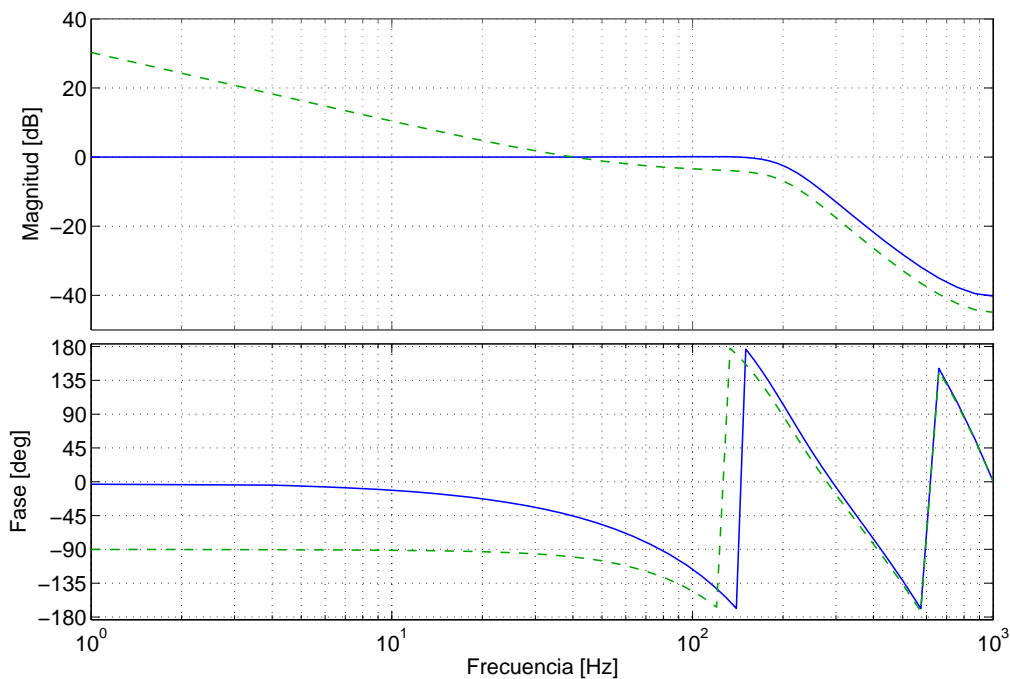


Figura 6.18: Respuesta en frecuencia del control interno $F_{id}(z)$ (línea continua) y la planta $P(z) = G_c(z)F_{id}(z)$ (línea discontinua)

El regulador repetitivo con prealimentación $C_{RP}(z)$ se ha diseñado como el ejemplo anterior, usando (6.28)-(6.30). En este caso, el regulador $C_{RP}(z)$ que resulta es no realizable porque el orden del numerador es ahora 25 y el orden del denominador es 21. Por lo tanto, se han estudiado alternativas para que este sistema sea realizable.

Para intentar hacer realizable $C_{RP}(z)$ se ha probado eliminar dos pares de ceros (ceros ubicados en: $\pm 0,275/T$, $\pm 0,325/T$) en el regulador repetitivo con prealimentación², tal y como se muestra en la Figura 6.19. Con esto se consigue que el sistema sea realizable porque el numerador y denominador ahora son de orden 21.

En la Figura 6.20 se compara la respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo abierto usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y un regulador repetitivo con prealimentación sin dos pares de ceros (línea continua). Y en la Figura 6.21 se muestra la ubicación de los polos del sistema de control en lazo cerrado. En este caso el sistema es inestable porque no cumple con (6.25) y

²también se han escogido otros ceros pero los resultados son similares

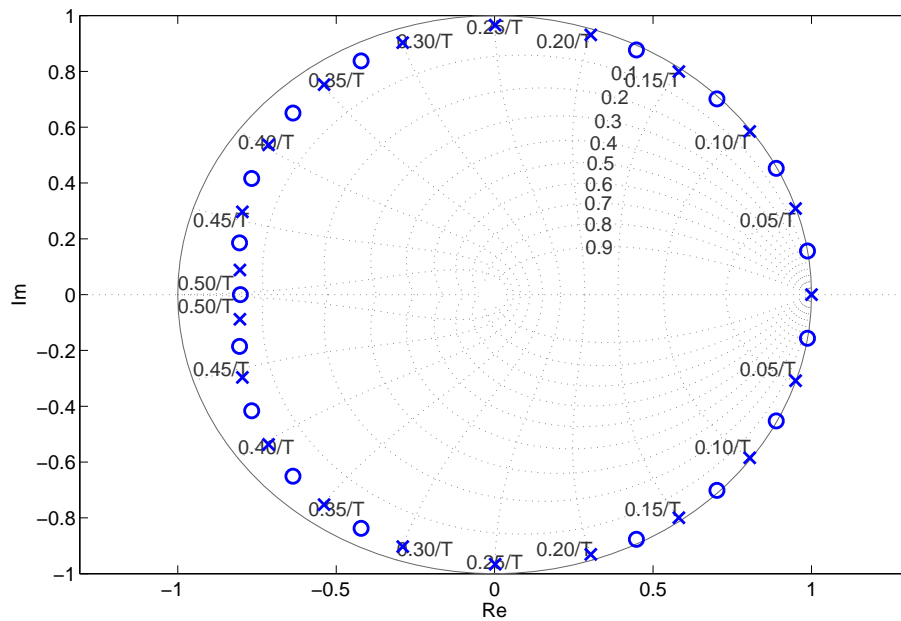


Figura 6.19: Ubicación de los polos y ceros que introduce el regulador repetitivo con prealimentación, sin dos ceros, para el caso ejemplo

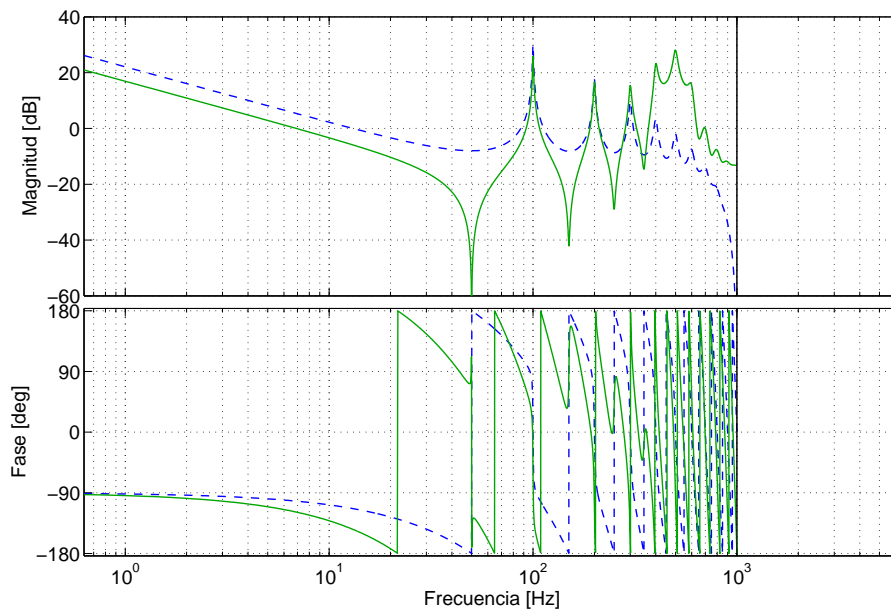


Figura 6.20: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo abierto, usando un regulador repetitivo convencional (línea discontinua) y regulador repetitivo con prealimentación, eliminando dos ceros (línea continua). Frecuencia de muestreo 2 kHz

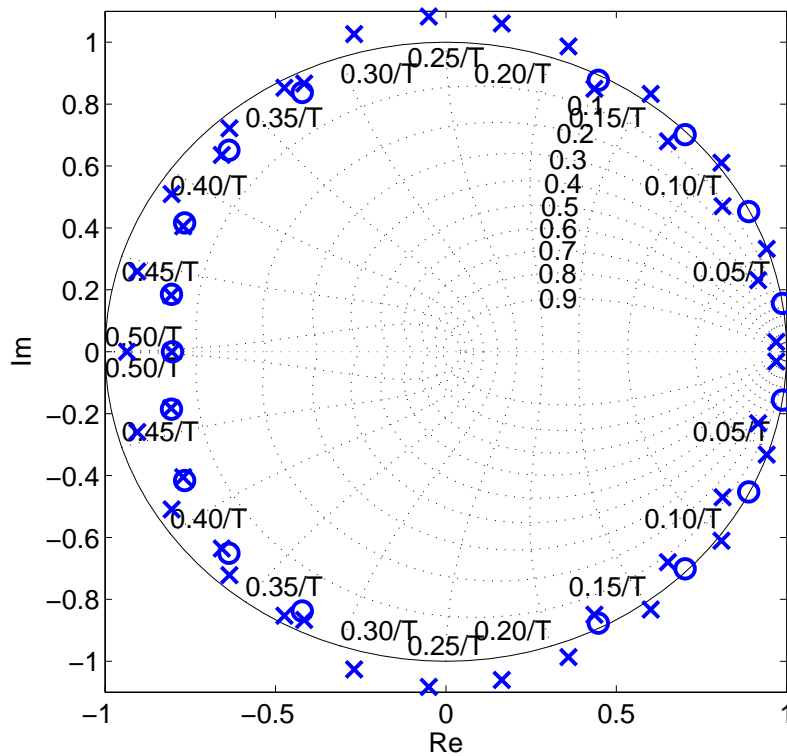


Figura 6.21: Ubicación de los polos y ceros en lazo cerrado para el caso ejemplo

los polos se ubican fuera del círculo unidad. En el trabajo realizado hasta ahora el regulador repetitivo con prealimentación en tiempo discreto no se ha podido usar donde es necesario compensar usando una $G_x(z)$ no causal. En los casos probados, el regulador no ha resultado realizable.

6.8. Diseño de un regulador repetitivo aplicado a un filtro activo paralelo

En la Figura 6.22 se muestra el diagrama de bloques de un filtro activo paralelo donde se ha añadido un regulador repetitivo para mejorar la precisión del control en variables de estado presentado en el Capítulo 4. En el punto de conexión se encuentra

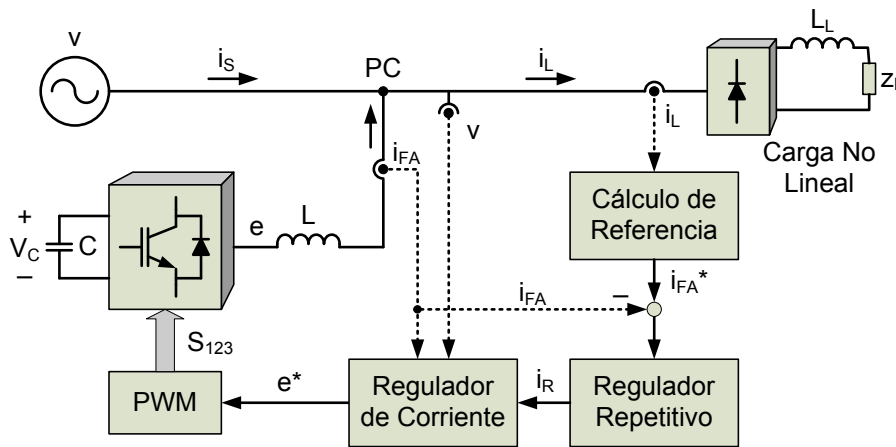


Figura 6.22: Esquema de un filtro activo de potencia

una carga no lineal que hace circular las corrientes armónicas por la red de suministro eléctrico. El objetivo de control del filtro activo es compensar las corrientes armónicas que consume la carga (i_L) y evitar que estas corrientes se propaguen por el resto del sistema eléctrico, es decir, conseguir que las corrientes armónicas que suministra la red (i_{sh}) sean cero. También se pueden compensar desequilibrios y la corriente reactiva que demanda la carga.

En la Figura 6.23 se muestra en detalle el sistema de control con regulador repetitivo para la componente d de corriente del filtro activo paralelo. En la figura i_{FA_d} es la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, i_{s_d} es la corriente de la red de suministro e $i_{L_d}^{a.c}$ es la corriente armónica de la carga³. La corriente armónica de la carga se calculan en el bloque de *cálculo de la referencia* (ver la Figura 6.22 y Figura 6.23). En la Figura 6.23 se distinguen dos lazos de control. El lazo externo de control donde se encuentra el regulador repetitivo y el lazo interno llamado *control interno de corriente* donde se agrupa el control en lazo cerrado en variables de estado.

En la Figura 6.24 se muestra el sistema completo de control del filtro activo paralelo con regulador repetitivo y compensación de potencia reactiva. De forma similar al control de corriente en variables de estado, el control de la tensión de

³Recuérdese que la corriente a.c. en componentes dq incluye todo lo que no es primer armónico de secuencia directa.

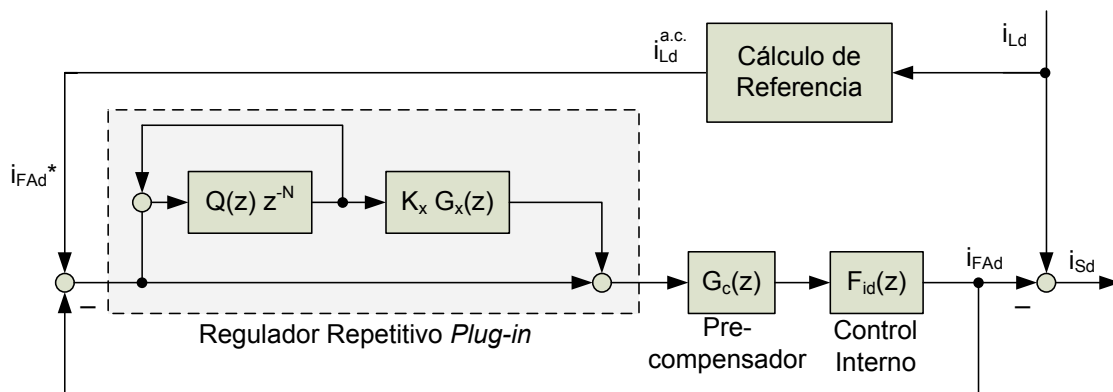


Figura 6.23: Diagrama de bloques del control de corriente del filtro activo paralelo usando un regulador repetitivo

los condensadores suministra la referencia de potencia real (p^*) con el objetivo que la tensión de los condensadores no varíe significativamente, el bloque de cálculo de referencia determina la potencia reactiva referencia (q^*) y los armónicos de corriente de la carga ($i_{Ldq}^{a.c.}$) que debe seguir el sistema de control. Nótese que las corrientes (i_{FAdq}^*) de referencia asociadas al control de la tensión del condensador y la potencia reactiva se aplican directamente a la referencia del regulador repetitivo.

El control interno de corriente se ha diseñado como en el Capítulo 4 de modo que la función de transferencia en lazo cerrado para la componente d de la corriente toma la forma de:

$$F_{id}(z) = \frac{i_d^f(z)}{i_d^*(z)} = \frac{0,05357}{z^4 - 2,515z^3 + 2,549z^2 - 1,199z + 0,2187} \quad (6.33)$$

El diagrama de bode de esta función de transferencia se ha dibujado en la Figura 6.25 (línea continua). Esta función de transferencia se tiene en cuenta cuando se diseña el lazo externo del regulador.

Para aplicar un regulador repetitivo *plug-in* como el descrito en la Sección 6.3, se diseña un precompensador PI ($G_c(z)$) para conseguir en la planta ($G_c(z)F_{id}(z)$) un margen de fase de 70° y pulsación de cruce de 43 Hz . La respuesta en frecuencia para $G_c(z)F_{id}(z)$ también se ha dibujado en la Figura 6.25 (línea discontinua).

El regulador se ha implantado como en la Figura 6.23 y tomando en conside-

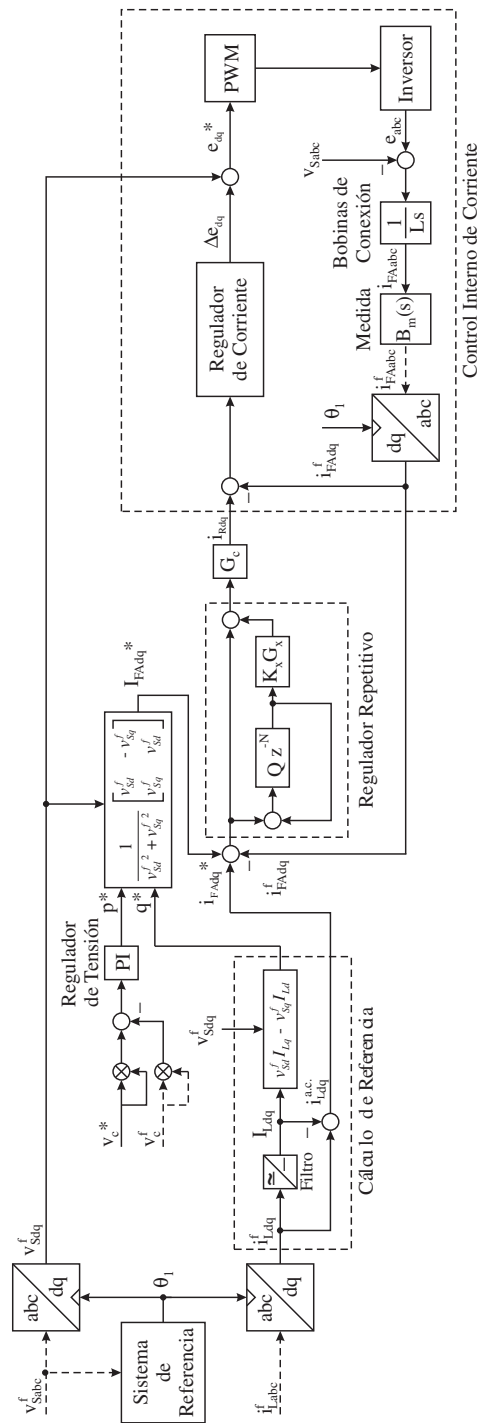


Figura 6.24: Esquema del control de corriente para un filtro activo paralelo usando un regulador repetitivo

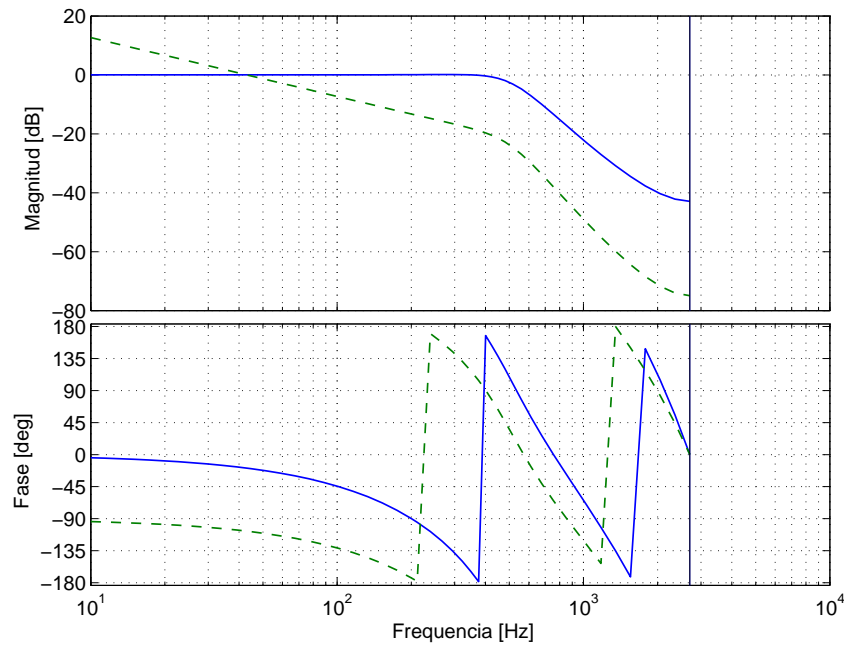


Figura 6.25: Respuesta en frecuencia del control interno de corriente del filtro activo paralelo con precompensador (línea a trazos) y sin precompensador (línea continua)

ración las restricciones de estabilidad de (6.8). $G_x(z)$ se diseña usando (6.13) para compensar el retraso de fase de la planta. El filtro $Q(z)$ en la Figura 6.5 se ha implantado como un filtro FIR binomial sin retraso de fase de segundo orden (ver (Lee and Shin, 2002; Samadi et al., 1999)). Se muestra en (Broberg and Molyet, 1994) que cualquier retraso sin compensar deteriora el funcionamiento del regulador. Por lo tanto, el filtro $Q(z)$ tiene la forma de:

$$Q(z) = \frac{1}{4}z + \frac{1}{2} + \frac{1}{4}z^{-1} \quad (6.34)$$

Este filtro presenta una pulsación de corte ω_{cQ} de:

$$\omega_{cQ} = \arccos \left(\frac{2}{\sqrt{2}} - 1 \right) \frac{1}{t_m} \quad (6.35)$$

Es necesario también ajustar la ganancia K_x del regulador repetitivo. Esta ganancia influye sobre la rapidez del sistema en lazo cerrado y el comportamiento entre armónicos del regulador repetitivo. Un buen compromiso de funcionamiento (rapidez

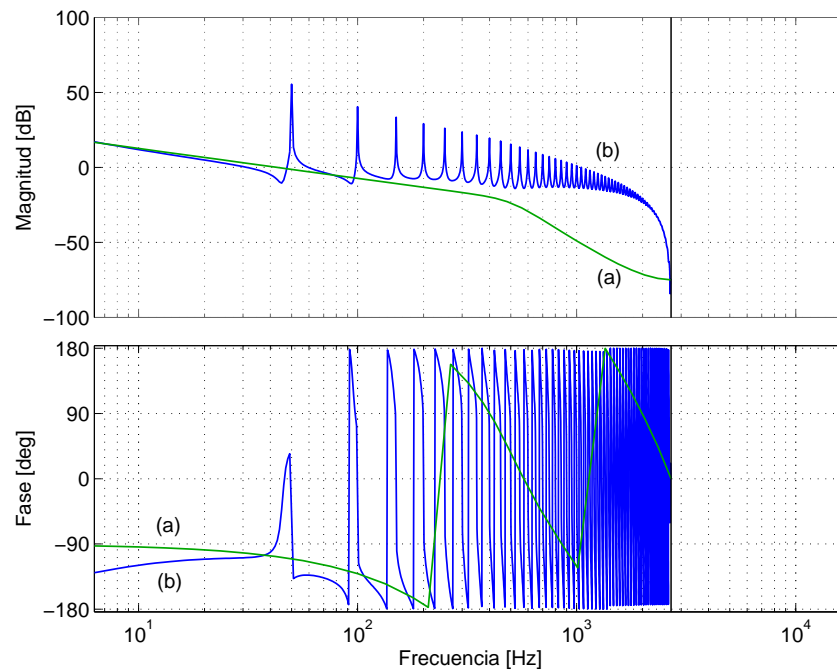


Figura 6.26: Respuesta en frecuencia en lazo abierto del filtro activo paralelo. (a) Sin control repetitivo (b) Con control repetitivo

y robustez) se encuentra por simulación con $K_x = 0,8$.

Es importante señalar que $G_x(z)$ y $Q(z)$ son funciones de transferencia no causales pero el algoritmo completo del regulador repetitivo es causal y se puede implantar como una sola función de transferencia.

La función de transferencia $G_c(z)F_{id}(z)$ junto con $Q(z)$, $G_x(z)$ y K_x constituyen la función de transferencia en lazo abierto para el control de armónicos. Su respuesta en frecuencia se ha dibujado en la Figura 6.26. Nótese que el sistema en lazo abierto muestra una gran ganancia a la frecuencia fundamental y frecuencias armónicas mientras que a estas frecuencias la fase en lazo abierto es siempre cero. Por lo tanto, aún si el filtro activo paralelo no puede suministrar la cantidad exacta de corriente armónica necesaria por la carga, éste sistema siempre contribuye a compensarla parcialmente en la red de suministro. La Figura 6.26 también muestra que el regulador del filtro activo paralelo se deteriora gradualmente a medida que incrementa la frecuencia. Esto es el efecto de la característica paso bajo de $Q(z)$ en la Figura 6.23. Para su comparación, la respuesta en frecuencia de $G_c(z)F_{id}(z)$ se ha

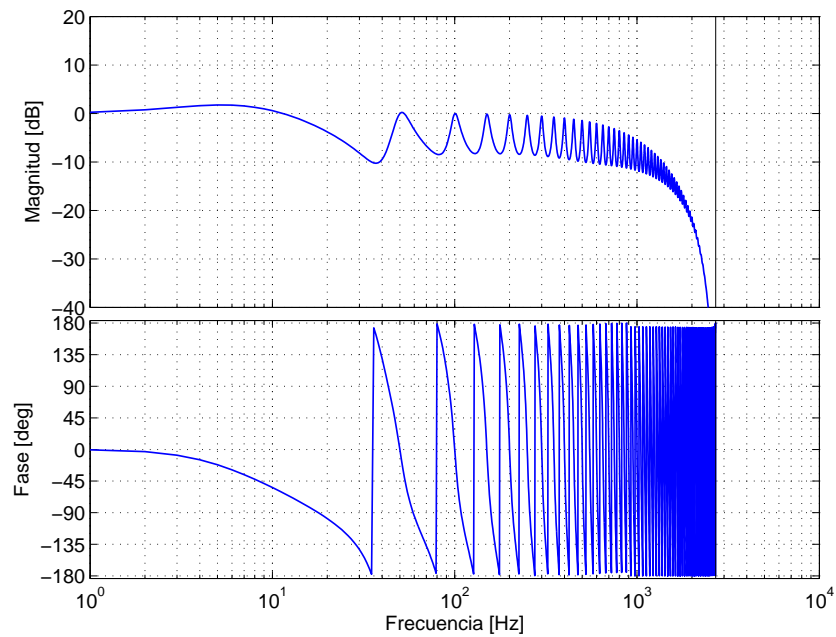
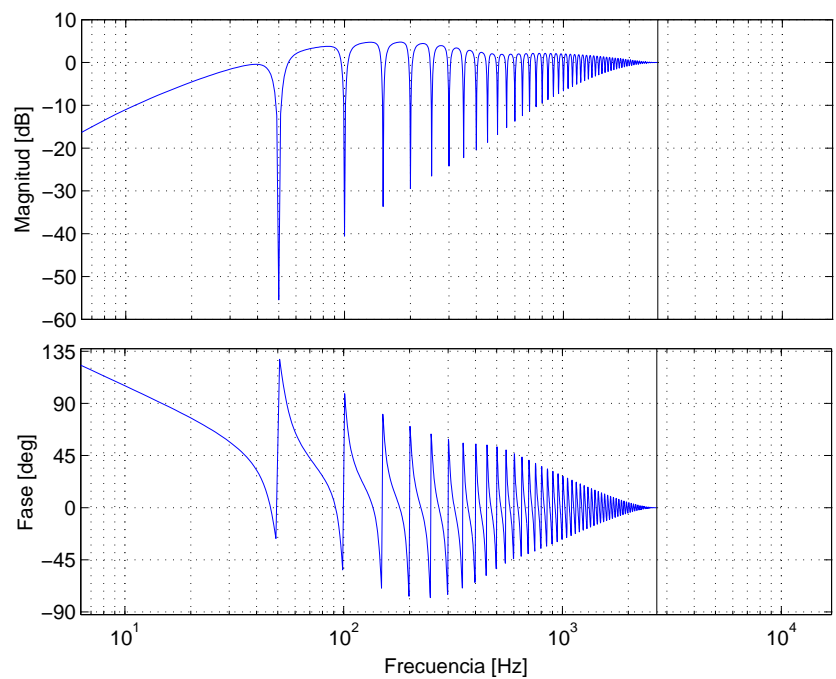


Figura 6.27: Respuesta en frecuencia en lazo cerrado del filtro activo

Figura 6.28: Respuesta en frecuencia de la función de transferencia que relaciona la componente d de la corriente de la red de suministro y la corriente de la carga cuando se utiliza el regulador repetitivo propuesto

dibujado nuevamente en la Figura 6.26. $G_c(z)F_{id}(z)$ no sólo muestra una ganancia más pequeña para las frecuencias de interés sino que también muestra un retraso de fase significativo.

En la Figura 6.27 se muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia que relaciona la componente d de la corriente de referencia ($i_{FAd}^*(z)$) y la corriente medida ($i_{FAd}(z)$) en el filtro activo paralelo cuando se utiliza el regulador repetitivo propuesto. Se consigue un seguimiento perfecto con fase cero para las frecuencias de la red de suministro y armónicos dentro del ancho de banda de $Q(z)$.

Finalmente, en la Figura 6.28 se muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia que relaciona la componente d de la corriente de la red de suministro ($i_{Sd}(z)$) y la corriente de la carga ($i_{Ld}(z)$) cuando se utiliza el regulador repetitivo propuesto. Se consigue la eliminación de los armónicos de corriente de la red de suministro con fase cero para las componentes de frecuencia de la red de suministro y armónicos dentro del ancho de banda de $Q(z)$.

6.9. Resultados

Los resultados obtenidos en este capítulo se han validado mediante simulación y un prototipo de laboratorio. El filtro activo de potencia se ha estudiado mediante simulación para un caso con carga equilibrada que genera armónicos de corriente y consume reactiva. Las simulaciones se han realizado con *Matlab 6.5* (Mathworks, 2002b) y *Simulink 5.0* (Mathworks, 2002c). Se han modelado, en todo lo posible, las condiciones de una instalación real. Los parámetros usados tanto en simulación como en la prueba experimental se recogen en la Cuadro 6.1.

Simulación: carga equilibrada

En simulación se prueba el filtro activo con una carga que genera armónicos en el punto de conexión. Los datos de la carga son: 220V de tensión nominal, 1,9kVA, $\cos \phi = 0,80$ (inductivo) y $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$).

El control de corriente en variables de estado (control interno) se ha diseñado tal y como se muestra en el Capítulo 4. Por lo tanto las funciones de transferencia

Cuadro 6.1: Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental

Parámetro	Valor	Descripción
V_{ab}	220 V	Tensión compuesta de la red de suministro.
f_1	50 Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
L	39 mH	Inductancia de conexión.
R	1,23 Ω	Resistencia de conexión.
C	3300 μF	Capacidad de la etapa de corriente continua.
f_c	2,0 kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro <i>bessel</i> de 5 ^o orden).
f_m	5,4 kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
f_{sw}	10,8 kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

del control interno son conocidas y se han calculado en (4.39) y (4.45).

En la Figura 6.29 se muestran los resultados obtenidos de simulación cuando se conecta el filtro activo paralelo en 20 ms. Se observa que la corriente de la carga (i_{La}) tiene un alto contenido de armónicos ($THD_i = 30\%$) y está atrasada respecto a la tensión de red (v_{Sa}). Inicialmente, la corriente de red (i_{Sa}) coincide con la corriente de la carga y en menos de tres ciclos de red, el filtro activo paralelo genera los armónicos de corriente (i_{FAa}) que consume la carga. En este caso la distorsión armónica de la corriente de la red de suministro se reduce drásticamente de un 30% a un 3,48%. Esta distorsión cumple con la recomendación IEEE Std 519-1992. Al igual que cumple con la norma EN-UNE 50160. Nótese que el filtro activo también inyecta la corriente reactiva que demanda la carga, de tal forma que la corriente de la red de suministro esta en fase con la tensión de la red. La reducción de distorsión armónica y compensación de reactiva se traduce en una reducción de la corriente eficaz de la red de suministro de 5 A a 4,2 A.

Para comparación, en la Figura 6.30 se ha simulado el filtro activo paralelo reduciendo la ganancia K_x del regulador repetitivo de 0,8 a 0,3. En este caso se observa que la compensación es menos efectiva que el caso anterior y es un poco

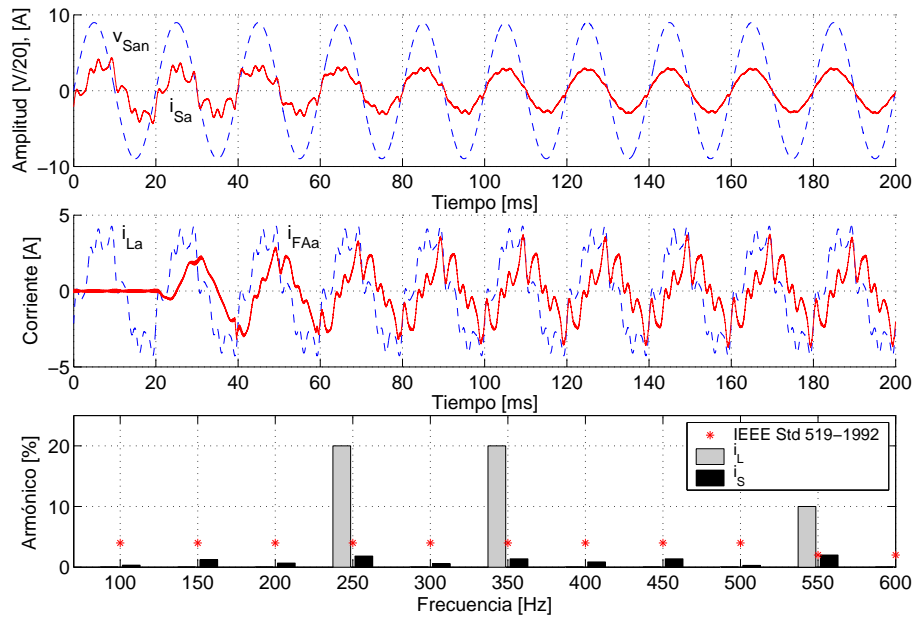


Figura 6.29: Resultados de simulación del contenido armónico de la carga (i_L) y la red de suministro (i_S). La distorsión armónica se reduce de un 30 % a un 3,48 %. Los armónicos de la corriente de la red de suministro cumplen con la recomendación IEEE Std 519-1992

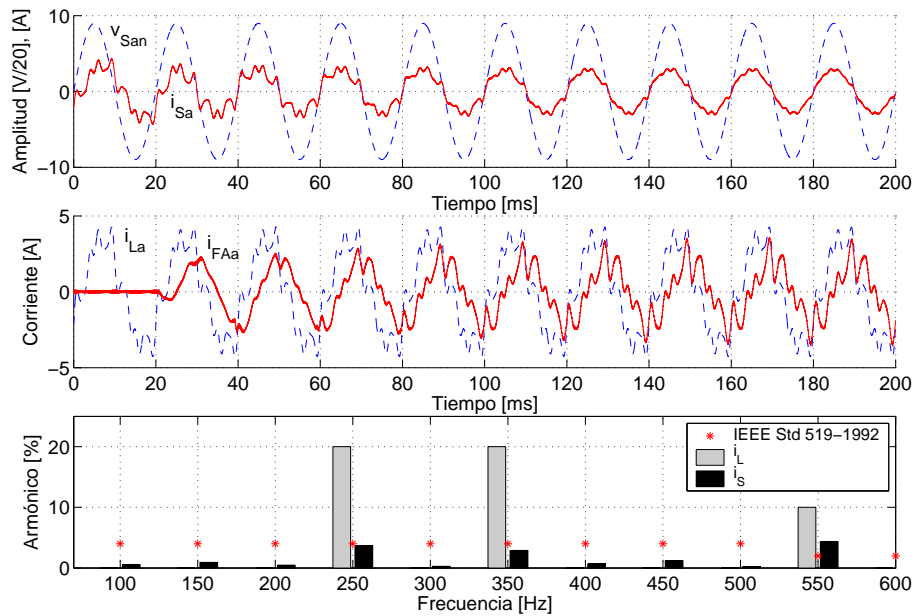


Figura 6.30: Resultados de simulación del contenido armónico de la carga (i_L) y la red de suministro (i_S) para $K_x = 0,3$. La distorsión armónica se reduce de un 30 % a un 6,7 %

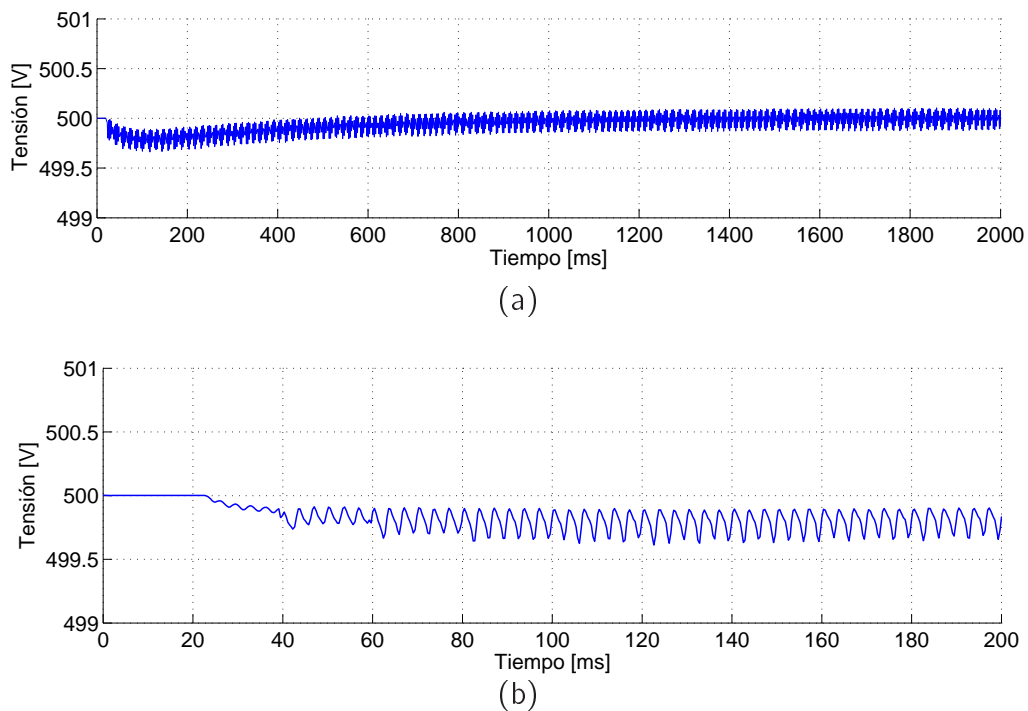


Figura 6.31: (a) Respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores. (b) Detalle de la respuesta transitoria de la tensión del banco de condensadores

más lenta.

En la Figura 6.31 se muestra la evolución de la tensión de los condensadores durante la simulación del primer caso. En régimen permanente la tensión tiene un rizado asociado a la frecuencia armónica más baja (300Hz). Es importante señalar que el rizado es muy pequeño (inferior al 1 % de la tensión de los condensadores) y que no afecta al funcionamiento del filtro activo de potencia. En simulación se ha observado que durante el transitorio inicial la tensión cae ligeramente y se recupera en valor medio.

Ensayo experimental: rectificador trifásico con carga R-L

También se ha probado experimentalmente el filtro activo paralelo para compensar los armónicos producidos por un rectificador trifásico con carga L-R, tal y como se muestra en la Figura 6.32. La L se ha elegido lo suficientemente grande de modo

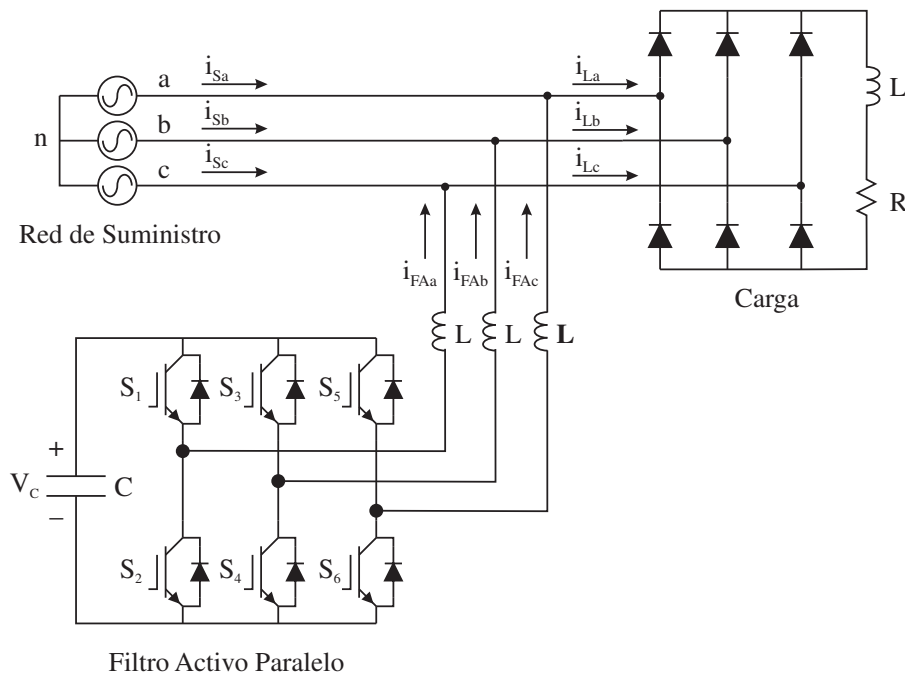


Figura 6.32: Esquema del ensayo del filtro activo paralelo (carga inductiva)

que su corriente nunca sea cero. La R fue fijada en 300Ω . La carga es equilibrada, vista desde la red de suministro, y no consume potencia reactiva.

Los resultados se muestran en la Figura 6.33 y la Figura 6.34. En la Figura 6.33 se dibujan la tensión de fase de la red (v_{San}), la corriente de la red (i_{Sa}), la corriente del filtro activo paralelo (i_{FAa}) y la corriente de la carga (i_{La}). El espectro armónico de la red y la corriente de la carga se muestran en la Figura 6.34 junto con la recomendación IEEE Std 519-1992.

Resultados similares se consiguen si el filtro activo paralelo inyecta la potencia reactiva, tal y como se muestra en la Figura 6.35. Nótese, la efectiva compensación del filtro. En este experimento, la referencia para la potencia reactiva consumida por la carga y el filtro se han fijado para que la corriente i_{Sa} se retrase respecto de la tensión v_{San} .

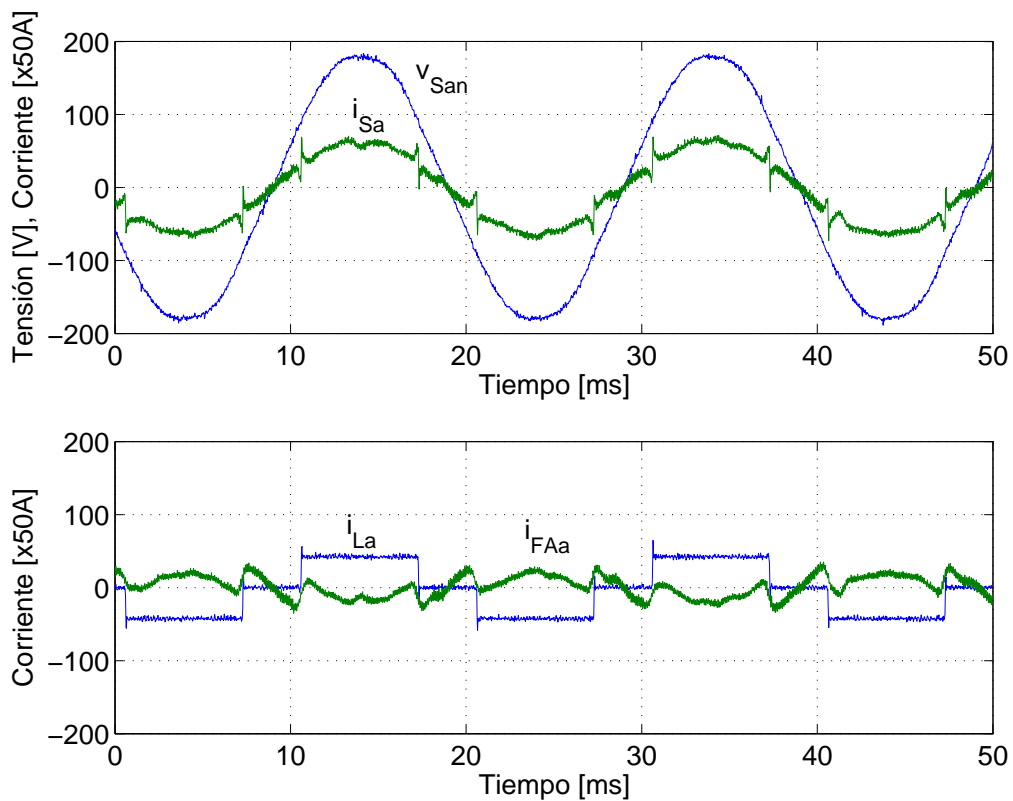


Figura 6.33: Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una L y R. Tensión de fase en el punto común de conexión, v_{an} , corriente de la red de suministro, i_{sa} , corriente inyectada por el filtro activo, i_{FAa} y corriente de la carga, i_{La}

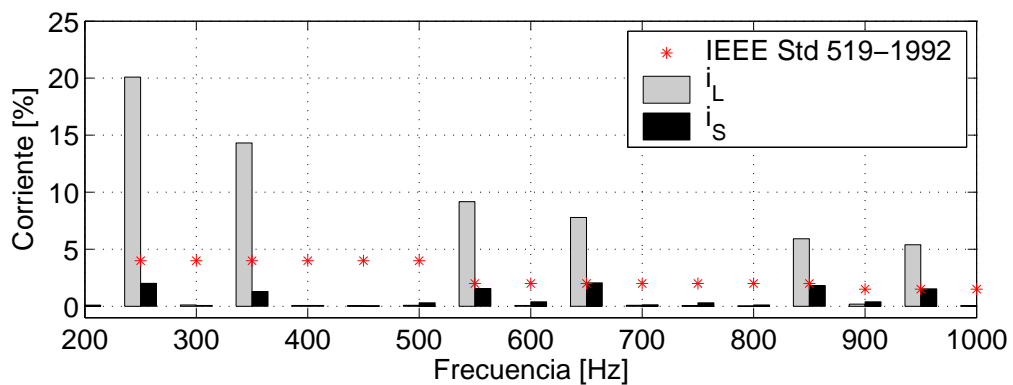


Figura 6.34: Análisis armónico del funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una L y R

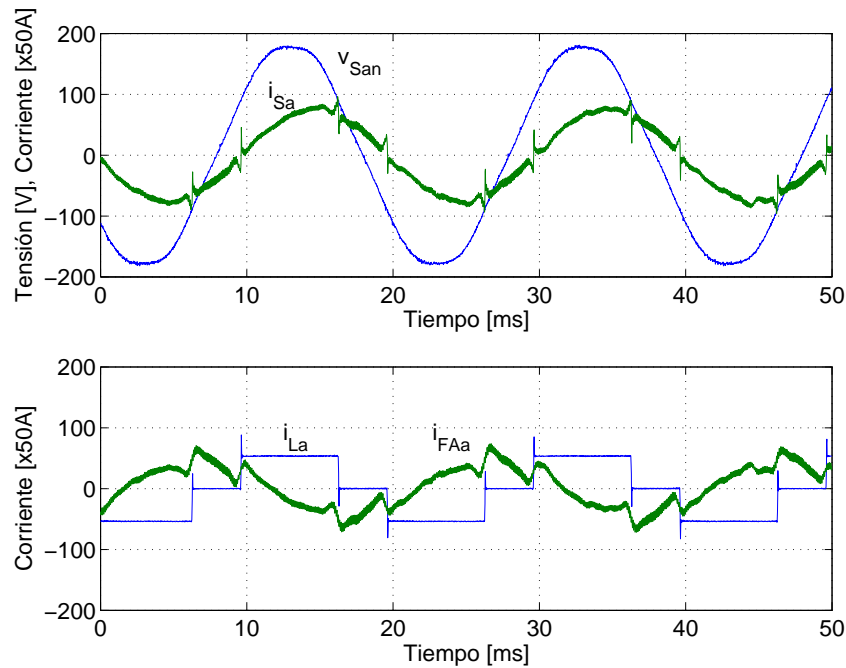


Figura 6.35: Control de potencia reactiva con un filtro activo paralelo. La carga no-lineal esta compuesta de un rectificador que alimenta una carga RL

Ensayo experimental: rectificador monofásico

En segundo lugar, sin ningún cambio en el regulador, el filtro activo paralelo se ha probado con un rectificador monofásico conectado entre las fases *b* y *c* (carga desequilibrada). En la Figura 6.36 se han dibujado la corriente de la carga. La tensión de la red (v_{San}) y las corrientes de la red se dibujan en Figura 6.37. Claramente, la red de suministro ve un sistema equilibrado sin armónicos de corriente y sin consumo de potencia reactiva.

Ensayo experimental: rectificador trifásico con filtro C y carga R

En tercer lugar, el filtro activo paralelo se ha probado con un rectificador trifásico con un gran filtro C. Una vez más, no se hacen cambios en el regulador. En este caso, los diodos del rectificador están encendidos durante una pequeña parte del periodo de la red. En la Figura 6.38 se han dibujado la tensión de la red (v_{San}), la corriente de la red (i_{Sa}), la corriente de filtro activo paralelo (i_{FAa}) y la corriente de

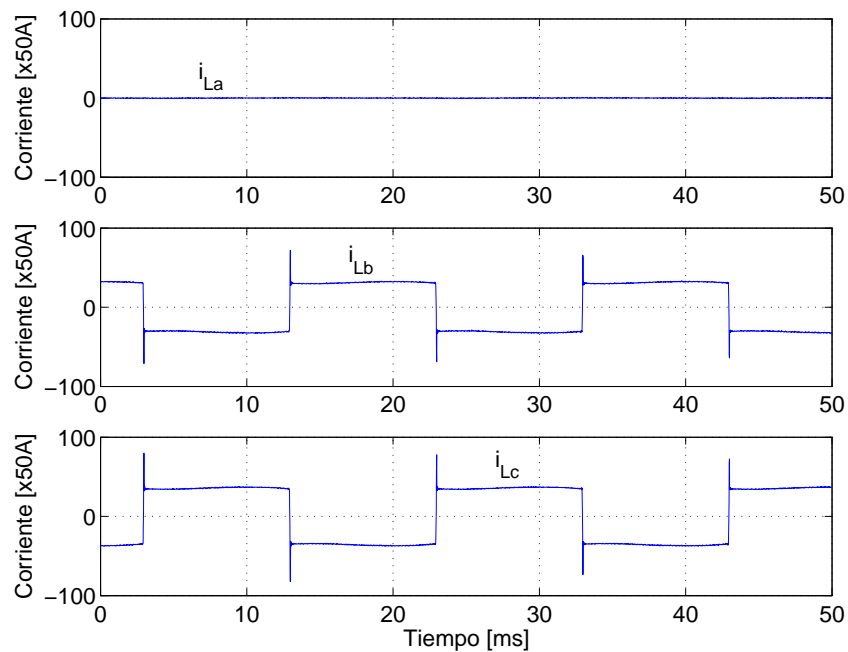


Figura 6.36: Corriente trifásica con carga armónica desequilibrada. La carga no-lineal es un rectificador con carga RL

la carga (i_{La}). El espectro armónico de la corriente de la red y la carga se muestran en la Figura 6.39 junto con la recomendación IEEE Std 519-1992. En este caso, la referencia para la potencia reactiva consumida por la carga y el filtro se fija en cero.

Ensayo experimental: rectificador trifásico con carga RL; respuesta transitoria

En la Figura 6.40 también se presenta el comportamiento transitorio donde el rectificador se conecta después de 60 ms. Antes de esto, la corriente de la red sólo consiste en la corriente activa del filtro activo de potencia, que mantiene la tensión del enlace de continua a su valor de referencia. El filtro no alcanza inmediatamente la compensación de la corriente de la carga para lo que necesita algunos ciclos de la frecuencia de la red. Después de que alcanza el régimen permanente, la corriente de la red es sinusoidal y no muestra consumo de potencia reactiva.

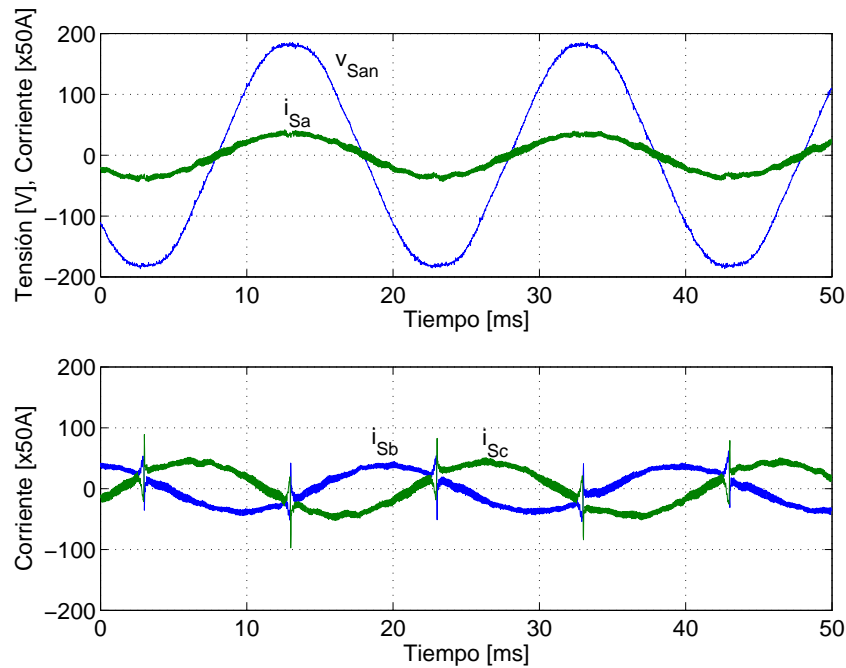


Figura 6.37: Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga armónica desequilibrada. La carga no-lineal es un rectificador con carga RL

6.10. Ruido en la señal de perturbación

En la Figura 6.41 se muestra la ecuación (6.6) representada en diagramas de bloques. Nótese que el error debido a la perturbación se atenúa si la perturbación es constante o tiene frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental. Sin embargo, una perturbación no es necesariamente armónica ni periódica. En este apartado se estudia la respuesta que ofrece el regulador repetitivo frente a una señal de ruido en la perturbación.

En lo que sigue se asume que la señal de referencia $r(k)$ en la Figura 6.41 es cero y la señal de perturbación $d(k)$ es no periódica y aleatoria que se puede caracterizar con una serie de temporal estacionaria. Por lo tanto, la densidad espectral de potencia de la señal de error $e_s(k)$ en la Figura 6.41 se puede calcular como (Papoulis, 1991):

$$S_s(\omega) = \left| \frac{1}{1 + P(e^{j\omega t_m})} \right|^2 S_d(\omega) \quad (6.36)$$

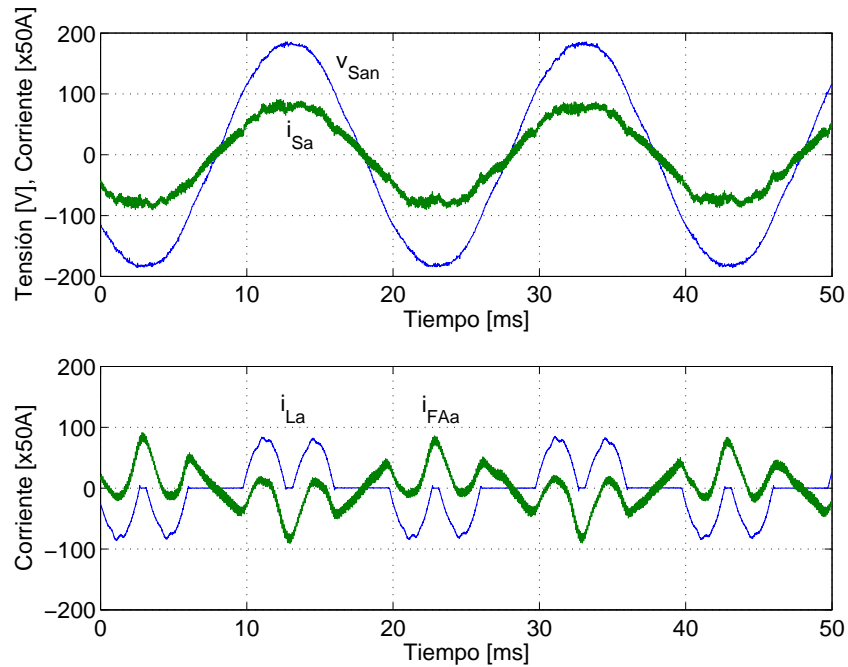


Figura 6.38: Funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una C y R

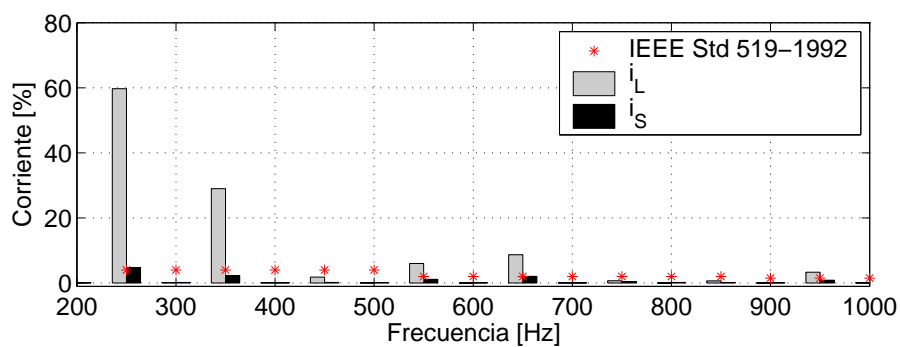


Figura 6.39: Análisis armónico del funcionamiento del filtro activo paralelo con una carga no-lineal compuesta de un rectificador que alimenta una C y R

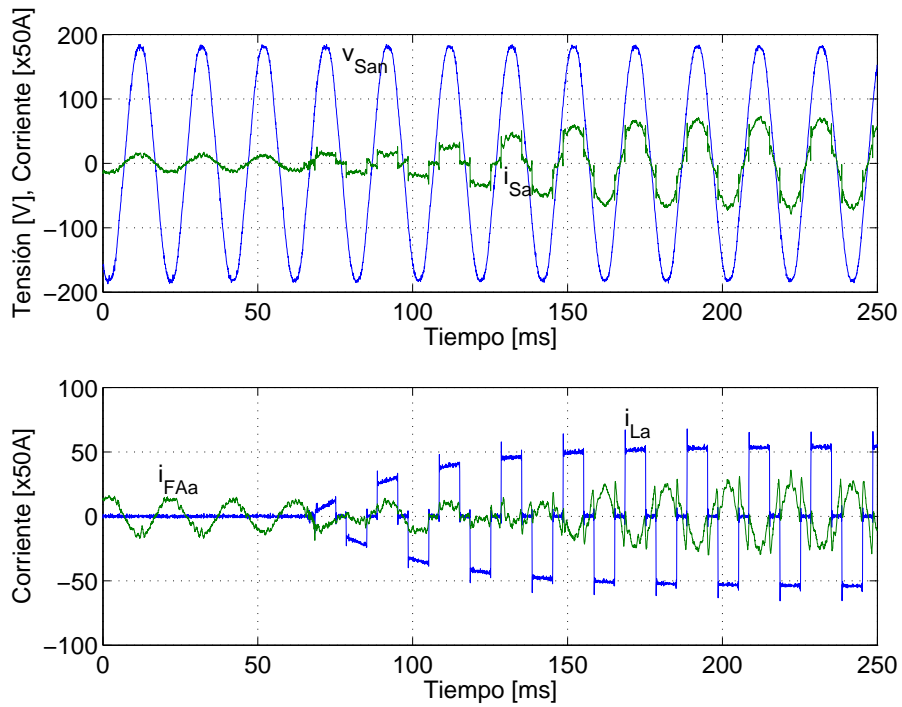


Figura 6.40: Ensayo del transitorio del filtro activo

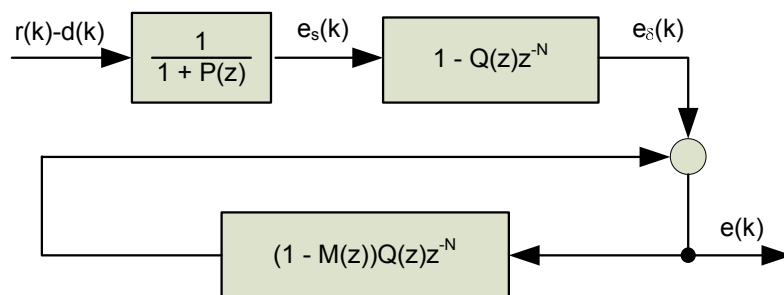


Figura 6.41: Diagrama de bloques equivalente del error del sistema de control del regulador repetitivo *plug-in*

donde $S_d(\omega)$ corresponde a la densidad espectral de potencia de la perturbación $d(k)$ y $P(e^{j\omega t_m})$ es la función de transferencia de la planta con $z = e^{j\omega t_m}$.

La densidad espectral de potencia de la señal de error $S_e(\omega)$ ($e(k)$ de la Figura 6.41) se puede calcular como:

$$S_e(\omega) = |G_{er}(e^{j\omega t_m})|^2 S_s(\omega) \quad (6.37)$$

donde $S_s(\omega)$ se obtiene de (6.36) y $G_{er}(\omega)$ corresponde a la función de transferencia del error $E(z)/E_s(z)$ con $z = e^{j\omega t_m}$.

En (Inoue, 1990) y (Broberg and Molyet, 1992) se estudia el valor medio de $S_e(\omega)$ en intervalos centrados en una frecuencia cualquiera ω . El intervalo de integración es $2\pi/T$ donde T es el periodo de la frecuencia fundamental en la referencia del sistema.

$$\bar{S}_e(\omega) = \frac{T}{2\pi} \int_{\omega-\pi/T}^{\omega+\pi/T} S_e(\lambda) d\lambda \quad (6.38)$$

Además suponen que T es suficientemente grande como para aproximar $S_s(\lambda)$ y las funciones de transferencia $Q(\lambda)$ y $M(\lambda)$ por valores constantes en el intervalo de integración.

$$S_s(\lambda) \simeq S_s(\omega) \quad (6.39)$$

$$Q(e^{j\lambda t_m}) \simeq Q(e^{j\omega t_m}) \quad (6.40)$$

$$M(e^{j\lambda t_m}) \simeq M(e^{j\omega t_m}) \quad (6.41)$$

Sustituyendo (6.37) y (6.39) en (6.38) se tiene:

$$\bar{S}_e(\omega) = \underbrace{\left[\frac{T}{2\pi} \int_{\omega-\pi/T}^{\omega+\pi/T} |G_{er}(e^{j\lambda t_m})|^2 d\lambda \right]}_{a_d^2(\omega)} S_s(\omega) \quad (6.42)$$

donde, aproximadamente, según las referencias anteriores:

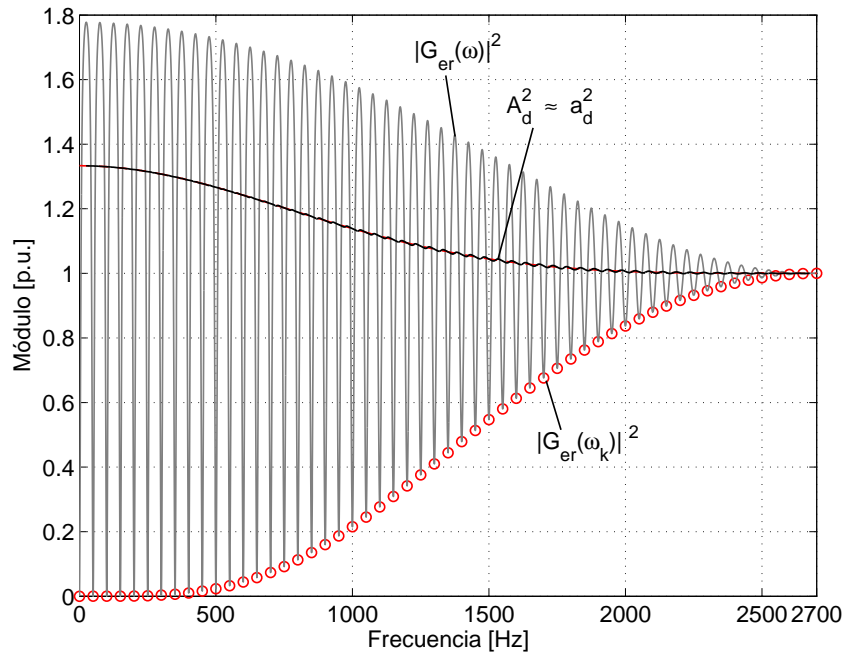


Figura 6.42: Módulo $|G_{er}(\omega)|^2$ y factor $a_d^2(\omega)$ del sistema de control con regulador repetitivo convencional. ω_k corresponde con las frecuencias armónicas

$$a_d^2(\omega) \approx A_d^2(\omega) = 1 + \left| \frac{|Q(z)|^2 |M(z)|^2}{1 - |Q(z)|^2 |1 - M(z)|^2} \right|_{z=e^{j\omega t_m}} \quad (6.43)$$

con $M(z) = K_x G_x(z) G_p(z)$.

En la Figura 6.42 se ha dibujado $|G_{er}(\omega)|^2$ para el sistema de control con el regulador repetitivo convencional del ejemplo presentado en la sección anterior. En esa figura ω_k corresponde con las frecuencias armónicas. En la figura, también se muestra el factor $a_d^2(\omega)$ y el valor aproximado $A_d^2(\omega)$. Nótese que $a_d^2(\omega)$ es siempre mayor que uno para las frecuencias donde actúa el regulador repetitivo y $a_d^2(\omega)$ es igual a uno cuando el módulo del filtro $Q(z)$ tiende a cero, donde desaparece el efecto del regulador repetitivo.

A modo de comparación en la Figura 6.43 se ha dibujado $|G_{er}(\omega)|^2$ y $a_d^2(\omega)$ para el sistema de control que utiliza un regulador repetitivo con prealimentación como el presentado en la Sección 6.7. Puede comprobarse fácilmente que la potencia de la señal del error del sistema de control con prealimentación es sensiblemente menor

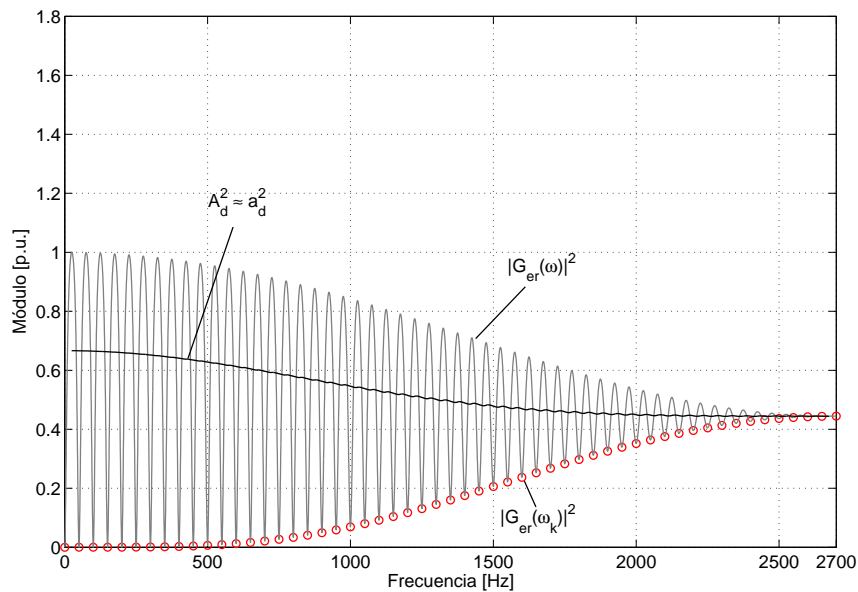


Figura 6.43: Módulo $|G_{er}(\omega)|^2$ y factor $a_d^2(\omega)$ del sistema de control con regulador repetitivo con prealimentación. ω_k corresponde con las frecuencias armónicas

que en el caso estudiado anteriormente y en todo el rango de frecuencias no supera la unidad.

En resumen, el regulador repetitivo atenúa cualquier error producido por una perturbación, siempre que presente las frecuencias adecuadas y esté contenido dentro de la acción del filtro $Q(z)$. Sin embargo, es necesario considerar el efecto de las perturbaciones aleatorias. En (Broberg and Molyet, 1992) se calcula la densidad de espectral de potencia del ruido a la salida del sistema de control, asumiendo que la perturbación $d(k)$ resulta de una serie de temporal estacionaria. También se muestra que la ecuación (6.43) corresponde al factor con el que se incrementa la densidad espectral de potencia del ruido debido al regulador repetitivo. Es importante puntualizar que este factor es siempre mayor que uno. Este incremento se debe principalmente al lazo de realimentación positiva que existe en el regulador repetitivo.

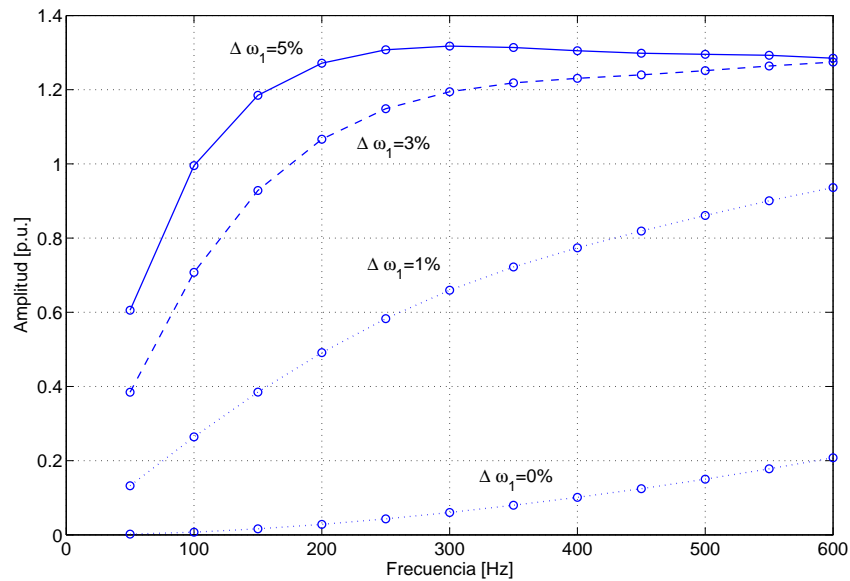


Figura 6.44: Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varía la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR binomial. Abscisas: frecuencia de la componente de la carga considerada. Ordenadas: amplitud del vector espacial de corriente en la red

6.11. Análisis del comportamiento del filtro activo paralelo con regulador repetitivo ante desviaciones de la frecuencia fundamental de la red

En esta sección se analiza la capacidad que tienen el filtro activo paralelo para eliminar los armónicos de la corriente de la red de suministro cuando existe una variación entre la pulsación fundamental de diseño $\hat{\omega}_1$ del regulador repetitivo y la pulsación fundamental medida ω_1 en el sistema. Expresando la desviación de la pulsación como $\Delta\omega'_1 = (\omega_1 - \hat{\omega}_1)/\hat{\omega}_1$ se puede evaluar la respuesta en frecuencia de $i_{Sd}(z)/i_{Ld}(z)$ (ver la Figura 6.28) para los armónicos

$$\omega_h = \underbrace{h\hat{\omega}_1}_{\hat{\omega}_h} \left(1 + \underbrace{\frac{\omega_1 - \hat{\omega}_1}{\hat{\omega}_1}}_{\Delta\omega'_1} \right) \quad (6.44)$$

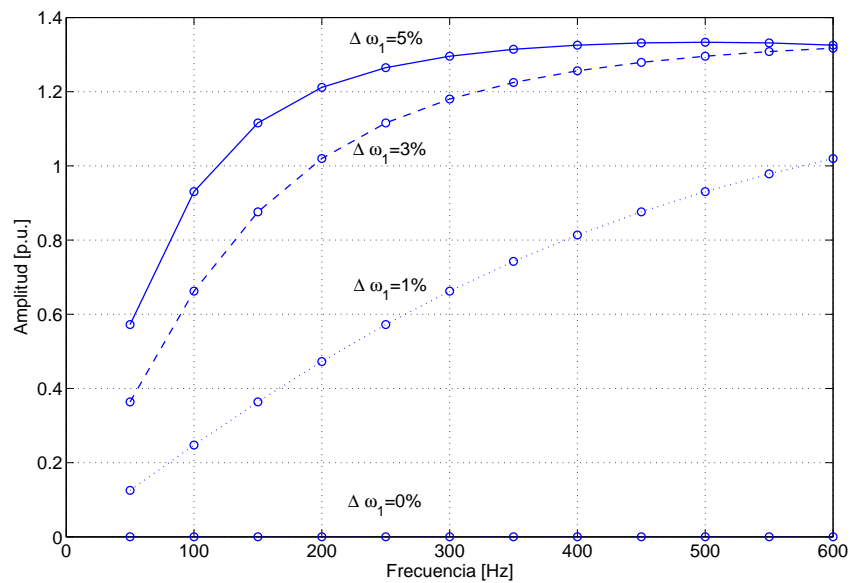


Figura 6.45: Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varía la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR de orden 25

En la Figura 6.44 se caracteriza la precisión del sistema de control con un regulador repetitivo convencional para eliminar los armónicos de corriente cuando varía la frecuencia fundamental de la red de suministro. Nótese que en la figura se dibuja cuando el vector espacial de la corriente de la carga tiene módulo 1. Por lo tanto, de la Figura 6.44, la frecuencia de 300 Hz corresponde con los armónicos 5° y 7° del sistema trifásico. En la Figura 6.44 se observa que para una variación $\Delta \omega_1 = 0$ (pulsación en la red igual a la de diseño), el sistema de control elimina los armónicos de corriente de la red de suministro entre un 100 % y un 80 %. Nótese que no se eliminan completamente los armónicos debido al ancho de banda del filtro $Q(z)$. Si por el contrario existe una variación de la frecuencia, el sistema no elimina completamente la señal, dejando un valor residual en la salida. En la figura se ve claramente que a medida que incrementa esta variación, se deteriora gradualmente la precisión para eliminar un armónico determinado.

A modo de comparación, en Figura 6.45 se analiza el caso anterior con el filtro $Q(z)$ como un filtro FIR de orden 25 y aplicando una ventana de alisado de tipo *Hamming*. A diferencia del caso anterior, con una variación de $\Delta \omega_1 = 0$ el sistema logra eliminar 100 % de los armónicos de corriente de la red de suministro que se

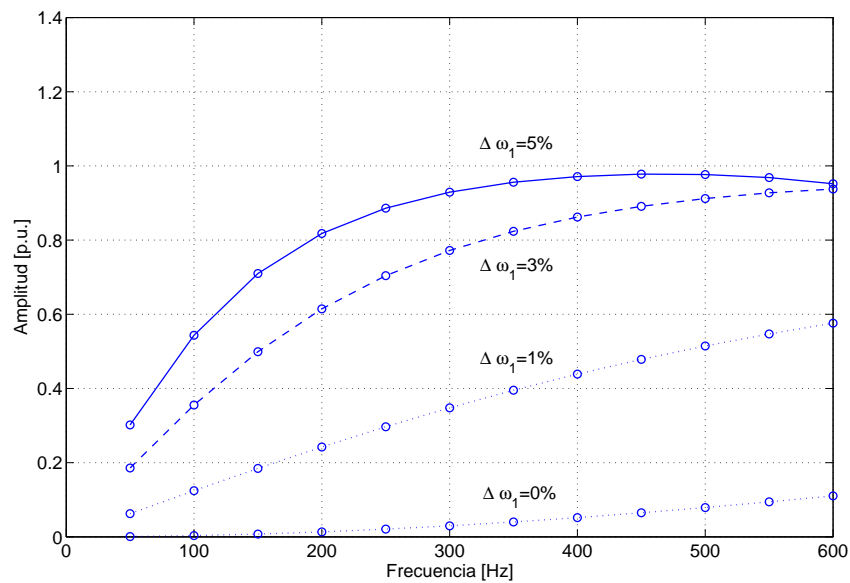


Figura 6.46: Eliminación de la corriente de red de suministro cuando varía la frecuencia de la red de suministro. Usando un filtro FIR binomial y prealimentación en el regulador repetitivo

encuentran dentro del ancho de banda ($1,35 \text{ kHz}$) del filtro $Q(z)$. También presenta un mejor comportamiento para otras desviaciones de la frecuencia fundamental. Sin embargo, en casos prácticos un filtro FIR binomial (más sencillo) puede ser suficiente para conseguir una distorsión armónica de la corriente de la red de suministro dentro de la normativa establecida.

Por último, en Figura 6.46 se analiza el sistema usando un regulador repetitivo con prealimentación con un filtro FIR binomial. En este caso, con una variación de $\Delta \omega_1 = 0$ el sistema elimina los armónicos de corriente de la red de suministro entre un 100 % y un 90 %, menor que el primer caso. A diferencia de los dos casos anteriores, con esta solución, se evita la amplificación de los armónicos de la corriente de la red de suministro cuando existen grandes variaciones de la frecuencia fundamental de la red.

6.12. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito el diseño y operación de un filtro activo paralelo basado en un convertidor de corriente continua a corriente alterna controlado mediante PWM con un regulador repetitivo para alcanzar una buena compensación de los armónicos de corriente debidos a cargas no lineales equilibradas o desequilibradas. Se ha propuesto una estructura de control de dos niveles. El nivel externo usa un algoritmo de control repetitivo para conseguir un buen seguimiento de las señales periódicas. Todos los reguladores se han implantado digitalmente. La adición del regulador repetitivo mejora notablemente el funcionamiento del control interno de corriente para la compensación de armónicos. Además, el sistema de control se complementa con un regulador de tensión del enlace de c.c. y el generador de referencia para la potencia reactiva.

El prototipo del filtro activo paralelo siempre ha mostrado un buen comportamiento en régimen permanente y transitorio, compensando los armónicos y los desequilibrios de la corriente de la carga y controlando la potencia reactiva en el punto de conexión de un sistema fuerte (baja impedancia de corto circuito y frecuencia constante de la red).

En este capítulo también se analiza los requisitos de estabilidad en lazo cerrado del regulador repetitivo y se estudia la robustez del regulador frente a errores de modelado de la planta. Dado que el regulador repetitivo se basa en el conocimiento preciso de la frecuencia de red, esta aplicación se puede complicar si la frecuencia de red varía rápidamente. Sin embargo, aunque este no es el caso típico y en sistemas de red fuerte la frecuencia fundamental de la red presenta pequeñas y lentas variaciones, éstas pueden afectar considerablemente la precisión del sistema de control. Por último hay que mencionar que los resultados presentados hasta ahora han considerado un nudo con una potencia de cortocircuito grande. En el Apéndice E, se explican las modificaciones necesarias para que el filtro activo funcione bien en nudos con baja potencia de cortocircuito

Merece la pena comentar que hay que alcanzar un compromiso entre los márgenes de la estabilidad y el número de los armónicos que serán tratados con el diseño del regulador repetitivo. Este algoritmo tienen un coste computacional que

es independiente del número de armónicos a ser compensados. Ésta es una propiedad importante en sistemas desequilibrados. Además, se ha descrito brevemente una modificación interesante del regulador repetitivo (con prealimentación) que claramente mejora el comportamiento interarmónico, mejora el comportamiento en presencia de ruido y es más robusto frente a errores en la frecuencia considerada para la red. Sin embargo, en este caso es más difícil conseguir reguladores causales. En particular no se ha podido aplicar en el sistema de control considerado en esta tesis.

Finalmente, se ha descrito brevemente una modificación interesante del regulador repetitivo que claramente mejora el comportamiento para perturbaciones interarmónicas. Sin embargo, en este caso es más difícil conseguir reguladores causales. En particular no se ha podido aplicar en el sistema de control considerado en esta tesis.

Capítulo 7

Descripción de la plataforma experimental

7.1. Introducción

En los capítulos previos de esta tesis se desarrollan los sistemas de control de un filtro activo paralelo. 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, limitación en el tiempo de cálculo, ruido en las medidas, etc.

En este capítulo se describe la plataforma experimental que se ha diseñado para validar las aportaciones de esta tesis, describiendo 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 utilizado para implantar el sistema de control en tiempo real y por último se resumen las principales características de la plataforma.

7.2. Descripción de la plataforma experimental

En la Figura 7.1 se muestra un diagrama de bloques del prototipo experimental usado en esta tesis para implantar el sistema de control del filtro activo paralelo.

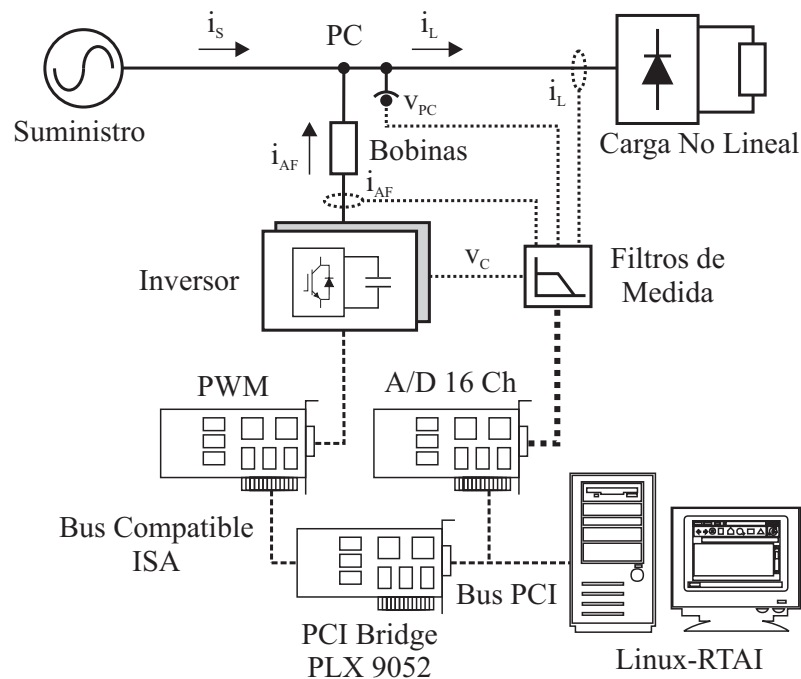


Figura 7.1: Plataforma experimental de laboratorio para un filtro activo paralelo

El filtro activo paralelo está compuesto por un inversor fuente de tensión que se conecta al punto de conexión por medio de tres bobinas (una para cada fase) de 39 mH . El inversor trifásico se compone de un módulo *Skiip 102 GDL 120 303 WT* de la firma *SEMIKRON* para $100\text{ A}/1200\text{ V}$ y un banco de condensadores de $3300\text{ }\mu\text{F}/1000\text{ V}$. El punto de conexión es un sistema trifásico con 220 V y 50 Hz que se consigue a través de un autotransformador a partir de la tensión trifásica de suministro del laboratorio (380 V y 50 Hz). Para el diseño del regulador se ha despreciado la inductancia equivalente del autotransformador y no se ha apreciado una influencia significativa durante los ensayos. Esto significa que la red de suministro se comporta como una red infinita con una impedancia de corto circuito despreciable. En el punto de conexión se ha conectado una carga no lineal que se compone de un rectificador trifásico con carga inductiva o capacitiva. En el Cuadro 7.1 se recogen los parámetros nominales del prototipo experimental.

El sistema de control se ha implantado en un PC compatible con un procesador Pentium II a 266 MHz y 128 MB de memoria RAM. Para poder controlar el sistema se han añadido dos tarjetas al PC. La primera tarjeta, designada como «A/D 16 CH»

Cuadro 7.1: Parámetros nominales del prototipo experimental

Parámetro	Valor	Descripción
V_{ab}	220 V	Tensión compuesta de la red de suministro.
f_1	50 Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
L	39 mH	Inductancia de conexión.
R	1,23 Ω	Resistencia de conexión.
C	3300 μF	Capacidad de la etapa de corriente continua.
f_c	2,0 kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro <i>bessel</i> de 5 ^o orden).
f_m	5,4 kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
f_{sw}	10,8 kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

es una tarjeta de adquisición de datos *Eagle PCI703S* con 16 entradas analógicas de muestreo simultáneo, resolución de 14 bits y frecuencia máxima de muestreo por canal de 400kHz (la frecuencia de muestreo disminuye en proporción al número de canales). Esta tarjeta se usa para medir las corrientes que inyecta el filtro activo paralelo, las corrientes que consume la carga, las tensiones en el punto de conexión y la tensión en la etapa de corriente continua del inversor. Las corrientes se miden usando sondas de corriente de efecto *Hall* HTP100S de la firma *Telcon Technology*. La salida de las sondas es una corriente 200 veces menor que la del primario¹. Dichas corrientes se hacen pasar por una resistencia de 100 Ω , obteniéndose una ganancia de 0,5 V/A. Las tensiones se miden usando sondas diferenciales de tensión con aislamiento galvánico de la firma *Gould Instrument Systems*. La salida de las sondas de tensión es una tensión 200 veces menor que la tensión en el punto de medida. En esta plataforma se han añadido filtros de medida para evitar *aliasing*. Estos filtros de medida son del tipo *Bessel* de 5^o orden con una frecuencia de corte

¹Las sondas tienen una relación de 1:1000 entre la corriente del primario y la salida. Como esta relación es demasiado elevada para esta aplicación se ha optado por dar 5 vueltas al primario, obteniéndose una relación 5:1000.

de 2,0 kHz. El filtro Bessel se ha diseñado usando el circuito integrado LTC1065 de la firma *Linear Technology*.

La segunda tarjeta usada en el sistema, identificada en el diagrama de bloques como «PWM», es una tarjeta desarrollada por el autor que permite controlar simultáneamente los disparos de dos inversores trifásicos. Esta tarjeta está basada en una FPGA 10K10 de la firma *Altera* que se conecta a un bus ISA (Shanley and Anderson, 1995a) de 16 bits. Las conexiones al inversor están aisladas galvánicamente. Nótese que la tarjeta PWM también puede usarse en un bus PCI (Shanley and Anderson, 1995b) utilizando una tarjeta comercial PCI 9052RDK-LITE de la firma *PLX Technology*. Esta tarjeta acondiciona las señales del bus ISA al bus PCI en el PC compatible. Por lo tanto, la plataforma experimental puede usarse con arquitecturas de ordenador que no cuentan con un bus ISA.

El programa de control se ha implantado mediante el uso del sistema operativo de tiempo real RTAI (Bianchi et al., 1999) que es una variante del sistema operativo *Linux*. El programa de control se diseña a partir de un modelo de simulación en *Simulink* (Mathworks, 2002c) y usando la herramienta *Real Time Workshop* (RTW) (Mathworks, 2002a) para generar y compilar automáticamente el programa de control. El *Simulink* es una herramienta de software que permite modelar, simular y analizar sistemas dinámicos de modo gráfico por medio de bloques. Esta es una herramienta muy conocida en mundo académico y, en cierta medida, en la industria. El RTW es una extensión de la capacidad de *Simulink* que genera y compila el código fuente de los modelos de *Simulink* para crear aplicaciones de software de tiempo real en una variedad de plataformas. La ventaja de generar código automáticamente frente a escribir el código es la posibilidad de usar una interfaz de alto nivel común para simulación y la programación del algoritmo de control en la plataforma experimental.

En ejecución, el programa de control adquiere las señales de forma determinista y realizar los cálculos necesarios. Una vez acabados los cálculos, el controlador entrega los tiempos de conmutación a la tarjeta de modulación de ancho de pulso que se encarga de conmutar el inversor trifásico.

En las siguientes secciones se discuten en mayor detalle tanto la tarjeta de interfaz con el inversor como la implantación del programa de control en tiempo real usando

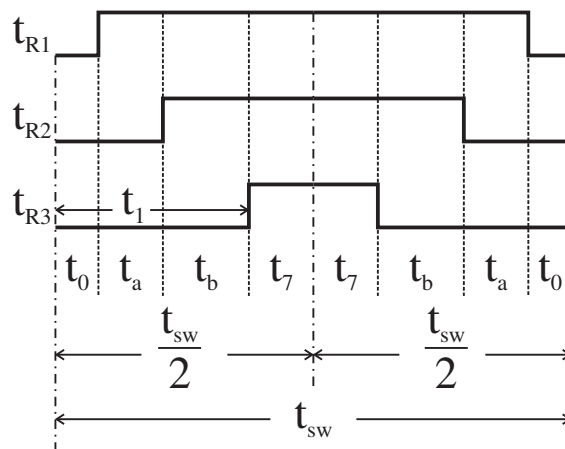


Figura 7.2: Modulación de ancho de pulso en un periodo de conmutación para un inversor de tres hilos

el sistema operativo RTAI.

7.3. Tarjeta para controlar los disparos del inversor

La tarjeta para controlar los disparos del inversor o tarjeta de modulación de ancho de pulso (PWM) es la interfaz entre el programa de control y los interruptores de potencia de un inversor. Esta placa puede controlar simultáneamente dos inversores trifásicos. El tiempo de muestreo del programa de control es independiente del tiempo de conmutación de la modulación de ancho de pulso y la frecuencia de conmutación de la modulación de ancho de pulso puede hacerse mayor que la frecuencia de muestreo. Esto no era posible en los prototipos que hasta ahora se habían construido en la Universidad Pontificia Comillas de Madrid.

En la Figura 7.2 se muestran las salidas de la tarjeta PWM en un periodo de conmutación. La modulación de ancho de pulso se consigue manteniendo activas las salidas durante una parte (programable) del periodo de conmutación. Con este tipo de modulación de ancho de pulso se reduce el contenido armónico en la salida porque existe simetría con respecto a $t_{sw}/2$ (Holtz, 1994). En cada periodo de conmutación (t_{sw}) se parte de un modo inactivo del inversor (todos los interruptores de arriba apagados, por ejemplo) y se van conmutando cada una de las ramas, transcurrido

un tiempo programable (t_1 en la rama 3 por ejemplo). En la mitad del periodo de conmutación se finaliza en otro modo inactivo del inversor. A continuación las ramas del inversor vuelven a conmutar a la posición original de forma simétrica a $t_{sw}/2$. Esta estrategia se repite un número entero de veces hasta completar un periodo de muestreo del sistema de control, sin modificar los tiempos de conmutación.

7.4. Sistema operativo de tiempo real

En la Figura 7.3 se muestra un diagrama de bloques del sistema operativo RTAI. El núcleo del sistema operativo RTAI controla tanto las tareas de tiempo real como el núcleo de *Linux*. De esta forma, el núcleo de *Linux* es una tarea de más baja prioridad y se ejecuta sólo cuando no existe una tarea pendiente de tiempo real.

El núcleo del sistema operativo RTAI hace de interfaz entre el hardware de control de las interrupciones y el resto del sistema. De esta forma, al núcleo de *Linux* no se le permite inhabilitar las interrupciones cuando se ejecuta una tarea crítica. El RTAI sustituye las rutinas de habilitación e inhabilitación de interrupciones de *Linux* por unas rutinas propias que en lugar de inhabilitar las interrupciones físicas, activan una bandera que hace que el núcleo de RTAI deje pasar las peticiones de interrupción de los dispositivos al núcleo de *Linux* o las almacene en una lista de peticiones pendientes para pasarlas al núcleo de *Linux* cuando éste vuelva a habilitar las interrupciones.

Puesto que el núcleo de *Linux* se ejecuta como una tarea de más baja prioridad, ésta puede ser congelada por largos periodo de tiempo si la CPU esta ocupada con las tareas de tiempo real. Este método tiene la ventaja de dejar activas todas las utilidades del *Linux* estándar, tales como X-Windows, redes, entornos de desarrollo, etc.

El planificador suministrado con RTAI, por defecto, es un planificador de prioridad fija y determinista. La versión actual soporta una *interfaz de programación de aplicaciones* (API) que cumple el POSIX² con el «perfil del sistema de tiempo real mínimo» (Mantegazza et al., 2000).

Las tareas de tiempo real, junto con todos los datos contenidos en el núcleo,

²Portable Operating Systems Interfaces para Unix

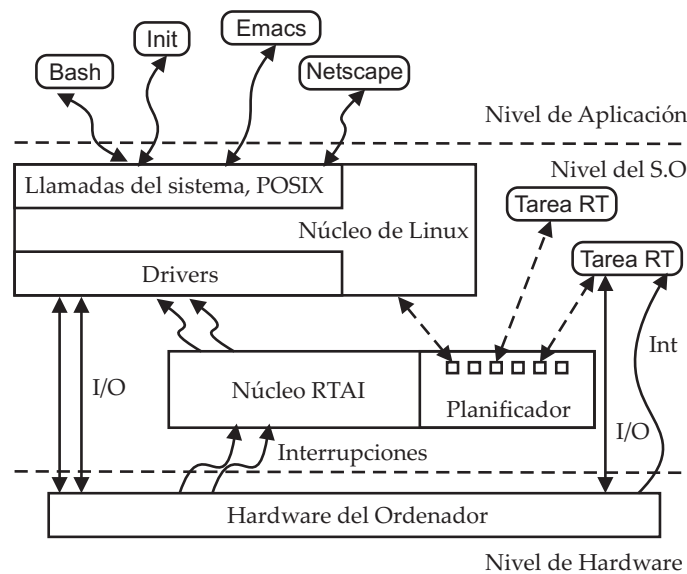


Figura 7.3: Diagrama de bloques del sistema operativo de tiempo real RTAI

nunca intercambian información con el disco para eliminar el problema de tiempos de respuesta no acotados. En cambio, el RTAI proporciona funciones de memoria compartida y colas *First In First Out* (FIFO) como un medio de comunicación y sincronización entre tareas de tiempo real (Mantegazza et al., 2000).

7.5. Metodología para la generación del programa de control

En esta plataforma de laboratorio se usa RTW para generar automáticamente un código ANSI/ISO C optimizado y multiplataforma a partir de los modelos creados en diagramas de bloques con *Simulink*. Con esta herramienta es posible de forma interactiva ajustar y monitorizar el código generado mediante bloques de *Simulink*; ejecutar el código generado fuera del entorno de *Matlab* y *Simulink*; generar rápidamente el código para sistemas de tiempo discreto, de tiempo continuo (paso fijo) e híbridos. De igual modo, soporta entornos monotarea y multitarea.

En la Figura 7.4 se muestran los pasos para generar y ejecutar el programa de control en la plataforma de laboratorio. Los pasos son: (a) Crear un modelo de

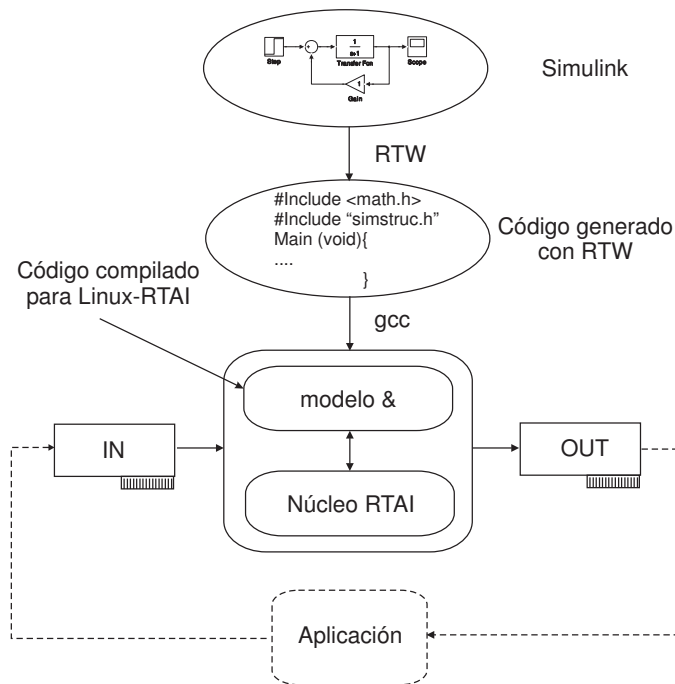


Figura 7.4: Generación automática del programa de control

control con *Simulink* junto con los bloques que interactúan con la aplicación en electrónica de potencia³ (convertidores analógicos digitales, convertidores digitales analógicos, entradas digitales y salidas digitales). (b) Generar y construir el programa de control con RTW. En el proceso automático de construcción del programa de control, el RTW utiliza el lenguaje TLC⁴ (Mathworks, 2002a) para interpretar y convertir los bloques en código C, de hecho, es posible usar este lenguaje para modificar el código de acuerdo a las necesidades de cada plataforma. El código C producido se compila con el compilador *gcc* (*GNU Compiler Collection*). (c) Ejecutar el programa de control.

³El autor ha creado una librería de bloques de *Simulink* y los módulos de software necesarios para interactuar con el hardware de la plataforma experimental.

⁴target language compiler.

7.6. Resumen

En este capítulo se ha presentado la plataforma experimental utilizada para validar los controles presentados en esta tesis. Se ha mostrado que el uso de un PC compatible es una alternativa viable frente a otras implantaciones basadas en DSP o microcontroladores, que son las que se usan habitualmente en la literatura. Sin embargo, para poder usar un PC como plataforma experimental ha sido necesario la creación de una tarjeta para conectar al PC con el inversor. Para ello se ha utilizado una FPGA que ha permitido reducir el espacio ocupado en la placa de circuito impreso y ha dotado al circuito de una elevada flexibilidad. Esto es muy interesante en un laboratorio de investigación donde las modificaciones son muy necesarias. El uso de un PC compatible también ha obligado al uso de un sistema operativo de tiempo real para implantar el programa de control, habiéndose mostrado que el sistema operativo de tiempo real RTAI es una alternativa viable frente a soluciones propietarias, presentado como principales ventajas el disponer del código fuente libre y un bajo coste. Se ha conseguido una plataforma experimental donde el programa de control se diseña a partir del modelo de *Simulink* y usando la herramienta RTW para generar y compilar automáticamente el programa de control. La ventaja de generar código automáticamente frente a escribir el código es la posibilidad de usar una interfaz de alto nivel común para simulación y la programación del algoritmo en la plataforma experimental. Como características específicas de la plataforma del laboratorio se destacan:

1. Diseño y validación de sistemas de control de tiempo real con un PC convencional.
2. Compatibilidad completa con *Matlab* y *Simulink*.
3. Interfaz de usuario de modo gráfico para el desarrollo de los algoritmos de control.
4. Reducción del tiempo de desarrollo.
5. Ideal para crear prototipos de forma rápida.

6. Rápida creación de prototipos con simulación enlazada al hardware.
7. Pequeñas latencias.
8. Ajuste de parámetros por medio de *Simulink* en tiempo de ejecución.
9. Posibilidad de ejecutar y ajustar controladores independientemente de *Simulink*.
10. Visualización de las variables del programa de control ya sea en la pantalla o por medio de un fichero.
11. Facilidad en comunicaciones. Configuración de arquitectura cliente/servidor con protocolo de comunicación TCP/IP.
12. Capacidad de funcionamiento remoto e independiente del programa de control.
13. No requiere DSP o arquitectura especial de hardware.

Capítulo 8

Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

8.1. Introducción

El objetivo de esta tesis ha sido la investigación en el campo de los filtros activos de potencia para compensar los armónicos de corriente que aparecen en un sistema de distribución de energía eléctrica y para compensar potencia reactiva y desequilibrios. Para ello, se ha empleado un convertidor c.c.-c.a. en conexión paralelo con PWM y diferentes métodos de control de corriente. En particular se han empleado técnicas de control selectivo de armónicos y el control repetitivo.

8.2. Resumen y conclusiones

1. Cargas perturbadoras en la red de distribución

En esta tesis se ha trabajado con diferentes tipos de cargas no lineales que pueden perturbar la red de distribución eléctrica. Todas han mostrado características de fuente de intensidad, a pesar de lo que proponen algunas referencias. Sin embargo, se ha probado que el efecto de las corrientes armónicas y algunos

204 Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

aspectos de los algoritmos de control de los filtros activos paralelo, cambian dependiendo de lo significativo que sea el valor de la impedancia de cortocircuito de la red en el punto de conexión. Estos cambios se han identificado y las soluciones se han validado experimentalmente.

2. PWM en inversores de tres y cuatro ramas con hilo neutro.

En el Capítulo 3 se ha propuesto un algoritmo para el cálculo de los tiempos de conmutación en inversores con hilo neutro: topologías con tres y cuatro ramas de interruptores. Los inversores con hilo neutro no aparecen frecuentemente en la literatura lo que justifica la atención que se les ha dedicado en esta tesis. En ambos casos, se ha establecido que los tiempos activos no dependen de la tensión homopolar impuesta por el inversor, y por eso es posible controlar el inversor con hilo neutro como una extensión de los algoritmos convencionales de modulación de vector espacial que usa componentes D y Q . También, se han obtenido las expresiones de los límites de tensión homopolar posible en régimen permanente que se deben usar para ajustar los niveles de saturación del mando del regulador de corriente homopolar que se ha investigado. Estos límites facilitan la implantación de los algoritmos de control y encierran el área donde el inversor puede suministrar tensión homopolar en régimen permanente. También se muestra que el inversor con cuatro ramas de interruptores puede entregar más tensión homopolar en régimen permanente que el inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro.

3. Algoritmo del control interno de corriente.

En el Capítulo 4 se ha presentado, con mucho detalle, el control interno de corriente del filtro activo paralelo con y sin hilo neutro, teniendo en cuenta la discretización de los algoritmos de control, el retraso del actuador y el retraso que introducen los filtros de medida. El control de corriente se ha implantado en un sistema de referencia síncrono a la componente fundamental de la tensión de la red de suministro. Para sintonizar dicho sistema de referencia se ha utilizado un filtro adaptativo que rechaza los armónicos y desequilibrios de la tensión de la red de suministro. Este filtro presenta una mejora importante

con respecto al presentado por (Svensson, 1998; Svensson and Ottersted, 1999), porque es capaz de separar completamente la secuencia directa de la tensión de la red. Se consiguen controlar independientemente cada una de las componentes d , q y 0 de la corriente del filtro activo paralelo, estimando valores futuros de ciertas variables de estado. El sistema de control interno de corriente tiene que completarse con un sistema de control de la tensión de la etapa de continua para asegurar que ésta se mantiene constante y, así, hacer posible el correcto funcionamiento del inversor fuente de tensión. Este regulador de tensión contribuye a la generación de la referencia de corriente para el control interno de corriente con una componente de la frecuencia de la red. De esta forma se consigue que las pérdidas del filtro activo se extraigan de la red y no del condensador de la etapa de c.c. Además, la componente de la referencia de corriente de la frecuencia de la red para el filtro activo puede completarse para compensar la potencia reactiva consumida por la carga.

Se ha mostrado, fácilmente, que el control de las componentes d y q de corriente del filtro activo paralelo de cuatro hilos (topologías de filtros activos con tres y cuatro ramas de interruptores) es similar al control de las componentes d y q de corriente del filtro activo con tres hilos. Para controlar la corriente del hilo neutro sólo se requiere añadir el lazo de control de la corriente homopolar al sistema de control del filtro activo paralelo sin hilo neutro. En la topología de filtros activos con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de los condensadores, además ha sido necesario diseñar un nuevo lazo de control adicional que permite equilibrar la tensión de los dos grupos de condensadores.

Los resultados de simulación del Capítulo 4 ilustran el funcionamiento del control interno de corriente en el filtro activo paralelo. Este dispositivo es capaz de compensar potencia reactiva y ciertos desequilibrios, asegurando una tensión adecuada en los condensadores de la etapa de corriente continua. Sin embargo, el sistema de control no es efectivo a la hora de seguir armónicos de corriente. Para resolver este problema con los armónicos se han investigado dos tipos de reguladores: selectivo y repetitivo que se añaden como un nivel externo de

206 Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

control (o control maestro). Se ha demostrado que estos reguladores permiten disminuir sensiblemente el error de seguimiento en régimen permanente de la corriente del filtro activo paralelo sin modificar el control interno de corriente. En esta configuración, también hay que mantener el sistema de control de la tensión de los condensadores de c.c. y el complemento para obtener la compensación deseada de potencia reactiva.

4. Reguladores selectivos de corriente para el nivel externo de control:

En el Capítulo 5 se ha presentado el trabajo con reguladores selectivos (como combinación de varios reguladores sintonizados). Esta es una solución clásica en la literatura. Cabe destacar que en este trabajo se ha analizado la metodología de diseño y se ha demostrado que, bajo ciertas restricciones, la rapidez del sistema resultante esta asociada a la distancia entre la pulsación de cruce y la pulsación de sintonización del regulador. También, se ha estudiado la relación entre la rapidez y selectividad de un regulador sintonizado: la selectividad disminuye a medida que aumenta la rapidez.

Los resultados del estudio teórico se han utilizado para compensar armónicos mediante un filtro activo paralelo. Se ha comprobado que los reguladores selectivos mejoran drásticamente el comportamiento del control interno de corriente del filtro activo paralelo. Ha quedado claro que se puede compensar los armónicos y la potencia reactiva de cargas no lineales típicas con frecuencias de conmutación y muestreo razonables (10,8 kHz y 5,4 kHz, respectivamente). Los resultados experimentales demuestran el funcionamiento del filtro activo paralelo con carga equilibrada (rectificador trifásico), desequilibrada (rectificador monofásico) y desequilibrada con hilo neutro (rectificador trifásico más una resistencia entre fase y neutro). En todos estos casos se consiguen muy buenos resultados.

En esta tesis se ha estudiado teóricamente el efecto de la variación de la frecuencia fundamental de la red en los reguladores sintonizados. Se ha comprobado que dichas variaciones disminuyen la precisión del sistema de control del filtro activo paralelo. Sin embargo, es importante resaltar que incluso para una variación del 5% en la frecuencia de la red (máxima permitida en UNE-

EN 50160) se consigue buena compensación de los armónicos de la corriente de la carga (se elimina algo más del 80 % en el armónico que menos se compensa).

5. Control repetitivo de corriente para el nivel externo de control:

En el Capítulo 6 se ha descrito el diseño y operación de un filtro activo paralelo basado en un convertidor PWM de corriente continua a corriente alterna con un regulador repetitivo para el seguimiento de referencias periódicas. Su formulación sencilla y compacta permite abordar con la misma implantación problemas equilibrados y desequilibrados en sistemas eléctricos de tres y cuatro hilos. Además, en el caso de filtro activo paralelo, permiten abordar la compensación de potencia reactiva y el equilibrado de la carga. Aunque los reguladores repetitivos se habían empleado en electrónica de potencia con anterioridad, ésta es la primera vez que se han usado en un filtro activo. La adición del regulador repetitivo mejora notablemente el funcionamiento del control interno de corriente para la compensación de armónicos.

El prototipo del filtro activo paralelo siempre ha mostrado un buen comportamiento en régimen permanente y transitorio, compensando los armónicos de la corriente de la carga y controlando la potencia reactiva en el punto de conexión de un sistema fuerte (baja impedancia de corto circuito y frecuencia constante de la red).

Se han analizado, en detalle, los requisitos de estabilidad en lazo cerrado con regulador repetitivo y se ha estudiado la robustez del sistema resultante frente a errores de modelado de la planta. Dado que el regulador repetitivo se basa en el conocimiento preciso de la frecuencia de la red, su aplicación se puede complicar si la frecuencia de la red no se conoce exactamente. La precisión de seguimiento del sistema con regulador repetitivo se ha cuantificado. Claramente, su comportamiento es peor que el obtenido con los reguladores selectivos.

Merece la pena comentar que en el regulador repetitivo hay que alcanzar un compromiso entre los márgenes de estabilidad y el número de los armónicos que

208 Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

serán tratados. Este algoritmo tienen un coste computacional que es independiente del número de armónicos a ser compensados y ésta es una propiedad conveniente en sistemas desequilibrados. Además, se ha descrito brevemente una modificación interesante del regulador repetitivo (con prealimentación) que claramente mejora el comportamiento interarmónico, mejora el comportamiento en presencia de ruido y es más robusto frente a errores en la frecuencia considerada para la red (Costa-Castelló and Griño, 2006). Sin embargo, en este caso es más difícil conseguir reguladores causales. En particular no se ha podido aplicar en el sistema de control considerado en esta tesis.

6. Utilización de un filtro activo en un sistema débil:

También se ha estudiado el modelo del filtro activo paralelo teniendo en cuenta la impedancia de la red de suministro (en el Apéndice E se muestran las modificaciones necesarias para el funcionamiento del filtro activo paralelo en una red débil). Se ha mostrado que el control interno de corriente del filtro activo paralelo en un sistema de red débil es similar al obtenido en sistemas con red fuerte y se ha demostrado mediante simulación y experimentalmente el funcionamiento del filtro activo paralelo en este tipo de sistemas.

7. Plataforma experimental:

Finalmente, se ha diseñado y construido una plataforma experimental para validar los controles presentados en esta tesis. Esta plataforma está basada en un ordenador personal que permite completar todas las etapas del diseño y simulación de los algoritmos y también permite la implantación y prueba de los algoritmos en tiempo real. Se ha mostrado que el uso de un PC compatible es una alternativa viable frente a otras implantaciones basadas en DSP o microcontroladores, que son las que se usan habitualmente en la literatura. El control de los disparos del inversor se ha realizado mediante una FPGA. El conjunto completo constituye una plataforma flexible útil para un laboratorio de investigación. En el ordenador PC compatible utilizado se ha instalado un sistema operativo de tiempo real para implantar el programa de control. Se ha optado por el sistema operativo de tiempo real RTAI que es una alterna-

tiva viable frente a otras soluciones propietarias, presentado como principales ventajas el disponer del código fuente libre y su bajo coste. Se ha conseguido una plataforma experimental donde el programa de control se diseña con la ayuda de *Matlab*, se simula con *Simulink* y se genera y compila automáticamente el código para tiempo real usando la herramienta *Real-time Workshop*. De esta forma se dispone de un interfaz de alto nivel común para simulación y la programación del algoritmo en la plataforma experimental. Además, el uso de software con el «código abierto» ha permitido desarrollar «drivers» específicos para periféricos propios de la aplicación (tarjeta de modulación PWM, por ejemplo) y otros periféricos de carácter más general (tarjetas de adquisición de datos, por ejemplo). RTAI, se comporta como un verdadero sistema operativo de tiempo real y presenta muchos menos problemas en ejecución que el sistema operativo «Windows» que está más extendido en soluciones comerciales. Además, el sistema resultante es fácilmente conectable a la red local del laboratorio y se están explorando sus posibilidades para el desarrollo de experimentos remotos. Finalmente, esta plataforma se distingue de otras comerciales (*Real-time windows target* o *DSPACE solutions*) en dos aspectos fundamentales: (a) pueden integrarse fácilmente dispositivos propios y (b) su coste es muy inferior.

La situación actual de la plataforma experimental permite abordar fácilmente otros proyectos de investigación en esta misma área de conocimiento y será un apoyo fundamental en futuras investigaciones. En torno a ella, también puede comenzar una actividad de investigación interesante más enfocada a los aspectos concretos del desarrollo de software de tiempo real.

8.3. Sugerencias sobre futuras líneas de investigación

1. En esta tesis se han propuesto y se han probado exhaustivamente algunos algoritmos de control para un filtro activo paralelo. Ahora hay que investigar la extensión de su filosofía a un filtro activo serie.

Los filtros activos serie se justifican claramente para compensar la distorsión

210 Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

armónica de la tensión de red en el punto de conexión que puede aparecer en sistemas con una elevada impedancia de cortocircuito. Esta distorsión armónica puede venir provocada por las corrientes armónicas demandadas por las cargas situadas en el punto de conexión o por la baja calidad de la red en el punto de conexión. La inclusión de un filtro activo serie (con el control adecuado) puede evitar que las cargas sensibles en el punto de conexión se vean afectadas por la distorsión armónica de tensión. También los filtros activos serie pueden ser el punto de partida para dispositivos electrónicos que compensen otros defectos de la tensión de la red en el punto de conexión (los huecos de tensión serían los defectos en los que hay mayor interés en este momento).

2. En sintonía con el trabajo presentado aquí se ha comprobado que la misma filosofía de control estudiada para los filtros activos se puede exportar para el control de generadores eólicos conectados a la red eléctrica (Roncero Sánchez-Elipe, 2004). También podría extenderse fácilmente a cualquier otra forma de generación no convencional que necesite un dispositivo de electrónica de potencia para el control de una parte o de toda la energía generada. En este tipo de sistemas se puede controlar el flujo de potencia activa y de potencia reactiva de forma independiente y puede disminuirse sensiblemente la distorsión armónica de la tensión de salida del sistema de generación.
3. El estudio del sistema de control del filtro activo paralelo ha dado lugar a varios esquemas de control, comparándose las prestaciones de cada uno de ellos en cuanto a robustez, precisión y rapidez. Sin embargo, también son posibles otras técnicas de control (para sistemas lineales y no lineales). En este sentido se propone, por ejemplo, investigar técnicas de control predictivo y técnicas de control no-lineal para los reguladores internos de corriente.
4. De forma inmediata hay que completar el estudio e implementación del regulador repetitivo modificado con prealimentación presentado en el Capítulo 6 y que no se ha podido realizar aún.
5. La topología de electrónica de potencia utilizada en esta tesis consiste en el empleo de inversores de dos niveles. Sin embargo, en aplicaciones donde

la tensión es más elevada, es necesario investigar la aplicación de otro tipo de topologías más apropiadas tales como multiconvertidores o convertidores multinivel.

6. Finalmente, cabe destacar que con el prototipo construido ya se pueden investigar aplicaciones industriales concretas para, entre otras cosas, concretar su dimensionamiento y resolver compromisos tales como rapidez-selectividad o número de armónicos-estabilidad.

212 Conclusiones, aportaciones y sugerencias sobre futuras líneas de investigación

Bibliografía

- Akagi, H. (1994). Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 9:263–268.
- Akagi, H. (1995). New trends in active filters. *In Proceeding 1995 European Conference Power Electronic and Applications*, pages 17–26.
- Akagi, H. (1996a). Control strategy and site selection of shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems. *Presented at the 1996 IEEE/PES Winter Meeting*.
- Akagi, H. (1996b). New trends in active filters for power conditioning. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 32(6):1312 –1322.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1983). Generalised theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. *In Proceeding 1983 International Power Electronic Conference, Tokyo, Japan 1983*, pages 1375–1386.
- Akagi, H., Kanazawa, Y., and Nabae, A. (1984). Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, IA-20:625–630.
- Akagi, H. and Nabae, A. (1990). Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage-source PWM converts. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 26:93–98.
- Akagi, H., Nabae, A., and Atoh, S. (1986). Control strategy of active power filter using multiple voltage-source PWM converters. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, IA-22:460–465.
- Aredes, M., Hafner, J., and Heumann, K. (1997). Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(2):311–318.

- Aredes, M. and Monteiro, L. (2002). A control strategy for shunt active filter. In *IEEE 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, volume 4, pages 472–477.
- Aredes, M. and Watanabe, E. H. (1995). New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3):1649–1656.
- Arrilaga, J., Bradley, D. A., and Bodger, P. S. (1985a). *Power System Harmonics*. Jhon Wiley and Sons.
- Arrilaga, J., Smith, B., Watson, N., and Wood, A. (1985b). *Power System Harmonics Analysis*. Jhon Wiley and Sons.
- Arrilaga, J. and Watson, N. R. (2003). *Power System Harmonics*. Jhon Wiley and Sons.
- Arrilaga, J., Watson, N. R., and Chen, S. (2000). *Power System Quality Assessment*. Jhon Wiley and Sons.
- Astrom, K. J. and Wittenmark, B. (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall Inc., 3rd edition.
- Balbo, N., Penzo, R., Sella, D., Malesani, L., Mattavelli, P., and Zuccato, A. (1994). Simplified hybrid active filters for harmonic compensation in low voltage industrial application. In *Proceeding 1994 IEEE/PES International Conference on Harmonics in Power System*, pages 263–269.
- Battista, H. D. and Mantz, R. J. (2000). Harmonic series compensators in power systems: their control via sliding mode. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 8(6):939.
- Bhattacharya, S. and Divian, D. (1995). Synchronous frame based controller implementation for hybrid series active filters system. In *Proceeding 1995 IEEE/IAS Annual Meeting*, pages 2531–2540.
- Bhattacharya, S. and Divian, D. M. (1996). Active filter solution for utility interface of industrial loads. In *Proceeding 1996, IEEE International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems, New Delhi, India*, pages 1078–1084.
- Bhavaraju, V. B. and Enjeti, P. (1994). A fast active power filter to correct line voltage sag. *IEEE Trans.*, IE-41(3):333–338.

- Bianchi, E., Dozio, L., Ghiringhelli, G., and Mantegazza, P. (1999). Complex control systems: Applications of DIAPM-RTAI at DIAPM. In *Realtime Linux Workshop*, Viena, Austria.
- Blajszczak, G. (1995). Direct method for voltage distortion compensation in power network bay series converter filter. *IEE Proc. electr. Power Appl.*, 142(5):308–312.
- Bonifacio, G., Lo Schiavo, A., Marino, P., and Testa, A. (2000). Comparative analysis of shunt active filters in non ideal operation conditions. *ICHQP 2000*, pages 226–231.
- Broberg, H. and Molyet, R. (1992). Reduction of repetitive errors in tracking of periodic signals: theory and application of repetitive control. In *First IEEE Conference on Control Applications*, volume 2, pages 1116 –1121.
- Broberg, H. and Molyet, R. (1994). A new approach to phase cancellation in repetitive control. In *Industry Applications Society Annual Meeting*, volume 3, pages 1766 –1770.
- Brumsickle, W. E., Luckjiff, G. A., Schneider, R. S., Divan, D. M., and McGraghnan, M. F. (1999). Dynamic sag correctors: cost effective industrial power line conditioning. In *Proceedings of 34th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications*, volume vol.2, page 1339, Phoenix, AZ, USA.
- Buso, S., Malesani, L., and Mattavelli, P. (1998). Comparison of current control techniques for active filter applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):722.
- Cavallini, A. and Montanari, G. C. (1994). Compensation strategies for shunt active filter. *IEEE Trans*, PE-9(6):587–593.
- Chang, G. (2001). A new method for determining reference compensating currents of the three-phase shunt active power filter. *IEEE Power Engineering Review*, 21:63–65.
- Chen, C. and Hsu, Y. (2000). A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 15(4):1258–1264.
- Cosner, C., Anwar, G., and Tomizuka, M. (1990). Plug in repetitive control for industrial robotic manipulators. In *Robotics and Automation, Proceedings, IEEE International Conference on*, volume 3, pages 1970 –1975.

- Costa-Castelló, R. and Griño, R. (2006). A repetitive controller for discrete-time passive systems. *Automatica*, 42(9):1605–1610.
- Dixon, J., Garcia, J., and Moran, L. (1995). Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 42(6):636 –641.
- El-Habrouk, M., Darwish, M., and Mehta, P. (2000). Active power filters: A review. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 147(5):403 –413.
- Emadi, A., Nasiri, A., and Bekiarov, S. B. (2005). *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*. CRC Press, Boca Raton.
- Escobar, G., Leyva-Ramos, J., Martinez, P. R., and Valdez, A. A. (2005). A repetitive-based controller for the boost converter to compensate the harmonic distortion of the output voltage. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 13(3):500.
- Félice, E. (2001). *Perturbaciones Armónicas. Efectos, Origenes, Mediciones, Diagnostico y Soluciones*. Paraninfo.
- Francis, B. and Wonham, W. (1975). The internal model principle for linear multi-variable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, 2:170–194.
- Franklin, G. F., Powell, J. D., and Workman, M. L. (1997). *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, 3rd edition.
- Fukuda, S. and Endoh, T. (1995). Control method for a combined active filter system employin a current source converter and high pass filter. *IEEE Trans.*, IA-31(3):590–597.
- Furuhashi, T., Okuma, S., and Uchikawa, Y. (1990). A study on theory of instantaneous reactive power. *IEEE Trans.*, IE-37(1):86–90.
- García-González, P. (2000). *Modelado, control y aplicación de dispositivos «FACTS» basados en inversores fuente de tensión*. PhD thesis, Universidad Pontificia Comillas.
- Garcia-Cerrada, A., Garcia-Gonzalez, P., Collantes, R., Gomez, T., and Anzola, J. (2000). Comparison of thyristor-controlled reactors and voltage-source inverters for compensation of flicker caused by arc furnaces. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 15(4):1225.

- García-Cerrada, A., Roncero-Sánchez, P., García-González, P., and Feliu-Batlle, V. (2004). Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 151(6):734–743.
- García-González, P. and García-Cerrada, A. (2000). Control system for a PWM-based STATCOM. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 15(4):1252–1257.
- García-Gonzalez, P. and García-Cerrada, A. (2003). Detailed analysis and experimental results of the control system of a UPFC. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, 150(2):147–154.
- Ghosh, A. and Ledwich, G. (2002). Compensation of distribution system voltage using DVR. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 17(4):1030–1036.
- Gomez, J. and Morcos, M. (2002). Flicker measurement and light effect. *IEEE Power Engineering Review*, 22(11):11–15.
- Goodwin, G., Graebe, S., and Salgado, M. (2001). *Control Systems Design*. Prentice Hall, London.
- Grady, W. M., Samotyj, M. J., and Noyola, A. H. (1990). Survey of active power line conditioning methodologies. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 5:1536–1542.
- Gyugyi, L. (1992). A unified flow control concept for flexible AC transmission systems. *IEE Proceedings*, 139(4):323–331.
- Gyugyi, L. and Strycula, E. C. (1976). Active AC power filters. *in Proc. IEEE Ind. Appl. Ann. Meeting*, 19-C:529–535.
- Hava, A. M., Kerkman, R. J., and Lipo, T. A. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drivers. *IEEE Transactions on power electronics*, 14:49–61.
- Hillerström, G. (1994). *On repetitive control*. Ph.D. thesis, Department of Computer Science and Electrical Engineering, Lulea University of Technology, S-971 87 Lulea, Sweden.
- Holmes, D. (1998). A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies. *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting.*, 2:1207–1214.
- Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceeding of the IEEE*, 82(8):1194–1214.

- IEC (1992). *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 1: General - Section 1: Application and Interpretation of Fundamental Definitions and Terms, Technical Report IEC 61000-1-1*. IEC.
- IEC (2002). *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems, International Standard 61000-2-2*. IEC.
- IEC (2003). *International Standard IEC 61000-4-30, Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques power quality measurement methods*,. IEC.
- IEEE, editor (1993). *IEEE Std 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System*.
- Inoue, T. (1990). Practical repetitive control system design. In *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 3, pages 1673 –1678.
- Jacobina, C. B., Lima, A. M., and Da Silva, E. R. (1997). PWM space vector based in digital scalar modulation. *IEEE Power Electronics Specialits Conference (PESC-97)*, pages 606–611.
- Jou, H. L. (1995). Performance comparison of three phase active power filter algorithms. *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, 142(6):646.
- Karimi-Ghartemani, M. and Iravani, M. R. (2002). A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 17(2):617.
- Kautsky, J. and Nichols, N. (1984). Robust pole assignment in linear state feedback. *Int. J. Control*, 41(1):1129–1155.
- Kazmierkowski, M. P. and Malesani, L. (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):691.
- Kempf, C., Messner, W., Tomizuka, M., and Horowitz, R. (1993). Comparison of four discrete-time repetitive control algorithms. *IEEE Control Systems Magazine*, 13(6):48 –54.
- Krause, P. C. (1986). *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Inc., New York.

- Lee, J. and Shin, S. Y. (2002). General construction of time-domain filters for orientation data. *IEEE Transactions on Visualization and Computers Graphics*, 2(2):119–128.
- Lee, W.-C., Lee, T.-K., and Hyun, D.-S. (2002). A three-phase parallel active power filter operating with pcc voltage compensation with consideration for an unbalanced load. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(5):807.
- Leonowicz, Z., Lobos, T., and Rezmer, J. (2003). Advanced spectrum estimation methods for signal analysis in power electronics. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 50(3):514.
- Mantegazza, P., Bianchi, E., Dozio, L., Papacharalambous, S., Hughes, S., and Beal, D. (2000). RTAI: Real-time application interface. *Linux Journal*, 72.
- Mariethoz, S. and Rufer, A. C. (2002). Open loop and closed loop spectral frequency active filtering. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(4):564.
- Mathworks (2002a). *Real-Time Workshop for Use with Simulink, user's Guide vesion 5*. The Mathworks, Inc, Natick,MA.
- Mathworks (2002b). *Using Matlab vesion 6*. The Mathworks, Inc, Natick,MA.
- Mathworks (2002c). *Using Simulink vesion 5*. The Mathworks, Inc, Natick,MA.
- Mattavelli, P. (2001a). A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37:81–89.
- Mattavelli, P. (2001b). Synchronous-frame harmonic control for high-performance ac power supplies. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(3):864.
- Mattavelli, P. and Marafao, F. (2004). Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(5):1018–1024.
- Mehta, P., Darwish, M., and Thomson, T. (1990). Switched capacitor filter. *IEEE Trans.*, PE.5(3):331–336.
- Melhorn, C. J., Davis, T. D., and Beam, G. E. (1998). Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3):549.
- Moran, L., Dixon, J., and Wallace, R. (1995). A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 42(4):402–408.

- Moran, S. (1989). A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation. *In Proceeding 1989 IEEE/IAS Annual Meeting*, pages 947–951.
- Newman, M. J. and Holmes, D. G. (2002). A universal custom power conditioner (UCPC) with selective harmonic voltage compensation. *IECON-2002*.
- Newman, M. J., Zmood, D., and Holmes, D. G. (2002). Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 38(6):1591–1599.
- Oppenheim, A. V. and Schaffer, R. W. (1989). *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall.
- Ottersten, R. and Svensson, J. (2002). Vector current controlled voltage source converter-deadbeat control and saturation strategies. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(2):279–285.
- Pagola, F. L. (2006). *Regulación automática*. Universidad Pontificia Comillas, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Madrid.
- Papoulis, A. (1991). *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill series in electrical engineering, 3rd edition.
- Peng, F. Z. (1998). Applications issues of active power filters. *IEEE Industry Applications Magazine*, pages 21–30.
- Peng, F. Z. (2001). Harmonic sources and filtering approaches. *IEEE Industry Applications Magazine*, pages 18–25.
- Peng, F. Z., Akagi, H., and Nabae, A. (1993). Compensation characteristic of the combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 29:144–152.
- Rashid, M. H. (1995). *Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 2nd edition.
- Roncero Sánchez-Elípe, P. L. (2004). *Avances en el Control de Generadores Eólicos y su Conexión a Red mediante Convertidores Electrónicos de Potencia*. PhD thesis, Universidad Castilla-La Mancha.
- Rudnick, H., Dixon, J., and Moran, L. (2003). Delivering clean and pure power. *Power and Energy Magazine, IEEE*, 1(5):32–40.

- Samadi, S., Iwakura, H., and Nishihara, A. (1999). Multiplierless and hierarchical structures for maximally flat half-band fir filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 46(9):1225–1230.
- Sánchez, M. and Rodellar, J. (1996). *Adaptive predictive control: from the concepts to plant optimization*. Prentice Hall.
- Shanley, T. and Anderson, D. (1995a). *ISA System Architecture*. PC System Architecture Series. Addison-Wesley Professional, 3rd edition.
- Shanley, T. and Anderson, D. (1995b). *PCI System Architecture*. PC System Architecture Series. Addison-Wesley Professional, 3rd edition.
- Shen, D. and Lehn, P. W. (2002). Fixed-frequency space-vector modulation control for three-phase four-leg active power filters. *IEE Proceeding Electronic Power Application*, 149(4):268–274.
- Singh, B., Al-Haddad, K., and Chandra, A. . (1999). A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(5):960–971.
- Svensson, J. (1998). *Grid-connected voltage source converter*. PhD thesis, Chalmers university of Technology.
- Svensson, J. and Ottersted, R. (1999). Shunt active filtering of vector current-controlled VSC at a moderate switching frequency. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 35:1083–1090.
- Tomizuka, M., Tsao, T., and Chew, K. (1989). Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 111:353–358.
- UNE (1996). *Características de la Tensión Suministrada Por Las Redes Generales de Distribución, UNE-EN 50160*. UNE.
- Watanabe, E. H., Stephan, R. M., and Aredes, M. (1993). New concepts of instantaneous active and reactive power in electrical system with generic loads. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 8(2):697–703.
- Yuan, X., Merk, W., Stemmler, H., and Allmeling, J. (2002). Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 38(2):523–532.

- Zhang, R., Prasad, H., Boroyevich, D., and Lee, F. (2002). Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(3):314–326.
- Zhou, K. and Wang, D. (2001). Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 48(4):820–830.
- Zhou, K. and Wang, D. (2002). Unified robust zero-error tracking control of CVCF PWM converters. *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on* [see also *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*], 49(4):492–501.
- Zhou, K. and Wang, D. (2003). Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(1):309–316.
- Zmood, D. and Holmes, D. G. (2003). Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):814.
- Zmood, D., Holmes, D. G., and Bode, G. H. (2001). Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(2):601–610.

Apéndice A

Organismos que participan en el análisis y la definición de la Compatibilidad Electromagnética

En los últimos años, ha tenido lugar un sustancial incremento de la actividad normativa en el ámbito nacional e internacional para evitar el aumento de las perturbaciones en las redes eléctricas. En general, la normativa establece los límites de las perturbaciones y formas de las tensiones que se producen como consecuencia de la utilización de equipos perturbadores (Arrilaga and Watson, 2003).

Los diferentes organismos que participan en el análisis y la definición de la CEM con especial influencia en los países europeos y que elaboran las normas que deben aplicar los instaladores y fabricantes de material eléctrico en su relación con la calidad de onda son los siguientes (Félice, 2001):

- CEI: Comisión electrotecnia internacional (con sede en Ginebra).
- CENELEC: Comité europeo de normalización electrotécnica (con sede en Bruselas). Estas normas se identifican mediante la designación EN.
- CIGRE: Conferencia internacional de grandes redes eléctricas.
- CIRED: Conferencia internacional de redes de redistribución.

- EURELECTRIC: Asociación de la industria eléctrica europea.
- CISPR: Comité internacional especial de perturbaciones radioeléctricas.
- ISO: Organización internacional para la normalización.
- ITU: Unión internacional de normalización de telecomunicaciones.
- ETSI: Instituto internacional de normalización de telecomunicaciones.
- UNE: Norma Española de normalización.

La CEI se encarga de promover y coordinar la normalización internacional en el campo de la electricidad, la electrónica y otras tecnologías asociadas. En el CEI existen alrededor de 200 Comités y Subcomités, de los cuales 50 tratan los problemas de la compatibilidad electromagnética. Estos Comités presentan los resultados de su trabajo en forma de normas o informes técnicos.

En la Figura A.1 se muestra la organización de la Comisión Electrotécnica Internacional para los trabajos relacionados con la compatibilidad electromagnética. El Comité Técnico TC77 crea las normas fundamentales así como de las normas genéricas de la CEM. Otros Comités como el CENELEC se encarga de armonizar las normas susceptibles de crear conflictos entre los 18 países miembros (15 miembros comunitarios y 3 miembros de la Asociación Europea de Intercambio). CENELEC también se encarga de construir el catálogo de normas europeas (NE) en la Unión Europea en el campo de la electrotecnia y la electrónica. Los Comités de CENELEC trabajan en paralelo con los correspondientes Comités de la CEI y las normas de ambas organizaciones están perfectamente armonizadas.

Es necesario precisar que una norma es un conjunto de reglas de descripciones e incluso metodologías que un fabricante utiliza como referencia, con el fin de definir el producto que fabrica y de realizar las pruebas de los productos elaborados. En la actualidad, existen diferentes tipos de normas sobre la compatibilidad electromagnética (CEI 61000-1-1 (IEC, 1992)):

- *Las normas fundamentales* dan las reglas para las condiciones generales aplicables a todos los equipos, sistemas y las instalaciones, y sirven de referencia para

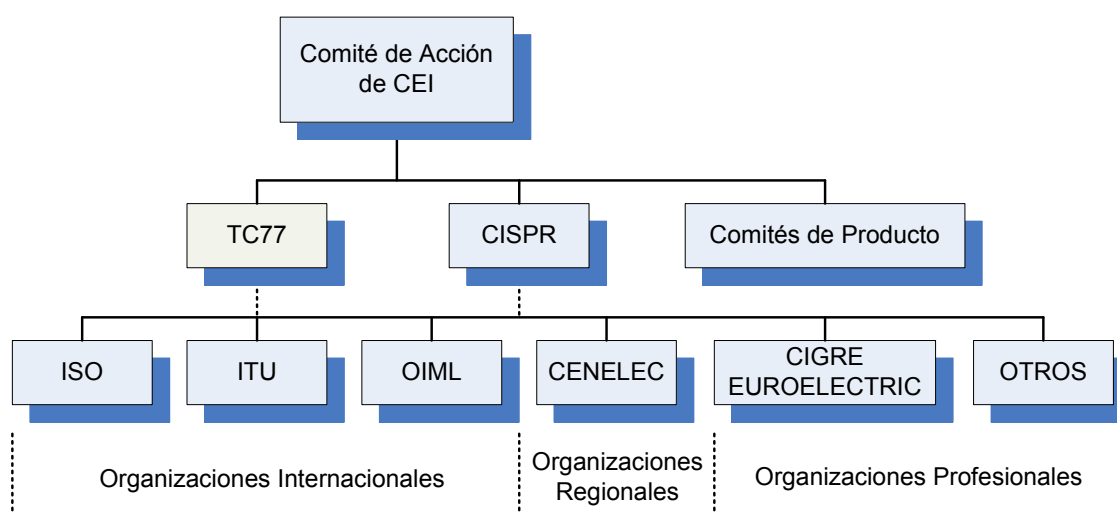


Figura A.1: Organización de la Comisión Electrotecnia Internacional para los trabajos de compatibilidad electromagnética. Fuente: < www.iec.ch >

los diferentes Comités en el establecimiento de normas genéricas y específicas de cada equipo. Tratan, por ejemplo, de los métodos de medida, recomiendan los niveles de operación, etc.

- *Las normas genéricas* son aplicables en el caso en que no existan normas específicas. Se desarrollan para aparatos o sistemas destinados a un entorno en particular, por ejemplo residenciales, comerciales, industrial, etc. Estas normas especifican las exigencias fundamentales, métodos de ensayo y los criterios generales, por ejemplo de inmunidad, para todos los aparatos y sistemas destinados a ese entorno particular, para asegurar un equilibrio óptimo entre los aspectos técnicos y económicos.
- *Las normas de productos o de familias de productos* especifican las condiciones de emisión o inmunidad de un producto o de una familia, así como los ensayos específicos que deben realizarse.

Apéndice B

Normativa y recomendaciones que regula la compatibilidad electromagnética

En el Cuadro B.1 y el Cuadro B.2 se recogen las principales normas fundamentales y genéricas que tratan sobre las perturbaciones en redes públicas de baja y media tensión. La mayor parte de normas fundamentales han sido elaboradas por el comité TC77 de compatibilidad electromagnética. Estos forman parte de la serie CEI 61000, que, a su vez, esta dividida en nueve partes: Parte 1. Generalidades; Parte 2. Entornos; Parte 3. Límites de emisión e inmunidad; Parte 4. Técnicas de ensayo y medidas; Parte 5. Guía para la instalación y protección; Parte 6. Normas Generales; Parte 7-8. No se han determinado; Parte 9 Varios. En general, la parte 6 de la normativa CEI (61000-6-X) corresponde a normas genéricas, el resto son normas fundamentales y la parte 3 de la normativa CEI (61000-3-X) define las normas del producto. Como complemento, el Cuadro B.3 recoge los principales informes técnicos sobre calidad de suministro y el Cuadro B.4 las normas y recomendaciones Americanas (IEC, 1992, 2002; IEEE, 1993; UNE, 1996).

Cuadro B.1: Normas Europeas sobre la calidad de suministro (Parte I)

Norma	Título	CEI	EN	UNE
	Entorno			
61000-2-2	Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes de suministro público en baja tensión.	2002	2002	2003
61000-2-4	Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia en las instalaciones industriales.	2002	2002	2004
	Límites			
61000-3-2	Límites de emisión de corriente armónica en redes de baja tensión para equipos con corriente asignada inferior a 16 A	2005	2000	2001
61000-3-3	Limitación de las fluctuaciones de tensión y del flicker en redes de baja tensión para equipos con corriente asignada inferior a 16 A	2005	1995	1997
61000-3-12	Limitación de emisión de corriente armónica en redes de baja tensión para equipos con corriente asignada inferior a 75 A	2004	2005	-
50160	Características de la tensión suministrada por las redes públicas de distribución.	-	1999	-
	Medida (Prueba de emisión)			
61000-4-7	Guía general para las medidas de armónicos e interarmónicos, así como a los aparatos de medida, aplicable a las redes de alimentación y equipos	2004	2002	2004
61000-4-15	Medidor de Flicker. Especificaciones funcionales y de diseño	2003	1998	1999

Cuadro B.2: Normas Europeas sobre la calidad de suministro (Parte II)

Norma	Título	CEI	EN	UNE
	Medida (Prueba de inmunidad)			
61000-4-1	Visión de conjunto de la serie CEI 61000-4	2000	2000	2001
61000-4-11	Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión.	2004	2004	2005
61000-4-13	Ensayos de inmunidad a baja frecuencia de armónicos e interarmónicos incluyendo las señales transmitidas en los accesos de alimentación en corriente alterna.	2002	2002	2003
61000-4-14	Ensayos de inmunidad a las fluctuaciones de tensión.	2002	1999	2001
61000-4-16	Ensayos de inmunidad a perturbaciones conducidas en modo común, en el rango de frecuencias de 0 Hz a 150 kHz	2002	1998	1998
61000-4-17	Ensayos de inmunidad a la ondulación residual en la entrada de potencia en corriente continua.	2002	1999	2001
61000-4-27	Ensayos de inmunidad a los desequilibrios.	2000	2000	2002
61000-4-28	Ensayos de inmunidad a la variación de frecuencia de alimentación.	2002	2000	2000
61000-4-29	Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión en los accesos de alimentación en corriente continua.	2000	2000	2002
61000-4-30	Técnicas de ensayo y de medida. Métodos de medida de la calidad de suministro.	2003	2003	2004
	Genéricas			
61000-6-1	Inmunidad en entornos residenciales, comerciales y de industria ligera.	2005	2001	2002
61000-6-2	Inmunidad para entornos industriales.	2005	2005	2002
61000-6-4	Emisión para entornos industriales.	1997	2001	2002

Cuadro B.3: Informes Técnicos sobre la calidad de suministro

Norma	Título	CEI
	Generalidades	
61000-1-1	Aplicación e interpretación de las definiciones y términos fundamentales	1992
	Entorno	
61000-2-5	Clasificación de los entornos electromagnéticos - Publicación básica de CEM	1995
61000-2-1	Descripción del entorno electromagnético para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes generales de alimentación.	1990
61000-2-6	Evaluación de los niveles de emisión de las perturbaciones conducidas de baja frecuencia en el suministro eléctrico en plantas industriales.	1995
61000-2-8	Medidas estadísticas de las interrupciones y huecos de tensión en redes de suministro público.	2002
	Límites	
61000-3-4	Limitación de las emisiones de corrientes armónicas en las redes de baja tensión para equipos con corriente asignada superior a 16 A	1998
61000-3-5	Limitación de las fluctuaciones de tensión y del flicker en redes de baja tensión para los equipos con corriente de entrada superior a 16 A.	1994
61000-3-6	Evaluación de los límites de emisión para cargas perturbadores en sistemas eléctricos en media y alta tensión - Publicación básica.	1996
61000-3-7	Evaluación de los límites de emisión para cargas fluctuantes en sistemas eléctricos en media y alta tensión - Publicación básica.	1996
	Instalación y guías de mitigación	
61000-5-1	Consideraciones generales. Publicación básica CEM.	1996

Cuadro B.4: Recomendaciones y normativas Americanas sobre la calidad de suministro

Norma	Título
ANSI/IEEE Std 519-1981	Guía de aplicación y límites de emisión recomendados por los convertidores estáticos de potencia conectados en sistemas de distribución de corriente alterna. No cubre los la interferencia de radio frecuencia.
IEEE Std 519-1992	Técnicas recomendadas para la limitación y control de armónicos en sistemas eléctricos.
IEEE Std 1159-1995	La medida de la calidad de potencia en sistemas de potencia de corriente alterna. Definiciones y términos usados en la calidad de potencia eléctrica, Mediada del impacto de una deficiente calidad de potencia en la empresa suministradora y usuarios.
IEEE Std 1531-2003	Guía para la aplicación y especificación de filtros armónicos.

232 Normativa y recomendaciones que regula la compatibilidad electromagnética

Apéndice C

Perturbaciones de la onda de tensión

A continuación se presentan un resumen de algunas perturbaciones de la onda de tensión y los límites propuestos en la norma UNE-EN 50160 (norma española derivada de la norma europea)(Arrilaga and Watson, 2003; Arrilaga et al., 1985a).

Variaciones de frecuencia: la frecuencia del sistema debe ser de 50Hz. En sistemas síncronos interconectados, se permite una variación de $\pm 1\%$ durante el 95 % del tiempo, y de $\pm 4\% - \pm 6\%$ durante el 100 % del tiempo (UNE, 1996). Estos límites son igualmente válidos en baja tensión como en media tensión. Los efectos negativos de esta perturbación son cambios de velocidad en máquinas rotativas, el mal funcionamiento de equipos que incorporan sincronizaciones, sobrecalentamientos, etc.

Variaciones lentas de tensión: el nivel de tensión de suministro de referencia en baja tensión debe ser 230 V, medido como la media del valor eficaz en un periodo de 10 min. En sistemas monofásicos, estos 230 V deben estar entre fase y neutro. En los sistemas trifásicos, debe haber 230 V entre fases (UNE, 1996). En media tensión la tensión de referencia será la pactada entre el distribuidor y el cliente como la tensión declarada de suministro. Las variaciones lentas de la tensión suministrada hacen referencia a los valores que puede tomar la tensión durante periodos largos de tiempo. Los límites de variación en torno a la tensión de referencia, tanto en baja tensión como en media tensión, son de $\pm 10\%$ durante el 95 % del tiempo (medido durante una semana)(UNE,

1996).

Esta perturbación se debe principalmente al diseño de la red de distribución (Arrilaga and Watson, 2003): líneas demasiado largas, cargas demasiado grandes para las líneas existentes, mal ajuste de los transformadores en regulación o con tomas, etc. También puede aparecer con variaciones de la carga total de la red de distribución o de parte de la esa red. Esta perturbación puede provocar dificultades en arranques de motores y en cebados de lámparas de descarga, así como sobrecalentamientos, reducción de la vida útil de equipos, etc.

Variaciones rápidas de tensión: se considera como variación rápida de tensión un cambio del valor eficaz de la tensión de alimentación dentro de los límites aceptados de nivel de tensión en poco tiempo. La norma no da unos límites a este tipo de variación. Únicamente indica que lo normal es que estos cambios no excedan en baja tensión un 5 % aunque pueden llegar hasta un 10 % en algunas circunstancias, y varias veces al día. Para media tensión, indican unas variaciones tipo usuales y posibles de 4 % y 6 % respectivamente (UNE, 1996). En el caso de que la tensión resultante después del cambio sea inferior al 95 % de la tensión de alimentación (límite de la variación de tensión suministrada), la perturbación es considerada como un hueco (ver más adelante) (UNE, 1996). El origen de esta perturbación son las conexiones o desconexiones de cargas importantes o la actuación de protecciones en otras líneas. Únicamente tiene algún efecto negativo cuando se produce de forma repetida o periódica, provocando el fenómeno visual del parpadeo (ver siguiente párrafo). Una variación rápida de tensión aislada no suele tener consecuencias negativas.

Parpadeo (flicker): el parpadeo es una impresión de la sensación visual debida a un estímulo luminoso en el cual la luminosidad o la distribución espectral fluctúan en el tiempo (IEEE, 1993). Las fluctuaciones de tensión provocan variaciones de luminancia del alumbrado, lo que produce el fenómeno ocular llamado parpadeo. Por encima de un cierto umbral, el parpadeo se vuelve molesto. Esta molestia aumenta rápidamente con la amplitud de la fluctuación. Para ciertas

tasas de repetición, amplitudes incluso débiles pueden resultar molestas. Para medir el parpadeo se ha diseñado el índice de severidad que necesita 2 horas de medición (Arrilaga et al., 1985b). Este índice está diseñado de forma que el umbral de molestia se encuentra para la mayoría de personas en un valor de 1 del índice de severidad. La norma establece como criterio que el índice debe ser inferior a 1 durante el 95 % del tiempo, medido durante un periodo de una semana, ya sea en baja o en media tensión.

Su origen es distinto de las variaciones rápidas de tensión. Suele ser provocado por cargas fluctuantes muy importantes: hornos de arco, soldadura por puntos, motores con arranques frecuentes, laminadores, molinos industriales, máquinas herramientas, etc. Y su efecto son las molestias visuales en espacios iluminados con lámparas incandescentes, así como el mal funcionamiento de televisores, de ordenadores, de radares, etc.

Huecos de tensión: Se considera que existe un hueco cuando la tensión suministrada disminuye bruscamente por debajo del 90 % de la tensión contratada y por encima del 1 %, recuperándose al cabo de un corto lapso de tiempo. Por convenio, un hueco de tensión dura entre 10 milisegundos y 1 minuto (UNE, 1996). Existen huecos complejos, compuestos por huecos simples que afectan a 2 ó 3 fases de un sistema trifásico. La norma tampoco propone un límite de número de huecos. Únicamente indica que puede haber desde algunas decenas hasta mil huecos al año, y que la mayoría son de menos de 1 s y menos del 60 % de profundidad.

El origen de los huecos son faltas en otras líneas, operación de sistemas de protección, conexión de cargas, etc. Tiene los siguientes efectos negativos (Arrillaga et al., 2000): mal funcionamiento de equipos electrónicos de control y protección, variación de la velocidad de motores o parada de éstos, inconvenientes derivados de rearranques de motores y máquinas, fallos y errores en procesos informáticos, apagado de lámparas de arco, etc.

Cortes breves de tensión: se considera una interrupción breve cuando la tensión en los puntos de suministro es inferior al 1 % del valor de tensión acordado y dura

menos de 3 minutos (UNE, 1996). Estas interrupciones son provocadas por faltas despejadas por los sistemas de protección con reposición del suministro, todo ello de manera automática. En España la duración de las interrupciones breves ha sido históricamente de 1 minuto, pero la norma UNE-EN 50160 ha adoptado 3 minutos debido a que algunos países europeos utilizan lógicas de despeje de faltas que necesitan de más tiempo. Como todas las perturbaciones debidas a faltas con alto componente de aleatoriedad, la norma únicamente muestra valores indicativos: desde unas decenas a unas centenas al año. La mayoría no debería exceder de 1s.

El origen de las interrupciones breves es el mismo que el de los huecos (Arrilaga and Watson, 2003): una falta aleatoria y la operación de los sistemas de protección en una línea provocan interrupciones breves en esa línea, y huecos en las líneas próximas. Su efecto también es similar, ya que son como un gran hueco: mal funcionamiento de equipos electrónicos de control y protección, parada de motores, inconvenientes derivados de rearranques en máquinas, fallos y errores en procesos informáticos, apagado de lámparas de arco, actuación indeseada de relés y contactores, etc.

Sobretensiones temporales: son las sobretensiones temporales a la frecuencia de la red, entre fase y tierra, de valores significativos y duración relativamente larga en un lugar dado. La tensión suministrada conserva las características sinusoidales y de frecuencia habituales, pero con un valor de tensión mucho mayor. La norma únicamente propone un valor máximo indicativo (UNE, 1996). Estas sobretensiones no deberían sobrepasar típicamente 1,5 kV en baja tensión, y entre 1,7 y 2 veces la tensión declarada en media tensión según el tipo de conexión del hilo neutro (Arrilaga and Watson, 2003). Tampoco indica cuántas pueden ocurrir, ni dan un límite. A menudo, estas sobretensiones son consideradas huecos, ya que son lo mismo pero de signo contrario.

Se originan en faltas en línea u otras líneas, en la operación de los sistemas de protección, en la desconexión de cargas, etc. Pueden quemar el aislamiento de equipos, o provocar un mal funcionamiento (IEEE, 1993).

Sobretensiones transitorias: las sobretensiones transitorias, también llamadas, impulsos de tensión, son fuertes y de muy corta duración (desde algún microsegundo hasta varios milisegundos) (UNE, 1996). La norma tampoco da límites para el número de impulsos, ni su tamaño. Únicamente indica que no suele sobrepasar 6 kV de pico en baja tensión. Aconseja tomar precauciones suficientes para poder soportar este tipo de impulsos, teniendo en cuenta la energía que transporte. Distingue entre los impulsos debidos a descargas atmosféricas y los debidos a maniobras en las redes.

Estos impulsos se deben principalmente a las descargas atmosféricas sobre la red, aunque también se producen con la operación de los sistemas de protección. Su efecto es que pueden quemar componentes electrónicos en equipos conectados en ese momento.

Tensiones interarmónicas: son las tensiones sinusoidales cuya frecuencia no es un múltiplo entre la frecuencia fundamental de la tensión de alimentación (50 Hz). Se mide como la amplitud relativa de su valor eficaz (media del valor eficaz en periodos de 10 min) frente al de la frecuencia fundamental. La norma no propone ni siquiera niveles indicativos de lo que puede existir en la red. Los niveles CEM indican en cambio un límite de 0,2% para cada tensión interarmónica individual (UNE, 1996).

Son generadas por ciertas cargas que demandan corrientes no sinusoidales (Arrillaga et al., 2000): convertidores de frecuencia estáticos, cicloconvertidores, cascada de convertidores subsíncronos, motores de inducción, soldadura por arco, hornos de arco, etc. Los interarmónicos perturban esencialmente el funcionamiento de los sistemas de transmisión de señales para telemando (110Hz a 500Hz).

Apéndice D

Tiempos de conmutación en inversores fuente de tensión con hilo neutro

El procedimiento para implantar las conmutaciones en inversores con hilo neutro es el siguiente: primero, se determina en cual de los sectores (Cuadro 3.2) se encuentra la componente de tensión DQ a ser suministrada; segundo, se calculan los tiempos de los modos activos e inactivos en función de la componente de tensión de salida DQ y homopolar; tercero, se combina convenientemente los tiempos activos e inactivos para producir los tiempos de cambio de estado de cada rama del inversor.

En la Figura D.1 se muestran las salidas de la PWM en dos periodos de conmutación para un inversor con cuatro ramas de interruptores (se aplica igualmente para inversores con tres ramas de interruptores si se elimina la cuarta rama, t_{R4} , en la figura). En cada periodo de conmutación se activa alternadamente una secuencia. La secuencia del modo cero, R_0 , espera un tiempo para encender el interruptor y la secuencia del modo siete, R_7 , espera un tiempo para apagar el interruptor.

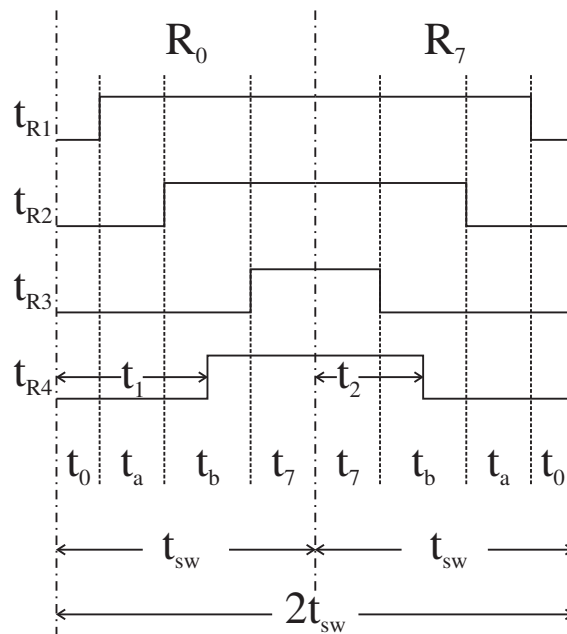


Figura D.1: Implantación de los tiempos de conmutación en cada una de las ramas de un inversor (Sector I). Se presentan las señales de disparo del interruptor inferior de cada rama

D.1. Cálculo de los tiempos de conmutación para inversores con hilo neutro

Inversores con tres ramas de interruptores

Los tiempos en los modos activos e inactivos en inversores con tres ramas de interruptores e hilo neutro se calculan en la Sección 3.2.2, organizando las ecuaciones (3.9)-(3.11), se tiene:

$$t_{ab} = T_{ab} v_{DQ} \quad (D.1)$$

$$t_7 = 1 - t_a - t_b - t_0 \quad (D.2)$$

$$t_0 = v_{c1} - \frac{v_0}{\sqrt{3}} - \frac{1}{3}(2t_a + t_b) \quad (D.3)$$

donde t_{ab} son los tiempos activos y T_{ab} es una matriz que depende del sector en el que

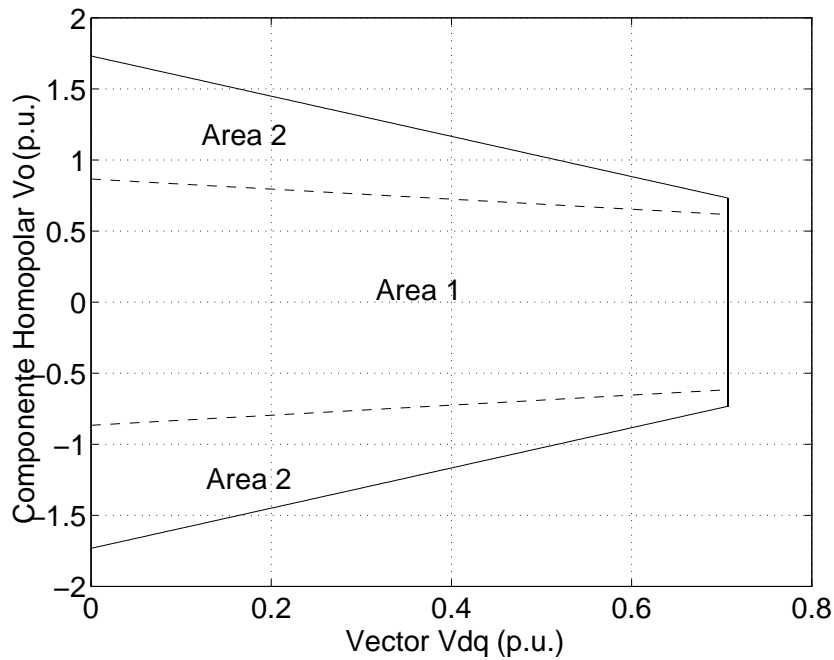


Figura D.2: Áreas factibles donde se puede imponer tensión de forma permanente. Área 1, los tiempos en los modos inactivos son iguales. Área 2, El tiempo de la cuarta rama es máximo

se encuentre la tensión de salida a ser suministrada por el inversor, en el Cuadro D.1 se recoge el cálculo de los tiempos en modos activos para otros sectores.

Inversores con cuatro ramas de interruptores

La tensión homopolar que puede suministrar en régimen permanente un inversor con cuatro ramas de interruptores se encuentra dentro de una región factible (ver la Figura 3.9(b)). Para calcular los tiempos en modos activos e inactivos esta región se ha dividido en dos áreas, tal y como se muestra en la Figura D.2. En el Área 1 los tiempos en los modos inactivos son iguales y en el Área 2 el tiempo de la cuarta rama es máximo. Siguiendo la estrategia de tiempos inactivos iguales se consigue genera un menor número de componentes armónicas en la tensión de salida (Jacobina et al., 1997; Hava et al., 1999). Los límites entre estas áreas son:

$$v_0 \text{ limite } 1 = \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \mp \frac{\sqrt{3}}{4} v_{DQ} \tag{D.4}$$

En el Área 1 los tiempos en los modos activos, inactivos y de la cuarta rama se calculan como:

$$t_{ab} = T_{ab} v_{DQ} \quad (D.5)$$

$$t_0 = t_7 = \frac{1 - (t_a + t_b)}{2} \quad (D.6)$$

$$t^+ = \frac{v_0}{\sqrt{3}} - \frac{(t_b - t_a)}{6} - \frac{1}{2} \quad (D.7)$$

$$t^- = 1 - t^+ \quad (D.8)$$

donde t_{ab} son los tiempos activos y T_{ab} es una matriz que depende del sector en el que se encuentre la tensión de salida a ser suministrada por el inversor, en el Cuadro D.1 se recoge el calculo de los tiempos en modos activos para otros sectores.

En el Área 2 la generación de tensión homopolar es de magnitud positiva si $t^+ = 1$. Los tiempos en modos activos, inactivos y de la cuarta rama en este caso son:

$$t_{ab} = T_{ab} v_{DQ} \quad (D.9)$$

$$t_7 = \frac{v_0}{\sqrt{3}} - \frac{t_a}{3} - \frac{2t_b}{3} \quad (D.10)$$

$$t_0 = 1 - t_a - t_b - t_7 \quad (D.11)$$

$$t^+ = 1 \quad (D.12)$$

donde el t_7 se calcula de (3.22) y utilizando las restricciones de este área.

En el Área 2 la generación de tensión homopolar es de magnitud negativa si $t^- = 1$. Los tiempos en modos activos, inactivos y de la cuarta rama en este caso son:

$$\mathbf{t}_{ab} = \mathbf{T}_{ab} \mathbf{v}_{DQ} \quad (\text{D.13})$$

$$t_7 = \frac{v_0}{\sqrt{3}} - \frac{t_a}{3} - \frac{2t_b}{3} + 1 \quad (\text{D.14})$$

$$t_0 = 1 - t_a - t_b - t_7 \quad (\text{D.15})$$

$$t^- = 1 \quad (\text{D.16})$$

donde el t_7 se calcula de (3.22) y utilizando las restricciones de este área.

Cálculo de los tiempos de conmutación

Una vez se calculan los tiempos en los modos activos e inactivos del inversor, se combinan convenientemente para producir cada secuencia de conmutación.

$$\mathbf{t}_R = \begin{cases} \mathbf{R}_0 \mathbf{t}_{0ab} \\ \mathbf{R}_7 \mathbf{t}_{7ba} \end{cases} \quad (\text{D.17})$$

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 tiene que cambiar de estado las ramas 1, 2 y 3 del inversor en un periodo de conmutación. Las matrices \mathbf{R}_0 y \mathbf{R}_7 dependen del sector en el que se encuentre \mathbf{v}_{DQ0} , la primera genera \mathbf{t}_R para el caso en el que el periodo de conmutación comience con el modo 0 y la segunda en modo 7. 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. Nótese que en inversores con cuatro ramas de interruptores, el tiempo de conmutación de la cuarta rama es t^+ y no se incluye en las matrices \mathbf{R}_0 y \mathbf{R}_7 . En el Cuadro D.1 se muestran los valores de las matrices \mathbf{T}_{ab} , \mathbf{R}_0 y \mathbf{R}_7 para cada uno de los sectores.

Cuadro D.1: Matrices para el cálculo de los tiempos de conmutación

Sector	a-b	T_{ab}	R_0	R_7
I	1-2	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
II	3-2	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
III	3-4	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
IV	5-4	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
V	5-6	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
VI	1-6	$\sqrt{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

Apéndice E

Funcionamiento del filtro activo paralelo en sistemas con red débil

E.1. Introducción

En el Capítulo 4 se analiza el control interno de corriente del filtro activo paralelo cuando la inductancia de la red de suministro es mucho menor que la inductancia de conexión del filtro activo paralelo. Sin embargo, cuando la inductancia de la red de suministro no es despreciable, la corriente que inyecta el filtro activo paralelo en el punto de conexión afecta la tensión en el punto de conexión. En este caso, es necesario incluir esta inductancia en el modelo del filtro activo paralelo para su buen funcionamiento. En este apéndice se estudia el modelo del filtro activo paralelo donde se incluye el modelo de la red de suministro de potencia finita y se muestran las modificaciones necesarias para el diseño del control de corriente.

E.2. Modelo del filtro activo paralelo en sistemas con red débil

En la Figura E.1 se muestra el circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo teniendo en cuenta la impedancia de la red de suministro (sistema con red débil). El inversor fuente tensión se ha modelado como una fuente ideal de tensión

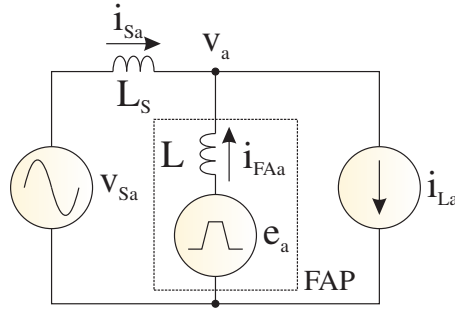


Figura E.1: Circuito equivalente por fase del filtro activo paralelo en conexión paralelo teniendo en cuenta la inductancia equivalente de la red de suministro

(e_a), que se conecta a la red de suministro por medio de las bobinas de conexión (L). La tensión de la red de suministro se ha modelado como un modelo *Thévenin* donde la tensión de circuito abierto es v_{S_a} y la inductancia equivalente de corto circuito es L_S . En el punto de conexión del filtro activo paralelo, indicado por v_a en la figura, se conecta una carga equilibrada que genera armónicos de corriente i_{L_a} . Las ecuaciones dinámicas del sistema de conexión a red en tiempo continuo son:

$$e_a - v_{S_a} = R_T i_{F A a} + L_T \frac{d i_{F A a}}{d t} - R_S i_{L_a} - L_S \frac{d i_{L_a}}{d t} \quad (\text{E.1})$$

$$e_b - v_{S_b} = R_T i_{F A b} + L_T \frac{d i_{F A b}}{d t} - R_S i_{L_b} - L_S \frac{d i_{L_b}}{d t} \quad (\text{E.2})$$

$$e_c - v_{S_c} = R_T i_{F A c} + L_T \frac{d i_{F A c}}{d t} - R_S i_{L_c} - L_S \frac{d i_{L_c}}{d t} \quad (\text{E.3})$$

donde $\vec{i}_{F A a b c}$ es la corriente que inyecta el filtro activo paralelo, L_T es la inductancia del sistema ($L_S + L$) y R_T es la resistencia del sistema ($R_S + R$).

Descomponiendo:

$$i_{F A a} = i_{F A a}' + \frac{L_S}{L_T} i_{L_a} \quad (\text{E.4})$$

$$i_{F A b} = i_{F A b}' + \frac{L_S}{L_T} i_{L_b} \quad (\text{E.5})$$

$$i_{F A c} = i_{F A c}' + \frac{L_S}{L_T} i_{L_c} \quad (\text{E.6})$$

$\frac{L_S}{L_T} i_{Lx}$ ($x = a, b, c$) es la corriente que circula por L cuando e_a y v_{S_a} son cero, sustituyendo (E.4)-(E.6) en (E.1)-(E.3) y despreciando las caídas de tensión $R_S \vec{i}_{Labc}$ y $R_T (\frac{L_S}{L_T}) \vec{i}_{Labc}$, se obtiene:

$$e_a - v_{S_a} = R_T i_{FAa}' + L_T \frac{di_{FAa}'}{dt} \quad (\text{E.7})$$

$$e_b - v_{S_b} = R_T i_{FAb}' + L_T \frac{di_{FAb}'}{dt} \quad (\text{E.8})$$

$$e_c - v_{S_c} = R_T i_{FAc}' + L_T \frac{di_{FAc}'}{dt} \quad (\text{E.9})$$

donde \vec{i}_{FAabc} es la variable de estado que se utilizará para el control de corriente. Nótese que las ecuaciones (E.7), (E.8) y (E.9) son similares a las ecuaciones de conexión a red en tiempo continuo y sistema equilibrado ((4.3), (4.4) y (4.5) en el Capítulo 4) con $L_S = 0$ (red de potencia infinita). Usando la transformada de *Park* (4.1) invariante en potencia, las ecuaciones (E.7)-(E.6) se transforman en:

$$\frac{d\vec{i}_{FAdq}'(t)}{dt} = \mathbf{A} \vec{i}_{FAdq}'(t) + \mathbf{B} (\vec{e}_{dq}(t) - \vec{v}_{Sdq}(t)) \quad (\text{E.10})$$

$$\vec{i}_{FAdq}(t) = \mathbf{C} \vec{i}_{FAdq}'(t) + \mathbf{D} \vec{i}_{Ldq}(t) \quad (\text{E.11})$$

donde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_T}{L_T} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_T}{L_T} \end{bmatrix} \quad (\text{E.12})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_T} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_T} \end{bmatrix} \quad (\text{E.13})$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{E.14})$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{L_S}{L_T} & 0 \\ 0 & \frac{L_S}{L_T} \end{bmatrix} \quad (\text{E.15})$$

Los subíndices d y q se han añadido a los nombres de las variables de la Figura E.1 para señalar las componentes d y q . La pulsación de la red de suministro es ω_1 .

Usando la técnica de discretización utilizada en la Sección 4.2.3, el modelo del filtro activo paralelo en tiempo discreto es:

$$\begin{bmatrix} i_{FA d}'(k+1) \\ i_{FA q}'(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{21} \\ -\phi_{21} & \phi_{11} \end{bmatrix}}_{\phi_1} \begin{bmatrix} i_{FA d}'(k) \\ i_{FA q}'(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{21} \\ -\gamma_{21} & \gamma_{11} \end{bmatrix}}_{\gamma_1} \begin{bmatrix} e_d(k) - v_{S d}(k) \\ e_q(k) - v_{S q}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{E.16})$$

$$\begin{bmatrix} i_{FA d}(k) \\ i_{FA q}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{FA d}'(k) \\ i_{FA q}'(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_S}{L_T} & 0 \\ 0 & \frac{L_S}{L_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L d}'(k) \\ i_{L q}'(k) \end{bmatrix} \quad (\text{E.17})$$

donde

$$\begin{aligned} \phi_{11} &= e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \cos(\omega_1 t_m) \\ \phi_{21} &= e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) \\ \gamma_{11} &= \frac{-\text{Re} e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \cos(\omega_1 t_m) + L_T \omega_1 e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) + R_T}{R_T^2 + (L_T \omega_1)^2} \\ \gamma_{21} &= \frac{-\text{Re} e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \text{sen}(\omega_1 t_m) - L_T \omega_1 e^{-\frac{R_T}{L_T} t_m} \cos(\omega_1 t_m) + L_T \omega_1}{R_T^2 + (L_T \omega_1)^2} \end{aligned}$$

siendo t_m el periodo de muestreo.

E.3. Diseño del regulador de corriente

Agrupando convenientemente los términos (E.16) se obtiene el siguiente modelo del filtro activo paralelo en una red débil.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{FAd}'(k+1) \\ i_{FAq}'(k+1) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FAdq}(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_{11} & 0 \\ 0 & \phi_{11} \end{bmatrix}}_{\Phi_{11}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{FAd}'(k) \\ i_{FAq}'(k) \end{bmatrix}}_{\vec{i}_{FAdq}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix}}_{\vec{w}_{dq}(k)} \quad (\text{E.18})$$

$$\begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \phi_{21} \\ -\phi_{21} & 0 \end{bmatrix}}_{\Phi_{21}} \begin{bmatrix} i_{FAd}'(k) \\ i_{FAq}'(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{21} \\ -\gamma_{21} & \gamma_{11} \end{bmatrix}}_{\Gamma_1} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d(k) - v_{Sd}(k) \\ e_q(k) - v_{Sq}(k) \end{bmatrix}}_{\vec{e}_{dq}(k) - \vec{v}_{Sdq}(k)} \quad (\text{E.19})$$

En (E.18), w_d controla la dinámica de la componente d mientras w_q controla la dinámica de q . Si se conoce w_d y w_q requeridas y se puede medir la corriente del filtro, la corriente de carga y se estima la tensión de la red de suministro en circuito abierto, las salidas del inversor e_d y e_q se pueden calcular de (E.19) y (E.17) como:

$$\vec{e}_{dq}(k) = \Gamma_1^{-1} \vec{w}_{dq}(k) - \Gamma_1^{-1} \Phi_{21} \underbrace{\left(\vec{i}_{FAdq}(k) - \frac{L_S \vec{i}_{Ldq}(k)}{L_T} \right)}_{\vec{i}_{FAdq}'(k)} + \vec{v}_{Sdq}(k) \quad (\text{E.20})$$

Nótese que la tensión que debe aplicar el inversor se calcula como en el Capítulo 4 donde la corriente del filtro activo paralelo es la corriente ficticia $\vec{i}_{FAdq}'(k)$ y la tensión en circuito abierto $\vec{v}_{Sdq}(k)$ se asume como una perturbación.

Al incluir el retraso en los cálculos y teniendo en cuenta los filtros de medida, se puede obtener como en la Sección 4.5 el modelo del filtro activo paralelo para la componente d como:

$$\begin{bmatrix} i_{FAd}^{if}(k+1) \\ w_d(k+1) \\ w_d^f(k+1) \\ x_{id}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -t_m & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FAd}^{if}(k) \\ w_d(k) \\ w_d^f(k) \\ x_{id}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w_d^c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ t_m \end{bmatrix} i_{FAd}^*(k) \quad (\text{E.21})$$

donde, i_{FAd}^{if} es la variable a ser controlada, i_{FAd}^* es su valor de referencia, x_{id} es la

integral del error de la variable a ser controlada y w_d^f es la variable de estado usada para tener en cuenta el retraso descrito anteriormente.

Se puede diseñar un regulador por realimentación de estado. De forma que

$$w_d^c(k) = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{pd} & k_{wd} & k_{wfd} & k_{id} \end{bmatrix}}_{K_d} \begin{bmatrix} i_{FA_d}^{lf}(k) \\ w_d(k) \\ w_d^f(k) \\ x_{id}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{E.22})$$

La variable de estado a controlar $i_{FA_d}^{lf}(k)$ se obtiene de la corriente del filtro activo paralelo filtrada y usando la ecuación (E.17).

E.4. Resultados

Para ilustrar el comportamiento dinámico del sistema de control del filtro activo paralelo en una red débil se ha implantado un modelo de simulación usando *Matlab* 6.5(Mathworks, 2002b) y *Simulink* 5.0(Mathworks, 2002c). En la simulación se han incluido el efecto de los filtros de medida y el tiempo de cálculo del algoritmo.

En el Cuadro E.1 se recogen los parámetros usados en la simulación y éstos corresponden con los usados en el prototipo experimental (ver Capítulo 7). Nótese que en esta simulación se ha incluido una inductancia (una por cada fase) entre la red de suministro eléctrico y el punto de conexión del filtro activo para conseguir el efecto de una red débil.

En esta simulación se ha usado el control de corriente repetitivo presentado en el Capítulo 6 con las modificaciones obtenidas en la sección anterior para incluir el efecto de la impedancia de la red de suministro.

En la Figura E.2 se muestra la simulación del sistema de control de corriente del filtro activo paralelo en una red débil. En esta simulación se usa una carga equilibrada que genera armónicos de corriente. Los datos de la carga son: 220 V de tensión nominal (50 Hz), 1,9 kVA, $\cos \phi = 0,8$ (inductivo) y $THD_i = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$). En la figura, v_{an} es la tensión en el punto de conexión, i_{S_a} es la corriente de la red de suministro, i_{L_a} es la corriente que consume

Cuadro E.1: Parámetros usados en la simulación y en la prueba experimental

Parámetro	Valor	Descripción
v_{ab}	220 V	Tensión compuesta de la red de suministro.
f_1	50 Hz	Frecuencia fundamental de la red de suministro.
L	39 mH	Inductancia de conexión.
L_s	46 mH	Inductancia de la red.
R	1,23 Ω	Resistencia de conexión.
C	3300 μF	Capacidad de la etapa de corriente continua.
f_c	2 kHz	Frecuencia de corte del filtro de medida (filtro <i>bessel</i> de 5 ^o orden).
f_m	5,4 kHz	Frecuencia de muestreo del controlador.
f_{sw}	10,8 kHz	Frecuencia de conmutación del inversor.

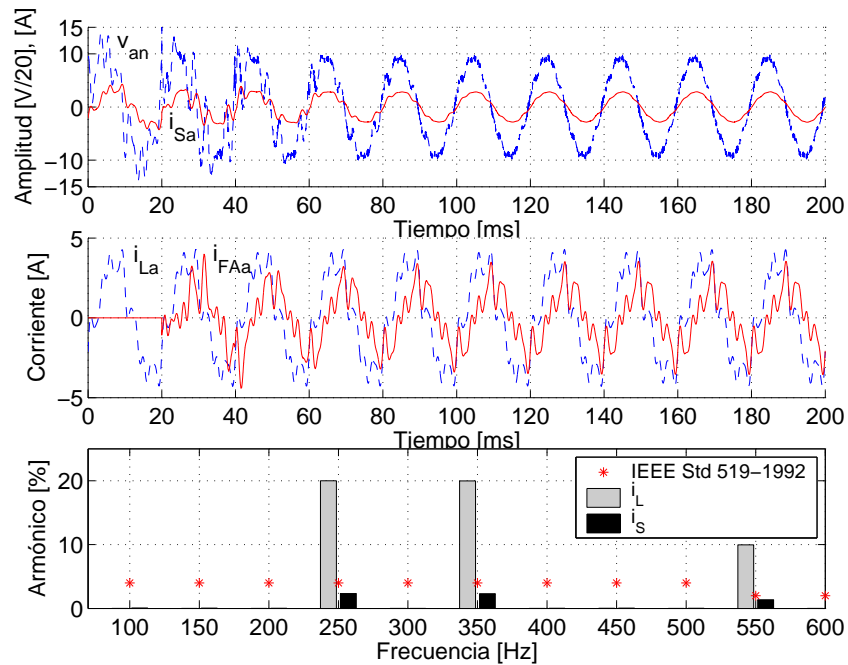


Figura E.2: Resultados de simulación del filtro activo paralelo en funcionamiento en una red débil

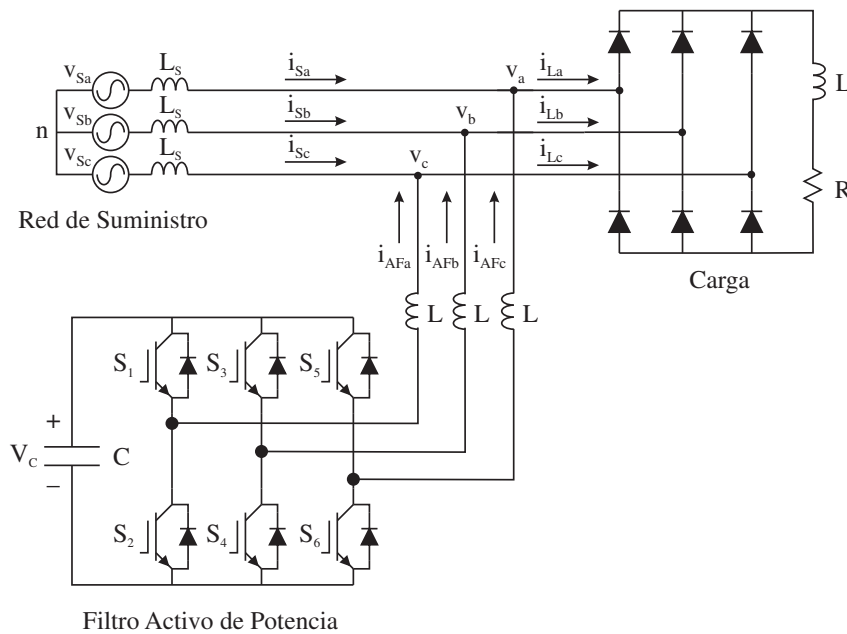


Figura E.3: Esquema eléctrico del filtro activo paralelo teniendo en cuenta la impedancia de la red de suministro

la carga e i_{FAa} es la corriente que inyecta el filtro activo paralelo. El filtro activo paralelo se conecta en $t = 20 \text{ ms}$. Antes de la conexión del filtro activo paralelo, la red de suministro entrega los armónicos de corriente que demanda la carga y la tensión en el punto de conexión presenta una elevada distorsión armónica. Una vez se conecta el filtro activo paralelo, se disminuye drásticamente los armónicos de corriente en la red de suministro y los armónicos de tensión en el punto de conexión. Además, se compensa la corriente reactiva que consume la carga.

Los resultados obtenidos en simulación también se han validado por medio de un prototipo de laboratorio. Este prototipo se describe en detalle en el Capítulo 7. El esquema eléctrico utilizado en el montaje de esta prueba se muestra en la Figura E.3. En la prueba experimental se usa una carga no lineal compuesta por un rectificador trifásico con una carga $R - L$. La resistencia usada es de 300Ω y se ha elegido L lo suficientemente grande de modo que la corriente no se interrumpe en el lado de corriente continua del rectificador trifásico.

En las Figuras E.4 y E.5 se reúnen los resultados experimentales del ensayo de un filtro activo paralelo en una red débil. En la Figura E.4 se muestra la compensación

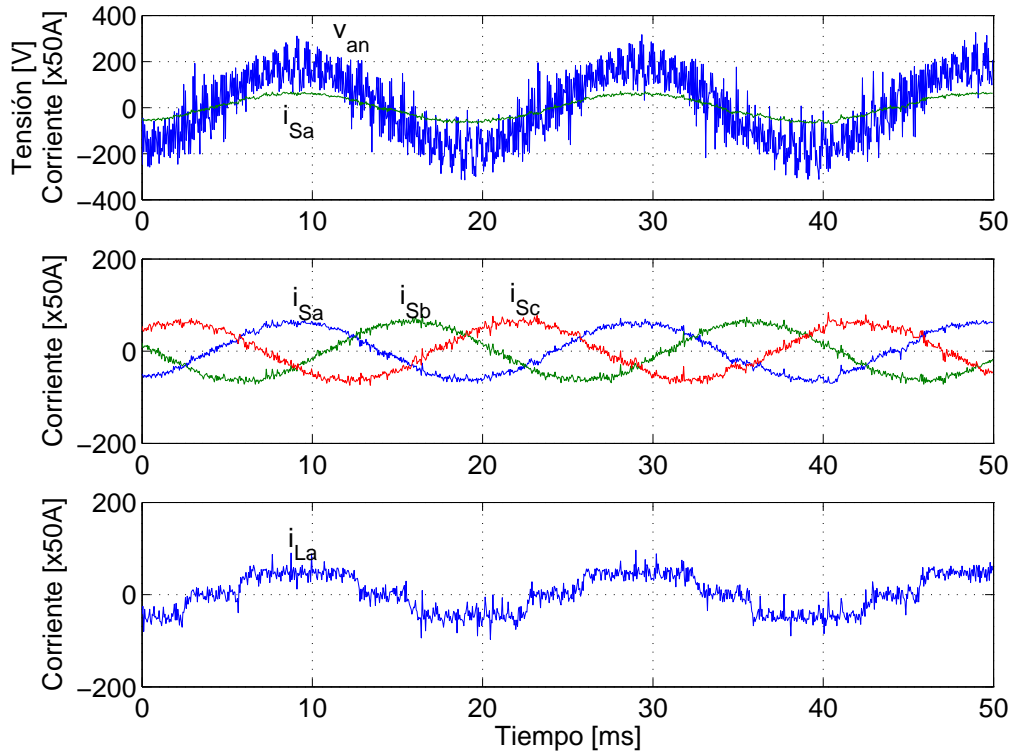


Figura E.4: Funcionamiento del filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal inductiva

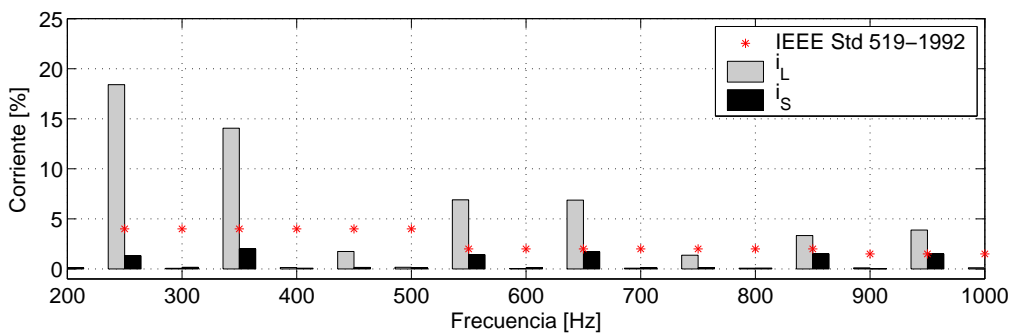


Figura E.5: Contenido armónico del funcionamiento filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal inductiva

en régimen permanente de los armónicos de corriente de la carga (i_{La}) con un filtro activo paralelo. El filtro activo paralelo inyecta en el punto de conexión los armónicos de corriente demandados por la carga y la corriente de la red de suministro (i_{Sa}) se acerca a una sinusoidal que está en fase con la tensión del punto de conexión. Nótese que la tensión de red de suministro se superpone un rizado de tensión. Este rizado de tensión se debe principalmente a la conmutación del inversor fuente de tensión. Sin embargo, este rizado se podría eliminar fácilmente con un filtro pasivo, recuérdese que se usa una modulación de ancho de pulso con frecuencia de conmutación constante.

Por otro lado, en la Figura E.5 se muestra el contenido armónico de la corriente de la carga y de la red de suministro una vez se conecta el filtro activo paralelo en el punto de conexión. Se observa claramente que la distorsión armónica de la red de suministro es del 1,82 % (frente al 28,80 % de la carga) y se verifica que cumple con la recomendación IEEE Std 519-1992. Las medidas de armónicos de la corriente de la red de suministro y carga se hacen usando un medidor digital de potencia *WT1600 de Yokogawa*. Resultados similares se consiguen si se utiliza como carga un rectificador con filtro por condensador, tal y como se muestra en la Figura E.6. El condensador utilizado como filtro en el ensayo es $2200 \mu F / 1000 V$.

E.5. Resumen y conclusiones

En este apéndice se ha desarrollado el modelo del filtro activo paralelo teniendo en cuenta la impedancia de la red de suministro. Se ha mostrado que el control interno de corriente del filtro activo paralelo en un sistema de red débil es similar al obtenido en el Capítulo 4 y se ha demostrado mediante simulación y experimentalmente el funcionamiento del filtro activo paralelo en este tipo de sistemas.

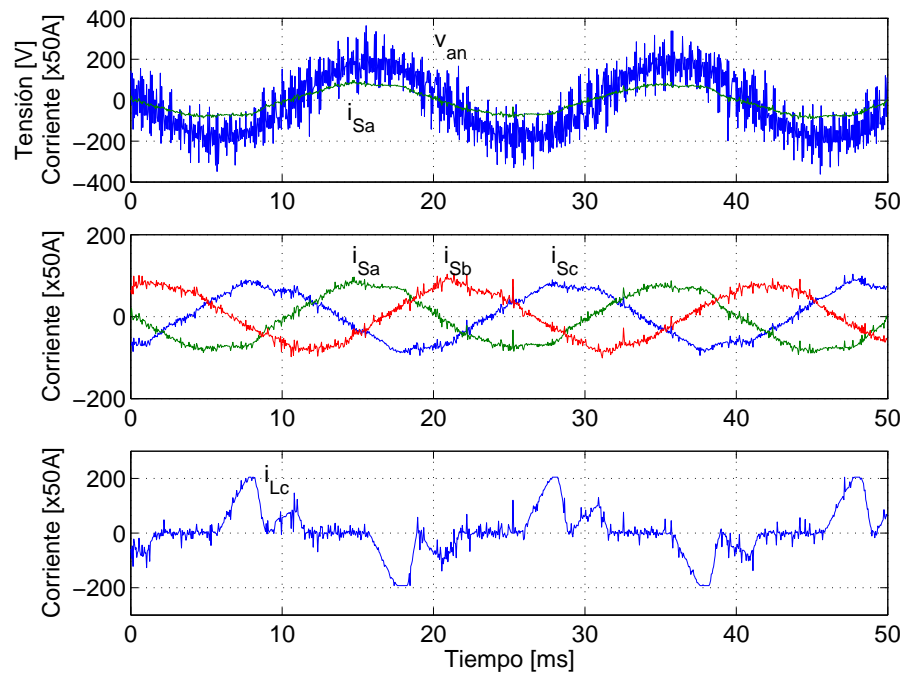


Figura E.6: Funcionamiento del filtro activo paralelo en una red débil y carga no lineal capacitiva