

Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas
Informáticos y Automática



Análisis y diseño de filtros activos serie e híbridos para la mejora de la calidad de la potencia eléctrica

Memoria para optar al grado de doctor
presentada por:

Salvador Pérez Litrán

Fecha de lectura: 7 de abril de 2011

Bajo la dirección del doctor:

Patricio Salmerón Revuelta

Huelva, 2011

ISBN: 978-84-15147-61-9
D.L.: H 175-2011



Universidad
de Huelva

Análisis y diseño de filtros activos serie e híbridos para la mejora de la calidad de la potencia eléctrica

Tesis Doctoral de
Salvador Pérez Litrán

Dirigida por
Patricio Salmerón Revuelta

UNIVERSIDAD DE HUELVA
Marzo de 2011

D. Patricio Salmerón Revuelta, Catedrático de Universidad de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Universidad de Huelva,

CERTIFICA:

Que D. Salvador Pérez Litrán, Ingeniero en Automática y Electrónica Industrial, bajo su dirección, y dentro del programa de doctorado **Ingeniería de Control, Informática y Electrónica** coordinado por el **Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas Informáticos y Automática**, ha realizado el trabajo de investigación correspondiente a su Tesis Doctoral titulado:

Análisis y diseño de filtros activos serie e híbridos para la mejora de la calidad de la potencia eléctrica

Revisado el presente trabajo, estimo que puede ser presentado al Tribunal que ha de juzgarlo.

Y para que conste a efectos de lo establecido en el artículo octavo del Real Decreto 778/1998 y por la Normativa Reguladora del Título de Doctor de la Universidad de Huelva, autorizo la presentación de este trabajo en la Universidad de Huelva

Huelva, a 18 de Febrero de 2011

Director: Dr. Patricio Salmerón Revuelta

Doctorando: Salvador Pérez Litrán

Agradecimientos

Con esta tesis finaliza una etapa más en mi formación académica. A lo largo de los años transcurridos desde comencé con este trabajo he tenido momentos de entusiasmo y de apatía, de dedicación y de abandono, de lucidez y de obcecación. Muchas han sido las personas que de alguna manera me han ayudado a seguir adelante y culminar este trabajo.

Quisiera en primer lugar dar las gracias a Patricio por mostrarme el camino a seguir y dedicar parte de su tiempo en mejorar el contenido de este trabajo.

Por otro lado agradecer a los compañeros del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica por el ánimo y los momentos tan entrañables que diariamente vivimos, mientras tomamos un café, durante la comida o simplemente cuando de forma espontánea nos reunimos en el pasillo. En especial quisiera citar a Jesús quien finalmente acertó en la fecha de finalización de esta tesis, a Reyes por su espontaneidad y vitalidad, Alejandro por su sosiego, Carlos por su espíritu optimista, Jaime por su prudencia, José María por su ayuda en las nuevas tecnologías, Manolo por los largos días en el laboratorio, a Javier, a Isabel, a Juan Luís y al resto de compañeros que formamos esta pequeña familia.

No puedo olvidar en estas notas a mi familia, a mis padres y hermanos de los que obtuve su apoyo permanente desde que comencé mis estudios. Nunca encontraré palabras para agradecer suficientemente su cariño y amistad.

Una mención especial merece Mari Carmen a la que le he robado muchas horas de su compañía para estar frente al ordenador, a la que nunca escuché una palabra de reproche, sino mas bien de apoyo permanente.

Quedan sin citar muchas otras personas, la lista sería casi interminable. Estoy seguro que entienden lo imposible de esta tarea y estoy convencido que todos se sienten identificados con este trabajo. A todos ellos, simplemente gracias.

A

Agustín y Carmen, mis padres, a los que no pude demostrar todo el cariño que merecían.

Mari Carmen, mi esposa, por su permanente disponibilidad y demostrarme diariamente su amor.

Salvador y Gonzalo, mis hijos, el motivo por el que cada día me levanto con alegría.

Índice de contenidos

Índice de Figuras.....	XIII
Lista de Tablas.....	XXV
Resumen.....	XXVII
Abstract.....	XXIX
Capítulo I. Antecedentes, objetivos y planteamiento general.....	1
1.1. Introducción.....	2
1.2. Perturbaciones en la onda de tensión.....	2
A. Variaciones de frecuencia.....	4
B. Variaciones lentas de tensión.....	4
C. Fluctuaciones de tensión.....	5
D. Huecos de tensión y microcortes.....	6
E. Desequilibrios de tensión.....	7
F. Tensiones armónicas.....	7
1.3. Armónicos.....	8
1.4. Métodos de compensación armónica.....	10
A. Filtros pasivos.....	10
B. Filtros activos paralelos.....	11
C. Filtros activos serie.....	12
D. Topologías combinadas.....	13
1.5. Objetivos.....	15
1.6. Planteamiento general.....	16
Capítulo II. Filtros activos serie y combinaciones de filtro activo serie y filtros pasivos paralelo.....	19
2.1. Introducción.....	20
2.2. Filtros activos de potencia.....	21
2.3. Modelos de cargas no lineales.....	25

2.4. Filtros activos serie, SAFs.....	29
2.4.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente...	30
2.4.2. Control mediante la detección de la tensión de carga.....	35
2.4.3. Control híbrido.....	38
2.5. SAPPF (Filtro activo serie y filtro pasivo paralelo).....	41
2.5.1. Detección de la corriente de fuente.....	48
2.5.2. Detección de la tensión de carga.....	54
2.5.3. Control híbrido.....	58
2.6. Conclusiones.....	62
Capítulo III. Aplicación del modelo de estado al diseño de filtros activos serie y filtros híbridos.....	65
3.1. Introducción.....	66
3.2. Filtro activo serie, SAF.....	68
3.2.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente...	70
3.2.2. Control mediante la detección de la tensión de carga.....	72
3.2.3. Control híbrido.....	73
3.3. Filtro activo híbrido, SAP.....	82
3.3.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente....	84
3.3.2. Control mediante la detección de la tensión de carga.....	85
3.3.3. Control híbrido.....	85
3.4. Resultados experimentales.....	93
3.4.1. Prototipo experimental de filtro activo serie, SAF.....	95
3.4.2. Prototipo experimental de filtro activo híbrido, SAPPF.....	101
3.5. Conclusiones.....	107
Capítulo IV. Estrategias de control para compensadores activos serie basadas en las formulaciones duales de la potencia reactiva instantánea... 109	
4.1. Introducción.....	110
4.2. Formulación dual de la potencia reactiva instantánea.....	111
4.2.1. Formulación dual de la teoría de la potencia reactiva instantánea original, pq	111
4.2.2. Formulación pq modificada dual.....	115
4.2.3. Formulación dq de tensión.....	118
4.2.4. Formulación pqr dual.....	120
4.3. Estrategias de compensación derivadas de la potencia reactiva instantánea dual.....	124
4.3.1. Estrategia de potencia constante.....	124
4.3.1.1. Aplicación de la teoría pq original dual.....	124

4.3.1.2. Aplicación de la teoría pq modificada.....	132
4.3.1.3. Aplicación de la teoría pqr.....	137
4.3.2. Estrategias basadas en la formulación dq y el método	
v_d-v_q	140
4.4. Estrategia de compensación de comportamiento resistivo.....	148
4.5. Análisis comparativo de las distintas estrategias de compensación..	154
4.6. Desarrollo de un prototipo experimental de filtro activo serie.....	157
4.6.1. Circuito de control.....	157
4.6.2. Resultados experimentales.....	160
4.7. Conclusiones.....	164
Capítulo V. Diseño de un compensador híbrido: filtro activo serie con	
filtro pasivo paralelo para la corrección del factor de potencia.....	167
5.1. Introducción.....	168
5.2. Estrategia de control para un compensador híbrido.....	168
5.3. Análisis de estabilidad.....	180
5.4. Control de la tensión en los condensadores del lado dc.....	183
5.5. Resultados experimentales.....	194
5.5.1. Ensayo n°1: carga trifásica, equilibrada, no lineal, tipo	
HCS, de cuatro conductores.....	188
5.5.2. Ensayo n° 2: carga trifásica, desequilibrada, no lineal,	
tipo HCS, de cuatro conductores.....	192
5.5.3. Ensayo n° 3: carga trifásica, equilibrada, no lineal,	
tipo HVS, de cuatro conductores.....	195
5.5.4. Pruebas de CEM según la UNE EN 61000.....	196
5.5.4.1. Prueba 1. Ensayo frente a fluctuaciones de tensión.....	197
5.5.4.2. Prueba 2. Ensayo frente a desequilibrios de tensión....	199
5.5.4.3. Prueba 3. Ensayo frente a huecos de tensión.....	201
5.5.4.4. Prueba 4. Ensayo ante tensión de suministro	
distorsionada.....	202
5.5.4.5. Prueba 5. Variaciones de frecuencia.....	204
5.5.4.6. Prueba 6. Variaciones lentas de tensión.....	205
5.6. Conclusiones.....	206
Capítulo VI. Conclusiones.....	209
6.1. Conclusiones y aportaciones de la tesis.....	210
6.2. Trabajos futuros.....	214
6.3. Difusión de los resultados de la tesis.....	215
Anexo A. Prototipo experimental.....	219

Anexo B. Esquemas en Simulink de los casos prácticos.....	237
Referencias bibliográficas.....	253

Índice de figuras

Fig. 1.1. Variación lenta de tensión.....	5
Fig. 1.2. Fluctuaciones de tensión.....	6
Fig. 1.3. Definición de hueco de tensión ($0,01U_p < \Delta U < 0,9U_p$) y microcorte ($\Delta U > 0,99U_p$).....	7
Fig. 1.4. Esquema de un filtro pasivo de conexión paralelo.....	11
Fig. 1.5. Esquema básico de un filtro activo de conexión paralelo.....	12
Fig. 1.6. Esquema básico de un filtro activo de conexión serie.....	12
Fig. 1.7. Combinación paralelo de filtro activo y pasivo.....	13
Fig. 1.8. Topología que combina filtro activo serie con filtro activo paralelo.....	14
Fig. 1.9. Topología híbrida de filtro activo serie y filtro pasivo en paralelo con la carga.....	14
Fig. 1.10. Topología que combina filtro activo en serie con el filtro pasivo y en paralelo con la carga.....	15
Fig. 2.1. Esquemas de inversores trifásicos: a) tipo CSI (Current Source Inverter); b) tipo VSI (Voltaje Source Inverter).....	21
Fig. 2.2. Topologías de inversor VSI para sistemas de cuatro conductores: a) de cuatro ramas; b) con alimentación partida en el lado dc.....	22
Fig. 2.3. Topologías de inversor VSI con tres inversores monofásicos.....	22
Fig. 2.4. Esquema de control PWM por muestreo periódico.....	23
Fig. 2.5. Generación de una señal PWM con muestreo periódico, por flanco de subida.....	23
Fig. 2.6. Esquema de control PWM por banda de histéresis.....	24
Fig. 2.7. Generación de una señal PWM por banda de histéresis.....	24
Fig. 2.8. Esquema de control PWM por comparación con triangular.....	25
Fig. 2.9. Generación de una señal PWM por comparación con triangular.....	25
Fig. 2.10. Filtro de salida para la eliminación de componentes de alta frecuencia..	26
Fig. 2.11. Modelo de carga no lineal del tipo HCS.....	26
Fig. 2.12. Forma de onda de una carga tipo HCS: a) tensión en el punto de conexión común; b) intensidad.....	27
Fig. 2.13. Modelo Norton y Thevenin de una carga no lineal.....	27
Fig. 2.14. Determinación del equivalente Norton de una carga no lineal.....	28
Fig. 2.15. Modelo de carga no lineal del tipo HVS.....	28

Fig. 2.16. Forma de onda de una carga tipo HVS: a) intensidad; b) tensión en el punto de conexión común.....	29
Fig. 2.17. Esquema para modelar una carga tipo HCS.....	29
Fig. 2.18. Topología y conexión de un filtro activo serie, SAF.....	31
Fig. 2.19. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF y carga tipo HVS, control $V_{Ch}=kI_{Sh}$	32
Fig. 2.20. Circuito del caso práctico 2.2.....	33
Fig. 2.21. Formas de onda sin filtro activo del caso práctico 2.2: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	33
Fig. 2.22. Formas de onda con filtro activo del caso práctico 2.2: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	34
Fig. 2.23. Espectro de armónicos: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	34
Fig. 2.24. Variación del THD de la corriente de fuente con la constante k	34
Fig. 2.25. Formas de onda sin el filtro activo, caso práctico 2.2 con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el punto de conexión común	35
Fig. 2.26. Formas de onda con el filtro activo, caso práctico 2.2 con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	35
Fig. 2.27. Espectro de armónicos del ejemplo 2.2, con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	36
Fig. 2.28. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF y carga tipo HCS, mediante un control $V_{Ch}=kI_{Sh}$	36
Fig. 2.29. Circuito monofásico equivalente para un sistema con un SAF, control $V_{Ch}=-V_{Lh}$	37
Fig. 2.30. Formas de onda después de conectar el filtro activo, caso práctico 2.3: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	38
Fig. 2.31. Formas de onda, caso práctico 2.3, después de la conexión del SAF cuando la tensión de fuente tiene un armónico de orden 3 y otro de orden 5: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	38
Fig. 2.32. Espectro de armónicos, caso práctico 2.3, tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	39
Fig. 2.33. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF, con control híbrido $V_{Ch}=k I_{Sh}-k_v V_{Lh}$	40
Fig. 2.34. Formas de onda, caso práctico 2.4, con el SAF conectado aplicando una estrategia híbrida: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	41
Fig. 2.35. Espectro de armónicos, caso práctico 2.4: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	41
Fig. 2.36. Formas de onda, caso práctico 2.4, con SAF conectado y tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC.....	42
Fig. 2.37. Espectro de armónicos, caso práctico 2.4, tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el punto de conexión común..	42
Fig. 2.38. Topología y conexión de un filtro híbrido, SAPPF.....	43

Fig. 2.39. Tipos de filtros pasivos a) filtro paso banda, b) filtro paso alto de primer orden, c) filtro tipo C, d) filtro tipo Pi.....	44
Fig. 2.40. Sistema con dos cargas no lineales, caso práctico 2.5.....	45
Fig. 2.41. Intensidad de fuente, caso práctico 2.5: a) forma de onda; b) espectro de frecuencias.....	46
Fig. 2.42. Tensión en el punto de conexión común, caso práctico 2.5: a) forma de onda; b) espectro de frecuencias.....	46
Fig. 2.43. Caso práctico 2.5, conexión de un filtro pasivo para eliminar los armónicos de la carga 2.....	46
Fig. 2.44. Espectro de frecuencias cuando se instala el filtro pasivo, caso práctico 2.5.....	47
Fig. 2.45. Resonancias que se producen en el sistema al conectar el filtro pasivo, caso práctico 2.5.....	48
Fig. 2.46. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF, carga tipo HVS y control $V_{Ch}=kI_{Sh}$	49
Fig. 2.47. Circuito del caso práctico 2.6.....	50
Fig. 2.48. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.6.....	51
Fig. 2.49. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión a la red. Caso práctico 2.6.....	51
Fig. 2.50. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF, carga tipo HCS y control $V_{Ch}=kI_{Sh}$	52
Fig. 2.51. Circuito del caso práctico 2.7.....	53
Fig. 2.52. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.7.....	53
Fig. 2.53. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.7.....	54
Fig. 2.54. Circuito con un filtro SAPPF, y una carga HCS conectada en el PCC.....	55
Fig. 2.55. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga tipo HVS, control $V_{Ch}=-k_v V_{Sh}$	56
Fig. 2.56. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga tipo HCS, control $V_{Ch}=-k_v V_{Sh}$	56
Fig. 2.57. Circuito del caso práctico 2.8.....	57
Fig. 2.58. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.8.....	57
Fig. 2.59. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión a la red. Caso práctico 2.8.....	58
Fig. 2.60. Espectro armónico de corriente de fuente. Caso práctico 2.8 con tensión de suministro distorsionada.....	58
Fig. 2.61. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.8 con tensión de suministro distorsionada.....	59
Fig. 2.62. Circuito con un SAPPF, con una carga HCS conectada en el PCC.....	59
Fig. 2.63. Variación de la impedancia de fuente y del filtro pasivo con la frecuencia. Caso práctico 2.8.....	61
Fig. 2.64. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga	

tipo HCS, control: $V_{Ch} = kI_{sh} - k_v v_{Lh}$	61
Fig. 2.65. Espectro de armónicos de la corriente de fuente. Caso práctico 2.9.....	62
Fig. 2.66. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.9.....	63
Fig. 3.1. Sistema con filtro activo serie y carga tipo HVS.....	67
Fig. 3.2. Circuito monofásico equivalente para la red de la Fig. 3.1.....	68
Fig. 3.3. Diagrama de bloques para el sistema definido en (9).....	69
Fig. 3.4. Diagrama de bloques de la ecuación de estado para la estrategia de control $u = k i_s$	70
Fig. 3.5. Diagrama de bloques de la ecuación de estado, control $u = -k_v v_L$	72
Fig. 3.6. Diagrama de bloques de la ecuación de estado, control $u = k i_s - k_v v_L$	73
Fig. 3.7. Circuito del caso práctico 3.1.....	75
Fig. 3.8. Mapa de polos, caso práctico 3.1 sin filtro activo.....	76
Fig. 3.9. Magnitud de Bode, caso práctico 3.1, sin filtro activo.....	76
Fig. 3.10. Mapa de polos, caso práctico 3.1 control $u = k i_{sh}$	77
Fig. 3.11. Mapa de polos, caso práctico 3.1, control $u = -k_v v_{Lh}$	78
Fig. 3.12. Mapa de polos, caso práctico 3.1, control $u = k i_{sh} - k_v v_{Lh}$	79
Fig. 3.13. Magnitud de Bode para las diferentes estrategias de control. Caso práctico 3.1.....	79
Fig. 3.14. Magnitud de Bode para diferentes valores de k , estrategia $u = k i_{sh}$. Caso práctico 3.1.....	80
Fig. 3.15. Ganancias para el quinto armónico, con diferentes valores de k , entrada i_L . Caso práctico 3.1.....	80
Fig. 3.16. Magnitud de Bode, para diferentes valores de k , estrategia híbrida. Caso práctico 3.1.....	81
Fig. 3.17. Caso práctico 3.1. Magnitud de Bode, para las diferentes estrategias de control, cuando la salida es la tensión en el punto de conexión común.....	82
Fig. 3.18. Sistema con filtro SAPPF y carga tipo HCS.....	82
Fig. 3.19. Circuito monofásico equivalente del sistema de la Fig. 3.18.....	83
Fig. 3.20. Circuito del caso práctico 3.2.....	87
Fig. 3.21. Mapa de polos sin filtro activo. Caso práctico 3.2.....	88
Fig. 3.22. Magnitud de Bode sin filtro activo. Caso práctico 3.2.....	88
Fig. 3.23. Mapa de polos sin filtro activo, control por detección de la corriente de fuente. Caso práctico 3.2.....	89
Fig. 3.24. Parte real de los polos en función de k . Caso práctico 3.2.....	90
Fig. 3.25. Magnitud de Bode, estrategia por detección de la corriente de fuente. Caso práctico 3.2.....	91
Fig. 3.26. Valores de ganancia a 250 Hz en función de k . Caso práctico 3.2.....	91
Fig. 3.27. Parte real de los polos en función de k_v . Caso práctico 3.2.....	92
Fig. 3.28. Magnitud de Bode, estrategia por detección de la tensión de carga. Caso práctico 3.2.....	92

Fig. 3.29. Magnitud de Bode, estrategia híbrida con $k_v=0,95$. Caso práctico 3.2.....	93
Fig. 3.30. Esquema del filtro de rizado.....	95
Fig. 3.31. Prototipo experimental de filtro activo serie, SAF.....	95
Fig. 3.32. Diagrama de bloques para el cálculo de la componente fundamental.....	96
Fig. 3.33. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, sin filtro activo.....	97
Fig. 3.34. Espectro de armónicos de la tensión y la intensidad.....	97
Fig. 3.35. Control por detección de la corriente de fuente, formas de onda de la tensión, 48 V/div y de la intensidad, 10 A/div.....	98
Fig. 3.36. Control por detección de la tensión de carga, formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10 A/div.....	98
Fig. 3.37. Control híbrido, formas de onda de la tensión, 48 V/div y de la intensidad, 10 A/div.....	99
Fig. 3.38. Comportamiento del SAF para tensión de fuente no sinusoidal: a) sin filtro; b) detección de corriente de fuente; c) detección de la tensión de carga; d) estrategia híbrida. Tensión, 48V/div, intensidad, 10 A/div.....	100
Fig. 3.39. Prototipo experimental de filtro híbrido SAPPF.....	101
Fig. 3.40. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, sin filtros.....	102
Fig. 3.41. Espectro de armónicos de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente.....	102
Fig. 3.42. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro pasivo.....	103
Fig. 3.43. Espectro de armónicos de la tensión en el PCC y la intensidad de fuente, con el filtro pasivo.....	103
Fig. 3.44. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia por detección de la corriente de fuente.....	104
Fig. 3.45. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia por detección de la tensión de carga.....	104
Fig. 3.46. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia híbrida.....	105
Fig. 3.47. Comportamiento del SAPPF para tensión de fuente no sinusoidal: a) sin filtro; b) detección de corriente de fuente; c) detección de la tensión de carga; d) estrategia híbrida. Tensión, 48V/div, intensidad, 10/div.....	106
Fig. 4.1. Transformación de un sistema de referencia de fases (abc) a un sistema de coordenadas $\alpha\beta$	112
Fig. 4.2. Sistema trifásico.....	112
Fig. 4.3. Descomposición del vector de tensiones según los ejes definidos por $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ y $\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}$	114
Fig. 4.4. Definición del sistema de referencia 0dq y componentes del vector \vec{v}	119
Fig. 4.5. Coordenadas $0\alpha\beta$ y pqr.....	121

Fig. 4.6. Transformación de coordenadas $0\alpha\beta$ a $0'\alpha'\beta'$	121
Fig. 4.7. Transformación de coordenadas $0'\alpha'\beta'$ a pqr.....	122
Fig. 4.8. Referencias de tensión e intensidad.....	125
Fig. 4.9. Circuito del caso práctico 4.1.....	126
Fig. 4.10. Formas de onda de la carga 1: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente	127
Fig. 4.11. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie.....	127
Fig. 4.12. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	128
Fig. 4.13. Espectros de frecuencia de a) la tensión en el PCC y b) la intensidad de fuente.....	128
Fig. 4.14. Formas de onda de la carga 2: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	129
Fig. 4.15. Formas de onda de la carga 2, después de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	129
Fig. 4.16. Formas de la corriente de neutro para la carga 2: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	130
Fig. 4.17. Formas de onda de la carga 3, antes de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	131
Fig. 4.18. Formas de onda de la carga 3, después de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	131
Fig. 4.19. Formas de la corriente de neutro para la carga 3: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	132
Fig. 4.20. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la teoría pq modificada.....	134
Fig. 4.21. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada mediante la aplicación de la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	134
Fig. 4.22. Formas de onda cuando la carga 2 es compensada mediante la aplicación la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	135
Fig. 4.23. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pq modificada: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	135
Fig. 4.24. Formas de onda cuando la carga 3 es compensada mediante la aplicación la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	136
Fig. 4.25. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pq modificada: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	136
Fig. 4.26. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la teoría pqr de la potencia eléctrica.....	138

Fig. 4.27. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	138
Fig. 4.28. Formas de onda cuando la carga 2 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	139
Fig. 4.29. Formas de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pqr dual: a) antes de la compensación, y b) después de la compensación	139
Fig. 4.30. Formas de onda cuando la carga 3 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	140
Fig. 4.31. Formas de la corriente de neutro para la carga 3 aplicando la teoría pqr dual: a) antes de la compensación y b) después de la compensación	140
Fig. 4.32. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la transformación dq.....	142
Fig. 4.33. Formas de onda de la carga 1 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	142
Fig. 4.34. Formas de onda de la carga 2 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente	143
Fig. 4.35. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la transformación dq: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	143
Fig. 4.36. Formas de onda de la carga 3 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión y b) intensidades de fuente.....	144
Fig. 4.37. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica la transformación dq: a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	144
Fig. 4.38. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica el método v_d-v_q	146
Fig. 4.39. Formas de onda para la carga 1 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	146
Fig. 4.40. Formas de onda para la carga 2 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	147
Fig. 4.41. Formas de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) antes de la compensación, b) después de la compensación.....	147
Fig. 4.42. Formas de onda para la carga 3 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	148
Fig. 4.43. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) antes de la compensación y b) después de la compensación.....	148
Fig. 4.44. Comportamiento resistivo para un filtro activo serie, SAF.....	149
Fig. 4.45. Diagrama de bloques para el cálculo de la señal de referencia para la estrategia de comportamiento resistivo.....	152
Fig. 4.46. Formas de onda para la carga 1 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	152

Fig. 4.47. Formas de onda para la carga 2 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	153
Fig. 4.48. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo: a) antes de la compensación, b) después de la compensación.....	153
Fig. 4.49. Formas de onda para la carga 3 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente.....	154
Fig. 4.50. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo: a) antes de la compensación, b) después de la compensación.....	154
Fig. 4.51. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación para la estrategia de factor de potencia unidad.....	158
Fig. 4.52. Diagrama de bloques para determinar la componente de secuencia directa.....	159
Fig. 4.53. Transformación inversa de Fortescue.....	159
Fig. 4.54. Tensión en el PCC e intensidad de fuente para la carga 1: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	160
Fig. 4.55. Tensión en el PCC e intensidad de fuente para la carga 2: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	161
Fig. 4.56. Intensidad de neutro para la carga 2: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 4 A/div; 5ms/div.....	162
Fig. 4.57. Carga 3 sin filtro activo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	162
Fig. 4.58. Carga 3 con filtro activo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 2,5 A/div; 5ms/div.....	163
Fig. 4.59. Tensión en el PCC e intensidad de fuente de la fase "a", para la carga 3: a) sin filtro activo, 48V/div; 10 A/div; 5 ms, b) con filtro activo, 48V/div; 5 A/div; 5ms/div.....	163
Fig. 4.60. Intensidad de neutro para la carga 3: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 4 A/div; 5ms/div.....	164
Fig. 5.1. Sistema de cuatro conductores.....	169
Fig. 5.2. Sistema de cuatro conductores con el equipo de compensación serie.....	172
Fig. 5.3. Comportamiento resistivo de APF serie y carga.....	173
Fig. 5.4. Corrección de la tensión de compensación cuando $i_d \neq 0$	174
Fig. 5.5. Circuito del caso práctico 5.1.....	175
Fig. 5.6. Caso práctico 5.1, formas de onda sin compensar: a) tensión en el punto de conexión común y b) intensidad de fuente	175
Fig. 5.7. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación.....	176
Fig. 5.8. Caso práctico 5.1, formas de onda después de la compensación: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente.....	177

Fig. 5.9. Caso práctico 5.1, formas de onda de la corriente de neutro a) antes de la compensación y b) después de la compensación	177
Fig. 5.10. Caso práctico 5.2, formas de onda sin compensar: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente.....	178
Fig. 5.11. Caso práctico 5.2, formas de onda después de la compensación: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente.....	179
Fig. 5.12. Caso práctico 5.2, formas de de la corriente de neutro a) antes de la compensación y b) después de la compensación	179
Fig. 5.13. Circuito monofásico equivalente y análisis de la estrategia de control....	180
Fig. 5.14. Diagrama de bloques para la estrategia de control.....	181
Fig. 5.15. Representación gráfica del margen de fase frente a la resistencia equivalente del ejemplo 5.4.....	182
Fig. 5.16. Esquema del filtro activo serie.....	184
Fig. 5.17. Control de la tensión en el lado dc.....	185
Fig. 5.18. Función de transferencia en lazo cerrado del control de la tensión en el lado dc.....	186
Fig. 5.19. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación.....	187
Fig. 5.20. Evolución de la tensión en los condensadores, caso práctico 5.4. $k_p=0,5$; $T_i=5$	187
Fig. 5.21. Carga utilizada en el ensayo 1.....	189
Fig. 5.22. Carga equilibrada sin compensar: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	189
Fig. 5.23. Carga equilibrada con filtro pasivo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	190
Fig. 5.24. Carga equilibrada con SAPPF: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	190
Fig. 5.25. Tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase <i>a</i> de la carga equilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con SAPPF. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	191
Fig. 5.26. Carga desequilibrada sin compensar: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	192
Fig. 5.27. Carga desequilibrada compensada sólo con filtro pasivo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	193
Fig. 5.28. Carga desequilibrada compensada con SAPPF: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	193
Fig. 5.29. Intensidad de neutro de la carga desequilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con el SAPPF (4 A/div). 5ms/div.....	194
Fig. 5.30. Tensión en el punto de conexión e intensidad de fuente para la fase <i>a</i> de la carga desequilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con el SAPPF. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	195
Fig. 5.31. Carga utilizada en el ensayo 3.....	195
Fig. 5.32. Formas de onda de la tensión en el punto de conexión e intensidad	

de fuente. Carga tipo HVS. a) sin compensar; b) con el filtro SAPPF conectado. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	196
Fig. 5.33. Configuración del sistema sometido a los test CEM según la UNE EN 61000.....	198
Fig. 5.34. Secuencia de tensiones en el ensayo ante fluctuaciones de tensión.....	198
Fig. 5.35. Formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente obtenidas en el ensayo frente a fluctuaciones: a) transición desde el 100% hasta el 112%; b) transición desde el 112% al 100%; c) transición desde el 100 % hasta el 88 %; d) transición desde el 88% hasta el 100%. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div.....	199
Fig. 5.36. Ensayo frente a un desequilibrio de tensión $k=25$. Tensiones en los terminales de la fuente. 48V/div; 5ms/div.....	200
Fig. 5.37. Ensayo frente a un desequilibrio de tensión $k=25$: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div.....	200
Fig. 5.38. Ensayo frente a un hueco de tensión del 70 % y cinco ciclos. 48V/div; 10 A/div; 50ms/div.....	201
Fig. 5.39. Ensayo frente a un hueco de tensión del 40 % y cinco ciclos. 48V/div; 10 A/div; 50ms/div.....	202
Fig. 5.40. Ensayo frente a tensión de suministro distorsionada con un armónico de orden 3 del 8 % y un armónico de orden 5 del 5 %. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	203
Fig. 5.41. Ensayo frente a tensión de suministro distorsionada con un armónico de orden 5 del 12 %. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div.....	204
Fig. 5.42. Ensayo frente a variaciones de frecuencia.....	205
Fig. 5.43. Formas de onda para una frecuencia de $1,15f_{nom}$. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 20ms/div.....	205
Fig. 5.44. Ensayo frente a variaciones lentas de tensión.....	206
Fig. 5.45. Ensayo frente a una variación lenta de tensión, disminución desde el 100% hasta el 40%. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div.....	206
Fig. 5.46. Ensayo frente a una variación lenta de tensión, aumento desde el 40% al 100%. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div.....	206
Fig. A.1. Esquema del prototipo experimental.....	219
Fig. A.2. Fuente programable modelo 4500iL y software CGUI32 de California Instruments.....	220
Fig. A.3. Carga trifásica no lineal formada por un rectificado trifásico no controlado.....	221
Fig. A.4. Carga trifásica no lineal formada por tres rectificadores monofásicos no controlados.....	221
Fig. A.5. Módulo de dos IGBTs, modelo SKM50GB123 de Semikron.....	222
Fig. A.6. Conjunto inversor.....	222

Fig. A.7. Transformadores de acoplamiento.....	222
Fig. A.8. Filtro de rizado.....	223
Fig. A.9. Filtros LC trifásicos sintonizados al 5º y al 7º armónico.....	223
Fig. A.10. Tarjeta de control 1005 PPC de dSPACE.....	224
Fig. A.11. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 1005 PPC.....	224
Fig. A.12. Tarjetas de entrada y salida de dSPACE utilizadas: a) DS 2004; b)DS 5101 DWO.....	225
Fig. A.13. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 2004.....	225
Fig. A.14. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 5101 DWO.....	226
Fig. A.15. Configuración del sistema dSpace.....	227
Fig. A.16. Controldesk.....	227
Fig. A.17. Sensor de tensión LV25-P.....	228
Fig. A.18. Sensor de intensidad LA35-NP.....	228
Fig. A.19. Conjunto de sensores de tensión e intensidad.....	229
Fig. A.20. Analizador de redes Fluke 434.....	229
Fig. A.21. Osciloscopio modelo Wavesurfer 424 de Lecroy.....	230
Fig. A.22. Esquema general en Simulink del control del filtro activo serie e híbrido.....	231
Fig. A.23. Esquema en simulink del bloque “control secundario”.....	231
Fig. A.24. Bloque “C. Directa” que determina la componente de secuencia Directa.....	232
Fig. A.25. Bloque “Fundamental” que determina la componente fundamental.....	232
Fig. A.26. Bloque “Inv. C. Directa” para el cálculo de la transformación inversa de Fortescue.....	233
Fig. A.27. Bloque de salida PWM.....	233
Fig. A.28. Bloque para el cálculo de la referencia en las estrategias ensayadas en el capítulo III.....	234
Fig. A.29. Bloque para el cálculo de la referencia en la estrategia de comportamiento resistivo presentada en el capítulo IV.....	234
Fig. A.30. Bloque para el cálculo de la referencia en la estrategia propuesta en el capítulo V.....	235
Fig. B.1. Esquema en Simulink del circuito de potencia del caso práctico 2.1.....	238
Fig. B.2. Esquema en Simulink del circuito de potencia del caso práctico 2.2.....	238
Fig. B.3. Carga HVS formada por un rectificador trifásico no controlado con un condensador y una resistencia en paralelo en el lado dc.....	239
Fig. B.4. Esquema del control PWM que se ha utilizado en los casos prácticos.....	239
Fig. B.5. Esquema para el cálculo de la referencia en la estrategia de control por detección de la corriente de fuente.....	239
Fig. B.6. Bloque “Fundamental” que determina la componente fundamental.....	240
Fig. B.7. Bloque “Calculo Ref” utilizado en la estrategia de control híbrida.....	240

Fig. B.8. Modelo de circuito en Simulink del caso práctico 2.5.....	241
Fig. B.9. Modelo de circuito en Simulink del sistema de potencia de los casos prácticos 2.6, 2.7 y 2.8.....	241
Fig. B.10. Carga HCS formada por un rectificador trifásico no controlado con una bobina y una resistencia en serie en el lado dc.....	242
Fig. B.11. Circuito de potencia en Simulink utilizado en los casos prácticos del capítulo IV.....	244
Fig. B.12. Modelo de carga trifásica no lineal de cuatro conductores.....	245
Fig. B.13. Esquema de la estrategia de control de potencia constante basada en la formulación pq original dual. Caso práctico 4.1.....	246
Fig. B.14. Esquema de la estrategia de control de potencia constante basada en la formulación pq modificada dual. Caso práctico 4.2.....	246
Fig. B.15. Esquema de la estrategia de control de potencia constante basada en la formulación pqr dual. Caso práctico 4.3.....	247
Fig. B.16. Esquema de la estrategia de control basada en la descomposición dq de la tensión. Caso práctico 4.4.....	247
Fig. B.17. Esquema de la estrategia de control basada en el método vd-vq. Caso práctico 4.5.....	248
Fig. B.18. Esquema del control en Simulink para la estrategia de comportamiento resistivo.....	248
Fig. B.19. Bloque "C. Directa" que determina la componente de secuencia directa.....	249
Fig. B.20. Bloque "Fundamental" que determina la componente fundamental.....	249
Fig. B.21. Bloque "Inv. C. Directa" para el cálculo de la transformación inversa de Fortescue.....	249
Fig. B.22. Esquema general de los casos prácticos con filtro híbrido del capítulo V.....	250
Fig. B.23. Bloque para el cálculo de la referencia en la estrategia propuesta en el capítulo V.....	251
Fig. B.24. Bloque para el cálculo de la tensión de compensación en el que se incluye el control de la tensión de los condensadores.....	251

Índice de tablas

Tabla 1.1. Valores de las tensiones de armónicos individuales en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de Un.....	8
Tabla 1.2. Clasificación de los equipos según la norma EN 61000-3-2.....	9
Tabla 1.3. Límites de armónicos para equipos de clase A.....	9
Tabla 1.4. Límites de armónicos para equipos de clase C.....	10
Tabla 1.5. Límites de armónicos para equipos de clase D.....	10
Tabla 2.1. Tensiones e intensidades medidas en dos condiciones de operación diferentes.....	30
Tabla 2.2. Valores de impedancia y fuente de corriente del modelo Norton del caso práctico 2.1.....	30
Tabla 2.3. THD de la tensión y de la intensidad para las tres estrategias de compensación y condiciones de suministro diferentes.....	42
Tabla 2.4. Corrientes armónicas absorbida por las cargas del caso práctico 2.5.....	45
Tabla 2.5. THD de la tensión y de la intensidad para las tres estrategias de compensación y las diferentes condiciones de suministro diferentes.....	63
Tabla 3.1. Resultados del caso práctico de filtro SAF. Fuente senoidal.....	99
Tabla 3.2. Resultados del caso práctico de filtro SAF. Fuente no senoidal.....	100
Tabla 3.3. Resultados del caso práctico de filtro SAPPF. Fuente sinusoidal.....	105
Tabla 3.4. Resultados del caso práctico de filtro SAPPF. Fuente no sinusoidal.....	106
Tabla 4.1. Resultados para la carga 1. THD de tensión e intensidad y factor de Potencia.....	155
Tabla 4.2. Resultados para la carga 2. THD de tensión e intensidad, factor de potencia y valor rms del armónico de orden 3 por el conductor neutro.....	155
Tabla 4.3. Resultados para la carga 3. THD de tensión e intensidad, factor de potencia y valor rms del armónico fundamental y de orden 3 por el conductor neutro.....	156
Tabla 4.4. Resultados experimentales para la carga 1, fase "a": (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo.....	160
Tabla 4.5. Resultados experimentales para la carga 2, fase "a": (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo.....	161
Tabla 4.6. Resultados experimentales para la carga 3: (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo.....	164
Tabla 5.1. Resultados medidos en el ensayo nº 1: (1) sin filtros, (2) con filtro pasivo, (3) con SAPPF.....	191
Tabla 5.2. Resultados medidos en el ensayo nº 2, antes y después de la compensación.....	194

Tabla 5.3. Resultados medidos en el ensayo n° 3: (1) sin filtros, (2) con filtro activo y pasivo.....	196
Tabla 5.4. Resultados medidos en el ensayo de desequilibrios de tensión con $k=25\%$	201
Tabla 5.5. Señales de prueba para ensayos de inmunidad para equipos de clase 3.....	203
Tabla 5.6. Valores medidos de tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase a en el ensayo de inmunidad frente a curva oscilatoria.....	203
Tabla 5.7. Valores medidos de tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase a en el ensayo de inmunidad frente a un armónico de orden 5.....	204

Resumen

Esta tesis se enmarca dentro del ámbito de lo que se ha dado en llamar calidad de la potencia eléctrica, PQ, y en concreto dentro de los métodos encaminados a la corrección de la falta de calidad de la onda eléctrica. En las últimas décadas, el concepto de calidad de potencia ha ido ganando cada vez más notoriedad dentro del ámbito de la Ingeniería Eléctrica, y hoy día, se ha convertido en una cuestión de sumo interés tanto para las compañías productoras y distribuidoras de energía eléctrica, como para los fabricantes y los consumidores finales.

Un problema de calidad de potencia se puede entender como una perturbación que hace que la tensión o la corriente del sistema difiera de su estado de referencia ideal. Esto ha conllevado estudios específicos para obtener una relación detallada de los fenómenos de compatibilidad electromagnética que provocan perturbaciones de la PQ. Esta catalogación y sus valores límites vienen establecidos en los distintos estándares nacionales e internacionales.

En la mejora de la calidad de la potencia se han propuesto diferentes soluciones basadas unas en filtros pasivos y otras en filtros activos. Estos filtros se pueden conectar en paralelo o en serie dependiendo del tipo de carga a compensar. También se pueden combinar ambos tipos de filtros (pasivos y activos) constituyendo lo que se conoce como filtro híbrido, donde el filtro activo puede mejorar la respuesta frecuencial del filtro pasivo.

En esta tesis se han desarrollado estrategias de compensación para filtros activos de conexión serie (SAF) y filtros híbridos formados por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo (SAPPF). En el capítulo II, se ha analizado el comportamiento funcional de ambas topologías lo que ha permitido efectuar un análisis crítico de las tres estrategias de control habituales en la bibliografía: control por detección de la corriente de fuente, control por detección de la tensión de carga y un control híbrido que incluye una combinación de estas dos estrategias. Así, se ha establecido la configuración y la estrategia de control más adecuada en función del tipo de carga y el origen de la fuente de distorsión.

Posteriormente en el capítulo III, se ha obtenido el modelo en variables de estado de una configuración de filtro activo serie, SAF, y de filtro activo híbrido SAPPF para las tres estrategias de control analizadas en capítulos anteriores. Esto ha permitido establecer distintas reglas de diseño, desde el punto de vista de la estabilidad y de la ganancia del sistema.

En el capítulo IV se han desarrollado las formulaciones duales de las teorías de la potencia reactiva instantánea más conocidas y que son de aplicación al control de filtros

activos de potencia de conexión serie. Las formulaciones duales referidas han sido la formulación pq original, formulación pq modificada, formulación dq de la tensión y la formulación pqr. Estas formulaciones han permitido establecer una estrategia de control cuyo objetivo ha sido conseguir potencia activa constante en el lado de fuente. Por otro lado, se ha desarrollado la formulación de la estrategia v_d-v_q basada en la descomposición i_d-i_q para compensadores activos de conexión shunt. Esta nueva formulación ha permitido su aplicación al caso de un compensador activo serie.

Otra de las estrategias de compensación presentadas se apoya en el objetivo de que el conjunto carga equipo de compensación tenga comportamiento resistivo. Para ello se ha considerado una carga ideal resistiva y equilibrada. El desarrollo de esta formulación ha permitido la determinación de la tensión de compensación para el filtro activo serie.

En el capítulo V se ha desarrollado una estrategia de control para un filtro híbrido compuesto por un filtro activo serie con un filtro pasivo de conexión paralelo SAPPF. Esta estrategia está basada en la optimización de la transferencia de potencia entre fuente y carga. Mediante la aplicación de los multiplicadores de Lagrange se ha determinado el valor de la resistencia ideal equivalente del conjunto compensador-carga. El desarrollo de esta estrategia se ha realizado para un sistema multiconductor adaptándose posteriormente para ser aplicada en un sistema de cuatro conductores con un filtro activo de tres ramas. El funcionamiento de la estrategia de control propuesta ha sido inicialmente contrastada mediante las simulaciones de dos casos prácticos.

Esta estrategia también ha sido analizada desde el punto de vista de la estabilidad. Para ello se ha obtenido la función de transferencia del sistema y se ha aplicado el criterio de Nyquist. El análisis del margen de fase ha permitido establecer el rango de valores de la resistencia equivalente para los que el diseño propuesto presenta un comportamiento estable.

Por otro lado, la aplicación de filtros activos de potencia requiere de un control de la tensión en el lado dc del inversor. Para ello, se ha diseñado un lazo de control secundario que regula la tensión en los condensadores a un valor de referencia. Éste incluye un controlador PI cuyos parámetros deben ser elegidos de forma que cumpla unas especificaciones determinadas en la respuesta sin que por ello se desestabilice el sistema. Así, se ha obtenido la función de transferencia del lazo de control secundario mediante una linealización del sistema en torno a un punto de trabajo, lo que ha permitido analizar la estabilidad del sistema y fijar los parámetros del controlador. El funcionamiento del lazo secundario junto con el principal se ha verificado a través de un caso de simulación.

Finalmente, se ha diseñado un prototipo experimental y se han presentado los resultados prácticos correspondientes a tres cargas diferentes: carga no lineal tipo HCS, equilibrada y de cuatro conductores, carga no lineal tipo HCS desequilibrada y de cuatro conductores y carga no lineal trifásica tipo HVS. Los resultados obtenidos han permitido verificar el comportamiento resistivo del conjunto compensador carga, eliminando los armónicos de la intensidad de fuente y compensando la potencia reactiva de la carga. El equipo de compensación se ha sometido a seis pruebas de inmunidad electromagnética, establecidas en la norma UNE-EN 61000.

Abstract

This thesis is within the electric power quality framework and specifically within the methods used to correct the electric wave poor quality. In recent decades, the concept of power quality is becoming more important within the field of Electrical Engineering, and today it has become a subject of great interest for both electric energy generation-distribution companies and final manufacturers- consumers.

A power quality problem can be understood as a disturbance that causes a difference between system voltage or current and the ideal reference. This fact has led to specific studies to obtain a detailed list of EMC phenomena that disturb the PQ. This list and its limit values are established in different national and international standards.

Different solutions have been proposed to improve power quality. Some of them are based on passive filters and others on active filters. These filters can be connected in parallel or series depending on the kind of load to compensate. They both (passive and active) can also be combined in the called hybrid filter. In this configuration the active power filter can improve the passive filter frequency response.

In this thesis, compensation strategies have been developed for series connection active filters (SAF) and hybrid filters, which consist of series active filter and parallel passive filter (SAPPF). In the first hand, the functional behaviors of both topologies were analyzed. It has allowed a critical analysis of three common control strategies in the literature: the source current detection, the load voltage detection and the hybrid control that includes a combination of other both strategies. Thus, the most appropriate configuration and control strategy for each kind of load and the distortion source origin has been established. On the other hand, the state variable model has been obtained for a series active filter, SAF, and hybrid active filter, SAPPF, when three control strategies have been applied: source current detection, load voltage detection and the hybrid strategy that combines the source current detection load voltage detection. This has allowed some design rules to be established from the point of view of stability and system gain.

Chapter IV develops the dual formulations of most usual instantaneous power theories to be applied to the control of series active power filters. These dual formulations are: original pq formulation, modified pq formulation, voltage dq formulation and pqr formulation. These formulations allow a control strategy to be established to get constant active power at supply side. On the other hand, the v_d-v_q mathematical formulation was developed, which is based on the i_d-i_q decomposition used in control of shunt connection active filter. The dual development allows its application to a series active compensator.

Another compensation strategy presented is based on forcing the set compensation equipment and load to have a resistive behavior. So, a resistive balanced load is

considered as ideal reference load. This formulation development allows the compensation voltage for the series active filter to be determined.

In addition, a control strategy for hybrid filters has been developed. This filter consists of a series active filter with a passive filter in parallel connection. The strategy is based on optimizing the power transfer between source and load. The value of the ideal equivalent resistance corresponding to the set load-compensator has been obtained applying the Lagrange multipliers. This strategy development has been carried out for a multiwire system. Besides, it has been subsequently adapted to be applied to a four-wire system with a three branches active filter. The operation of the proposed control strategy has been verified through two cases simulations.

This strategy has also been analyzed from point of view of the stability. Thus, the system transfer function has been obtained and the Nyquist criterion applied. The phase margin analysis has allowed the range of equivalent resistance values to be established for which the proposed design presents a stable behavior.

The application of active power filters requires a control voltage in the inverter dc side. To do this, a secondary control loop was designed which regulates the capacitors voltage to a reference value. This control module includes a PI controller whose parameters should be chosen to meet certain specifications in the response without destabilizing the system. Thus, the transfer function of the secondary control loop was obtained using a linearization around a working point. It allowed the system stability to be analysed and the controller parameters to be fixed. The operation of the secondary loop with the principal loop has been verified through a simulation case.

Finally, an experimental prototype was designed and practical results corresponding to three different loads have been presented: balanced and four-wires nonlinear load of HCS kind, unbalanced and four-wires nonlinear load of HCS kind, and three phase nonlinear load of HVS kind. The results have allowed the resistive behavior of the set compensator-load to be verified, eliminating the source current harmonics and compensating the load reactive power. The compensation equipment was undergone to six tests for electromagnetic immunity established in the UNE-EN 61000.

Capítulo I

ANTECEDENTES, OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO GENERAL

En este capítulo se plantean los objetivos generales que se pretenden alcanzar con el presente trabajo. Para ello se comienza con una introducción al concepto de calidad de la potencia que se ha convertido en una disciplina que define los parámetros de referencia para evaluar la idoneidad de las formas de onda de tensión y corriente de un sistema eléctrico, y permiten conseguir un funcionamiento compatible de todos los equipos que lo constituyen. Esto hace posible el establecimiento de límites en las perturbaciones de la tensión de red y la intensidad de fuente que quedan recogidos en las diferentes normas.

Por otro lado, también se realiza aquí una puesta al día de las configuraciones de equipos de compensación más habituales en la literatura técnica y que incluyen filtros activos de potencia, ya que estos equipos han demostrado ser eficaces en la compensación dinámica de cargas no lineales.

A partir del planteamiento del problema y las soluciones aportadas hasta hoy, según la bibliografía especializada se enumeran los objetivos principales que se pretenden alcanzar en la realización del presente trabajo.

El capítulo finaliza con una presentación del planteamiento y estructura que se sigue en cada uno de los capítulos que conforman esta tesis.

1.1. Introducción

En las últimas décadas, el concepto de calidad de potencia, PQ (Power Quality), ha ido ganando cada vez más notoriedad dentro del ámbito de la Ingeniería Eléctrica, y hoy día, se ha convertido en una cuestión de sumo interés tanto para las compañías productoras y suministradoras de energía eléctrica, como para los fabricantes y los consumidores finales [16].

Un problema de calidad de potencia se puede entender como una perturbación que hace que la tensión o la corriente del sistema difiera de su estado de referencia ideal [20]. Esto ha conllevado estudios específicos para obtener una relación detallada de los fenómenos de compatibilidad electromagnética (CEM) que provocan perturbaciones de la PQ, [109]. Esta catalogación y sus valores límites vienen establecidos en los distintos estándares nacionales e internacionales.

En la mejora de la calidad de la potencia se han propuesto diferentes soluciones basadas unas en filtros pasivos, los cuales se pueden entender como dispositivos que presentan una variación de su impedancia en función de la frecuencia, y otras en filtros activos, capaces de inyectar armónicos en contrafase a la red mediante convertidores electrónicos de potencia. Estos filtros se pueden conectar en paralelo o en serie dependiendo del tipo de carga a compensar. También se pueden combinar ambos tipos de filtros (pasivos y activos) constituyendo lo que se conoce como filtro híbrido, donde el filtro activo puede mejorar la respuesta frecuencial del filtro pasivo.

Una de las propuestas en cuanto a filtro híbrido está basada en una topología filtro activo en serie con la fuente y filtro pasivo en paralelo con la carga. Esta configuración permite mejorar del comportamiento del filtro pasivo, el cual sintonizado a la frecuencia adecuada consigue la eliminación de distintos armónicos de la intensidad de fuente con la consiguiente mejora de la calidad de la señal.

En este capítulo, la sección 1.2 analiza las diferentes perturbaciones que puede presentar la forma de onda de tensión. En la sección 1.3 se hace una clasificación de las cargas en sus diferentes clases según se establece en la norma, así como sus límites de armónicos de corriente. En la sección 1.4 se resumen las configuraciones de filtros más habituales en la bibliografía técnica indicando sus características más destacadas. La sección 1.5 plantea los diferentes objetivos que se pretenden alcanzar con el desarrollo de este trabajo. Finalmente, la sección 1.6 describe el planteamiento general que se seguirá en los diferentes capítulos que integran esta tesis,

1.2. Perturbaciones en la onda de tensión

La electricidad tal como se suministra a los clientes presenta numerosas características que pueden variar y afectar al uso que se hace de ella. Lo deseable, desde el punto de vista del consumidor sería que la tensión de suministro tenga una frecuencia y amplitud que no presente variaciones y una forma de onda según una senoide sin distorsión. En la práctica existen numerosos factores que impiden que esto se llegue a alcanzar. Entre ellos, el principal se debe a la utilización que los mismos usuarios hacen de la onda eléctrica que perturba sus características respecto a la situación ideal [125].

Cuando la corriente eléctrica demandada por los clientes circula por las redes de distribución se originan caídas de tensión. Esto supone que la tensión de suministro se vea afectada en todo momento por estas caídas de tensión que a su vez dependen de la demanda de energía existente en un instante determinado.

Por otro lado, los elementos del sistema pueden ser objeto de averías que pueden afectar a la tensión de suministro con posibilidades de interrumpir la alimentación de uno o varios consumidores.

Respecto a la frecuencia, para mantener su valor constante es necesario disponer de una capacidad de producción adaptada en cada instante a la demanda simultánea de todos los clientes, si bien tanto producción como demanda son susceptibles de variar de forma discreta. En concreto, en el caso de pérdida de producción y averías en las redes de transporte o distribución, existe el riesgo de un aumento o disminución de la frecuencia que será corregido con la regulación secundaria o la regulación terciaria del sistema eléctrico de potencia.

Son muchas las características que pueden perturbar el funcionamiento normal de los equipos del consumidor. Algunas están asociadas a fenómenos transitorios inevitables, causados por defectos: maniobras o fenómenos atmosféricos. Otras, lo son debido a la utilización que se hace hoy día de la energía eléctrica ya que se conectan al sistema equipos que modifican directamente la forma de onda de la tensión. Ello se debe a la proliferación de cargas que producen estos efectos que por otro lado disponen en su propia constitución de circuitos de control sensibles a estas perturbaciones.

Por tanto, la calidad de la energía eléctrica en relación con algunas de sus características depende más del cliente que del distribuidor o del productor, por lo que si se pretende una cierta calidad tanto cliente como distribuidor deben unir sus esfuerzos en pos de alcanzar un nivel de calidad adecuado.

De cualquier manera, las normas tratan de garantizar por un lado que la tensión de la red presente unos valores que permitan garantizar la PQ dentro de los límites, [22], [23] y por otro tratan de acotar las perturbaciones que puedan producir las cargas de los clientes [24] y que afecten en la menor medida posible a la tensión de red.

El grado de pureza de la onda de tensión viene caracterizado [22] por los siguientes parámetros: frecuencia, amplitud, forma y simetría. Desde el punto de vista de la generación, en las grandes centrales eléctricas se produce una forma de onda de tensión que puede considerarse sinusoidal. Sin embargo, en el proceso de transporte y distribución de la energía estos parámetros sufren alteraciones que pueden afectar a los usuarios. El origen de estas alteraciones muchas veces se encuentra en las propias instalaciones como consecuencia de maniobras, averías, fenómenos naturales (descargas atmosféricas) o también en el funcionamiento normal de determinados receptores como es el caso de los convertidores electrónicos [2]. Para verificar la calidad del suministro eléctrico, en la norma UNE-EN 61000-4-30 [30] se establecen los métodos y condiciones de medida.

A. Variaciones de frecuencia

En general la frecuencia de la red suele ser muy estable debido, salvo casos excepcionales, al elevado grado de interconexión del sistema eléctrico de potencia. La variación de la frecuencia en un sistema eléctrico se produce cuando existe una alteración del equilibrio entre carga y generación. En un sistema interconectado como el Español es necesario un cambio de carga de 12000 MW para que se produzca una variación de frecuencia de 0,1 Hz.

Generalmente, las variaciones de frecuencia afectan a la velocidad de las máquinas rotativas, a los relojes sincronizados a la red, y en general cualquier tipo de regulación electrónica que utilice la frecuencia como referencia de tiempos.

Según establece la norma UNE-EN 50160 [22], la frecuencia nominal debe ser de 50 Hz. En condiciones normales de explotación, el valor medio de la frecuencia fundamental medida en periodos de 10 s debe situarse entre los siguientes intervalos:

Para redes acopladas por conexiones síncronas a un sistema interconectado:

- 50 Hz \pm 1% (49,5 Hz a 50,5 Hz) durante el 99,5% de un año
- 50 Hz+4%/-6% (47 Hz a 52 Hz) durante el 100% del tiempo

Para redes sin conexión síncrona a un sistema interconectado (redes de alimentación existentes en zonas insulares):

- 50 Hz \pm 2% (49 Hz a 51 Hz) durante el 95% de una semana
- 50 Hz \pm 15% (42,5 Hz a 57,5 Hz) durante el 100% del tiempo

B. Variaciones lentas de tensión

Un factor importante para determinar la calidad del suministro eléctrico es la amplitud de la forma de onda de la tensión y por tanto su valor eficaz (Fig. 1.1). En un sistema eléctrico el valor rms de la tensión puede variar respecto de su valor nominal. Se considera una variación lenta de tensión cuando su duración es superior a 10 s. Sus causas suelen ser muy variadas, desde fallos en el suministro, en su mayoría debidos a fenómenos atmosféricos, hasta variaciones de la impedancia del receptor (consumos no constantes de energía, distribución desigual por zonas).

La norma UNE-EN 50160 establece que la tensión normalizada para las redes de baja tensión es:

- En el caso de sistemas trifásicos a cuatro conductores

$$U_n=230 \text{ V entre fase y neutro}$$

- En el caso de un sistema trifásico de tres conductores

$$U_n=230 \text{ V entre fases}$$

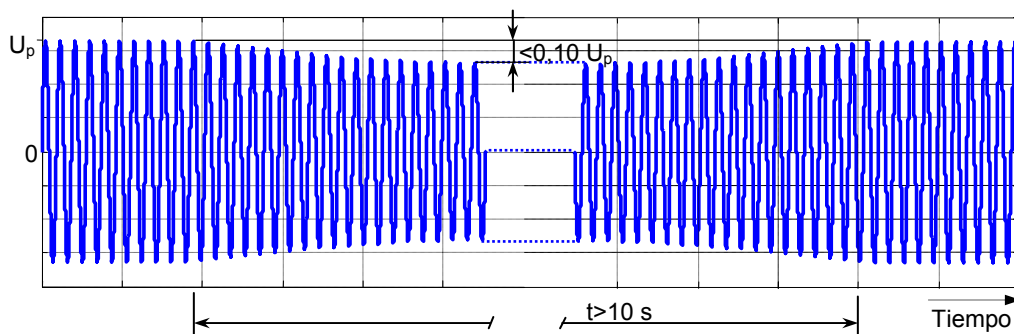


Fig. 1.1. Variación lenta de tensión

Respecto a las variaciones de tensión, independientemente de las situaciones que siguen a defectos o a interrupciones, la citada norma establece como condiciones normales de explotación las siguientes:

- Por cada periodo de una semana, el 95% de los valores eficaces de la tensión suministrada promediados en 10 minutos deben situarse en un intervalo $U_n \pm 10\%$.
- Para todos los periodos de 10 minutos, los valores promediados del valor eficaz de la tensión deben situarse en el intervalo $U_n + 10\% / -15\%$.

C. Fluctuaciones de tensión

Las fluctuaciones de tensión (Fig. 1.2) se producen cuando existen variaciones en la tensión de la red con una duración de entre varios milisegundos y hasta unos 10 s, y una amplitud que no supera el $\pm 10\%$ del valor nominal (si la variación es inferior al 90% de la tensión nominal se denomina hueco). Las fluctuaciones de tensión se deben principalmente a las variaciones de carga en las instalaciones de los clientes o a maniobras en la red (conexión de hornos de arco, equipos de soldadura, motores de gran potencia, convertidores de frecuencia, compresores, impresoras láser, etc).

Este tipo de fluctuaciones pueden afectar a gran cantidad de consumidores, sin embargo, debido a que la amplitud no supera el $\pm 10\%$ del valor nominal de la tensión, sus efectos no suelen incidir en el normal funcionamiento de los equipos eléctricos. Estos fenómenos sí pueden afectar al ser humano al producirse un parpadeo de la luminosidad de las lámparas, en general, molesto para el consumidor.

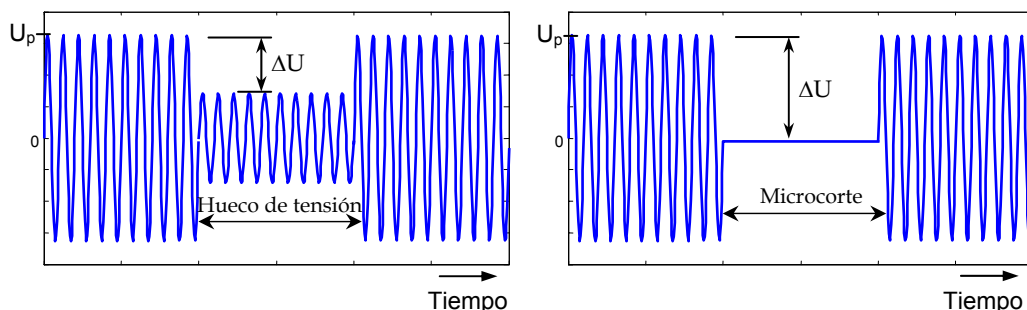


Fig. 1.3. Definición de hueco de tensión ($0,01U_p < \Delta U < 0,9U_p$) y microcorte ($\Delta U > 0,99U_p$)

E. Desequilibrios de tensión

Existe desequilibrio en las tensiones de un sistema eléctrico cuando los módulos de las tres tensiones del sistema o los desfases relativos existentes entre cada dos de ellas no son iguales. El límite en cuanto al desequilibrio viene establecido en la norma UNE-EN 50160 de la siguiente forma: en condiciones normales de explotación, para cada periodo de una semana, el 95% de los valores eficaces promediados en 10 minutos de la componente inversa de la tensión de alimentación debe situarse entre el 0% y el 2% de la componente de secuencia directa. En ciertas regiones con líneas parcialmente monofásicas o bifásicas, los desequilibrios pueden alcanzar el 3% en los puntos de suministro.

El origen de estas asimetrías en la tensión de suministro se debe principalmente a la circulación de un sistema desequilibrado corrientes por el sistema.

Entre los efectos que producen cabe destacar aumentos de temperatura por calentamiento de los motores asíncronos y disminución del nivel de utilización en los transformadores.

F. Tensiones armónicas

Estas perturbaciones son causadas por la conexión a la red eléctrica de cargas no lineales tales como equipos que incluyen una parte de electrónica de potencia.

Según la norma UNE-EN 50160, en condiciones normales de explotación, durante cada periodo de una semana, el 95% de los valores eficaces de cada tensión armónica promediados en intervalos de 10 minutos no debe sobrepasar los valores indicados en la Tabla 1.1. Además la tasa de distorsión armónica total de la tensión suministrada (THD) (comprendidos todos los armónicos hasta el 40) no debe sobrepasar el 8%. En dicho estándar se define el THD de la forma

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} (u_h)^2} \quad (2)$$

Donde u_h representa la amplitud relativa del armónico h respecto al armónico fundamental de la tensión.

Tabla 1.1. Valores de las tensiones de armónicos individuales en los puntos de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de U_n

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

Nota- Los 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 indicados en la tabla

Como consecuencia de los armónicos se pueden producir malfuncionamiento de algunos equipos electrónicos, disparos intempestivos de las protecciones etc. A largo plazo puede incluso disminuir la vida útil de las máquinas rotativas, condensadores y transformadores de potencia.

1.3. Armónicos

La presencia de armónicos en la señales de tensión e intensidad de la red eléctrica no es algo de reciente aparición [73]. Sus problemas asociados han sido una constante preocupación en los ingenieros desde el comienzo de la industria eléctrica [87]. Así durante décadas los armónicos se han relacionado con una gran variedad de problemas.

Todas las cargas no lineales producen armónicos ya sean de tensión o de intensidad. En IEEE Std 519-1992 [52] se presenta un análisis de las cargas típicamente productoras de armónicos de corriente así como sus efectos sobre los diferentes elementos que componen el sistema eléctrico de potencia. No existen límites en cuanto a la circulación de corrientes armónicas por la red de distribución, en cambio si establecen los niveles armónicos que pueden inyectar las cargas a la red. Así, en las normas UNE-EN 61000-3-2 [24] y IEC 61000-3-4 [50] se tratan las limitaciones de las corrientes armónicas inyectadas a la red pública de suministro.

En UNE-EN 61000-3-2 [24] se especifican los límites de las componentes armónicas de intensidad que pueden ser producidas por equipos ensayados bajo unas condiciones

específicas. Esta norma queda limitada a equipos con corriente de entrada menor de 16 A por fase.

Según la citada norma las cargas se clasifican en tres tipos tal como muestra la Tabla 1.2. En función de esta clasificación se establecen los límites que se muestran en las Tabla 1.3, Tabla 1.4 y Tabla 1.5. En el caso de los equipos de clase B, los armónicos de la corriente de entrada no deben exceder los valores absolutos dados en la Tabla 1.3, correspondiente a los límites para equipos clase A, multiplicados por un factor de 1,5.

Tabla 1.2. Clasificación de los equipos según la norma EN 61000-3-2

<i>Equipos</i>	
Clase A	<ul style="list-style-type: none"> Equipos trifásicos equilibrados. Equipos electrodomésticos, excepto aquellos aparatos identificados como pertenecientes a la clase D. Herramientas, a excepción de las herramientas portátiles. Reguladores de luz de lámparas incandescentes. Equipos de audio. Los equipos no especificados en algunas de las otras tres clases.
Clase B	<ul style="list-style-type: none"> Herramientas portátiles. Equipos de soldadura por arco que no sean equipos profesionales.
Clase C	<ul style="list-style-type: none"> Equipos de iluminación.
Clase D	<ul style="list-style-type: none"> Ordenadores personales y pantallas de ordenadores personales Receptores de televisión

Tabla 1.3. Límites de armónicos para equipos de clase A

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible A
Armónicos impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
Armónicos pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{8}{n}$

Tabla 1.4. Límites de armónicos para equipos de clase C

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible expresada en % de la corriente de entrada a la frecuencia fundamental
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$15 \leq n \leq 39$ Sólo armónicos impares	3

* λ es el factor de potencia del circuito

Tabla 1.5. Límites de armónicos para equipos de clase D

Orden del armónico n	Corriente armónica máxima admisible por vatio mA/W	Corriente armónica máxima admisible A
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$15 \leq n \leq 39$ Sólo armónicos impares	$\frac{3,85}{n}$	Véase la tabla correspondiente a clase A

1.4. Métodos de compensación armónica

Para la mitigación armónica y compensación de la carga se han propuesto distintos métodos de compensación y topologías de circuitos. De todas las posibles configuraciones en esta sección se expondrán de forma necesariamente resumida, las características de aquellas más habitualmente utilizadas, a la vista del número de trabajos publicados en las que se hace referencia y a su utilización industrial.

A. Filtros pasivos

Para compensar armónicos de corriente, tradicionalmente se han utilizado filtros pasivos paralelo. Estos consisten en ramas LC conectadas en paralelo con la carga. Su funcionamiento se basa en presentar un camino de baja impedancia a la frecuencia del armónico a mitigar, Fig. 1.4. En principio, las características de filtrado de los filtros pasivos shunt, son determinadas por la relación entre la impedancia de la fuente y la del filtro pasivo [52].

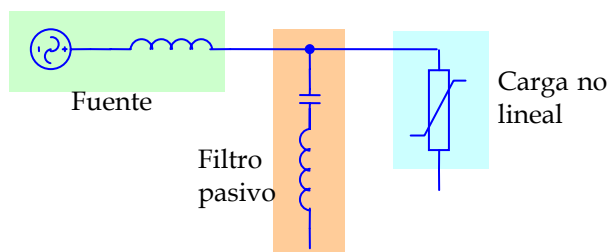


Fig. 1.4. Esquema de un filtro pasivo de conexión paralelo

Si bien este tipo de filtros son de bajo coste y fáciles de implementar, presentan algunos inconvenientes [15] que en muchos casos hacen desaconsejable su utilización. Entre ellos destacan los siguientes:

- Su característica de filtrado viene determinada por la impedancia de la fuente, la cual en la mayoría de las aplicaciones es desconocida e incluso sometido a variaciones según la configuración del sistema.
- A determinadas frecuencias se pueden presentar resonancias serie y/o paralelo entre la impedancia de fuente y el filtro pasivo.
- El filtro pasivo se comporta como un sumidero para los armónicos generados en otro lugar del sistema.

Desde el punto de vista de diseño, es necesario el conocimiento de los armónicos de corriente con objeto de elegir los valores de L y C adecuados para la sintonización del filtro pasivo. Esto hace que esta configuración esté limitada a sistemas que no presentan variaciones aleatorias de la forma de onda de la intensidad.

B. Filtros activos paralelos

Los avances en los dispositivos electrónicos de conmutación han dado un gran empuje en la utilización de filtros activos de potencia (APFs) [4], [5] para la eliminación de armónicos. En los filtros activos paralelos, a diferencia de los filtros pasivos, rara vez influye la impedancia del sistema en las características de filtrado, por lo que evitan uno de los problemas presentados por éstos.

El principio de operación del filtro activo se basa en inyectar a la red la corriente armónica consumida por la carga en contrafase, de tal manera que la corriente de fuente presente una forma de onda sinusoidal pura [39], [77]. Esta configuración proporciona buenas características de compensación aunque su aplicación práctica presenta algunos inconvenientes entre los que se puede destacar:

- Dificultad para construir un convertidor PWM de alta potencia, con una respuesta rápida y con bajas pérdidas.

- Presenta un coste inicial de funcionamiento alto comparado con los filtros pasivos.
- Las corrientes inyectadas a la red por el filtro activo pueden circular a través de otros filtros pasivos y condensadores conectados en el sistema.

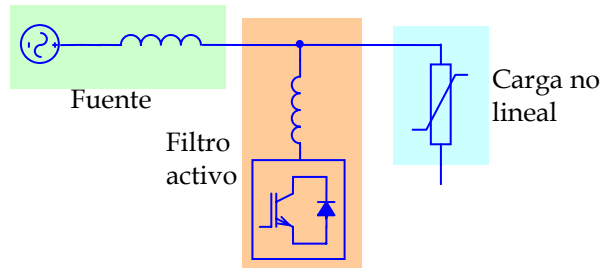


Fig. 1.5. Esquema básico de un filtro activo de conexión paralelo

El avance de la tecnología de los dispositivos electrónicos de potencia y los CIs DSP (Digital Signal Processor) ha hecho posible hoy día el uso de filtros activos. Ello ha supuesto un método efectivo para eliminar armónicos de corriente, pero además pueden ser usados para equilibrar cargas trifásicas y/o compensar la potencia reactiva [40], [46], [76], [78], [85], lo que constituye el objetivo básico de los denominados acondicionadores activos de potencia, APLCs (Active Power Line Conditioners).

C. Filtros activos serie

En esta configuración el filtro activo se conecta en serie con la carga. Esta topología permite eliminar perturbaciones en la señal de tensión (desequilibrios, armónicos etc) [12], [18], [68]. Según el tipo de control que se establezca para el filtro activo es posible por un lado, eliminar la distorsión que en la forma de onda de tensión de red pueda producir la carga y por otro lado, regular la tensión en los terminales de la carga con independencia de la caída de tensión, sobretensiones, distorsión o desequilibrios en la tensión de suministro según lo que se denomina restaurador dinámico de tensión, DVR (Dynamic Voltage Restore) [123].

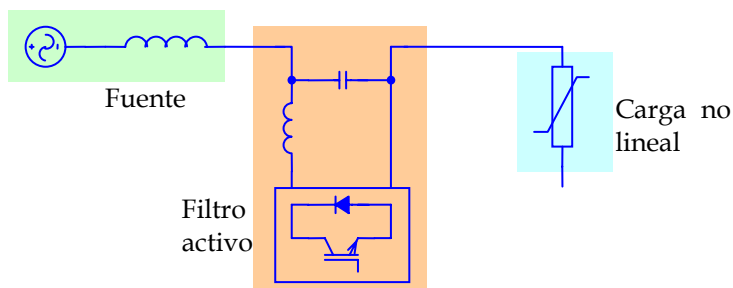


Fig. 1.6. Esquema básico de un filtro activo de conexión serie

Cuando el filtro activo de conexión serie tiene como objetivo la eliminación de armónicos de tensión generados por la carga, éste genera la forma de onda adecuada para que la distorsión de tensión producida por la carga no se transmita a la tensión de suministro. En cambio, en su funcionamiento como DVR, [84], el principio de funcionamiento se basa en que el inversor genere una forma de onda de tensión de magnitud y frecuencia apropiada para que la tensión en los terminales de la carga tenga la forma de onda adecuada cuando la tensión de suministro presenta algún desequilibrio o distorsión (Fig. 1.6).

En el entorno industrial se ha propuesto la utilización de DVR con objeto de reducir el impacto que sobre algunas cargas producen las perturbaciones de tensión. Sin embargo, la mayor parte del tiempo estos dispositivos están en espera de que ocurra alguna perturbación, y en la mayoría de los casos están funcionando muy por debajo de su capacidad [18], [63], [101]. Hay que tener en cuenta que estos dispositivos introducen una impedancia extra en la red (debido a que su conexión a la red se realiza mediante transformadores de acoplamiento), con las consiguientes pérdidas. Por ello se suele incluir en el control de este tipo de dispositivos otros objetivos adicionales al propio de su funcionamiento como DVR.

D. Topologías combinadas

Con objeto de aprovechar las virtudes de diferentes métodos de filtrado, se han propuesto la combinación de filtros de distinta topología, [90], [91], lo que ha dado lugar a 22 configuraciones diferentes. En esta sección se presentan de forma breve algunas de las más citadas en la bibliografía técnica.

La Fig. 1.7 muestra la combinación de un filtro pasivo y un filtro activo conectados en paralelo con la carga [34], [93]. El filtro pasivo elimina los armónicos más significativos, lo que reduce la potencia del filtro activo. Esta topología presenta los mismos inconvenientes que los asociados a los filtros pasivos de conexión paralelo.

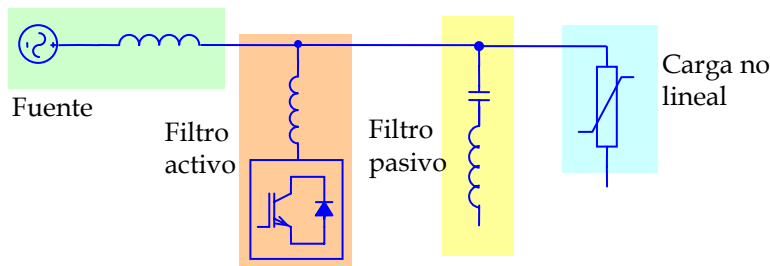


Fig. 1.7. Combinación paralelo de filtro activo y filtro pasivo

Otra combinación es la mostrada en la Fig. 1.8, donde se incluye un filtro activo serie y un filtro activo paralelo [97]. Así el filtro activo de conexión serie permite eliminar las perturbaciones de la tensión y el filtro activo de conexión paralelo actúa de forma que permita eliminar las perturbaciones de la intensidad. Desde el punto de vista funcional esta configuración permite actuar de forma dinámica tanto sobre la tensión como la

intensidad, por lo que ha venido en llamarse filtro activo universal o acondicionador unificado de la calidad de la potencia eléctrica [34], [80], [100]. El principal inconveniente se encuentra en el elevado coste de este tipo de equipos.

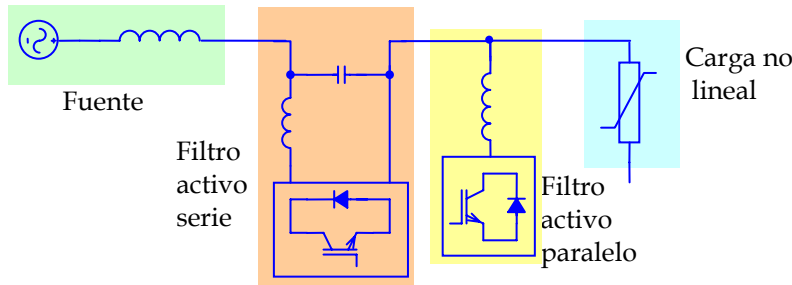


Fig. 1.8. Topología que combina filtro activo serie con filtro activo paralelo

La Fig. 1.9 muestra una topología híbrida compuesta por un filtro activo en serie con la fuente y un filtro pasivo en paralelo con la carga [94], [95]. Sobre el filtro activo se han ensayado diversas estrategias de control con el objetivo de mejorar las características de filtrado del filtro pasivo [43], [33]. Otras estrategias han incluido además el control de la tensión en la carga [70]. Con este último propósito una estrategia habitual consiste en generar una tensión en el filtro activo proporcional a los armónicos de intensidad de fuente. De esta forma se consigue que el filtro activo presente una alta impedancia para los armónicos de la corriente de carga. Esto permite mejorar el comportamiento del filtro pasivo, así por un lado evita posibles resonancias y por otro hace que la característica de filtrado del filtro pasivo no dependa de la impedancia de red. Además, este objetivo es posible con un filtro activo de reducida potencia nominal.

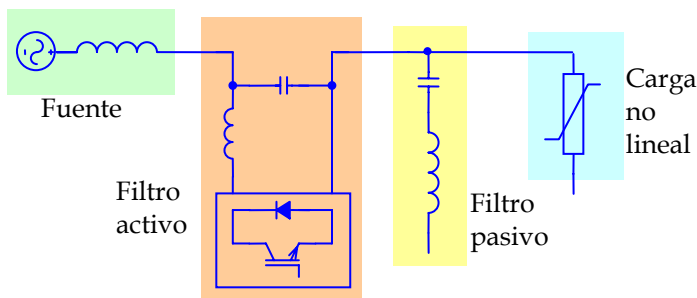


Fig. 1.9. Topología híbrida de filtro activo serie y filtro pasivo en paralelo con la carga

Por último, la Fig. 1.10 muestra otra topología de filtro híbrido que se utiliza para la eliminación de armónicos de corriente [32]. Ésta consiste en la conexión en serie de un filtro activo con uno pasivo, conectándose el conjunto en paralelo con la carga. La estrategia de control para el filtro activo se basa en generar una tensión proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente. Esta configuración mejora la característica de filtrado del filtro pasivo, con la inclusión de un filtro activo de reducida potencia en

comparación con la potencia necesaria de un filtro activo conectado en paralelo con la carga. Esta configuración ha resultado ventajosa para la mitigación de armónicos de corriente y la compensación de la potencia reactiva transferida por la carga.

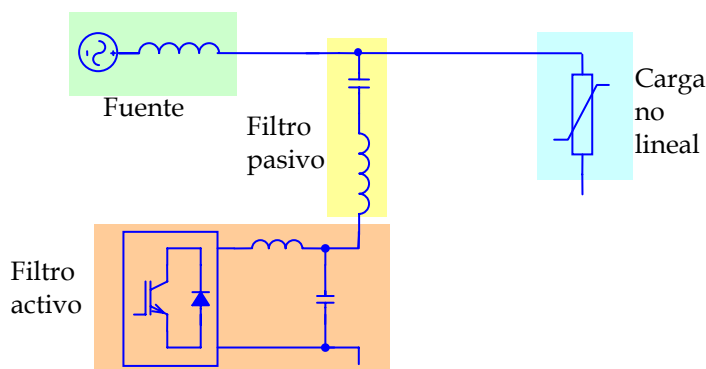


Fig. 1.10. Topología que combina filtro activo en serie con el filtro pasivo y en paralelo con la carga

Otras configuraciones son posibles [14], [8], [75] en el intento de optimizar los parámetros de rendimiento, potencia nominal o respuesta dinámica en el APF. Un análisis comparativo desde el punto de vista funcional se puede obtener en [111].

1.5. Objetivos

Este trabajo se plantea como objetivo general la necesidad de encontrar soluciones que permitan optimizar el diseño y el control de los filtros activos de potencia de conexión serie. Específicamente, la conexión de un APF serie como único elemento de compensación y la configuración APF serie y filtro pasivo sintonizado paralelo al que denominamos SAPPF. Así, en su desarrollo se han cubierto los siguientes objetivos:

- Analizar las diferentes topologías de equipos de compensación propuestos en la bibliografía que incluyen filtros activos de conexión serie.
- Realizar el estudio teórico del funcionamiento de un filtro activo serie y de un filtro híbrido compuesto por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo, para distintas fuentes de distorsión.
- Establecer los criterios básicos para la elección de la topología más adecuada en función del tipo de carga no lineal que se pretenda compensar.
- Obtener el modelo en el espacio de estado de un filtro activo serie y filtro híbrido que permita analizar las distintas estrategias de compensación recogidas en la bibliografía.
- Desarrollar una metodología de diseño de configuraciones que incluyen filtros activos de conexión serie a partir del análisis de su modelo de estado.
- Formular las principales teorías de potencia reactiva instantánea en su forma dual para que puedan ser aplicadas al cálculo de la señal de referencia de filtros activos de conexión serie para la compensación de cargas no lineales.

- g. Efectuar un estudio comparativo de las distintas estrategias de compensación que pueden ser utilizadas en filtros activos serie en base a las diferentes teorías duales de la potencia reactiva instantánea.
- h. Proponer una nueva estrategia de compensación para un compensador híbrido formada por filtro activo serie y filtro pasivo paralelo que compense la potencia reactiva, elimine los armónicos de corriente y tensión y equilibre las corrientes de carga.
- i. Analizar la nueva estrategia de compensación desde el punto de vista de la estabilidad del sistema de forma que permita establecer las limitaciones del equipo de compensación y garantice la respuesta dinámica del sistema.
- j. Diseñar el circuito de control que determine la tensión de compensación por un lado, y el circuito de control secundario por otro, que permita la regulación de la tensión en el lado dc del inversor en torno a un valor de tensión de referencia.
- k. Diseñar un prototipo experimental de compensador híbrido SAPPF y verificar su funcionamiento para cargas tipo, generadores de armónicos de tensión y generadoras de armónicos de intensidad.
- l. Contrastar el funcionamiento del prototipo de compensador híbrido frente a los ensayos de compatibilidad electromagnética recogidos en la norma UNE-EN 61000.

1.6. Planteamiento general

Para la consecución de los objetivos planteados en la sección anterior, este trabajo se ha estructurado en seis capítulos y dos anexos.

En este primer capítulo se plantean los objetivos generales que se pretenden alcanzar en la tesis. Se comienza con una introducción a los problemas más relevantes asociados a la falta de calidad de la potencia eléctrica y se especifican los límites establecidos por las normas tanto en las perturbaciones de la tensión de red como en la intensidad de fuente. A partir de estos valores límites se realiza un resumen de las configuraciones de equipos de compensación más habituales en la literatura técnica.

En el capítulo II, se analizan diferentes estrategias de control aplicadas a filtros activos de conexión serie (SAF) y combinaciones de filtros activos serie con filtros pasivo paralelo (SAPPF). A partir de ahí se aborda el estudio del comportamiento de ambas topologías de filtros en régimen estacionario a partir del circuito monofásico equivalente. Esto ha permitido realizar el análisis de tres estrategias de control del filtro activo:

- Control mediante la detección de la intensidad de fuente.
- Control mediante la detección de la tensión de carga.
- Control híbrido que combina la detección de la intensidad de fuente y la detección de la tensión de carga.

Así, ambas topologías de filtros son analizadas con cada estrategia frente a dos tipos de cargas no lineales de comportamiento contrapuesto: carga generadora de armónicos de corriente, HCS, y carga generadora de armónicos de tensión, HVS. El análisis se realiza desde el punto de vista de la distorsión producida por la carga y de aquella presente en el sistema debido a otras no linealidades ajenas a la propia carga.

El análisis teórico es contrastado con los resultados obtenidos mediante diferentes casos de simulación para lo que se ha desarrollado una plataforma de simulación en el entorno MATLAB-Simulink. Los resultados obtenidos han permitido desde el punto de vista de la eliminación de armónicos, establecer cuál es la estrategia y topología de filtro más adecuada en función del tipo de carga.

En el capítulo III se obtiene el modelo de estado para una configuración filtro activo serie, SAF, y filtro híbrido, SAPPF. A partir de sus ecuaciones de estado se analiza el comportamiento del conjunto para tres estrategias de compensación: por detección de la corriente de fuente, detección de la tensión de carga y una estrategia obtenida por combinación de ambas. A partir del análisis en el espacio de estado ha sido posible establecer unas reglas de diseño para una estrategia de control determinada. Para contrastar el análisis propuesto se han presentado dos casos prácticos a los que se aplican los criterios de diseño establecidos a partir del modelo de estado.

El capítulo IV desarrolla la formulación dual de las teorías de la potencia reactiva instantánea más extendidas en la literatura y que se han aplicado tradicionalmente a filtros activos de potencia de conexión paralelo: formulación pq original, formulación pq modificada, descomposición i_d-i_q y formulación pqr . Estos desarrollos permiten la utilización de dichas formulaciones en la compensación de cargas no lineales del tipo HVS mediante filtros activos de potencia de conexión serie. Además, se desarrolla una nueva estrategia de comportamiento resistivo cuyo objetivo de compensación se basa en considerar una carga resistiva y equilibrada como una referencia ideal en un sistema eléctrico de potencia.

Las distintas formulaciones duales obtenidas aplican para las estrategias de compensación de potencia constante y de comportamiento resistivo a un filtro activo de conexión serie. Posteriormente se efectúa un análisis comparativo de las diferentes formulaciones para tres tipos de cargas no lineales diferentes: una carga trifásica no lineal equilibrada de tres conductores, carga trifásica no lineal equilibrada de cuatro conductores y carga trifásica no lineal desequilibrada de cuatro conductores. Éste análisis se realizó en una plataforma de simulación basada en MATLAB-Simulink.

De entre las estrategias de control analizadas, la estrategia de comportamiento resistivo es la que ha resultado más efectiva desde el punto de vista de la compensación de potencia reactiva y eliminación de armónicos de la tensión en el punto de conexión común. Por ello, se diseñó un prototipo experimental que permitió verificar su funcionamiento a partir del análisis de los resultados obtenidos.

En el capítulo V se desarrolla una estrategia de control para un compensador activo basado en una topología de filtro híbrido compuesto por un filtro activo de potencia de conexión serie y un filtro pasivo de conexión paralelo, SAPPF. La estrategia propuesta se basa en la minimización del valor eficaz de la tensión en el punto de conexión común para que entre fuente y carga se transfiera la potencia media consumida por la carga. De esta manera la determinación de la señal de referencia se plantea como un problema de optimización con restricciones. Esta estrategia se ha aplicado a sistemas de cuatro

conductores y permite mitigar armónicos, compensar la potencia reactiva y eliminar la corriente de neutro. Además, en aquellas situaciones donde la tensión de suministro se encuentra poco distorsionada se consigue la eliminación de los armónicos de la intensidad de fuente.

La estrategia desarrollada se ha analizado desde el punto de vista de la estabilidad del sistema. Para ello se ha aplicado el criterio de Nyquist a su función de transferencia. Además se tuvo en cuenta el posible retardo que se pueda producir en el lazo de control. Este análisis permitió establecer el rango de valores entre los que puede variar la resistencia equivalente del sistema para garantizar su estabilidad.

Por otro lado, con objeto de que el inversor funcione de forma autónoma se ha diseñado un lazo de control secundario para mantener constante la tensión entre los terminales de los condensadores del lado dc del inversor. Este control secundario incluye un controlador proporcional integral (PI) para el que se analizó su estabilidad. Para ello se obtuvo una ecuación basada en el balance energético del inversor cuando funciona como rectificador. La linealización de esta ecuación permitió obtener su función de transferencia.

La estrategia propuesta se aplicó a un prototipo experimental de filtro híbrido, lo que permitió contrastar su funcionamiento en la compensación de cargas trifásicas no lineales del tipo HCS y del tipo HVS. El prototipo desarrollado fue sometido a diferentes ensayos de compatibilidad electromagnética basados en la norma UNE EN 61000.

Por último en el capítulo VI se presentan las conclusiones que se derivan de la presente tesis y las posibles líneas de trabajo futuras en el análisis y diseño de compensadores activos de potencia de conexión serie.

Capítulo II

FILTROS ACTIVOS SERIE Y COMBINACIONES DE FILTRO ACTIVO SERIE Y FILTROS PASIVOS PARALELO

En este capítulo se analizan diferentes estrategias de control aplicadas a filtros activos de conexión serie y combinaciones de filtros activos serie con filtros pasivos paralelo. Para ello, se presentan las estrategias más habituales que se aplican a filtros activos serie. A partir de ahí se efectuó el estudio del comportamiento de ambos tipos de configuraciones de filtro activo en régimen estacionario desde el circuito monofásico equivalente. Esto permitió realizar su análisis teórico para tres estrategias de control diferentes:

- Control mediante la detección de la intensidad de fuente.
- Control mediante la detección de la tensión de carga.
- Control híbrido que combina la detección de la intensidad de fuente y la detección de la tensión de carga.

Así, ambas topologías de filtros serán analizadas con cada una de las estrategias y respecto a dos tipos de cargas no lineales de comportamiento dual frente a la distorsión: carga generadora de armónicos de corriente y carga generadora de armónicos de tensión. El análisis se realiza desde el punto de vista de la distorsión producida por la carga y de aquella distorsión presente en el sistema debido a otras no linealidades distintas a las producidas por la propia carga.

El análisis teórico ha sido contrastado con los resultados obtenidos mediante diferentes ejemplos de simulación, para lo que se ha desarrollado una plataforma de simulación basada en MATLAB-Simulink. Los resultados obtenidos han permitido desde el punto de vista de la eliminación de armónicos, establecer cuál es la estrategia y la topología de filtro activo más apropiada para cada tipo de carga no lineal.

2.1. Introducción

La distorsión armónica ha sido un problema que ha estado presente desde los comienzos de la ingeniería eléctrica, [21], [87], si bien, cobra mayor significado en las últimas décadas debido a la proliferación de cargas electrónicas de comportamiento, en general, no lineal, [82]. Para eliminar la distorsión armónica de un sistema eléctrico de potencia se ha venido trabajando en los últimos años en el uso de los filtros activos de potencia (Active Power Filter, APF). Un APF es un sistema de compensación estático basado en un convertidor electrónico PWM (Pulse Width Modulation) que puede conectarse en paralelo o en serie con la carga [47].

Los filtros activos de potencia pueden proporcionar compensación de armónicos, potencia reactiva y/o corriente de neutro en redes eléctricas [86]. Esto es posible en la actualidad, debido principalmente a la evolución de la tecnología de los dispositivos electrónicos de potencia, el desarrollo de diferentes configuraciones y la propuesta de distintas estrategias de control [71]. Por otra parte, los APFs también han sido utilizados para eliminar armónicos de tensión, regular la tensión de suministro, eliminar flicker y mejorar el equilibrio de tensiones en sistemas trifásicos [98]. Este amplio rango de objetivos es alcanzado de forma individual o en combinación con otros dispositivos de compensación, dependiendo de la estrategia de compensación, la configuración y requerimientos del problema a resolver.

El APF más extendido en la literatura científica y de mayor uso en instalaciones de baja tensión es el de conexión paralelo [107], [110], [114]. El APF shunt inyecta una corriente armónica a la línea con la misma amplitud y fase opuesta a los armónicos de corriente de la carga. Este tipo de configuración se ha demostrado efectiva para cargas del tipo rectificador controlado con SCRs (Silicon Controlled Rectifier) con una gran inductancia en el lado dc, cicloconvertidores o reguladores constituidos con ramas formadas por dos SCRs en conexión antiparalelo. Este tipo de cargas pueden ser consideradas cargas no lineales generadoras de armónicos del tipo fuente de corriente, denominadas HCS (Harmonic Current Source). No obstante, otros tipos de cargas tales como los rectificadores de diodo con condensadores de gran capacidad en el lado dc son consideradas cargas no lineales generadoras de armónicos del tipo fuente de tensión, denominadas HVS (Harmonic Voltage Source). Se ha demostrado que el uso de APFs shunt para las cargas del tipo HVS no cancelan completamente los armónicos de la corriente de carga, siendo en muchas ocasiones su uso completamente ineficaz, [115].

Para las cargas del tipo HVS se ha llegado a proponer la utilización de filtros activos serie [122]. La práctica ha demostrado que constituyen para este tipo de cargas un equipo de compensación armónica más apropiado, aunque su uso en instalaciones de baja tensión sea menos habitual.

Este capítulo realiza un estudio de los sistemas de APF serie y combinaciones de APF serie y filtros pasivos sintonizados para la compensación de armónicos en sistemas con cargas no lineales. Se ha sistematizado desde el punto de vista práctico la aplicación de cada uno de estos equipos de compensación frente a cargas del tipo fuente de tensión armónica, HVS, y frente a fuente de corriente armónica, HCS. Así se han analizado las estrategias de compensación de control por detección de la corriente de fuente, control por detección de la tensión de carga y de control híbrido que combina las dos previas, lo que ha permitido compendiar los usos habituales de este tipo de equipos recogidos en la bibliografía.

Como ha quedado indicado anteriormente, además de los filtros activos puros, APF shunt y APF serie, se han ensayado otras topologías formadas por una combinación de filtro activo y filtro pasivo. Los filtros pasivos son ramas LC sintonizadas a las frecuencias de los armónicos más significativos de la carga. A estas configuraciones que incluyen asociaciones de APF y filtros pasivos nos referimos genéricamente como filtros híbridos, [102], [105].

Este capítulo se ha estructurado de la siguiente forma. En la sección 2.2 se introducen los fundamentos básicos de los APFs como sistemas de compensación. Se incluyen las configuraciones principales y los principios de control. La sección 2.3 trata sobre el modelado de cargas no lineales. Se presenta un procedimiento para determinar los parámetros de un modelo de carga no lineal basado en el equivalente Thevenin y Norton [1], [3]. En la sección 2.4 se analiza el comportamiento en estado estacionario de un APF de conexión serie cuando se aplican las distintas estrategias de compensación. De la misma forma, la sección 2.5 plantea un desarrollo similar para la configuración de APF serie con filtro pasivo paralelo. Finalmente, en la sección 2.6 se presentan las conclusiones más relevantes surgidas del análisis teórico desarrollado.

2.2. Filtros activos de potencia

Los filtros activos de potencia, APF, pueden ser clasificados según su tipo, topología y número de fases. El tipo lo define el convertidor de potencia utilizado. Éste suele ser una estructura en puente, bien del tipo fuente de corriente (Current Source Invertir, CSI) como se muestra en la Fig. 2.1a, o bien tipo fuente de tensión (Voltage Source Invertir, VSI) según se muestra en la Fig. 2.2b. La topología de APF viene definida por el modo en que se conecta a la red de potencia, así, pueden ser de conexión paralelo o shunt, de conexión serie o bien una combinación de ambas. En cuanto al número de fases se clasifican en monofásicos y trifásicos, pudiendo éstos últimos presentar diferentes variantes en función del número de conductores del sistema (tres o cuatro conductores).

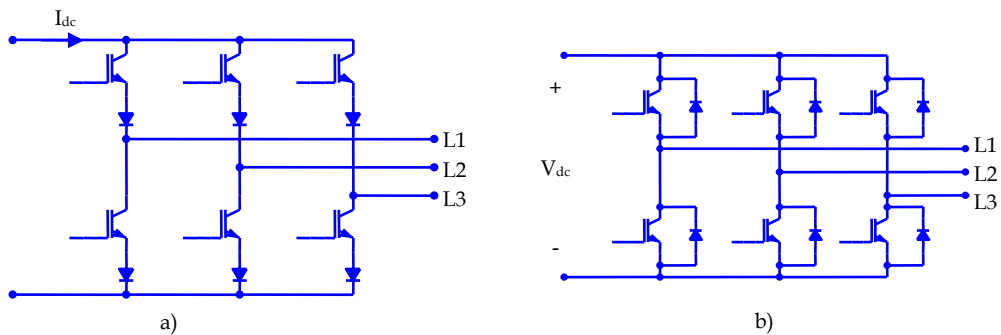


Fig. 2.1. Esquemas de inversores trifásicos: a) tipo CSI (Current Source Inverter); b) tipo VSI (Voltage Source Inverter)

Cuando se trata de compensar sistemas de cuatro conductores, se han propuesto diferentes alternativas [57], una de ellas es incluir una cuarta rama al inversor, tal como se muestra en Fig. 2.2a. Por tanto, esta configuración requiere dos dispositivos de potencia adicionales, lo que lo convierte en su principal inconveniente.

Otra de las soluciones propuestas en la bibliografía [99] para los sistemas trifásicos de cuatro conductores es dividir en dos la alimentación del lado dc del inversor, de cuya parte central se obtiene el cuarto conductor, tal como se muestra en la Fig. 2.2b. El inconveniente de esta configuración se presenta cuando la intensidad inyectada a la red tiene componentes de secuencia cero. El lado dc suele incluir dos condensadores con lo que la presencia de la componente homopolar de la corriente provoca que uno de ellos suministre más energía que el otro lo que se traduce en un desequilibrio de las tensiones de los mismos.

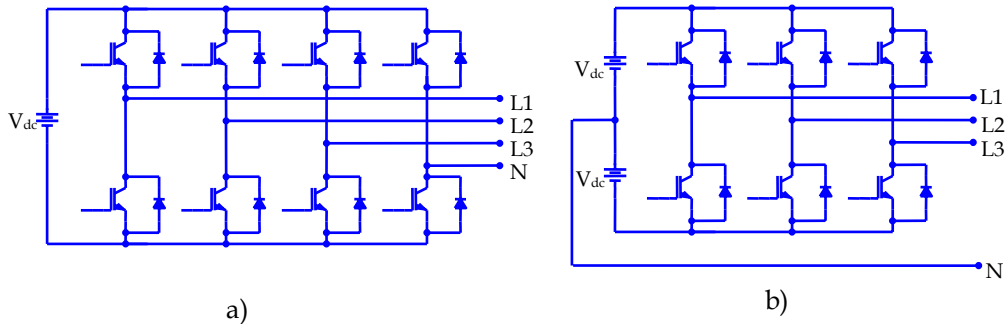


Fig. 2.2. Topologías de inversor VSI para sistemas de cuatro conductores: a) de cuatro ramas; b) con alimentación partida en el lado dc

En algunas situaciones con presencia de consumos con fuerte desequilibrio se han llegado a utilizar topologías de tres o cuatro inversores monofásicos dado que se comparte la misma fuente dc. El inconveniente de esta configuración se encuentra en el elevado número de dispositivos electrónicos de potencia a emplear. Un análisis más detallado de las distintas topologías se puede encontrar en [4].

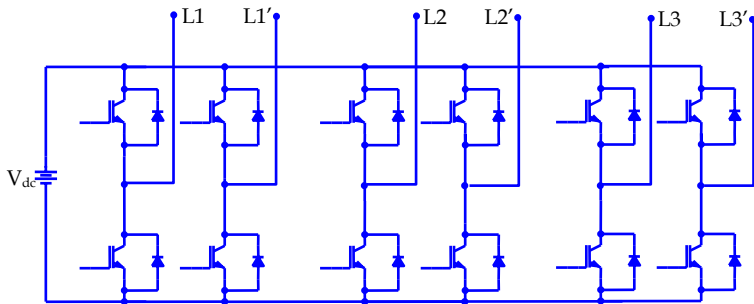


Fig. 2.3. Topologías de inversor VSI con tres inversores monofásicos

Respecto a los dispositivos electrónicos que constituyen el convertidor de potencia son posible la utilización de MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), GTOs (Gate Turn-off Thyristors) IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) o más recientemente IEGTs (Injection Enhanced Gate Transistor) de alta potencia.

Para la generación de los pulsos de disparo de los dispositivos electrónicos de potencia se utiliza generalmente la técnica de modulación por anchura de pulsos (PWM). Existen

diferentes estrategias para generar una señal PWM [19], [47], [48], sin embargo para APFs se suele limitar a:

- Muestreo periódico (Periodical Sampling, PS).
- Banda de histéresis (Hysteresis Band, HB).
- Comparación con onda triangular (Triangular Carrier, TC).

En el método de muestreo periódico, la señal de conmutación se obtiene como resultado de comparar la señal de salida del inversor con la referencia de la señal que se desea generar (Fig. 2.4). Si la señal de salida es mayor que la de referencia, los interruptores conmutan para disminuir el valor de la señal de salida del inversor. En cambio, si la señal de salida es menor que la referencia, los interruptores conmutarán para aumentar el valor de señal de salida. La conmutación sólo se realizará cuando se produzca un cambio en una señal de reloj, lo que permite fijar la frecuencia de conmutación en función de dispositivos electrónicos de potencia del inversor. En la Fig. 2.5, se muestra cómo este método genera la señal PWM; aquí se considera que la salida conmuta en el flanco de subida de la señal de reloj.

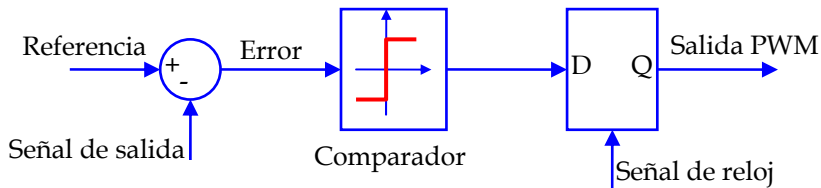


Fig. 2.4. Esquema de control PWM por muestreo periódico

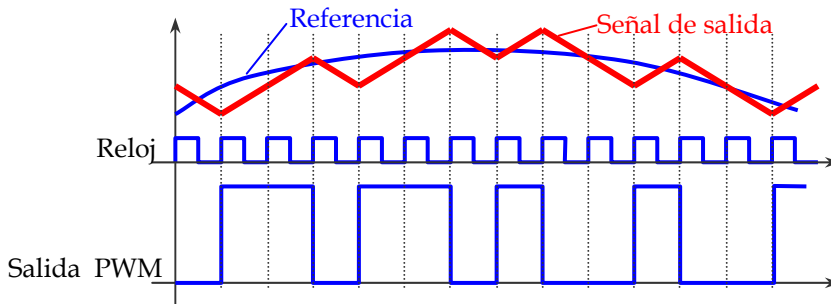


Fig. 2.5. Generación de una señal PWM con muestreo periódico, por flanco de subida

En la Fig. 2. 6 se muestra el esquema de control por banda de histéresis. Este método consiste en la imposición de una banda alrededor de la señal de referencia. Si la señal de salida queda fuera de la banda, el dispositivo conmuta forzando a que la salida vuelva a los límites de la banda. El proceso se realiza como sigue: la señal de salida es comparada con la referencia a seguir (Fig. 2.7); la señal de error resultante constituye la entrada de un comparador de histéresis, y la salida de éste conforman los pulsos de conmutación de

los interruptores. Así, si la salida medida es mayor que la señal de referencia por encima de la mitad de la banda de histéresis se conmutan los interruptores para que la señal del inversor ofrezca una tensión negativa a la salida, de forma que la señal de salida disminuya; por otra parte, si la señal real cae por debajo de la referencia en esa misma cantidad, los dispositivos conmutan para ofrecer una señal positiva a la salida. Como resultado, la señal de salida se mantiene entre los límites de la banda de histéresis, alrededor de la señal de referencia.

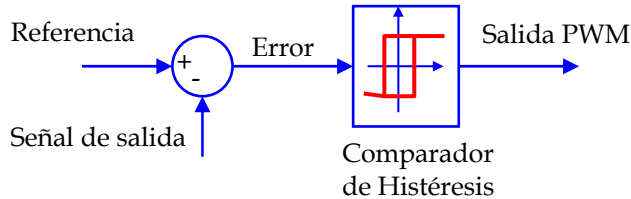


Fig. 2. 6. Esquema de control PWM por banda de histéresis

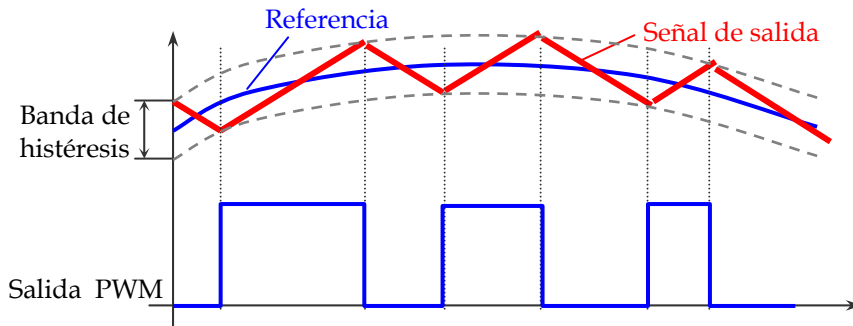


Fig. 2.7. Generación de una señal PWM por banda de histéresis

El control por banda de histéresis presenta como ventajas su simplicidad y una respuesta dinámica que permite una rápida controlabilidad de la señal de salida [74]. Por el contrario este método supone una frecuencia de conmutación variable para los dispositivos electrónicos de potencia, lo que lo convierte en su principal inconveniente.

En el esquema de modulación por onda triangular, Fig. 2.8, la secuencia de conmutación PWM se determina comparando la señal de error, con una señal portadora triangular, como se muestra en la Fig. 2.9. Suele añadirse una etapa de ganancia proporcional-integral (PI) para procesar la señal de error. El ajuste de los parámetros k_p y k_i de esa etapa puede actuar sobre el error en régimen estacionario y la respuesta transitoria del control. La principal ventaja de este tipo de controlador es que, dado que este sistema utiliza una onda triangular de frecuencia fija, mantiene una frecuencia de conmutación constante en el convertidor. Entre sus desventajas se incluyen posibles errores en la amplitud y fase de la corriente de salida.

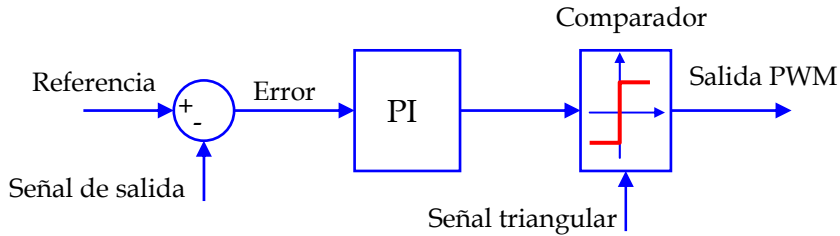


Fig. 2.8. Esquema de control PWM por comparación con triangular

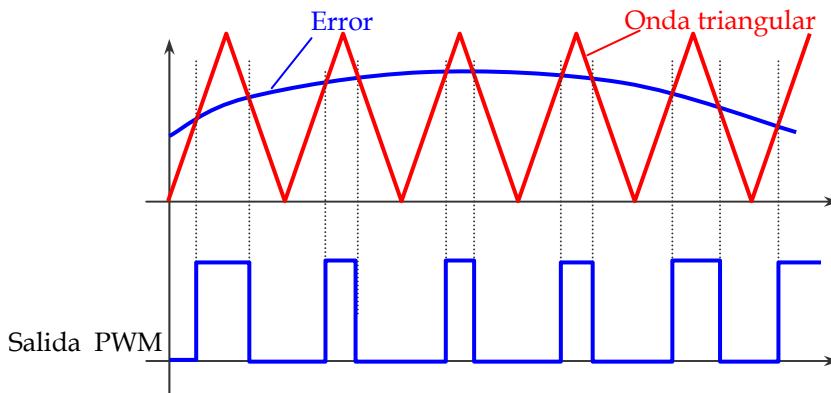


Fig. 2.9. Generación de una señal PWM por comparación con triangular

En cualquiera de los sistemas de control empleados se suele conectar en la salida del inversor un filtro paso-bajo LC, con la misión de eliminar el rizado de alta frecuencia debido a las conmutaciones de los dispositivos [90]. Para el análisis de funcionamiento considérese la Fig. 2.10. La impedancia que ofrece el condensador ($1/C\omega$) para las componentes de baja frecuencia de la tensión de salida del inversor, es mucho mayor que la de la bobina ($L\omega$). Por tanto estas componentes de tensión estarán presentes en los terminales del condensador. En cambio, para armónicos de alto orden la impedancia de la bobina es mucho mayor que la del condensador, por lo que las componentes de alta frecuencia de la tensión de salida aparecerán en los terminales de la bobina y prácticamente nulas en los terminales del condensador. Como resultado en el condensador se dispondrá de la tensión de salida sin las componentes de alta frecuencia. Por otro lado, para obtener una buena respuesta dinámica se han de elegir los valores de L y C de forma conveniente. Así si los valores de L y C son demasiado pequeños no podrán reducir el rizado de las conmutaciones, por el contrario si LC tiene valores elevados no sólo aumentará el tamaño físico del equipo sino que la respuesta del sistema será lenta con lo que resultará una pobre capacidad de seguimiento. Por tanto, la elección de los parámetros de LC requerirá de una solución de compromiso entre la velocidad de respuesta y el rizado de la señal de salida.

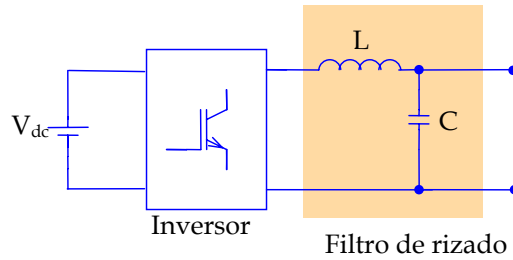


Fig. 2.10. Filtro de salida para la eliminación de componentes de alta frecuencia

2.3. Modelos de cargas no lineales

En el análisis armónico de un sistema de potencia se utilizan técnicas que se aplican a circuitos lineales en estado estacionario. Estas técnicas varían en función de los datos requeridos, la complejidad del modelo, la formulación del problema y los algoritmos de cálculo. Las cargas no lineales se consideran fuentes que inyectan armónicos a una red lineal [42]. Dependiendo del tipo de armónicos y su comportamiento en el sistema las cargas no lineales pueden ser consideradas como cargas del tipo fuente de corriente o bien cargas del tipo fuente de tensión [90], [53], [54].

Así, en el repertorio de cargas no lineales, existirá un tipo de carga cuya corriente absorbida es prácticamente invariante ante cambios en la impedancia de fuente, por lo que serán consideradas cargas no lineales generadoras de armónicos del tipo fuente de corriente y a las que denominaremos, HCS (Harmonic Current Source). La distorsión armónica de tensión en el punto de conexión común que produce este tipo de cargas suele ser relativamente baja, típicamente menos del 5%. La Fig. 2.11 muestra un modelo para este tipo de carga, el cual consiste en una fuente de corriente ideal, que representa los armónicos inyectados por la carga.

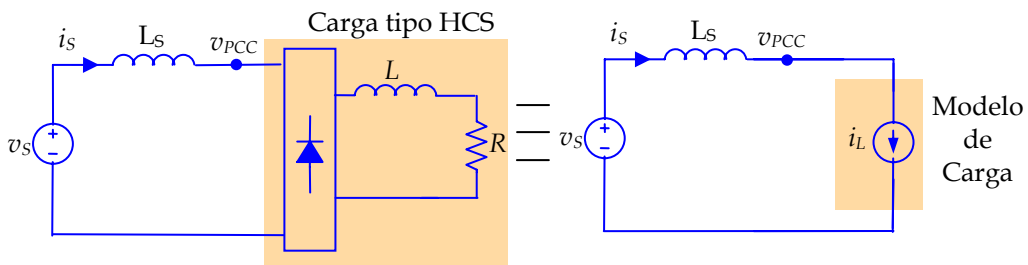


Fig. 2.11. Modelo de carga no lineal del tipo HCS

Un ejemplo de carga que responde según este comportamiento es un rectificador con una inductancia de valor suficientemente alto para que la corriente en el lado dc sea prácticamente constante. Esta inductancia es mucho mayor que la impedancia de fuente, por lo que variaciones de aquella prácticamente no afectan a la corriente de carga. La Fig. 2.12 muestra la tensión e intensidad de una carga de este tipo. Se puede observar cómo

la distorsión armónica de la corriente es muy superior a la distorsión de la tensión en la carga.

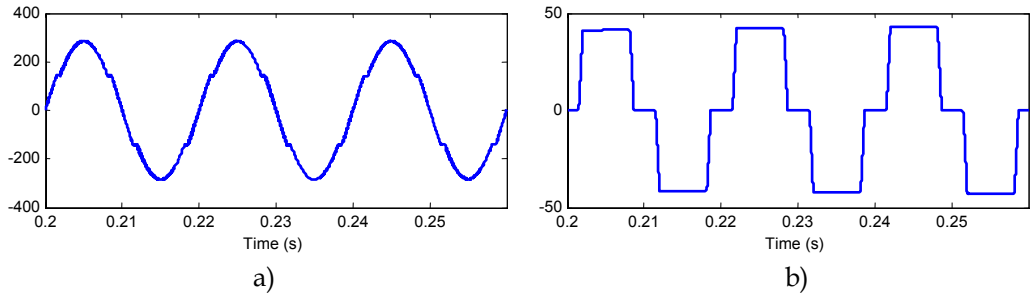


Fig. 2.12. Forma de onda de una carga tipo HCS: a) tensión en el punto de conexión común; b) intensidad

Para un análisis en régimen permanente este modelo simple suele ser suficiente en la mayoría de las aplicaciones. Sin embargo, en determinadas situaciones es necesario realizar un análisis en frecuencia o bien un análisis transitorio con lo que este modelo no resulta apropiado [3], [31], recurriéndose en ese caso a un modelo en el que la carga no lineal se representa por su equivalente Norton o Thevenin [1], [116], es decir, por una fuente real de corriente o una fuente real de tensión, como se muestra en la Fig. 2.13. En estos casos el valor de la impedancia equivalente debe ser determinada mediante medidas de campo o simulaciones de modelos detallados de la carga no lineal.

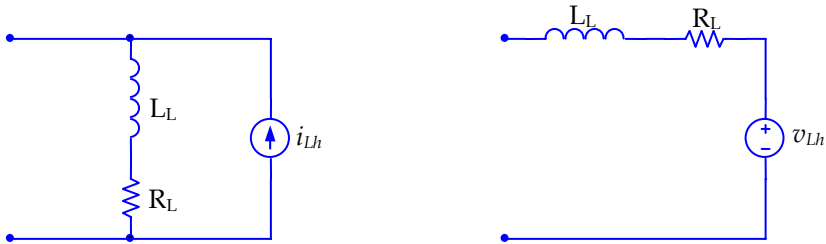


Fig. 2.13. Modelo Norton y Thevenin de una carga no lineal

Los valores de los parámetros de los elementos que constituyen los citados modelos pueden ser determinados midiendo los armónicos de tensión y corriente de la carga en dos condiciones de operación diferentes, [83], [117]. Así en el circuito de la Fig. 2.14 se puede ver que la conexión o desconexión del interruptor k_1 hace que la tensión en la carga V_h , la corriente armónica I_h y la corriente $I_{ZN,h}$ presenten valores diferentes. La medida de la corriente $I_{h,1}$ y de la tensión $V_{h,1}$ antes de cerrar k_1 , junto con la medida de la corriente y la tensión, $I_{h,2}$, $V_{h,2}$, una vez cerrado el interruptor, permite plantear las ecuaciones

$$Z_{N,h} = \frac{V_{h,1} - V_{h,2}}{I_{h,2} - I_{h,1}} \quad (1)$$

$$I_{N,h} = I_{h,1} + \frac{V_{h,1}}{Z_{N,h}} \quad (2)$$

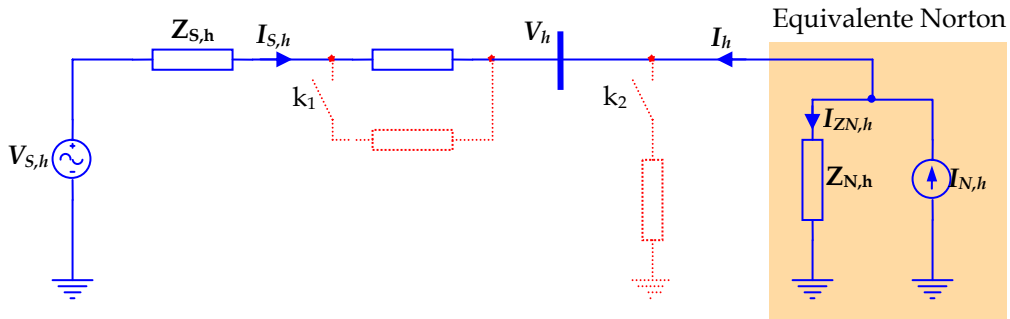


Fig. 2.14. Determinación del equivalente Norton de una carga no lineal

Estas ecuaciones permiten determinar la fuente de corriente Norton y la impedancia equivalente para cada armónico. Hay que tener en cuenta que las ecuaciones (1) y (2) son complejas, por lo que son necesarias las medidas no sólo de los valores eficaces de la tensión e intensidad sino también de los ángulos de fases. También es importante que las medidas se realicen para las dos condiciones de operación, referidas a un ángulo de fase de una variable común que no cambie con la condición del sistema. En la Fig. 2.14 esta referencia común es la tensión $V_{s,h}$.

Ecuaciones similares se puede plantear si se considera la conexión y desconexión del interruptor k_2 del circuito de la Fig. 2.14.

El modelo de carga obtenido permite una mayor exactitud en un rango de condiciones de operación más amplio que en el modelo ideal con fuente de corriente [9]. Otra característica importante del método propuesto para obtener los parámetros del equivalente Norton o Thevenin es que no es necesario conocer totalmente el sistema.

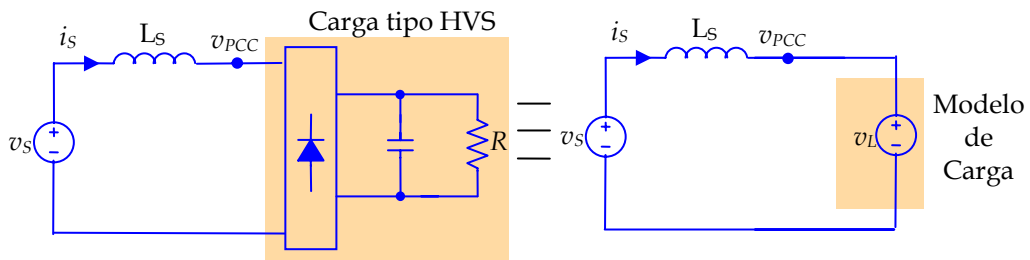


Fig. 2.15. Modelo de carga no lineal del tipo HVS

Existe otro tipo de cargas en las que la corriente absorbida por la misma se ve fuertemente afectada por el valor de la inductancia de red. Sin embargo, la tensión en el PCC (Punto de Conexión Común), prácticamente no varía ante cambios razonables de la impedancia del lado de fuente, pudiéndose considerar que esta carga se comporta como una fuente de tensión armónica conectada a la red, Fig. 2.15.

Un ejemplo típico de carga HVS es el de un rectificador con un condensador de gran capacidad para eliminar el rizado y conseguir una tensión prácticamente constante en el lado de continua. La Fig. 2.16 muestra la forma de onda de la corriente y la tensión en el PCC para una carga tipo rectificador. El THD de la corriente y de la tensión en punto de conexión común es 35,74% y 6,66% respectivamente. Variaciones en la impedancia de fuente prácticamente mantiene constante la tensión en el punto de conexión común, por lo que en este caso podría ser utilizado el modelo de fuente ideal de tensión de la Fig. 2.15.

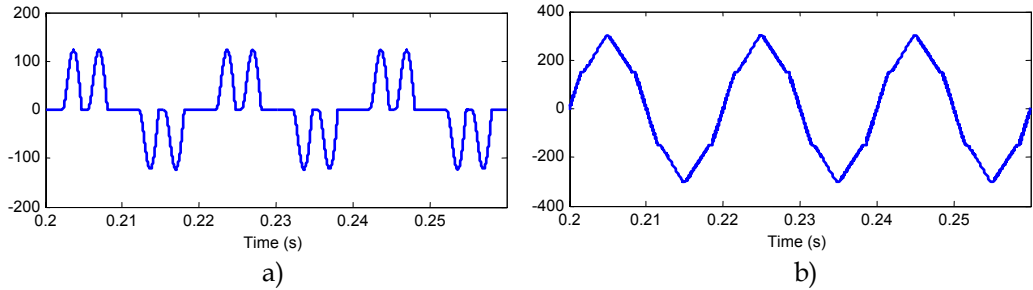


Fig. 2.16. Forma de onda de una carga tipo HVS: a) intensidad; b) tensión en el punto de conexión común

Al igual que las cargas tipo HCS se puede obtener un modelo más completo formado por una fuente real de tensión o intensidad tal como se muestra en la Fig. 2.13.

Caso práctico 2.1

El objetivo de este caso práctico es obtener el modelo Norton de una carga no lineal. La Fig. 2.17 muestra el esquema de circuito constituido por un rectificador trifásico, no controlado, con una resistencia de $50/3 \Omega$ y una bobina de 55 mH conectada en serie en su lado dc. Esta carga se conecta a una fuente trifásica sinusoidal de 400 V de tensión de fase, y 50 Hz de frecuencia, con una impedancia de fuente modelada por una bobina de 2,8 mH y una resistencia de $1,8 \Omega$. Con el objetivo de modificar las condiciones de la red se ha dispuesto una rama RL con 13 mH de inductancia y 50Ω de resistencia que puede conectarse al sistema a través del interruptor k.

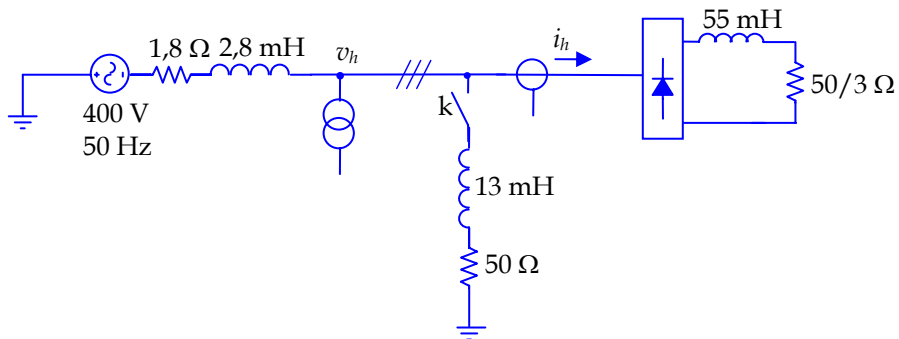


Fig. 2.17. Esquema para modelar una carga tipo HCS

Se miden los armónicos de la tensión v_h y de la intensidad i_h antes y después de cerrar el interruptor. La Tabla 2.1 muestra los valores rms y ángulos de fase para los armónicos más significativos.

Tabla 2.1. Tensiones e intensidades medidas en dos condiciones de operación diferentes

Armónico	k abierto				k cerrado			
	Corriente		tensión		Corriente		tensión	
	rms(A)	fase	rms (V)	fase	rms(A)	fase	rms(V)	fase
1°	20,47	-34,71	190,40	-28,60	19,92	-34,44	186,00	-28,05
5°	3,52	-125,70	16,75	-28,15	3,57	-124,20	15,44	-27,78
7°	2,01	91,09	12,86	-36,41	1,95	86,92	12,16	-34,16
11°	0,76	136,50	7,44	-113,00	0,81	135,80	6,83	-103,30
13°	0,46	148,40	5,29	67,64	0,48	150,20	4,89	64,81
17°	0,21	115,80	3,15	-173,00	0,22	119,10	2,70	-178,70

La aplicación de las expresiones (1) y (2) permiten determinar $Z_{N,h}$ e $I_{N,h}$. La Tabla 2.2 muestra los valores de las impedancias y corrientes Norton para los armónicos considerados, a partir de los datos de la Tabla 2.1.

Tabla 2.2. Valores de impedancia y fuente de corriente del modelo Norton del caso práctico 2.1

Armónico	5	7	11	13	17
$Z_{N,h}$	12,46∠30,76°	5,47∠-46,75°	26,53∠63,29°	19∠-87,35°	33,64∠48,52°
$I_{N,h}$	3,57∠-108,74°	1,95∠46,95°	0,81∠148,71°	0,48∠150,88°	0,22∠122,74°

2.4. Filtros activos serie, SAFs

En la topología de filtro activo serie, SAF (Series Active Filter), el APF se conecta en serie con la carga, como se muestra en la Fig. 2.18. La conexión al sistema se realiza a través de un transformador de acoplamiento. A la salida del inversor se conecta un filtro LC (inductancia L_{FR} y capacidad C_{FR}) cuya función es eliminar las componentes de alta frecuencia que se producen debido a la conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia. El inversor es del tipo fuente de tensión, utilizando transistores IGBT como dispositivos de conmutación. En el lado dc del inversor se incluye una fuente dc para sistemas a tres conductores o bien dos fuentes dc, como se muestra en la Fig. 2.18, lo que permite tener acceso a un cuarto conductor necesario para sistemas trifásicos de cuatro conductores.

Para determinar la señal de referencia se han recogido en la bibliografía, hasta el momento, principalmente tres estrategias [67], [93], [122]:

- Estrategia de control mediante la detección de la intensidad de fuente. Esta consiste en producir en la salida del APF una tensión proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente.
- Estrategia de control mediante la detección de la tensión de carga, con la finalidad de que el APF genere una tensión con el mismo contenido armónico que la tensión en el lado de la carga pero de signo contrario.
- Estrategia híbrida donde el APF genera una tensión que combina las dos estrategias previas.

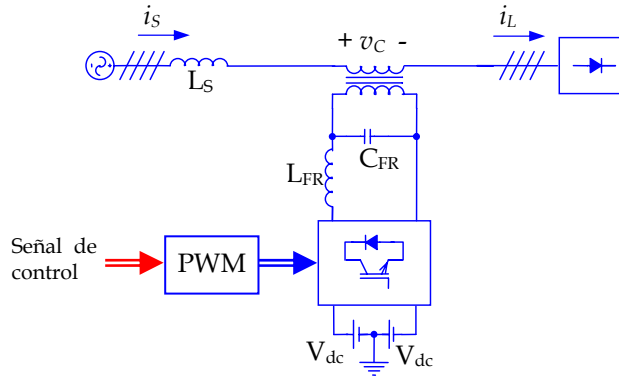


Fig. 2.18. Topología y conexión de un filtro activo serie, SAF

En lo que sigue se describirá cada una de ellas y se analizará su principio de funcionamiento.

2.4.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente

Con esta estrategia de compensación el SAF genera una tensión proporcional a los armónicos de la corriente de fuente [93], esto es

$$v_{Ch} = k i_{sh} \quad (3)$$

En la Fig. 2.19 se muestra el circuito monofásico equivalente para un armónico h diferente del fundamental. En la misma, Z_{sh} representa la impedancia de fuente a la frecuencia del armónico de orden h y la fuente de tensión de valor V_{Lh} representa el modelo de carga productora de armónicos de tensión (HVS). Para el armónico h la expresión para la intensidad de fuente viene dada por

$$I_{sh} = \frac{V_{sh}}{(Z_{sh} + k)} - \frac{V_{Lh}}{(Z_{sh} + k)} \quad (4)$$

La expresión (4) muestra cómo la corriente de fuente depende de dos términos de tensión: la tensión armónica en el lado de fuente y la tensión armónica en el lado de carga. Un valor de k tal que $k \gg Z_{sh}$ conseguirá reducir el valor de los armónicos de la intensidad de fuente, esto es

$$I_{Sh} \approx 0 \quad ; \quad k \gg Z_{sh} \quad (5)$$

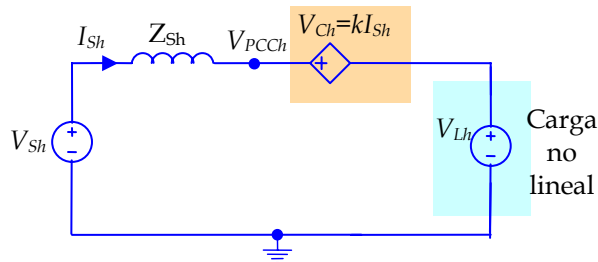


Fig. 2.19. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF y carga tipo HVS, control $V_{Ch}=kI_{Sh}$

Por otro lado, la tensión armónica en el punto de conexión común (PCC) se puede obtener mediante la ecuación

$$V_{PCC} = \frac{k}{(Z_{sh} + k)} V_{Sh} + \frac{Z_{sh}}{(Z_{sh} + k)} V_{Lh} \quad (6)$$

Esta expresión incluye dos sumandos, uno que se relaciona con los armónicos de la tensión de suministro y otro término que se relaciona con los armónicos de la tensión de carga.

Para un valor $k \gg Z_{sh}$ es posible reducir el valor del sumando que depende de la tensión en el lado de la carga. No así del primer sumando de (6), el cual incluirá siempre los armónicos debidos a la tensión de suministro. Una situación de idealidad conllevaría un valor de $k=\infty$ lo que desde el punto de vista del control sería un objetivo imposible de conseguir. Por tanto, el valor óptimo de k es difícil de obtener dada su dependencia con la impedancia de fuente, la cual suele ser un parámetro variable y no fácil de determinar. De cualquier manera el principal objetivo del filtro activo es reducir el contenido de armónicos de la tensión en el PCC debido a la distorsión que la carga pueda producir. Por tanto, este control permite alcanzar este objetivo ya que se puede afirmar que el SAF “aisla” al PCC de los armónicos de tensión producidos por la carga.

Caso práctico 2.2

Se ha aplicado el control $v_{Ch}=k i_{sh}$ a una carga tipo HVS. La Fig. 2.20 muestra el esquema del circuito que se va a simular. La carga consiste en un rectificador trifásico no controlado con un condensador de $2200 \mu F$ y una resistencia en paralelo de $50/3 \Omega$ en el lado dc, lo que constituye una carga típica del tipo HVS. La fuente es sinusoidal, con un valor eficaz de la tensión de fase de 100 V y 50 Hz. Se ha incluido una resistencia de $1,8 \Omega$ y una bobina de $2,8 mH$ en serie para modelar la impedancia equivalente desde el punto de conexión común. El filtro activo se ha conectado a través de tres transformadores de relación 1:1, con un filtro de rizado LC de $13,5 mH$ de inductancia y $50 \mu F$ de capacidad. El inversor es un puente de IGBTs trifásico. En su lado dc se ha conectado una fuente constante de 100 V. La simulación se ha realizado en MATLAB-Simulink, utilizando los modelos de dispositivos de la librería SymPowerSystem.

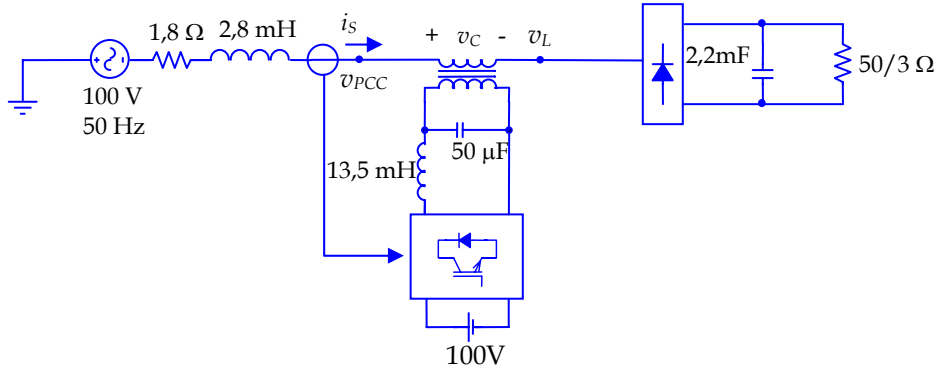


Fig. 2.20. Circuito del caso práctico 2.2

Cuando el filtro activo no está conectado las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común, v_{PCC} y la corriente de fuente, i_s , son las mostradas en la Fig. 2.21. Los THDs de cada una de las formas de onda son: 20,95% para la corriente y 13,59% para la tensión. Los armónicos más significativos, tanto para la tensión como para la intensidad son el 5°, 7°, 9° y 11°.

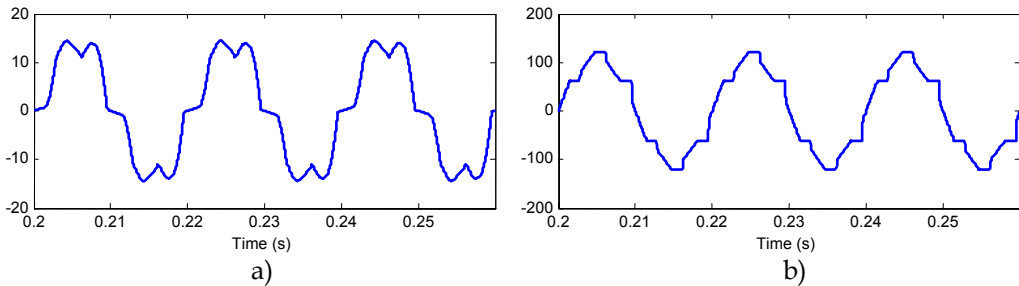


Fig. 2.21. Formas de onda sin filtro activo del caso práctico 2.2: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

La Fig. 2.22 muestra las formas de onda cuando el filtro activo serie es conectado para una constante $k=50$. El THD obtenido para la intensidad es del 4,67% y del 3,42% para la tensión en el punto de conexión común. Los resultados, corroboran el comportamiento según la expresión (4), donde un valor elevado de $k \gg Z_{Sh}$ disminuye el contenido armónico de la intensidad de fuente.

Por otro lado la tensión en el punto de conexión común es prácticamente sinusoidal. La expresión (6) establecía una dependencia respecto a la tensión de fuente y la tensión en el lado de la carga. Si se tiene en cuenta que la tensión en el lado de la fuente es sinusoidal, la tensión en el punto de conexión común también será sinusoidal si la elección de k consigue que el APF elimine los armónicos de tensión debidos a la carga. Por tanto, este control hace posible eliminar las componentes armónicas de la tensión en el PCC producidas por la carga. La Fig. 2.23 muestra los espectros armónicos de la

intensidad de fuente y la tensión en el punto de conexión común antes y después de la conexión del SAF.

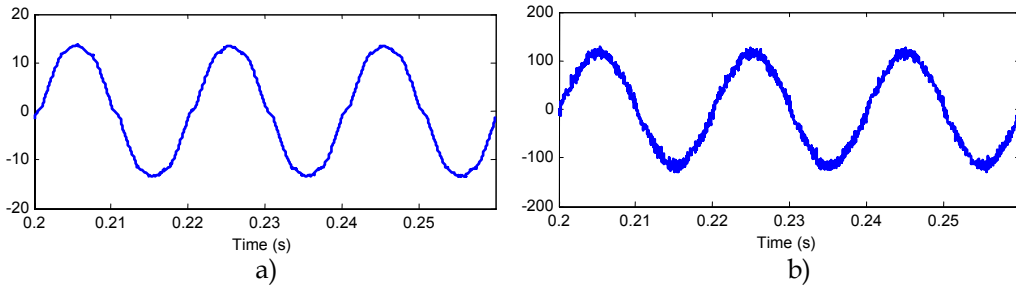


Fig. 2.22. Formas de onda con filtro activo del caso práctico 2.2: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

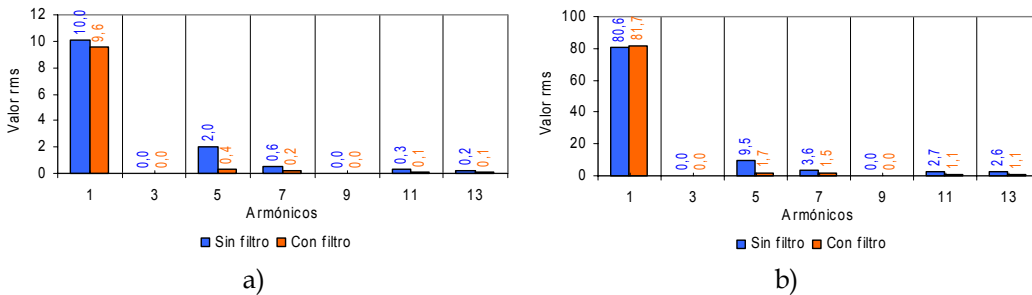


Fig. 2.23. Espectro de armónicos: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Para este tipo de estrategia de compensación es posible analizar qué valor de k conseguirá el menor THD. La Fig. 2.24 muestra la representación gráfica del THD de la corriente para diferentes valores de la constante de proporcionalidad k . Se puede observar cómo a partir de un valor de k de alrededor de 70, el THD empeora ligeramente, ello es debido a la aparición de un mayor rizado en la señal de corriente. Este depende de los valores de L y C del filtro de rizado conectado a la salida del inversor. El diseño del filtro LC se convertirá en un factor importante en el diseño del filtro activo serie. Un análisis pormenorizado se dejará para un capítulo posterior.

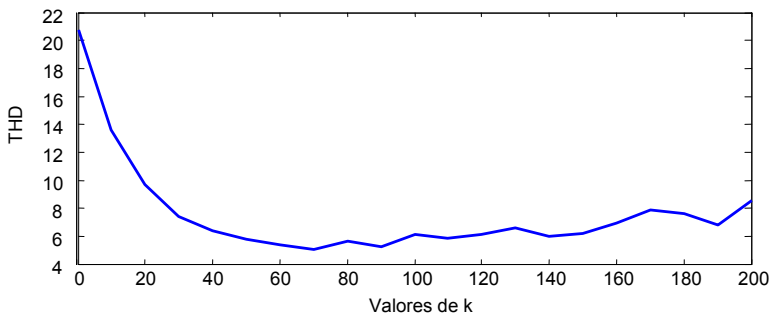


Fig. 2.24. Variación del THD de la corriente de fuente con la constante k

Otra situación a analizar es cómo influye la presencia de los armónicos de tensión en el lado de la fuente. Para estudiar esta situación se ha añadido un tercer armónico del 8 % con una fase inicial de π rad/s y un quinto armónico del 5 % con una fase inicial de 0° . Así la tensión aplicada es

$$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,08 \text{sen}(3\omega_1 t + \pi) + 0,05 \text{sen}(5\omega_1 t)] \quad (7)$$

Se ha elegido esta forma de onda por ser una de las que se incluyen en la norma UNE EN 61000, en su apartado sobre inmunidad a armónicos de tensión.

Las formas de onda de la intensidad de fuente y la tensión para la fase “a” en el PCC, cuando no está conectado el filtro activo son las mostradas en la Fig. 2.25. En este caso cabe destacar la presencia de un tercer armónico en la corriente de fuente antes de la compensación, ello se debe a la presencia de este armónico en la tensión de fuente.

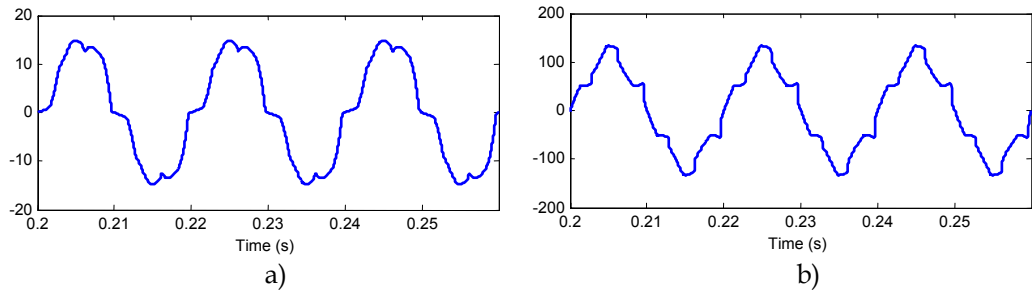


Fig. 2.25. Formas de onda sin el filtro activo, caso práctico 2.2 con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el punto de conexión

Cuando se conecta el filtro activo con $k=50$, la corriente de fuente mejora su THD de forma significativa al reducirse desde el 15,22 % al 5,61 %. En cuanto a la tensión en el PCC, su THD disminuye del 17,32 % al 11,75 %. Esta menor reducción respecto al caso de tensión de suministro sinusoidal se debe a que el filtro activo sólo puede mitigar los armónicos procedentes del lado de la carga no los armónicos presentes en el PCC debidos a la tensión de suministro. Las formas de onda de interés se muestran en la Fig. 2.26.

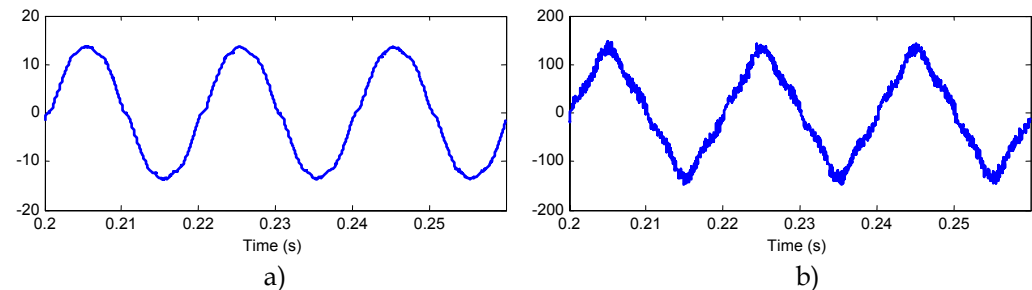


Fig. 2.26. Formas de onda con el filtro activo, caso práctico 2.2 con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

La Fig. 2.27 muestra los espectros de frecuencia de la intensidad y la tensión antes y después de la conexión del filtro, lo que permite comparar el contenido de armónicos en ambas situaciones. Como ya quedó indicado el SAF “aisla” el punto de conexión común de los armónicos de tensión producidos por la carga.

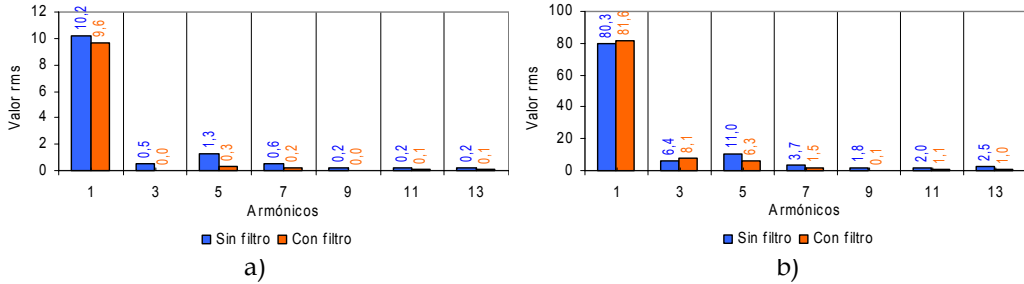


Fig. 2.27. Espectro de armónicos del ejemplo 2.2, con tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Por otro lado, la configuración de la Fig. 2.18 no resulta apropiada en el caso de cargas del tipo HCS. En efecto, se trata de un circuito serie donde la intensidad de fuente siempre es igual a la intensidad de carga y por tanto no será posible cancelación de los armónicos de corriente. La Fig. 2.28 muestra el mismo esquema monofásico equivalente de la Fig. 2.19 en el que se ha sustituido la carga HVS por una carga tipo HCS modelada por una fuente de corriente de valor I_{Lh} . A la vista del circuito, es evidente que esta configuración no puede eliminar armónicos de corriente. Respecto a la tensión en el punto de conexión común, ésta viene dada por

$$V_{PCC_h} = V_{Sh} - Z_{Sh} I_{Lh} \quad (8)$$

Por lo que esta configuración no permite la compensación de este tipo de cargas.

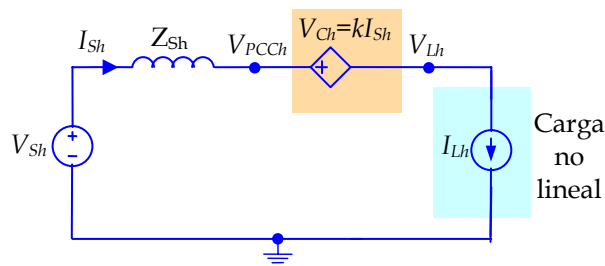


Fig. 2.28. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF y carga tipo HCS, mediante un control $V_{Ch}=kI_{Sh}$

2.4.2. Control mediante la detección de la tensión de carga

La estrategia por detección de la tensión de carga basa su funcionamiento en que el SAF genere una forma de onda que contenga los armónicos de la tensión de carga a contrafase. Así, si la tensión en los terminales de la carga es v_{Lh} , (siendo h el orden del armónico), para todo h diferente del fundamental ($h \neq 1$) se debe cumplir

$$v_{Ch} = -v_{Lh} \quad (9)$$

Para una carga del tipo HVS, como se muestra en la Fig. 2.29, la tensión en el PCC debido a un armónico de orden h en la carga es nula, $V_{PCC} = 0$.

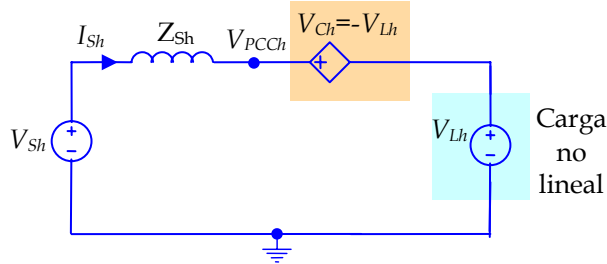


Fig. 2.29. Circuito monofásico equivalente para un sistema con un SAF, control $V_{Ch} = -V_{Lh}$

No obstante, la detección de los armónicos de la tensión de carga dependen en general de la sensibilidad de la instrumentación, así, la tensión que genera el APF para esta estrategia de compensación se puede expresar de la forma

$$v_{Ch} = -k_v v_{Lh} \quad (10)$$

Donde k_v representa la relación entre el valor de la señal captada por el circuito de control y el valor de los armónicos de la tensión de carga. De forma genérica, k_v mostrará una dependencia con la frecuencia aunque aquí en una primera aproximación se considerará constante.

Según esto, la tensión en el PCC para un armónico cualquiera h viene dada por la expresión

$$V_{PCC} = V_{Lh} (1 - k_v) \quad (11)$$

Para la condición $k_v = 1$, en el punto de conexión común no existirá distorsión debido a la carga. Esto representa una condición de idealidad que desde el punto de vista práctico sería imposible de alcanzar. Por otro lado, la corriente de fuente viene dada por la expresión

$$I_{Sh} = \frac{1}{Z_{Sh}} V_{Sh} - \frac{(1 - k_v)}{Z_{Sh}} V_{Lh} \quad (12)$$

Así, si la tensión de fuente es sinusoidal, (esto es $V_{Sh} = 0$, $\forall h \neq 1$) también se lograrían mitigar los armónicos de la intensidad de fuente cuando se cumpla la condición $k_v = 1$. Sin embargo, es evidente que si la tensión de fuente contiene armónicos de orden h también éstos estarán presentes en el espectro de la corriente de fuente debido a la presencia del primer término en (12).

Caso práctico 2.3

Se analizará el caso práctico 2.2, pero según la estrategia de control $v_{Ci} = -v_{Li}$.

Antes de la compensación las formas de onda son las que se muestran en la Fig. 2.21. Una vez conectado el filtro activo se obtiene la intensidad y tensión de la Fig. 2.30. Para la simulación se ha considerado que $k_v = 0,95$. El THD de la tensión y de la intensidad es 2,79 % y 3,47 % respectivamente. Al ser la tensión de suministro sinusoidal resulta una intensidad de fuente prácticamente sinusoidal.

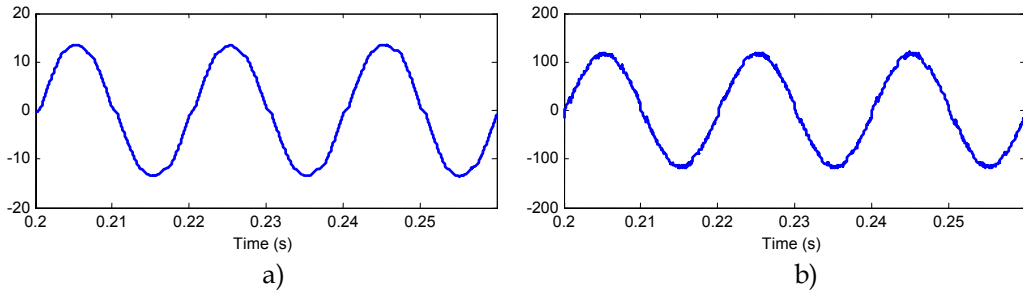


Fig. 2.30. Formas de onda después de conectar el filtro activo, caso práctico 2.3: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Si se considerara que la fuente de tensión es distorsionada y definida mediante la expresión

$$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,08 \text{sen}(3 \omega_1 t + \pi) + 0,05 \text{sen}(5 \omega_1 t)]$$

La corriente de fuente y la tensión en el PCC tienen las formas de onda que se muestran en la Fig. 2.31. El THD de la corriente es del 5,61 % y de la tensión del 11,98 %. Es evidente la significativa mejora del THD de la corriente respecto a la situación anterior a la compensación que era del 15,22 %, no ocurre lo mismo con la tensión en el que la reducción del THD es menor. Ello es debido a que estos armónicos están presentes en la tensión de suministro con lo que no pueden ser eliminados por el filtro activo de acuerdo a (12).

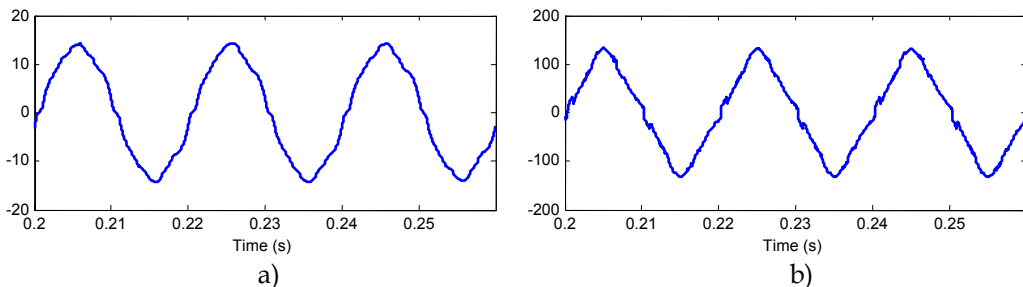


Fig. 2.31. Formas de onda, caso práctico 2.3, después de la conexión del SAF cuando la tensión de fuente tiene un armónico de orden 3 y otro de orden 5: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

La Fig. 2.32 muestra los espectros armónicos antes y después de la conexión del filtro serie.

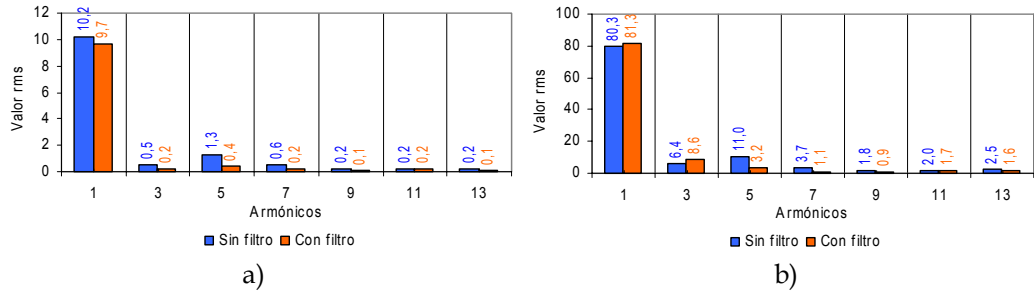


Fig. 2.32. Espectro de armónicos, caso práctico 2.3, tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

2.4.3. Control híbrido

Después del análisis anterior de las dos estrategias de compensación aplicadas al filtro serie se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Control mediante la detección de la intensidad de fuente.
 - Es posible mitigar los armónicos de la corriente de fuente cuando se cumple la condición $k \gg Z_s$, independientemente de los armónicos de tensión presentes en la tensión de suministro y aquellos generados por la carga.
 - Se reducen los armónicos de tensión presentes en el PCC para $k \gg Z_s$, y por tanto, el SAF "aisla" el PCC de los armónicos de tensión de la carga.
 - Es imposible de determinar el valor óptimo de k debido a que dependerá de la impedancia de fuente, ya que éste suele ser un parámetro de red variable y difícil de conocer.
- Control mediante la detección de la tensión de carga
 - Se consigue mitigar los armónicos de corriente en el caso de que la tensión en el PCC no esté distorsionada.
 - Es posible disminuir los armónicos de la tensión en el PCC producidos por la carga

En lo que sigue se desarrollará una estrategia híbrida de la que cabe pensar que mejorará las características de filtrado del filtro serie respecto a las dos estrategias previas dado que combina ambos métodos en una única expresión. La tensión que genera el filtro activo viene dada por la expresión

$$v_{Ch} = k i_{Sh} - k_v v_{Lh} \quad (13)$$

Para el circuito de la Fig. 2.33, el armónico de orden h de la corriente de fuente viene dado por

$$I_{Sh} = \frac{1}{(Z_{Sh} + k)} V_{Sh} + \frac{(1 - k_v)}{(Z_{Sh} + k)} V_{Lh} \quad (14)$$

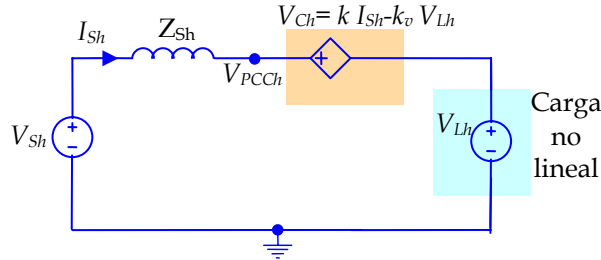


Fig. 2.33. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAF, con control híbrido $V_{Ch} = k I_{Sh} - k_v V_{Lh}$

Los armónicos de corriente de acuerdo a (14) son debidos, por un lado a los armónicos de tensión presentes en la tensión de suministro (V_{Sh}), y por otro a los armónicos de tensión generados por la carga (V_{Lh}). En los sistemas de potencia la tensión de suministro suele considerarse poco distorsionada, con lo que el primer sumando se podría reducir con una constante k no excesivamente elevada. Por otro lado, el segundo sumando depende de los armónicos de tensión presentes en el lado de la carga. No obstante, la presencia simultánea en el numerador del factor $(1 - k_v)$ y en el denominador $(Z_S + k)$ reducen, por un lado, la influencia del error de la instrumentación en la detección de las tensiones armónicas de la carga, y por otro, permiten la utilización de un valor de k menor, comparado con la estrategia de control por detección de la corriente de fuente.

Como se puede deducir de la Fig. 2.33, la tensión V_{PCC} , para un armónico h viene dado por la expresión

$$V_{PCC} = \frac{k}{(Z_{Sh} + k)} V_{Sh} + \frac{Z_{Sh} (1 - k_v)}{(Z_{Sh} + k)} V_{Lh} \quad (15)$$

El análisis de la expresión (15) permite concluir que no es posible cancelar los armónicos de la tensión en el PCC debidos a la red de suministro pero sí es posible evitar la presencia de armónicos producidos por la carga con un valor reducido de k , además disminuye la influencia del error en la detección de los armónicos de carga.

Caso práctico 2.4

Se considerará el caso práctico 2.2, al que se le aplica la estrategia de control híbrida, esto es $v_{Ch} = k i_{Sh} - k_v v_{Lh}$.

En primer lugar se considera una tensión de suministro sinusoidal. Se tendrá en cuenta un error en la detección de armónicos de la tensión de carga, para lo que se elige un $k_v = 0,95$. Por otro lado, se ha fijado el valor de la constante k en 10. Las formas de onda cuando se conecta el filtro son las que se muestran en la Fig. 2.34. El THD de la corriente se reduce de 20,95 % sin filtro al 0,95 % con SAF. En cuanto a la tensión en el PCC, su THD disminuye del 13,59% al 0,90 %. Se comprueba como se consigue una mejora

significativa en el THD de la tensión e intensidad respecto a las estrategias por detección de la corriente de fuente y la detección de la tensión de carga.

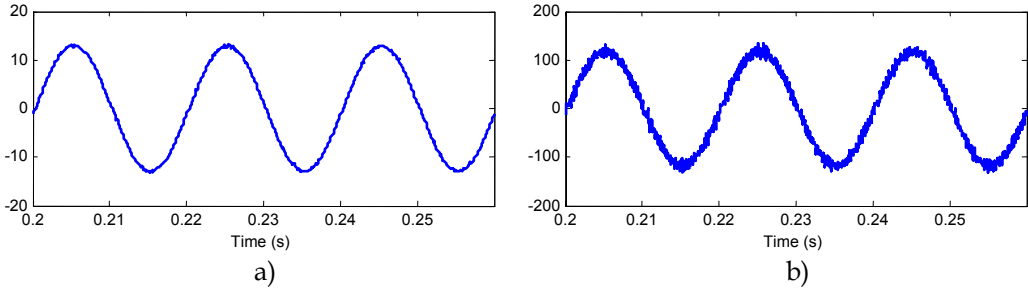


Fig. 2.34. Formas de onda, caso práctico 2.4, con el SAF conectado aplicando una estrategia híbrida: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Los espectros de la intensidad y la tensión antes y después de conectar el filtro activo son aquellos que se muestran en la Fig. 2.35.

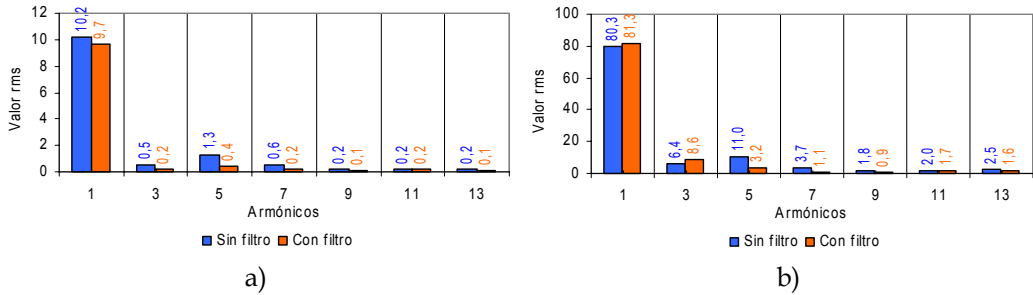


Fig. 2.35. Espectro de armónicos, caso práctico 2.4: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Otra prueba de interés consiste en considerar que la tensión de suministro es distorsionada. Para ello se supone la tensión de fuente definida por la expresión (7). La Fig. 2.36 muestra las formas de onda después de la conexión del SAF. El THD de la forma de onda de la corriente de fuente pasa del 15,22 % al 0,94%, resultado que permite verificar el comportamiento deducido de la expresión (14). Por tanto, es posible reducir el contenido de armónicos de la corriente de fuente con un valor k menor que con la estrategia por detección de la corriente de fuente. Por otro lado, la tensión en el PCC, reduce su THD del 17,32 % al 11,38 %. Este valor es cercano al de la tensión de fuente definida por (7), el cual es del 9,43 %. La diferencia es consecuencia de la existencia de armónicos de alta frecuencia debido a que el proceso de conmutación hace que la forma de onda de la tensión presente un rizado, tal como muestra en la Fig. 2.36b. La reducción del rizado depende de los parámetros de la inductancia y capacidad que forman el filtro de salida del inversor.

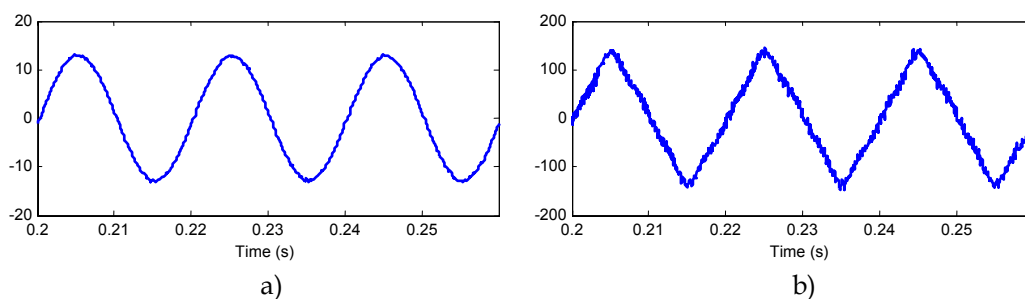


Fig. 2.36. Formas de onda, caso práctico 2.4, con SAF conectado y tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el PCC

Los espectros armónicos antes y después de la conexión del filtro activo son mostrados en la Fig. 2.37.

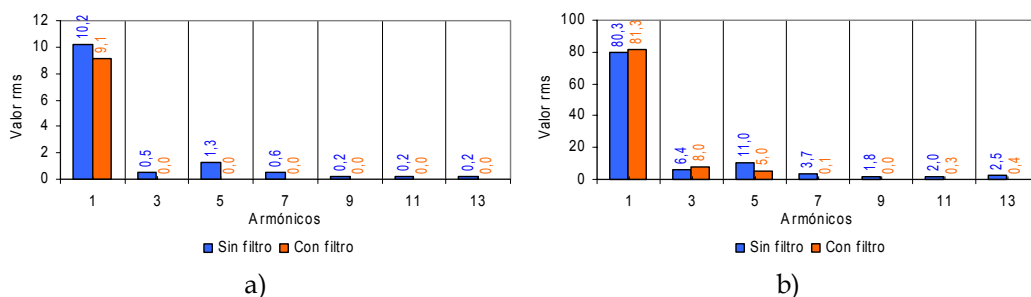


Fig. 2.37. Espectro de armónicos, caso práctico 2.4, tensión de suministro distorsionada: a) intensidad de fuente; b) tensión en el punto de conexión común

Finalmente, en la Tabla 2.3 se muestran los resultados del THD de la tensión y de la intensidad para las tres estrategias de compensación y las diferentes condiciones de tensión de fuente. Ello permite una fácil comparación de los resultados obtenidos y contrastar el análisis teórico realizado.

Tabla 2.3. THD de la tensión y de la intensidad para las tres estrategias de compensación y condiciones de suministro diferentes

	Sin compensar		$V_{Ch}=50 I_{Sh}$		$V_{Ch}=-0,95 V_{Lh}$		$V_{Ch}=10 I_{Sh}-0,95 V_{Lh}$	
	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)
V_S Sinusoidal	13,59	20,95	3,42	4,67	2,79	3,47	0,90	0,95
V_S no sinusoidal	17,32	15,22	11,75	5,61	11,98	5,61	11,38	0,94

Se concluye que desde el punto de vista de la compensación la estrategia híbrida presenta mejores resultados que las estrategias por detección de la corriente de fuente y detección de la tensión de carga. No obstante, desde el punto de vista práctico presenta el inconveniente de necesitar medir seis variables (tres tensiones y tres intensidades) frente a las otras estrategias que sólo necesitan tres variables. Como consecuencia la

estrategia híbrida necesita un mayor número de sensores de medida. Además es preciso determinar los armónicos de un mayor número de variables, con lo que también aumenta la complejidad del control.

2.5. SAPPF (Filtro activo serie y filtro pasivo paralelo)

Existen diferentes configuraciones de filtros híbridos consistentes en combinaciones de filtros activos y filtros pasivos [90]. Aquí se analizará la topología que está formada por la combinación de un filtro activo conectado en serie con la fuente y un filtro pasivo en paralelo con la carga, SAPPF. La Fig. 2.38, muestra el esquema de la citada configuración.

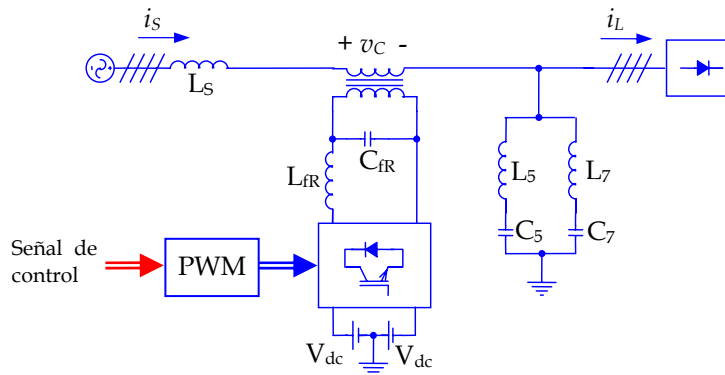


Fig. 2.38. Topología y conexión de un filtro híbrido, SAPPF

El filtro pasivo de conexión paralelo se sintoniza a la frecuencia de los armónicos de corriente más significativos. Existen distintas topologías de filtros pasivos según el número de elementos almacenadores de energía [51], aunque desde el punto de vista práctico algunas son difíciles de implementar [37]. Así, en sistemas de potencia las configuraciones más utilizadas se reducen a las mostradas en la Fig. 2.39.

El filtro paso banda (Fig. 2.39a) es el más simple de todos ellos y el más habitual. Su principal ventaja reside en tener una impedancia prácticamente nula a la frecuencia de resonancia, lo que lo convierte en un sumidero casi perfecto a esa frecuencia. No obstante tiene como inconveniente el riesgo que presenta a producir resonancias tipo paralelo a una frecuencia por debajo del punto de sintonización. Esto podría suponer la amplificación de otras frecuencias lo que provocaría un nuevo problema de armónicos. Además esta configuración presenta un pobre filtrado de armónicos por encima del punto de sintonización.

El filtro paso alto (Fig. 2.39b) permite eliminar señales de frecuencia por encima de la de corte. Se suele sintonizar a frecuencias por encima de los armónicos de orden 7^o o 11^o. También pueden ser adecuados para eliminar oscilaciones de alta frecuencia. La selección de la resistencia puede ser ajustada para eliminar resonancias paralelo de orden bajo. Debido al consumo de potencia de la resistencia no es conveniente aplicarlo por debajo del 5^o armónico.

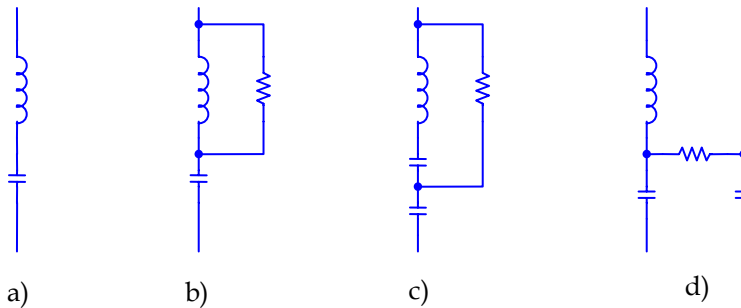


Fig. 2.39. Tipos de filtros pasivos a) filtro pasa banda, b) filtro paso alto de primer orden, c) filtro tipo C, d) filtro tipo Pi

El filtro armónico tipo C (Fig. 2.39c) tiene unas características de funcionamiento muy similares a los filtros paso alto, con la ventaja de que la resistencia no consume potencia a la frecuencia fundamental. Esto se debe a que se diseña para que la bobina y el condensador que están conectados en paralelo con la resistencia, estén sintonizados a la frecuencia fundamental. Se utiliza principalmente cuando se requiere un filtro sintonizado por debajo del 5º armónico y se suele usar en hornos de arco o aplicaciones con cicloconvertidores para evitar amplificaciones de los armónicos de orden bajo e interarmónicos.

El filtro tipo Pi (Fig. 2.39d) está constituido por dos filtros paso banda unidos en el punto medio mediante una resistencia. Esta configuración permite sintonizar cada rama LC a una frecuencia diferente. Con esta topología se mejora la característica de filtrado para ambas frecuencias. La resistencia puede tener una potencia nominal más baja, en comparación con los filtros anteriores ya que la intensidad que circula por ella es menor.

Para el análisis de la configuración SAPPF, se ha elegido la configuración de filtro paso banda (Fig. 2.39a). Para el diseño de este tipo de filtros [91], [96], [129], se comienza primero por la elección del condensador. La tensión nominal del condensador debe ser entre un 10 y un 25% de la tensión de la red donde se conecte. Por otro lado, también se tiene en cuenta la potencia reactiva requerida por la carga [38]. Esta potencia, se suele determinar a partir de la medida de la potencia de la carga, su factor de potencia y factor de desplazamiento.

Una vez elegido el condensador, se determina la inductancia de la bobina. Para ello se tiene en cuenta que la frecuencia de resonancia viene dada por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (16)$$

Por tanto si se pretende eliminar el armónico de orden h , la inductancia toma el valor

$$L = \frac{1}{(2\pi h f)^2 C} \quad (17)$$

Generalmente a la hora de diseñar el filtro se suele considerar un armónico algo menor al de resonancia (p.e. si se desea sintonizar al 5º se realizan los cálculos para $h=4,7$), esta

es una práctica común que viene motivada por la disminución de la capacidad de los condensadores con el envejecimiento, y las tolerancias en la construcción de las bobinas. Por otra parte una sintonización muy fina lo hace más propenso a sufrir sobrecargas de fuentes de armónicos cercanos.

De cualquier manera, para la elección adecuada de los componentes conviene recurrir a la simulación, por lo que se hace necesario la elección de un modelo lo más exacto posible del comportamiento del sistema en el punto de conexión del filtro.

Caso práctico 2.5

La Fig. 2.40 muestra un sistema con dos cargas no lineales conectadas a un juego de barras. Este sistema se ha simulado en MATLAB-Simulink, donde se ha supuesto una tensión en bornes de la fuente sinusoidal de 230 V, una impedancia de fuente $L_s = 2$ mH y para cada línea de derivación de $L_1 = L_2 = 0,5$ mH. Respecto al consumo de corriente de las cargas, la Tabla 2.4 muestra los valores rms de cada uno de los armónicos de corriente presentes en el sistema.

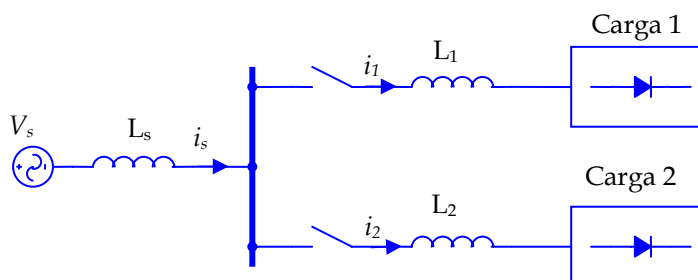


Fig. 2.40. Sistema con dos cargas no lineales, caso práctico 2.5

Tabla 2.4. Corrientes armónicas absorbida por las cargas del caso práctico 2.5

Orden Armónico	Valores rms (A)	
	Carga 1	Carga 2
1	40	20
5	5	3
7	3	2
9	1	-

En esta situación la intensidad de fuente es la que se muestra en la Fig. 2.41a con una tasa de distorsión armónica (THD) del 15,8 %. El espectro se muestra en la Fig. 2.41b, donde se puede comprobar que los armónicos de intensidad presentes son los de orden 5, 7 y 9.

Debido a la corriente de fuente no sinusoidal, la tensión en el punto de conexión común se distorsiona como muestra su forma de onda y el espectro de frecuencias en la Fig. 2.42. El THD medido es del 14,5 %. En la Fig. 2.42 se puede comprobar la presencia de armónicos del mismo orden que los armónicos de la intensidad de fuente.

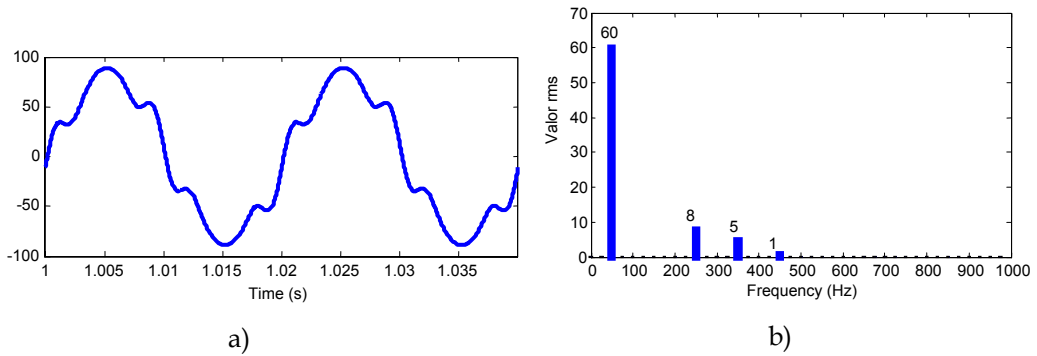


Fig. 2.41. Intensidad de fuente, caso práctico 2.5: a) forma de onda; b) espectro de frecuencias

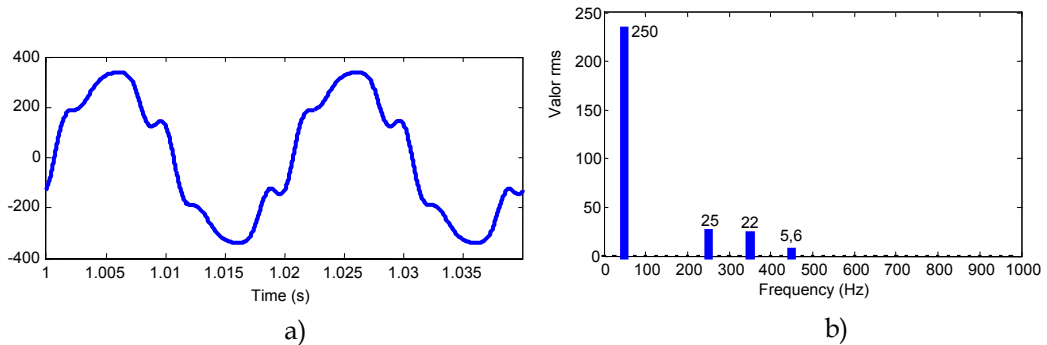


Fig. 2.42. Tensión en el punto de conexión común, caso práctico 2.5: a) forma de onda; b) espectro de frecuencias

A continuación se conecta un filtro pasivo para eliminar el armónico 5 y compensar la potencia reactiva de la carga 2, tal como muestra la Fig. 2.43. Los valores de los elementos del filtro son $50 \mu\text{F}$ para la capacidad y 8 mH para la inductancia.

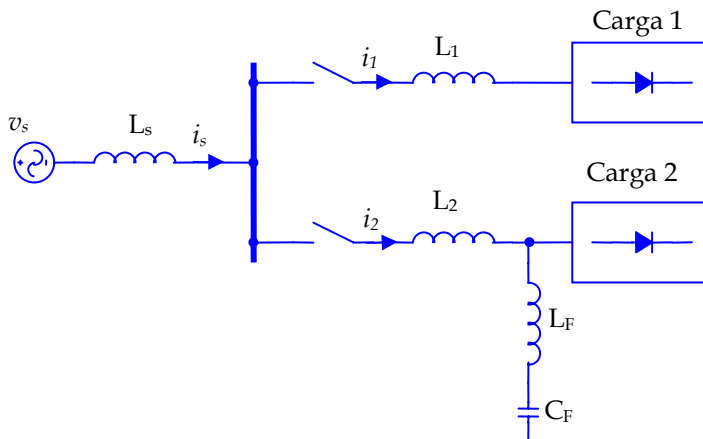


Fig. 2.43. Caso práctico 2.5, conexión de un filtro pasivo para eliminar los armónicos de la carga 2

Los espectros de frecuencia de las intensidades i_s , i_1 e i_2 son las que se muestran en la Fig. 2.44. Al estar el filtro pasivo sintonizado a la frecuencia del armónico de orden 5, en principio cabría esperar una reducción de este armónico en la intensidad i_2 , en cambio, su valor es mayor que el que circulaba antes de la conexión del filtro pasivo. Esto se justifica por el hecho de que el filtro pasivo presenta un camino de baja impedancia no sólo para la carga a compensar sino también para las cargas cercanas productoras de armónicos de corriente, es decir, el filtro pasivo actúa como un “sumidero” de armónicos del resto de la instalación, con la consiguiente sobrecarga del filtro pasivo. Este comportamiento es uno de los inconvenientes que presenta el uso de filtros pasivos. Como consecuencia en el espectro de la Fig. 2.44, se puede observar cómo se reduce el contenido de armónicos de la corriente de fuente debido a este efecto “sumidero” que produce el filtro pasivo en el sistema.

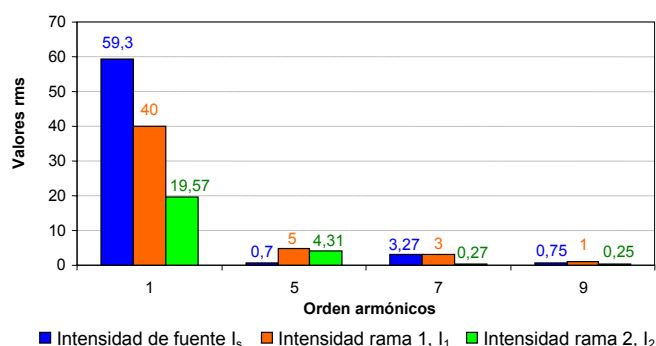


Fig. 2.44. Espectro de frecuencias cuando se instala el filtro pasivo, caso práctico 2.5

Otro inconveniente a tener en cuenta respecto al filtro pasivo es la aparición de resonancias serie y paralelo. Los sistemas de potencia son principalmente inductivos a la frecuencia fundamental, despreciándose normalmente los efectos capacitivos de las líneas de distribución. Sin embargo, se suelen conectar bancos de condensadores, ya sea en el lado del consumidor para corregir el factor de potencia, o bien en el embarrado de la subestación con la finalidad de controlar el nivel de tensión, por lo que la impedancia de cortocircuito se convierte en un parámetro decisivo en el análisis de la respuesta frecuencial del sistema resultante. Como es bien conocido, los circuitos que contienen múltiples condensadores e inductancias presentan más de una frecuencia natural de resonancia. En un sistema de potencia, cuando una de esas frecuencias de resonancia coincide con alguna de las frecuencias de los armónicos de tensión o corriente, se puede producir una situación de resonancia. Las tensiones e intensidades a esa frecuencia pueden alcanzar valores peligrosamente elevados. Así, la resonancia paralelo se produce cuando, para una determinada frecuencia, la combinación en paralelo de las impedancias del sistema presenta un valor infinito. Si la frecuencia de resonancia coincide con la de algún armónico de corriente se traduce en una elevada tensión en ese punto. Por otro lado, una inductancia y un condensador en serie conectado en un punto de la red pueden dar lugar a un camino de baja impedancia para alguna de las frecuencias armónicas de la corriente. Como consecuencia, aparecerá una elevada tensión en los terminales del condensador.

En la situación del caso práctico 2.5, la Fig. 2.45 muestra la variación con la frecuencia de la impedancia vista desde los terminales de la carga 2 del circuito de la Fig. 2.43. Se puede comprobar la existencia de una resonancia paralelo no prevista, concretamente a 220 Hz. Esto es, si a esa frecuencia existiera algún armónico en la intensidad de fuente se produciría una amplificación del mismo y como consecuencia una sobretensión en ese punto de conexión.

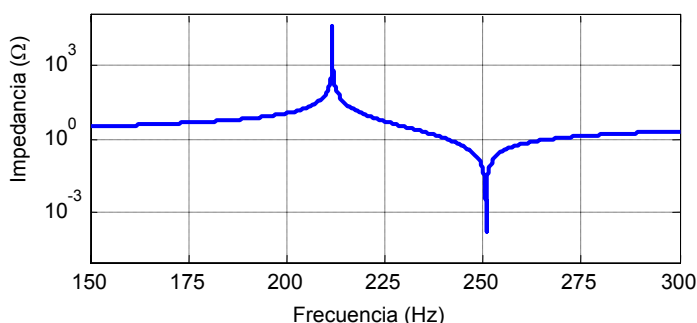


Fig. 2.45. Resonancias que se producen en el sistema al conectar el filtro pasivo, caso práctico 2.5

Por tanto este tipo de filtros son de fácil diseño y de bajo coste. No obstante, presentan algunos inconvenientes [15] que en muchos casos hacen desaconsejable su utilización. Entre ellos cabe destacar:

- Su característica de filtrado viene influenciada por la impedancia de la fuente, la cual en la mayoría de las aplicaciones es desconocida e incluso puede variar con la configuración del sistema.
- A determinadas frecuencias se presentan resonancias serie y/o paralelo entre la impedancia de fuente y la del filtro pasivo.
- El filtro pasivo es un “sumidero” para los armónicos generados en otro punto del sistema.

Por último desde el punto de vista del diseño, es necesario conocer los armónicos de corriente, con objeto de elegir los valores adecuados de L y C que sintonicen a la frecuencia deseada. Por ello, estas configuraciones estarán limitadas a sistemas que no presenten variaciones aleatorias de la intensidad de carga.

Las características de filtrado del filtro pasivo son mejoradas con la conexión de un filtro activo serie, lo que permite evitar los inconvenientes indicados cuando éstos se conectan a un sistema de potencia [120], [121]. Para ello, en un principio, se podrían emplear las mismas estrategias de control que en el caso del filtro activo serie, SAF, esto es:

- Detección de la intensidad de fuente.
- Detección de la tensión de carga.

- Control híbrido, en el que el APF genera una tensión que combina las dos estrategias: por detección de la intensidad de fuente y por detección de la tensión de carga.

En lo que sigue se realizará un análisis detallado con la ayuda de distintos casos prácticos.

2.5.1. Detección de la corriente de fuente

En esta estrategia el filtro activo genera una tensión proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente, esto es

$$v_{Ch} = k i_{Sh} \quad (18)$$

En primer lugar se considera una carga ideal, del tipo armónicos de tensión, HVS. En la Fig. 2. 46 se muestra el circuito monofásico equivalente para un armónico de orden h . A esta frecuencia el filtro pasivo presenta una impedancia de valor Z_{Fh} .

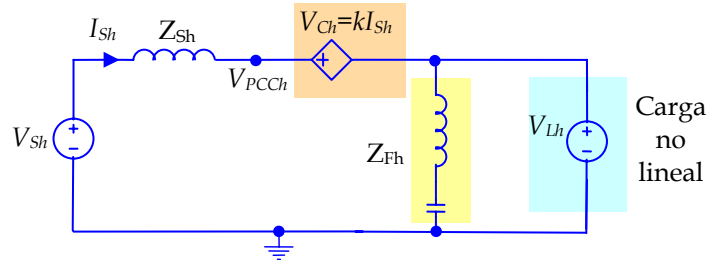


Fig. 2. 46. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF, carga tipo HVS y control $V_{Ch} = k I_{Sh}$

La corriente de fuente vendrá dada por la expresión

$$I_{Sh} = \frac{V_{Sh}}{(Z_{Sh} + k)} - \frac{V_{Lh}}{(Z_{Sh} + k)} \quad (19)$$

Se puede observar que esta intensidad es independiente del valor de la impedancia del filtro pasivo, su conexión o desconexión no altera la forma de onda de la corriente de fuente.

La tensión en el PCC viene dada por

$$V_{PCC h} = \frac{k}{(Z_{Sh} + k)} V_{Sh} + \frac{Z_{Sh}}{(Z_{Sh} + k)} V_{Lh} \quad (20)$$

Al igual que la intensidad de fuente, la tensión en el PCC no incluye el término Z_{Fh} . Así, la característica de filtrado de la intensidad de fuente y la tensión sólo dependen de la impedancia de fuente y de la constante de proporcionalidad k , para éste un valor de k tal que $k \gg Z_S$ consigue mitigar los armónicos de ambas variables de red.

Caso práctico 2.6

La Fig. 2.47 muestra una carga no lineal compuesta por un rectificador trifásico no controlado con un condensador de $2200\ \mu\text{F}$ y una resistencia en paralelo de $50/3\ \Omega$ en el lado dc, lo que constituye una carga HVS típica. Se alimenta con una fuente trifásica sinusoidal, de $100\ \text{V}$ de valor rms y $50\ \text{Hz}$, con neutro a tierra. Una resistencia de $1,8\ \Omega$ y una bobina de $2,8\ \text{mH}$ en serie permiten modelar la impedancia equivalente de la red de alimentación. El filtro activo se ha conectado a través de tres transformadores de relación 1:1, con un filtro de rizado LC de $13,5\ \text{mH}$ de inductancia y $50\ \mu\text{F}$ de capacidad. El inversor es un puente de IGBTs trifásico conectándose en el lado dc una fuente constante de $100\ \text{V}$. El filtro pasivo lo componen tres ramas LC sintonizadas a $250\ \text{Hz}$ con $13,5\ \text{mH}$ de inductancia y $30\ \mu\text{F}$ de capacidad, estando conectadas en estrella con el neutro a la red. La simulación se ha realizado en MATLAB-Simulink, utilizando los modelos de dispositivos de la librería SymPowerSystem.

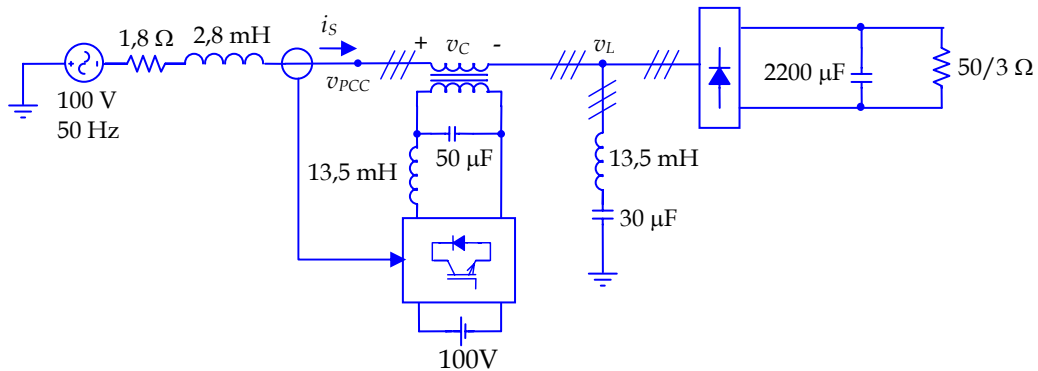


Fig. 2.47. Circuito del caso práctico 2.6

El filtro activo genera una señal de tensión proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente. La constante de proporcionalidad utilizada es de 50. Como resultado de la simulación se obtuvo el espectro armónico de la intensidad de fuente en tres situaciones diferentes: antes de la compensación, sólo con el filtro activo serie conectado y con el filtro activo y pasivo conectados. Tanto con el filtro activo como con el filtro activo y filtro pasivo paralelo, se consigue reducir el contenido de armónicos de la corriente de fuente. Así, su THD sin compensar es del 20,95%, y disminuye al 4,24 % cuando se conecta el filtro activo. Si se conecta el SAPPF el THD se reduce hasta el 2,20%. Esto se justifica debido a cuando se conecta el SAPPF el filtro pasivo elimina el armónico de orden 5 como se muestra en el espectro de frecuencias de la Fig. 2.48. En lo que respecta al armónico fundamental, se observa una disminución de la intensidad de fuente cuando se conecta el filtro activo. Esto se debe a la caída de tensión que se produce en el devanado primario del transformador de acoplamiento lo que provoca que la tensión de carga disminuya y con ello la corriente de carga. En las simulaciones se ha considerado un modelo real de transformador, por tanto, incluye la resistencia de los devanados y la reactancia de dispersión.

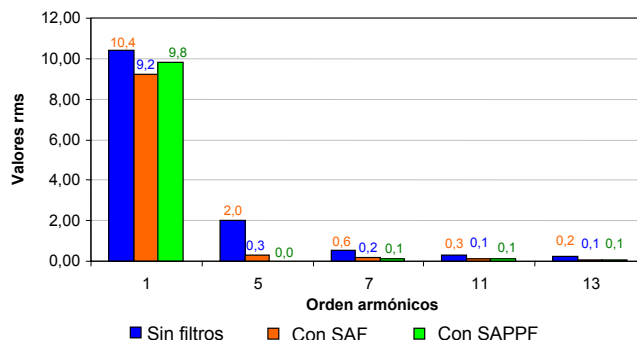


Fig. 2.48. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.6

En lo que se refiere a la tensión en el punto de conexión común, la Fig. 2.49 muestra su espectro de armónicos. Con el filtro activo se consigue reducir el THD de la tensión ya que sin compensar es 13,59 %, pero al igual que para la corriente de fuente se mejora ligeramente el THD cuando se conecta el filtro pasivo desde 3,00 % a 2,55 %.

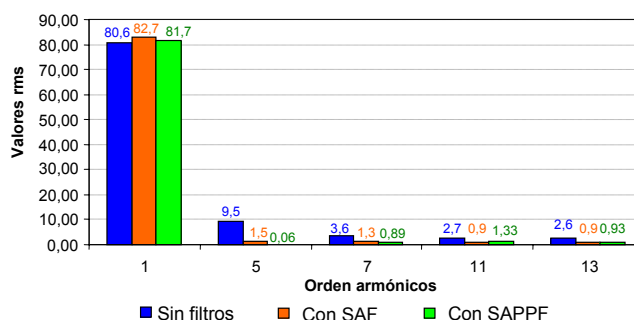


Fig. 2.49. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión a la red. Caso práctico 2.6

El modelo de circuito que se muestra en la Fig. 2. 46, presenta una fuente de tensión V_{Lh} (que modela una carga tipo HVS) en paralelo con la rama LC. Si la carga genera un armónico de tensión de la misma frecuencia que la de sintonización del filtro pasivo, se pueden alcanzar valores elevados de esa corriente a través de la rama LC, teóricamente valor infinito. La carga del caso práctico 2.6, presenta un armónico de tensión de orden 5 de 9,5 V de valor rms (Fig. 2.49). Sin embargo, el armónico de orden 5 de corriente que circula por el filtro pasivo tiene un valor rms de 2,98 A. Por tanto, cabría pensar que la carga no tiene un comportamiento del tipo HVS debido a que la capacidad que se ha considerado en el lado dc del rectificador (2200 μ F) no es suficientemente elevada. Hay que resaltar que el factor de rizado¹ en el lado dc del rectificador es de 0,39%. Si se aumenta esta capacidad 10 veces, se consigue que el rizado en el lado dc sea del 0,039%,

¹ En un rectificador trifásico con un condensador en el lado dc, el factor de rizado se obtiene como

$$r = \frac{1}{8\sqrt{3} f C R_L}$$

siendo f la frecuencia de la red, C la capacidad del condensador y R_L la resistencia en el lado dc

casi despreciable. Su comportamiento debería ser cercano al de una carga ideal del tipo HVS. Sin embargo, el valor rms del armónico de orden 5 de la intensidad por la rama LC es de 3,00 A. Es decir, apenas ha variado aunque se haya aumentado la capacidad en diez veces. Un análisis similar se puede hacer para otros armónicos resultando valores de corriente similares por la rama LC con condensadores de 2200 μF y mayores. Se puede concluir, que el modelo de carga HVS ideal, es una aproximación que permite realizar un análisis general de funcionamiento del sistema, pero no es posible realizar un análisis completo del comportamiento del sistema. En un capítulo posterior se realizará un análisis mediante variables de estado utilizando para ello un modelo de carga más completo.

El análisis realizado pone de manifiesto que para cargas del tipo HVS el filtro pasivo no mejora sustancialmente la forma de onda de la tensión en el PCC al igual que la forma de onda de la intensidad de fuente.

Una vez analizada esta estrategia de control para el caso de una carga tipo HVS, la misma estrategia se aplica a una carga del tipo HCS. En la Fig. 2.50 se muestra el circuito monofásico equivalente, en el que la fuente de corriente representa la carga no lineal. La intensidad de fuente viene definida por

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Fh}}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} I_{Lh} + \frac{1}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} V_{Sh} \quad (21)$$

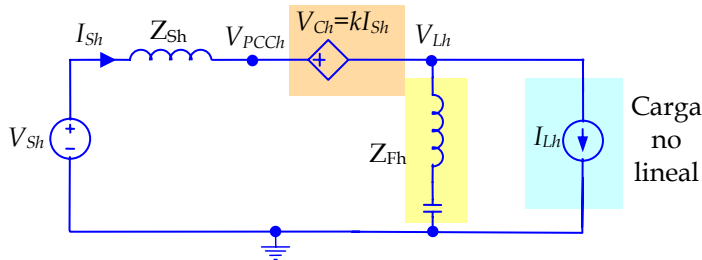


Fig. 2.50. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF, carga tipo HCS y control $V_{Ch}=kI_{Sh}$

Como se observa, aparecen dos sumandos, uno relacionado con los armónicos de intensidad de la carga y otro que depende de los armónicos de la tensión de suministro. De la misma forma que para el caso de una carga tipo HVS, los armónicos de corriente pueden ser mitigados si k toma un valor suficientemente elevado. La diferencia fundamental respecto al caso anterior es que ahora sí interviene la impedancia del filtro pasivo (Z_{Fh}). Por lo tanto para mitigar los armónicos de la corriente de fuente a la vista de (21) la condición que se ha de cumplir es

$$k \gg Z_{Fh}; Z_{Sh} \quad (22)$$

Por otro lado la tensión en el PCC viene dada por

$$V_{PCCh} = \frac{Z_{Fh} + k}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} V_{Sh} - \frac{Z_{Sh} Z_{Fh}}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} I_{Lh} \quad (23)$$

Un valor de k tal que $k \gg Z_{Fh}; Z_{Sh}$ hará que los armónicos de la tensión en el punto de conexión sean debidos sólo a la distorsión de la tensión de suministro, ya que el segundo sumando de (23) es cercano a cero.

Caso práctico 2.7

Se considera el mismo circuito del caso práctico 2.2, con una nueva carga formada por un rectificador trifásico no controlado al que se le conecta en su lado dc una bobina de 55 mH en serie con una resistencia de $50/3 \Omega$, tal como se muestra en la Fig. 2.51.

En este caso la constante de proporcionalidad se fija en $k=50$. La Fig. 2.52 muestra el espectro de frecuencias de la corriente de fuente, sin compensar, y con SAPPF. El armónico de corriente de orden 5 es eliminado con el filtro pasivo. Al ser el más significativo, se traduce en una mejora del THD de la corriente de fuente que pasa del 18,09 % sin filtros al 2,27 % cuando se conecta el SAPPF. También se reduce el valor del armónico de orden 7 de la corriente de fuente. Esto es debido a que la constante k es mayor que la impedancia del filtro pasivo a esa frecuencia, con lo que el primer sumando de (21) es prácticamente cero.

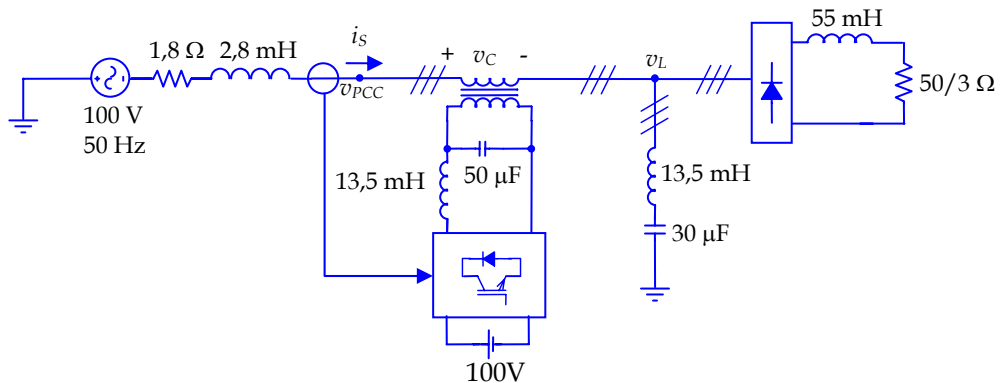


Fig. 2.51. Circuito del caso práctico 2.7

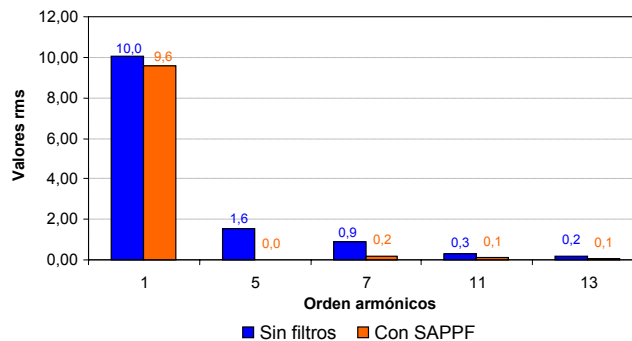


Fig. 2.52. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.7

Respecto a la tensión en el punto de conexión común, cuando se conecta el SAPPF se reduce el THD del 12,60 %, al 2,15 %. La Fig. 2.53 muestra el espectro de armónicos en las dos situaciones. A la vista de la expresión (23), si la tensión de suministro no presenta armónicos, el primer sumando es cero. En cuanto al segundo sumando cuando se cumple la condición (22) la corriente de la carga está multiplicada por un valor menor que la unidad, con lo que se atenúan los valores de los armónicos de la tensión en el PCC.

En la Fig. 2.53, se observa un ligero aumento del valor rms de la tensión a la frecuencia fundamental. Esto es debido a que la corriente absorbida por la carga con el SAPPF también es menor, y con ello la caída de tensión en la impedancia de fuente.

A continuación se supone una tensión de suministro distorsionada con una forma de onda de tensión de fuente definida por (7). La corriente presenta un THD del 3,00 %, lo que supone un valor ligeramente mayor que en el caso de tensión de suministro sinusoidal. Al ser V_{sh} distinto de cero, en la expresión (21) el segundo sumando tampoco lo es, aunque su valor resulta reducido cuando se cumple la condición (22).

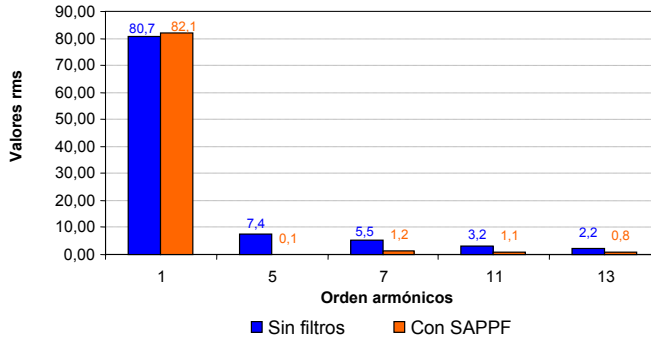


Fig. 2.53. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.7

Otro aspecto de interés en este análisis es determinar cómo puede afectar al conjunto de filtro activo y filtro pasivo la presencia de una carga productora de armónicos de corriente conectada en el punto de conexión común. La Fig. 2.54 muestra esta situación. En el punto de conexión se ha conectado una fuente de corriente ideal I_{Lh2} . La corriente absorbida por el conjunto SAPPF más carga (I_{Sh1}) viene dado por

$$I_{Sh1} = \frac{Z_{Fh}}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} I_{Lh} + \frac{Z_{Sh}}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} I_{Lh2} + \frac{1}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} + k)} V_{Sh} \quad (24)$$

Por tanto, esta corriente para la condición de k impuesta en (22) no se ve afectada por la conexión de una carga productora de armónicos cercana, ya que el sumando que incluye el término I_{Lh2} tiende a cero para valores de $k \gg Z_{Sh}; Z_{Fh}$. Así, la presencia del filtro activo en el equipo compensador evita la posibilidad de que el filtro pasivo se convierte en un sumidero de armónicos de corriente debido a otras cargas no lineales.

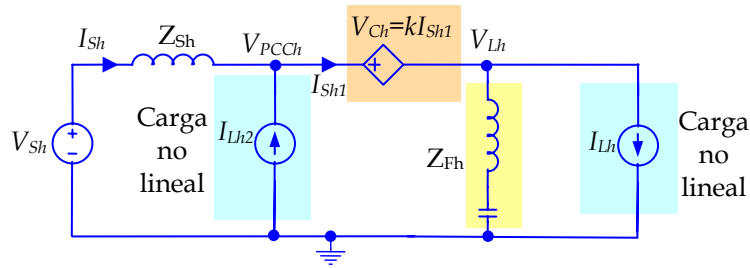


Fig. 2.54. Circuito con un filtro SAPPF, y una carga HCS conectada en el PCC

El comportamiento del equipo de filtrado pasivo puede ser mejorado si en lugar de una rama LC sintonizada para el armónico de orden 5, que para esta carga es el armónico más significativo, se conecta otra rama sintonizada al siguiente armónico de mayor valor, en este caso el armónico de orden 7. Esta nueva situación permite que con menores valores de k se consiga mejorar el THD de la corriente de fuente. Además, la señal de tensión de compensación que el filtro activo genera resulta más reducida y con ello la potencia del filtro.

2.5.2. Detección de la tensión de carga

Con el control por detección de la tensión de carga el filtro activo del SAPPF genera una tensión igual a los armónicos de tensión en el lado de la carga pero de signo contrario. Así, para un armónico de orden h distinto del fundamental, la tensión en los terminales del filtro activo es

$$V_{Ch} = -k_v V_{Lh} \quad (25)$$

Donde k_v es un parámetro de valor cercano a 1, que tiene en cuenta los errores en la estimación de la tensión de carga y en la generación de la tensión del filtro.

La Fig. 2.55 muestra el filtro híbrido conectado a una carga ideal del tipo HVS, modelada por una fuente de tensión ideal de valor V_{Lh} . En este circuito la corriente de fuente I_{Sh} viene dada por

$$I_{Sh} = \frac{1 - k_v}{Z_{Sh}} V_{Lh} + \frac{1}{Z_{Sh}} V_{Sh} \quad (26)$$

En esta expresión aparecen dos sumandos. El primero depende de la tensión en la carga y de la constante k_v . Este término es próximo a cero cuando k_v sea cercano a uno, esto es, cuanto mayor sea la bondad de la instrumentación. El segundo sumando incluye la tensión de la fuente de suministro y la impedancia de la red. Sobre este segundo sumando el filtro activo no actúa por lo que en aquellas situaciones en las que la tensión de red esté distorsionada inevitablemente también lo estará la corriente de fuente.

Por tanto, para una carga del tipo HVS y una tensión de fuente sinusoidal, la corriente de fuente está libre de armónicos. Al igual que en el punto anterior, para esta misma carga el filtro pasivo no contribuye en la mejora de la corriente de fuente, por lo que su desconexión no afecta al funcionamiento del sistema; esto supone una situación similar a la estudiada en la sección previa.

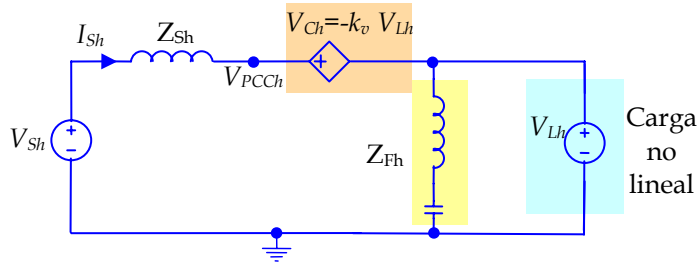


Fig. 2.55. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga tipo HVS, control $V_{Ch} = -k_v V_{Lh}$

La tensión en el punto de conexión común viene dada por la expresión

$$V_{PCh} = (1 - k_v) V_{Lh} \quad (27)$$

Por lo que la tensión en el PCC está libre de los armónicos producidos por la carga cuando $k_v \approx 1$, independientemente de la conexión o no del filtro pasivo.

Para una carga tipo HCS, el circuito monofásico equivalente mostrado en la Fig. 2.56 permite analizar el funcionamiento del SAPPF. La corriente de fuente viene dada por una expresión de la forma

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Fh} (1 - k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} (1 - k_v))} I_{Lh} + \frac{1}{(Z_{Sh} + Z_{Fh} (1 - k_v))} V_{Sh} \quad (28)$$

En el caso ideal de $k_v = 1$, el primer sumando de (28) es cero. Esto es, no depende del valor del filtro pasivo, con lo que Z_{Fh} no tiene que anularse para ningún armónico determinado. Sin embargo, en general $k_v \neq 1$ con lo que para un armónico h (lo conveniente sería que h fuera el más significativo) se tiene que cumplir que $Z_{Fh} \ll Z_{Sh}$ para conseguir que el primer sumando sea despreciable. Esta condición es posible cuando se sintoniza el filtro pasivo a la frecuencia del armónico de orden h .

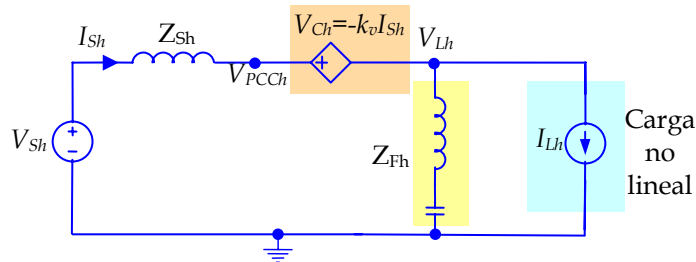


Fig. 2.56. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga tipo HCS, control $V_{Ch} = -k_v I_{Sh}$

En cuanto al segundo sumando, cuando la tensión de suministro (V_{Sh}) presenta algún armónico de tensión, la corriente de fuente incluirá los armónicos del mismo orden. Su magnitud dependerá del valor de la impedancia de fuente.

Respecto a la tensión en el punto de conexión común viene dada por

$$V_{PCCt} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} V_{Sh} - \frac{Z_{Fh} Z_{Sh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh} \quad (29)$$

Por tanto, la tensión en el punto de conexión común cuando $k_v \approx 1$ está libre de armónicos, incluso cuando la tensión de suministro se encuentra distorsionada.

Caso práctico 2.8

Se aplicará el control por detección de la tensión de carga al circuito descrito en el ejemplo 2.7, el cual se reproduce en la Fig. 2.57.

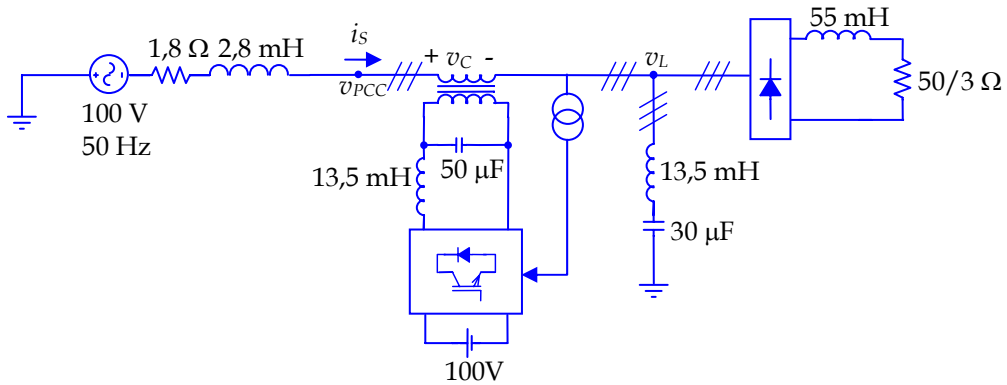


Fig. 2.57. Circuito del caso práctico 2.8

La Fig. 2.58 muestra el espectro de armónicos de la corriente de fuente. Se considera un valor de $k_v=0,95$ en las simulaciones que se realizan. Con el filtro híbrido es posible mejorar la forma de onda de la corriente de fuente, ya que el THD disminuye del 18,09% al 2,03 %. Ello se justifica por ser el primer sumando de la expresión (28) prácticamente nulo, y por otro lado, ya que la tensión de suministro es sinusoidal, el segundo sumando de (28) es nulo.

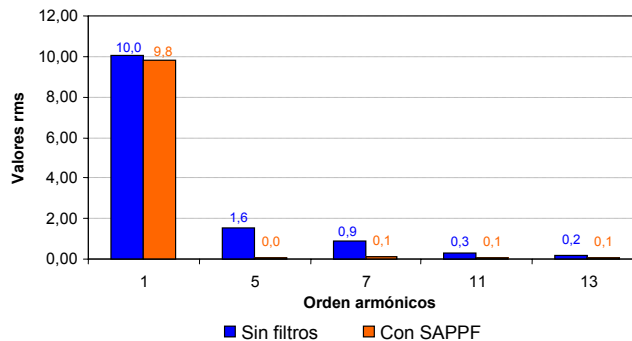


Fig. 2.58. Espectro armónico de la intensidad de fuente. Caso práctico 2.8

En cuanto a la tensión en el punto de conexión común, la Fig. 2.59 muestra su espectro de frecuencias. Con el filtro híbrido también se consigue una mejora del THD que pasa del 12,60 % al 1,89 %, lo que justifica su comportamiento según (29).

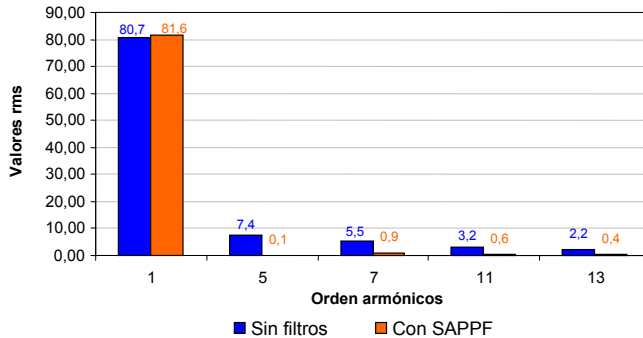


Fig. 2.59. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión a la red. Caso práctico 2.8

A continuación se considera que la tensión de suministro es distorsionada. Así, la forma de onda de la tensión de fuente está definida por la expresión (7). Ésta incluye dos armónicos de tensión: uno de orden 3 del 8% y otro de orden 5 del 5%. La Fig. 2.60 muestra el espectro de armónicos de la corriente de fuente antes y después de conectar el filtro híbrido. Se observa la presencia de un armónico de orden 5 distinto de cero. Esto se debe a que el segundo sumando de (28) es distinto de cero al serlo V_{sh} . También aparece un armónico que no estaba presente en el caso anterior, esto es el armónico de orden 3. Debido a esta componente armónica, el THD empeora pasando del 16,14 % al 27,84 %.

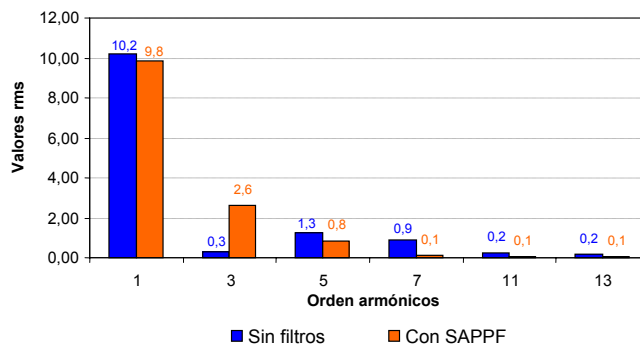


Fig. 2.60. Espectro armónico de corriente de fuente. Caso práctico 2.8 con tensión de suministro distorsionada

En lo que respecta a la tensión en el punto de conexión los armónicos más significativos son el de orden 3 y el de orden 5 (Fig. 2.61). Cuando se conecta el SAPPF, El THD de la tensión disminuye pasando del 19,78 % al 3,19 %. Teniendo en cuenta la expresión (29) el contenido de armónicos de la tensión en el PCC depende del valor k_v y de la impedancia de fuente Z_{sh} . Como $k_v \neq 1$ los dos sumandos tienden a disminuir en función del valor de la impedancia de fuente, lo que justifica la reducción del THD.

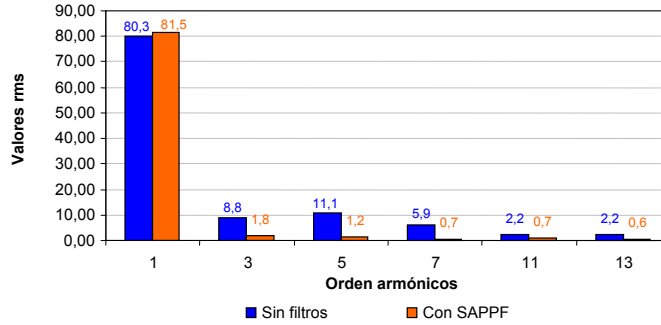


Fig. 2.61. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.8 con tensión de suministro distorsionada

Otro aspecto importante a analizar es el comportamiento del conjunto SAPPF-carga cuando se conecta una carga cercana productora de armónicos de corriente en el PCC, como se realizó en la estrategia de compensación anterior. La Fig. 2.62 muestra el circuito monofásico equivalente. La corriente absorbida por el conjunto, I_{Sh1} , viene dada por la expresión

$$I_{Sh1} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh} + \frac{1}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} V_{Sh} + \frac{Z_{Sh}}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh2} \quad (30)$$

La corriente presenta un término adicional que depende de la corriente de la carga no lineal conectada al punto de conexión. Cuando $k_v \approx 1$ el conjunto SAPPF-carga se convierte en un sumidero de armónicos de corriente de esta carga. Esto es debido a que cuando k_v es cercano a uno el tercer sumando de (30) es igual a la corriente de carga I_{Lh2} .

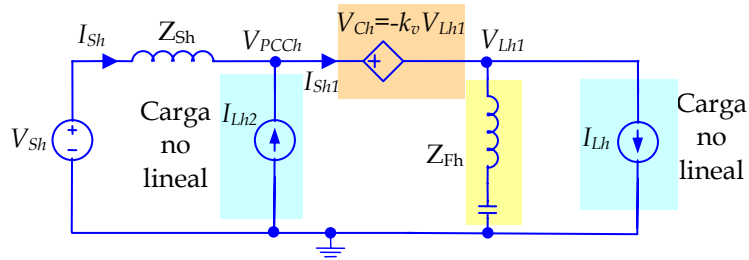


Fig. 2.62. Circuito con un SAPPF, con una carga HCS conectada en el PCC

La tensión en el punto de conexión común es de la forma

$$V_{PCCh} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} V_{Sh} - \frac{Z_{Fh} Z_{Sh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh} + \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh2} \quad (31)$$

Esta expresión difiere de (29) en que incluye un sumando más que depende de la corriente de la carga no lineal. Éste término es atenuado en la misma proporción que el sumando que incluye la tensión de suministro.

En definitiva con esta estrategia, es posible mejorar la forma de onda de la corriente cuando el suministro es sinusoidal y no existen cargas no lineales conectadas al punto de conexión. En lo que respecta a la tensión en el punto de conexión común en cualquiera de las situaciones se mejora el THD.

2.5.3. Control híbrido

Del análisis realizado para el control por detección de la corriente de fuente, cuando $k \gg Z_{Fh}, Z_{Sh}$, para $h \neq 1$ se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El contenido de armónicos de la corriente de fuente después de la compensación no depende de la distorsión de la tensión de suministro ni de los armónicos de la corriente de carga.
- La tensión en el punto de conexión a la red sólo se ve distorsionada por los armónicos procedentes de la tensión de suministro y no afecta la posible distorsión armónica producida por la carga.
- Se evita que el conjunto filtro-carga se convierta en un sumidero de armónicos de corriente de fuentes cercanas.

En cuanto a la estrategia por detección de la tensión de carga, destacan como principales características:

- El filtrado depende del error en la medida de la tensión en el lado de carga.
- El contenido de armónicos de la corriente de fuente depende de la distorsión de la tensión de suministro y de la impedancia de fuente.
- La distorsión de la tensión en el PCC debido a la tensión de suministro o a la corriente de carga es atenuada en función de k_v .
- Cuando se conectan cargas del tipo HCS en el punto de conexión el SAPPF no evita que el filtro pasivo se pueda comportar como sumidero de armónicos.

A la vista de las conclusiones previas, resulta evidente que el control por detección de la corriente de fuente parece más apropiado frente al control por detección de la tensión de carga. El análisis se ha basado en considerar que la constante k es mucho mayor que la impedancia de fuente y que la impedancia del filtro pasivo. Dichas impedancias aumentan con la frecuencia, por tanto, el valor de k debe ser elevado si se pretende eliminar armónicos de orden alto. Si se analiza el caso práctico 2.8, la impedancia del filtro y la impedancia de fuente varían tal como se muestra en la Fig. 2.63. La impedancia del filtro pasivo toma un valor de 50 a una frecuencia de alrededor de 650 Hz (armónico de orden 13). Este valor de 50 es el mismo que se tomó para la constante k , con lo que para esta frecuencia no se cumple que $k \gg Z_{Fh}$, por tanto, la reducción de un armónico de este orden no podrá ser muy significativa (de 0,2 a 0,1 A). No obstante, hay que tener en cuenta que en la práctica, los armónicos de orden elevado son los menos significativos. La otra premisa $k \gg Z_{Sh}$ sí es posible de alcanzar debido a que en un sistema eléctrico Z_{Sh} suele tener un valor reducido, como se muestra en la Fig. 2.63.

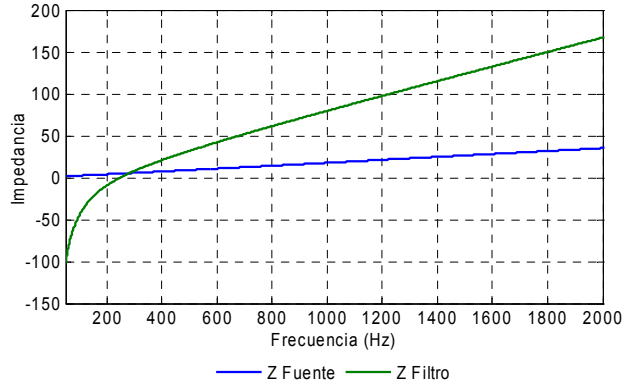


Fig. 2.63. Variación de la impedancia de fuente y del filtro pasivo con la frecuencia. Caso práctico 2.8

En esta sección se abordará una estrategia de compensación que combina los dos métodos previos. Así, el control híbrido del SAPPF incluye un control por detección de la corriente de fuente y por detección de la tensión de carga. La forma de onda que el filtro activo genera para un armónico de orden h viene dada por la expresión

$$v_{Ch} = k i_{Sh} - k_v v_{Lh} \quad (32)$$

Para el circuito monofásico equivalente que se muestra en la Fig. 2.64, la corriente de fuente es

$$I_{Sh} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + k + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh} + \frac{1}{(Z_{Sh} + k + Z_{Fh}(1-k_v))} V_{Sh} \quad (33)$$

Se puede observar que cuando $k_v \approx 1$, el primer sumando es próximo a cero, independientemente del valor de k y de la impedancia del filtro pasivo. Por tanto, los armónicos de la corriente de fuente están poco influenciados por los armónicos de la corriente carga. Respecto al segundo sumando, su valor depende de k , cuanto mayor sea k menor serán los armónicos de corriente debidos a la distorsión de la tensión de suministro.

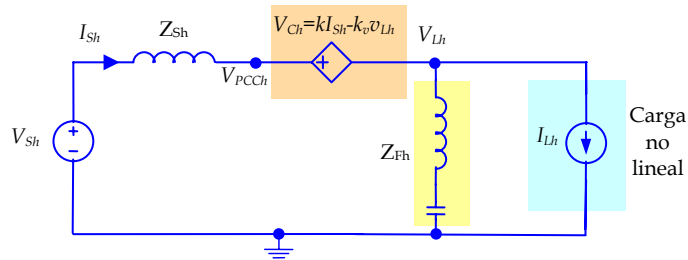


Fig. 2.64. Circuito monofásico equivalente de un sistema con un SAPPF y carga tipo HCS, control: $V_{Ch} = k I_{Sh} - k_v v_{Lh}$

Por otro lado, la tensión en el punto de conexión viene dada por la expresión

$$V_{PCCCh} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v) + k}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v) + k)} V_{Sh} - \frac{Z_{Sh} Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + Z_{Fh}(1-k_v) + k)} I_{Lh} \quad (34)$$

Si se tiene en cuenta el segundo sumando de (34) es posible mitigar los armónicos de la tensión debidos a la corriente de carga. Otro aspecto importante es que el efecto de una impedancia del filtro pasivo elevada puede ser minimizado, debido a que $k_v \approx 1$.

Caso práctico 2.9

Se aplicará un control híbrido al circuito presentado en el caso práctico 2.5.

En este caso se ha considerado una constante de proporcionalidad para la corriente de fuente de 50 ($k=50$) y para el término correspondiente de la tensión en el lado de carga $k_v=0,95$. La Fig. 2.65 presenta el espectro de frecuencia de la corriente de fuente antes y después de conectar el sistema de compensación. Se observa una mejora significativa de la forma de onda de la corriente de fuente, ya que su THD se reduce desde el 18,19 % al 1,79 %. Ello confirma el comportamiento según la expresión (33).

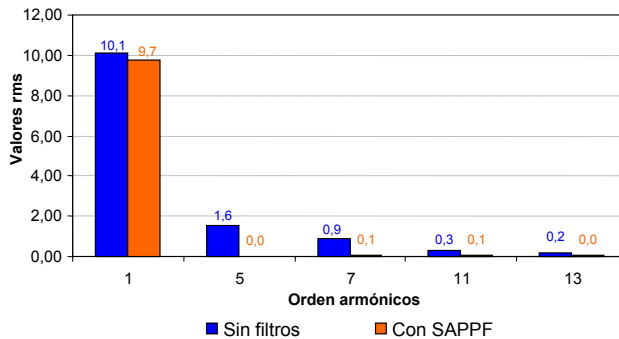


Fig. 2.65. Espectro de armónicos de la corriente de fuente. Caso práctico 2.9

La tensión en el punto de conexión antes y después de conectar el SAPPF también presenta una mejora en su THD, como se puede observar en el espectro de armónicos de la Fig. 2.66. Su valor se reduce del 12,60 % al 2,30 %.

A continuación con el objetivo de verificar el funcionamiento del SAPPF ante la presencia de armónicos en la tensión de suministro, se considera una forma de onda de la tensión de fuente definida por la expresión (7). La distorsión de la intensidad de fuente depende del valor de k elegido (33), cuanto mayor sea el valor de éste menor será el valor de los armónicos debidos a la tensión de suministro; sin embargo como consecuencia mayor será la potencia del filtro. En lo que respecta a la tensión en el punto de conexión, según la expresión (34), su contenido de armónicos prácticamente será el mismo que el de la tensión de suministro.

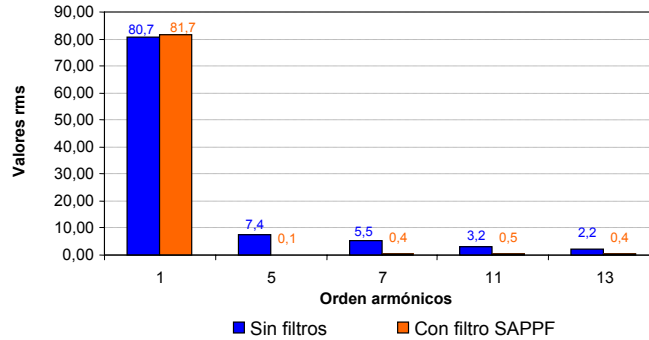


Fig. 2.66. Espectro armónico de la tensión en el punto de conexión común. Caso práctico 2.9

Otro aspecto que merece ser analizado cuando se aplica la estrategia híbrida al filtro activo, es el comportamiento del conjunto SAPPF-carga cuando existen cargas productoras de armónicos de corriente conectadas en el punto de conexión común. La fuente de corriente de valor I_{Sh2} del circuito de la Fig. 2.62 representa la carga no lineal en cuestión. La corriente por la rama que se desea filtrar (I_{Sh1}) para la estrategia híbrida viene dada por

$$I_{Sh1} = \frac{Z_{Fh}(1-k_v)}{(Z_{Sh} + k + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh} + \frac{1}{(Z_{Sh} + k + Z_{Fh}(1-k_v))} V_{Sh} + \frac{Z_{Sh}}{(Z_{Sh} + k + Z_{Fh}(1-k_v))} I_{Lh2} \quad (35)$$

Aparece un nuevo sumando que incluye la corriente de la carga no lineal I_{Lh2} . El efecto de esta corriente se reduce con tal que se cumpla la condición $k \gg Z_{Sh}$.

La Tabla 2.5 resume el valor de THD en las diferentes situaciones analizadas cuando se conecta el SAPPF. Para una tensión de suministro sinusoidal las tres estrategias proporcionan valores de THD de la corriente reducidos, si bien la estrategia híbrida es la presenta un valor más pequeño. En el caso de tensión de suministro no sinusoidal la estrategia híbrida es la que menor THD de la corriente de fuente presenta. En cambio la estrategia por detección de la tensión de carga empeora el THD de la intensidad de fuente respecto del THD del sistema sin compensar.

Tabla 2.5. THD de la tensión y de la intensidad para las tres estrategias de compensación y las diferentes condiciones de suministro diferentes

	Sin compensar		$V_{Ch}=50 I_{Sh}$		$V_{Ch}=-0,95 V_{Lh}$		$V_{Ch}=50 I_{Sh}-0,95 V_{Lh}$	
	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)	THDv (%)	THDi (%)
V_s Sinusoidal	12,60	18,19	2,15	2,27	1,89	2,03	2,30	1,79
V_s no sinusoidal	19,78	16,14	11,35	3,00	3,19	27,84	11,30	2,83

2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha analizado el comportamiento en régimen estacionario de un filtro activo serie (SAF) y un filtro híbrido formado por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo (SAPPF). Se han estudiado tres estrategias de control diferentes para el filtro activo: por detección de la corriente de fuente, por detección de la tensión de carga y un control híbrido que incluye una combinación de estas dos estrategias. A partir del circuito monofásico equivalente se han obtenido las expresiones de las dos variables de mayor interés desde el punto de vista del filtrado de armónicos, esto es, la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente. Una vez obtenidas las ecuaciones en régimen estacionario, se ha sometido el conjunto filtro-carga a diferentes situaciones con el objetivo de contrastar su comportamiento. Así, se ha sometido el conjunto a una tensión de suministro distorsionada y se han conectado cargas no lineales en el PCC.

Respecto al filtro activo serie (SAF), se ha comprobado su eficacia en la compensación de cargas del tipo fuente de armónicos de tensión, HVS. De las estrategias aplicadas al filtro activo, la estrategia híbrida se ha mostrado la más efectiva desde el punto de vista de la eliminación de armónicos, tanto en el caso de tensión distorsionada como no distorsionada.

La configuración SAPPF, se ha mostrado adecuada para la eliminación de armónicos de cargas del tipo fuente de corriente, HCS. En el caso de tensión de suministro sinusoidal las tres estrategias aplicadas permiten una reducción del THD de la corriente de fuente y tensión en el PCC del mismo orden. Sin embargo, la estrategia por detección de la tensión de carga no evita que el filtro pasivo se convierta en un sumidero de armónicos procedentes de cargas cercanas a la rama a compensar. Cuando la tensión de suministro está distorsionada, con la estrategia por detección de corriente de fuente y la estrategia híbrida es posible reducir los armónicos de corriente, no mostrándose una clara diferencia entre ambas para un mismo valor de k . Por el contrario, si bien la estrategia por detección de la tensión de carga ha resultado adecuada para mejorar el THD de la tensión en el punto de conexión; sin embargo, cuando la tensión de suministro está distorsionada el THD de la corriente de fuente aumenta respecto al THD de la intensidad de fuente del sistema sin compensar.

Capítulo III

APLICACIÓN DEL MODELO DE ESTADO AL DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS SERIE Y FILTROS HÍBRIDOS

En este capítulo se obtiene el modelo de estado para una configuración filtro activo serie, SAF, y filtro híbrido, SAPPF. A partir de sus ecuaciones de estado se analiza el comportamiento del conjunto para tres estrategias de compensación: por detección de la corriente de fuente, por detección de la tensión de carga y una estrategia híbrida que combina ambas. A partir del análisis en el espacio de estado se establecen reglas de diseño para una estrategia de control determinada. Así, para contrastar el análisis propuesto se presentan dos casos prácticos a los que se aplican los criterios de diseño establecidos desde el modelo de estado.

El capítulo se estructura en cinco partes. En la primera se realiza una breve introducción a las variables de estado y la estabilidad de los sistemas lineales. En la segunda se obtiene el modelo de estado de un sistema que incluye un filtro activo de conexión serie, SAF. A partir del modelo obtenido se analizan las tres estrategias de control desde el punto de vista de la ganancia del sistema y de su estabilidad. Esto permite establecer unos criterios de diseño para esta configuración. En la tercera parte se hace un análisis similar para la configuración de filtro híbrido, SAPPF. En la cuarta parte, se presenta la plataforma experimental desarrollada y los resultados experimentales de las dos configuraciones de filtros activos presentadas. Por último, en el punto cinco se incluye un resumen de las conclusiones más importantes que se pueden extraer del desarrollo del capítulo.

3.1. Introducción

El uso de APFs serie en los sistemas de potencia permiten eliminar los armónicos causados por cargas no lineales. Para alcanzar este objetivo de compensación se han propuesto hasta el momento distintas estrategias de control. No obstante, el establecimiento de cada una de las propuestas se ha basado más en el análisis de circuitos eléctricos equivalentes y en los resultados obtenidos en ensayos de laboratorios de simulación y/o experimentación, que en el análisis formal de su estructura de control [114], [127], [128].

La representación en el espacio de estados de sistemas ha sido ampliamente utilizada en la teoría de control desde 1960. En esa década se desarrolló y se introdujo la denominada “teoría de control moderna”. El espacio de estado es otra manera de describir un modelo dinámico de un sistema. Es aplicable tanto a sistemas lineales como sistemas no lineales. Esta representación es siempre referida como modelo de descripción interna debido a que variables internas, tal como los estados, están totalmente definidas en la representación del modelo.

Un sistema con p entradas $u_i(t)$, ($i=1,\dots,p$), q salidas $y_j(t)$, ($j=1,\dots,q$) con n estados, permite que se pueda definir un vector de variables de estado de la forma

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n] \quad (1)$$

La expresión general en el espacio de estado de un sistema puede ser escrito de la forma

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= f_i(x_1, x_2, \dots, x_n, u_1, \dots, u_p), & i &= 1, \dots, n \\ y_j &= g_j(x_1, x_2, \dots, x_n, u_1, \dots, u_p), & j &= 1, \dots, q \end{aligned} \quad (2)$$

Donde $f_i(\cdot)$ y $g_j(\cdot)$ puede ser una función no lineal. La primera expresión de (2) se denomina ecuación de estado y la segunda expresión se conoce como ecuación de salida. Para sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI) la función en el espacio de estados del sistema se suele escribir de la forma

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Donde $\mathbf{u}(t)$ es el vector de entradas definido mediante

$$\mathbf{u}(t) = [u_1, \dots, u_p]^T \quad (4)$$

Con $\mathbf{y}(t)$ como vector de salidas dado por

$$\mathbf{y}(t) = [y_1, \dots, y_q]^T \quad (5)$$

Las matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} y \mathbf{D} son matrices compatibles de las adecuadas dimensiones. Esto es, la matriz \mathbf{A} debe ser de dimensión $n \times n$, \mathbf{B} es una matriz de dimensión $n \times p$ y \mathbf{D} tiene de dimensión $q \times p$.

Cuando se aplica la transformada de Laplace al modelo de estado definido en (3), para condiciones iniciales nulas, se llega a la expresión

$$\begin{aligned} s\mathbf{I}\mathbf{X}(s) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}\mathbf{U}(s) \\ \mathbf{Y}(s) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}(s) \end{aligned} \quad (6)$$

Donde \mathbf{I} representa la matriz identidad, de la misma dimensión que la matriz \mathbf{A} . Así de la primera expresión de (6) se obtiene

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U}(s) \quad (7)$$

De la segunda expresión de (6), se obtiene la función de transferencia del sistema

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{Y}(s)\mathbf{U}^{-1}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U}(s) + \mathbf{D} \quad (8)$$

Un sistema es estable si su función de transferencia $\mathbf{G}(s)$ tiene sus polos situados en el semiplano izquierdo del plano s . Por lo tanto, el problema del análisis de la estabilidad de un sistema se reduce al análisis de las raíces del polinomio del denominador de (8).

3.2. Filtro activo serie, SAF

En la Fig. 3.1, se muestra un sistema constituido por un circuito trifásico con una carga trifásica no lineal del tipo fuente de armónicos de tensión (HVS), con un filtro activo serie conectado a una fuente de tensión con resistencia R_S e inductancia L_S .

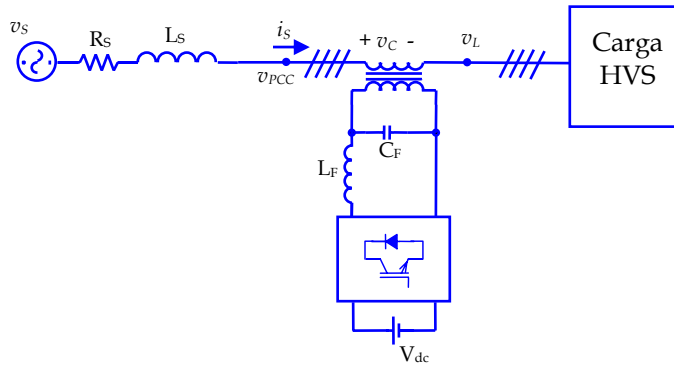


Fig. 3.1. Sistema con filtro activo serie y carga tipo HVS

Para la representación del sistema mediante variables de estado [69] se utiliza el modelo de circuito mostrado en la Fig. 3.2. Se trata del equivalente monofásico de la red de la Fig. 3.1 para cualquier armónico de orden h distinto del fundamental. El filtro activo se modela mediante una fuente controlada de tensión de valor \mathbf{u} . Éste valor dependerá de la estrategia de control aplicada y en general será expresada en función de las variables de estado del sistema. Por otro lado, la carga se representa por su equivalente Norton [51] cuyos parámetros fueron descritos en el capítulo II. De esta forma la carga estará caracterizada por una resistencia R_L en paralelo con una inductancia L_L y una fuente de corriente, i_L , que tendrá un valor distinto de cero para armónicos diferentes del fundamental.

El sistema admite una representación [67] en el espacio de estado de la forma

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u} + \mathbf{D}_2 \mathbf{v}\end{aligned}\quad (9)$$

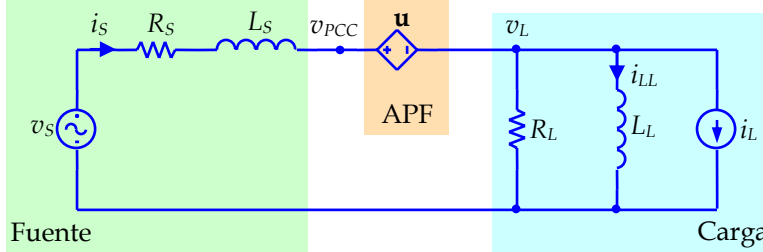


Fig. 3.2. Circuito monofásico equivalente para la red de la Fig. 3.1

En la expresión (9), el vector de estados es

$$\mathbf{x} = [i_s \quad i_{LL}]^T \quad (10)$$

El vector de entradas del sistema se ha dividido en dos términos, por un lado la señal de tensión de la fuente controlada \mathbf{u} , esto es la señal de control, y por otro lado el vector de tensiones de fuente, \mathbf{v} , que incluye los valores de la fuente de tensión v_s y de la fuente de corriente i_L , definido de la forma

$$\mathbf{v} = [v_s \quad i_L]^T \quad (11)$$

La matriz del sistema, \mathbf{A} , viene dada por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + R_L)}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} \end{bmatrix} \quad (12)$$

\mathbf{B}_1 es un vector definido de la forma

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

Y por último, la matriz \mathbf{B}_2 es

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Si se elige como variable de salida la corriente de fuente i_s , la matriz \mathbf{C} viene definida por

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0] \quad (15)$$

Y en la ecuación de salida (9), $\mathbf{D}_1 = [0]$ y $\mathbf{D}_2 = [0 \quad 0]$

En el caso que se elija la tensión en el punto de conexión común, v_{PCC} , como salida, la matriz C vale

$$\mathbf{C} = [R_L \quad -R_L] \quad (16)$$

Y para la ecuación de salida

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_1 &= [1] \\ \mathbf{D}_2 &= [0 \quad -R_L] \end{aligned} \quad (17)$$

La Fig. 3.3 muestra el diagrama de bloques que representa la ecuación de estado definida en (9).

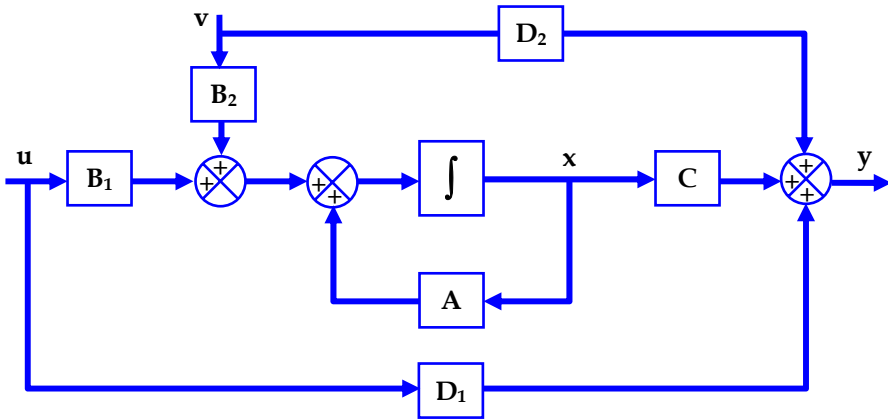


Fig. 3.3. Diagrama de bloques para el sistema definido en (9)

3.2.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente

En esta sección se analizará la estrategia por detección de la intensidad de fuente. Aquí la señal de control que se aplica al sistema es proporcional a los armónicos de la intensidad de fuente. Esto es

$$u = k i_s \quad (18)$$

Si se expresa la ecuación anterior en función de las variables de estado definidas en (10) resulta

$$\mathbf{u} = [k \quad 0] \begin{bmatrix} i_s \\ i_{LL} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Donde k es la constante de proporcionalidad.

Según (19), esta estrategia de control realimenta el vector de estado a través de una matriz de ganancias \mathbf{K} de la forma

$$\mathbf{K} = [k \quad 0] \quad (20)$$

La ecuación de estado se puede expresar ahora en la forma

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1\mathbf{K})\mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \quad (21)$$

Con lo que la nueva matriz del sistema viene dada por

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1\mathbf{K}) = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + R_L + k)}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} \end{bmatrix} \quad (22)$$

La Fig. 3.4 muestra el diagrama de bloques de la ecuación de estado (21).

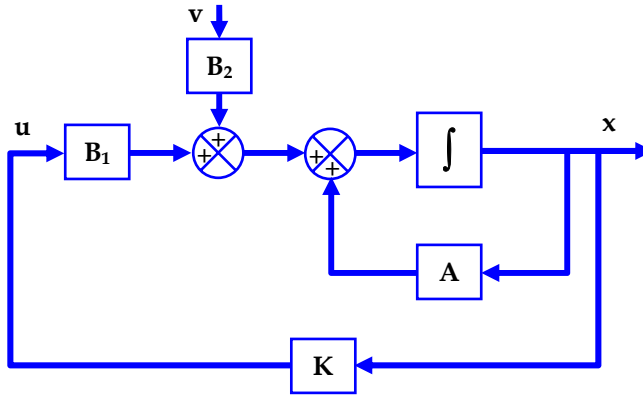


Fig. 3.4. Diagrama de bloques de la ecuación de estado para la estrategia de control $u=k i_s$

El polinomio característico del sistema se obtiene a partir de (23)

$$\varphi(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}'| \quad (23)$$

Donde \mathbf{I} es la matriz identidad. El polinomio que se obtiene es

$$\varphi(s) = \frac{s^2 L_S L_L + s(R_L L_S + R_S L_L + R_L L_L + k L_L) + R_L (R_S + k)}{L_S L_L} \quad (24)$$

Las raíces del polinomio característico son los polos del sistema. Por tanto, teniendo en cuenta (24), éstos estarán situados en el semiplano izquierdo siempre que se cumpla la condición

$$R_L L_S + R_S L_L + R_L L_L + k L_L \geq 0 \quad (25)$$

Con lo que para que el sistema sea estable el valor de k debe cumplir la condición

$$k \geq -\frac{(R_L L_S + R_S L_L + R_L L_L)}{L_L} \quad (26)$$

La ecuación (26) establece el valor mínimo de la constante de proporcionalidad k que hace estable el sistema. Como se observa, este valor depende de la resistencia e inductancia de fuente, los cuales son difíciles de estimar en un sistema de potencia. Sin embargo, el término de la derecha de la desigualdad siempre será menor que cero, con lo que un valor de k positivo siempre asegurará la estabilidad del sistema, independientemente del valor de los parámetros de la impedancia de red.

Por otro lado, cuando se toma como salida la intensidad de fuente, el modelo de estado queda definido mediante

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} = \mathbf{A}' \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (27)$$

Donde \mathbf{C} está definido según (15). Por tanto, la constante de proporcionalidad k sólo modifica la matriz \mathbf{A}' del sistema. Si se tiene en cuenta la función de transferencia dada por la expresión (8), el ajuste de k afectará al denominador de la función de transferencia, esto es, los polos del sistema. Así habrá que elegir el valor de k de forma que a las frecuencias de interés se obtenga la ganancia adecuada para conseguir una determinada atenuación de los armónicos de la corriente de fuente.

Cuando se toma como salida la tensión en el punto de conexión común, la función de transferencia viene dada por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} = \mathbf{A}' \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \\ \mathbf{y} &= (\mathbf{C} + \mathbf{D}_1 \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{D}_2 \mathbf{v} = \mathbf{C}' \mathbf{x} + \mathbf{D}_2 \mathbf{v} \end{aligned} \quad (28)$$

Aquí la matriz \mathbf{C} está definida de acuerdo a (16) y \mathbf{D}_1 y \mathbf{D}_2 según (17). En este caso, la constante k afecta tanto a los polos como a los ceros del sistema. El criterio para la elección del valor de k estará basado en conseguir como objetivo una atenuación determinada de los armónicos de la tensión en el punto de conexión común.

3.2.2. Control mediante la detección de la tensión de carga

En esta estrategia de control la tensión generada por el filtro activo viene dada por la expresión

$$u = -k_v v_L \quad (29)$$

Donde k_v representa un término que modela la sensibilidad de la instrumentación y v_L la tensión en el lado de la carga. Teniendo en cuenta el circuito equivalente de la Fig. 3.2 la señal de control u se puede expresar como

$$u = -k_v R_L i_S + k_v R_L i_{LL} + k_v R_L i_L \quad (30)$$

La ecuación (30), se puede expresar en forma matricial en función del vector de estado \mathbf{x} y del vector de entradas del sistema, esto es

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_1 \mathbf{x} + \mathbf{K}_2 \mathbf{v} \quad (31)$$

Donde

$$\mathbf{K}_1 = [-k_v R_L \quad k_v R_L] \quad (32)$$

$$\mathbf{K}_2 = [0 \quad k_v R_L] \quad (33)$$

La ecuación de estado se puede escribir de la forma

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_2) \mathbf{v} \quad (34)$$

Con lo que la nueva matriz del sistema queda definida por

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + R_L(1 - k_v))}{L_s} & \frac{R_L(1 - k_v)}{L_s} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} \end{bmatrix} \quad (35)$$

El diagrama de bloques de la ecuación de estados cuando se aplica esta estrategia de control es el que se muestra en la Fig. 3.5.

Por otro lado, el polinomio característico viene dado por

$$\varphi(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}'| = \frac{L_s L_L s^2 + s[R_L L_s + R_s L_L + R_L L_L(1 - k_v)] + R_s R_L}{L_s L_L} \quad (36)$$

De donde se deduce que el sistema será estable siempre que se cumpla la condición

$$R_L L_s + R_s L_L + R_L L_L(1 - k_v) > 0 \quad (37)$$

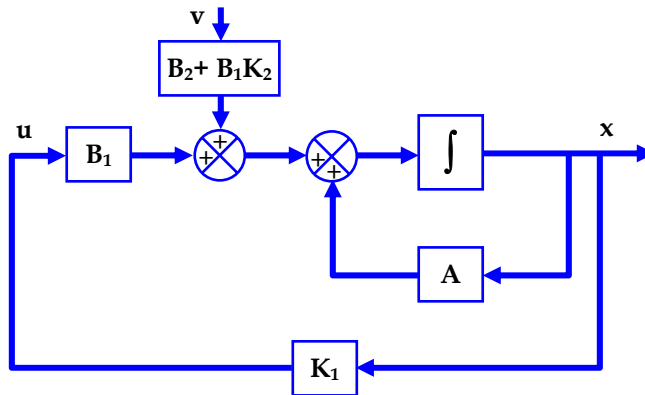


Fig. 3.5. Diagrama de bloques de la ecuación de estado, control $u = -k_v v_L$

Este criterio asegura que los polos del sistema estén situados en el semiplano izquierdo. De otra forma,

$$k_v < \frac{R_L L_S + R_S L_L + R_L L_L}{R_L L_L} \quad (38)$$

En general, $k_v \approx 1$ con lo que la condición dada en (38) siempre será satisfecha. En el caso particular en el que la impedancia de la fuente sea despreciable ($R_S \approx L_S \approx 0$) de (38) sigue que valores de $k_v > 1$ pueden desestabilizar el sistema.

3.2.3. Control híbrido

La estrategia de control híbrida combina la estrategia por detección de la corriente de fuente y por detección de la tensión de carga. Así, el filtro activo genera una forma de onda de tensión definida por la expresión

$$u = k i_s - k_v v_L \quad (39)$$

Teniendo en cuenta el circuito mostrado en la Fig. 3.2, se obtiene una señal de control de la forma

$$u = (k - k_v R_L) i_s + k_v R_L i_{LL} + k_v R_L i_L \quad (40)$$

La expresión (40) se puede reescribir en forma matricial como

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_1 \mathbf{x} + \mathbf{K}_2 \mathbf{v} \quad (41)$$

Donde

$$\mathbf{K}_1 = [k - k_v R_L \quad k_v R_L] \quad (42)$$

$$\mathbf{K}_2 = [0 \quad k_v R_L] \quad (43)$$

La ecuación de estado queda de la forma

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_2) \mathbf{v} \quad (44)$$

Su diagrama de bloques es el que se muestra en la Fig. 3.6.

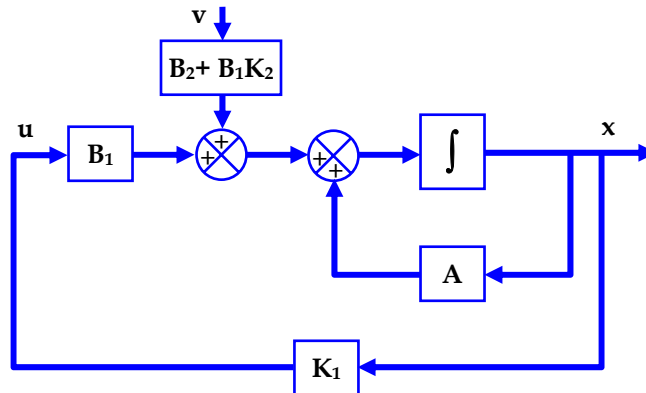


Fig. 3.6. Diagrama de bloques de la ecuación de estado, control $u = k i_s - k_v v_L$

La nueva matriz del sistema es

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + k + R_L(1 - k_v))}{L_s} & \frac{R_L(1 - k_v)}{L_s} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Esta matriz permite determinar el polinomio característico,

$$\varphi(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}'| = \frac{L_s L_L s^2 + s[R_L L_s + R_s L_L + k L_L + R_L L_L(1 - k_v)] + R_L [R_s + k]}{L_s L_L} \quad (46)$$

El sistema será estable siempre que se cumpla la condición

$$R_L L_s + R_s L_L + k L_L + R_L L_L(1 - k_v) > 0 \quad (47)$$

Esto es

$$k L_L - k_v R_L L_L > -R_L L_s - R_s L_L - R_L L_L \quad (48)$$

Si se asume que $k_v \approx 1$, esta condición se cumplirá siempre que

$$k L_L > -R_L L_s - R_s L_L \quad (49)$$

Condición que quedará asegurada si se fija como regla general de diseño el cumplimiento de que $k > 0$ ya que el término de la derecha de (49) siempre será menor que cero.

Por otra lado, para $k > 0$, el parámetro k_v debe cumplir la condición

$$k_v < \frac{R_L L_s + R_s L_L + R_L L_L + k L_L}{R_L L_L} \quad (50)$$

Según (50), un valor elevado de k proporcionará mayor robustez al sistema debido a que el segundo término de la desigualdad aumentará reduciendo su dependencia de las variaciones de R_L , L_L , R_s y L_s . Además, este término será mayor que uno incluso en el caso de que la carga sea resistiva ya que en el extremo en que $L_L = 0$ se cumple que

$$\lim_{L_L \rightarrow 0} \frac{R_L L_s + R_s L_L + R_L L_L + k L_L}{R_L L_L} = \frac{R_s + R_L + k}{R_L} \quad (51)$$

Caso práctico 3.1

La Fig. 3.7 muestra un filtro activo serie conectado a una carga tipo HVS. La carga consiste en un rectificador trifásico no controlado con un condensador de 2200 μF y una resistencia en paralelo de 50/3 Ω en el lado dc. La fuente es sinusoidal, con un valor eficaz de la tensión de fase de 100 V y 50 Hz. Se ha incluido una resistencia de 1,8 Ω y una bobina de 2,8 mH en serie para modelar la impedancia equivalente desde el punto de conexión. El filtro activo se conecta al sistema por medio de tres transformadores monofásicos de relación 1:1, con un filtro LC de rizado de 0,15 mH de inductancia y 50 μF de capacidad con la finalidad de reducir el rizado de la tensión de salida. El

inversor es un puente de IGBTs trifásico. En su lado dc se ha conectado una fuente constante de 100 V. La simulación se ha realizado en MATLAB-Simulink con los modelos de dispositivos de la librería SymPowerSystem.

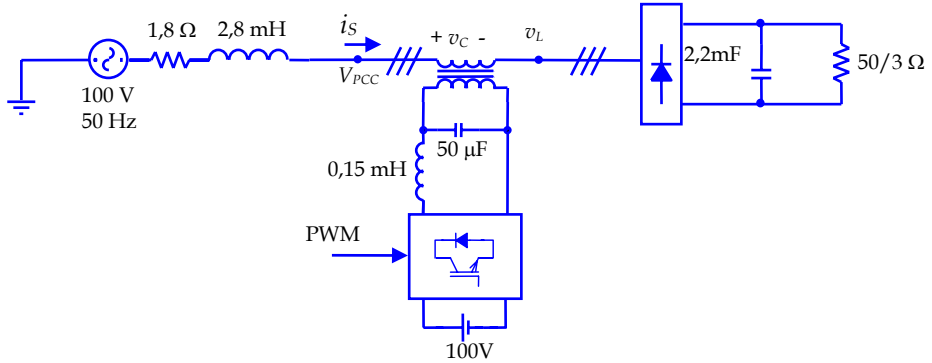


Fig. 3.7. Circuito del caso práctico 3.1

Para obtener el modelo de la carga se simula el sistema sin filtro activo y se determinan las potencias activas y reactivas [118], [119]. Los valores obtenidos mediante simulación son: 2125 W y 454 var respectivamente. Teniendo en cuenta que el valor rms de la componente fundamental de la tensión en los terminales de la carga es de 82,7 V, se obtiene un valor para la resistencia de carga, $R_L=9,65 \Omega$ y para la inductancia de carga $L_L=144 \text{ mH}$. Estos valores permiten definir el modelo de circuito monofásico equivalente que se muestra en la Fig. 3.2.

En el modelo de estado definido por la expresión (9), la matriz del sistema sin filtro activo viene dada por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -4089 & 3446 \\ 66,5 & -66,5 \end{bmatrix}$$

El vector \mathbf{B}_1 está dado mediante

$$\mathbf{B}_1 = [-357 \quad 0]^T$$

Y la matriz \mathbf{B}_2 es

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 357 & 3446 \\ 0 & -66,5 \end{bmatrix}$$

Cuando se elige la corriente de fuente como salida, la matriz C vale

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0]$$

Con $\mathbf{D}_1=[0]$ y $\mathbf{D}_2=[0 \ 0]$

Con ello se forma el vector de estado dado por

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u} + \mathbf{D}_2 \mathbf{v}$$

La Fig. 3.8 muestra el diagrama de polos del sistema sin compensar, se observan dos polos reales situados en $s=-10,3$ y $s=-4150$.

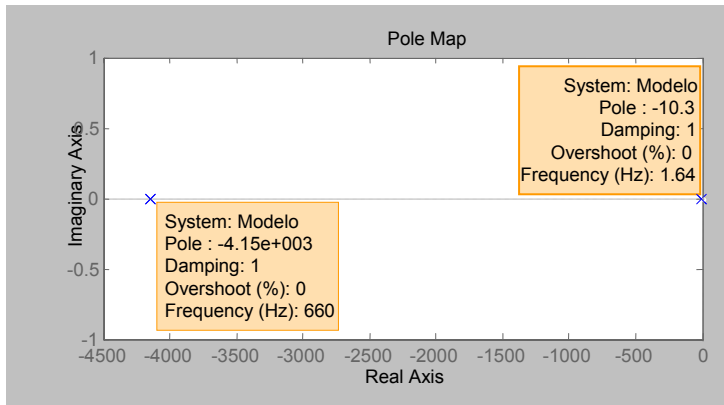


Fig. 3.8. Mapa de polos, caso práctico 3.1 sin filtro activo

Por otro lado, la Fig. 3.9 muestra la magnitud del diagrama de Bode cuando se considera la intensidad de fuente como señal de salida. Cuando la señal de entrada es los armónicos de la tensión de suministro el sistema presenta una ganancia de -21,9 dB para una frecuencia de 250 Hz, correspondiente al armónico de orden 5. Si se considera la distorsión de la corriente de carga como entrada, la ganancia a esa frecuencia es mayor, -2,19 dB. Esto nos permite verificar que para este tipo de carga la distorsión de la corriente de fuente se debe principalmente a la carga más que a la tensión de suministro.

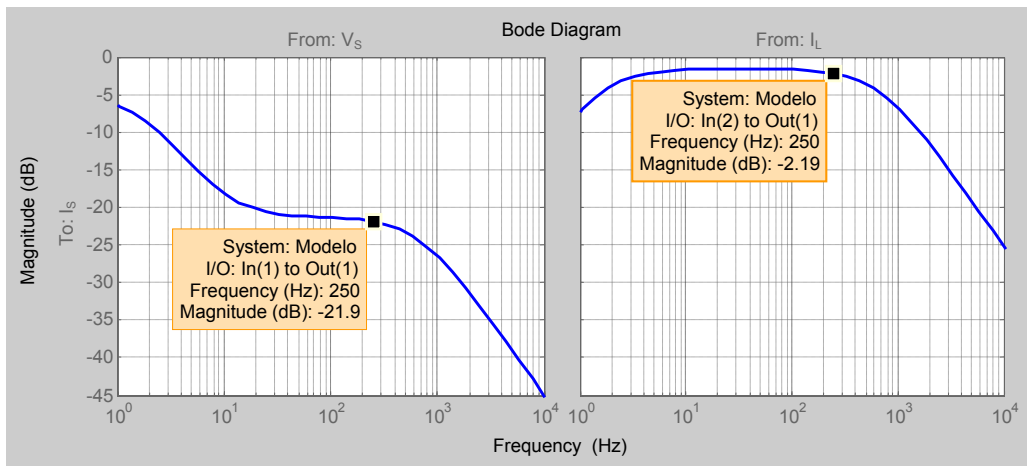


Fig. 3.9. Magnitud de Bode, caso práctico 3.1, sin filtro activo

Posteriormente se conecta el filtro activo al sistema. En primer lugar, se aplica el control por detección de la corriente de fuente. La nueva ecuación de estado está definida por (21). Se fija la ganancia del vector de estado en $k=20$, con lo que se tiene

$$\mathbf{K} = [20 \quad 0]$$

La nueva matriz del sistema queda definida en la forma

$$\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K} = \begin{bmatrix} -11229 & 3446 \\ 66,5 & -66,5 \end{bmatrix}$$

La Fig. 3.9 muestra el nuevo diagrama de polos. El sistema realimentado sigue teniendo dos polos reales, situados en $s=-46$ y $s=-11200$. Como se predijo desde el punto de vista teórico el sistema es estable para valores de $k>0$. Además se consigue alejar los polos del origen, lo que permite dotar de mayor robustez al sistema.

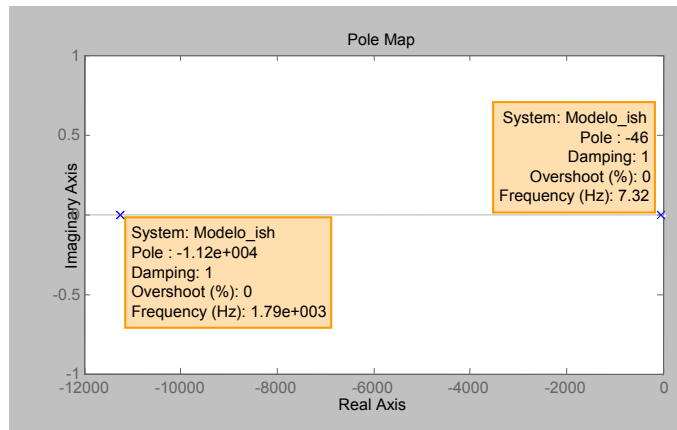


Fig. 3.10. Mapa de polos, caso práctico 3.1 control $u=ki_{sh}$

En segundo lugar, se aplica la estrategia de control por detección de la tensión de carga. Las matrices \mathbf{K}_1 y \mathbf{K}_2 definidas en (32) y (33), vienen dadas por

$$\mathbf{K}_1 = [-9,18 \quad 9,18]$$

$$\mathbf{K}_2 = [0 \quad 9,18]$$

Donde se considera que $k_v=0,95$. La nueva matriz del sistema es

$$\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} -816,2 & 173,2 \\ 66,5 & -66,5 \end{bmatrix}$$

Por otro lado, la matriz que multiplica al vector de entradas viene dada por

$$\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} 357 & 173,2 \\ 0 & -66,5 \end{bmatrix}$$

En este caso el sistema presenta el diagrama de polos mostrado en la Fig. 3.11. Se observan dos polos reales situados en $s=-51,4$ y $s=-831$. Los dos polos están situados en el semiplano izquierdo lo que garantiza la estabilidad del sistema.

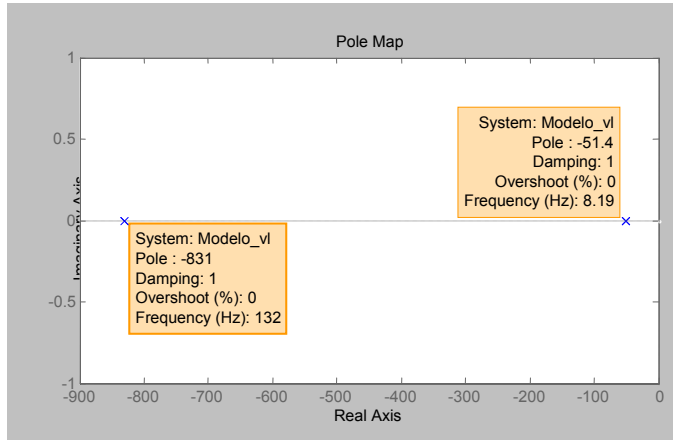


Fig. 3.11. Mapa de polos, caso práctico 3.1, control $u=-k_v v_{Lh}$

Finalmente, se aplica la estrategia de control híbrida que combina las dos estrategias aplicadas previamente. Se considera $k_v=0,95$ y $k=20$, con lo que de acuerdo a (42) y (43) se tiene

$$\mathbf{K}'_1 = [10,83 \quad 9,16]$$

$$\mathbf{K}'_2 = [0 \quad 9,16]$$

Por tanto la matriz del sistema es

$$\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}'_1 = \begin{bmatrix} -7956 & 173,2 \\ 66,5 & -66,5 \end{bmatrix}$$

La matriz que multiplica al vector de entradas es

$$\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}'_2 = \begin{bmatrix} 357 & 173,2 \\ 0 & -66,5 \end{bmatrix}$$

Este resultado muestra cómo esta matriz es la misma que la obtenida previamente en la estrategia por detección de la tensión de carga.

La Fig. 3.12 presenta el diagrama de polos del sistema cuando se aplica este tipo de control. Aparecen dos polos reales en el semiplano izquierdo situados en $s=-65$ y $s=-7960$.

Desde el punto de vista de la ganancia del sistema es de interés analizar el comportamiento de las tres estrategias para las dos fuentes de entrada de armónicos: la distorsión de la carga y la fuente de tensión de red. Cuando la tensión de suministro se encuentra distorsionada la estrategia que presenta una ganancia menor es aquella que se basa en la detección de la corriente de fuente, Fig. 3.13. Ésta se mantiene prácticamente constante con un valor de alrededor -30 dB en una banda de frecuencia de entre 50 Hz y

1 kHz (esto supone considerar los 20 primeros armónicos). Por el contrario, la estrategia por detección de la tensión de carga es la que presenta una ganancia más elevada. Para el mismo rango de frecuencias la ganancia varía desde -8 dB hasta -30 dB. Estos valores son mayores a los obtenidos cuando el sistema se encuentra sin filtro activo. Por tanto, cuando la tensión de suministro está distorsionada la estrategia por detección de la tensión de carga amplifica los armónicos de la corriente de fuente.

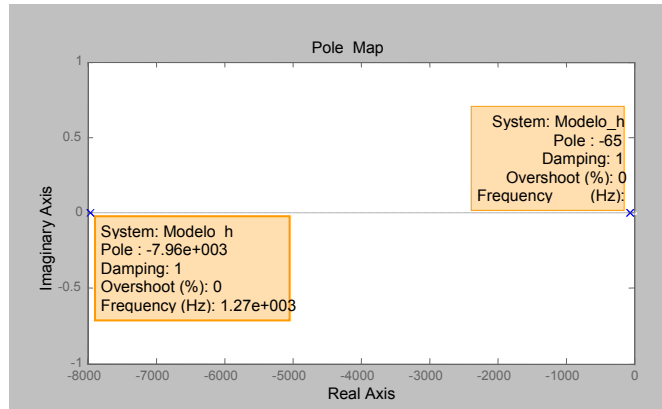


Fig. 3.12. Mapa de polos, caso práctico 3.1, control $u=ki_{sh}-k_v v_L$

La estrategia de control híbrida presenta una ganancia prácticamente constante, aunque ligeramente superior a la alcanzada con la estrategia por detección de la intensidad de fuente.

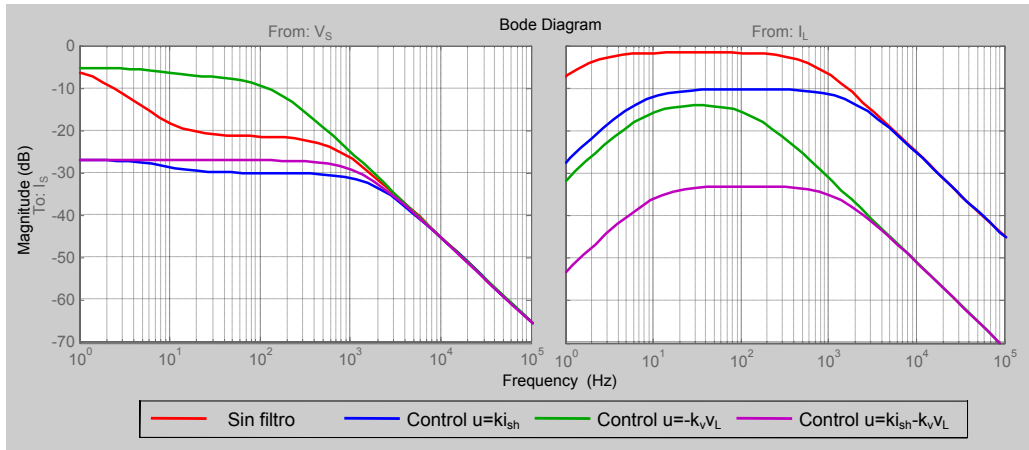


Fig. 3.13. Magnitud de Bode para las diferentes estrategias de control. Caso práctico 3.1

Cuando los armónicos son generados por la carga (Fig. 3.13), la ganancia más baja se consigue con la estrategia híbrida. En el rango de frecuencias de los armónicos más significativos del sistema (entre 100 y 1000 Hz) esa ganancia es de de -33,4 dB. En el lado

opuesto se encuentra la estrategia por detección de la corriente de fuente, que presenta una ganancia de -10 dB.

En la estrategia por detección de la corriente de fuente el valor de la ganancia del sistema depende del valor de k que se adopte. La Fig. 3.14 muestra cómo varía la ganancia con la constante k . A medida que k aumenta disminuye la ganancia. Sin embargo esta variación no es lineal ya que la reducción de la ganancia no es proporcional a la constante k . Esto ocurre independientemente de la fuente de entrada que se considere. Como criterio de diseño se puede adoptar un valor de k que permita obtener un valor de ganancia deseado. La Fig. 3.15 muestra la ganancia absoluta en función de k cuando se considera como entrada la fuente de distorsión de la carga i_L . Así, cuando el objetivo es tener una ganancia de 0,1, el valor de k debe ser de 90. Sin embargo, esto supone un coste de la señal de control en muchos casos innecesario, ya que siempre tendremos un error respecto de la tensión de salida del filtro, debido a las conmutaciones de los dispositivos de potencia y al propio sistema de medida. Con lo que se pueden obtener resultados aceptables para valores de ganancia inferiores.

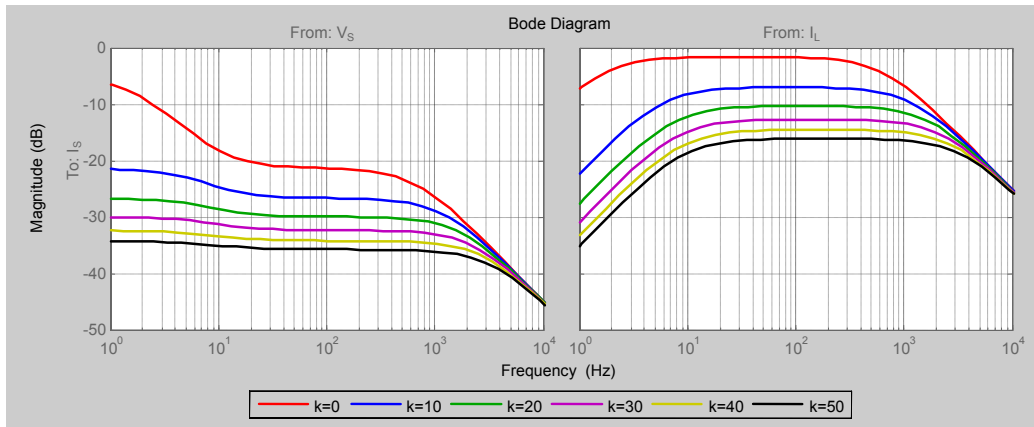


Fig. 3.14. Magnitud de Bode para diferentes valores de k , estrategia $u=ki_{si}$. Caso práctico 3.1

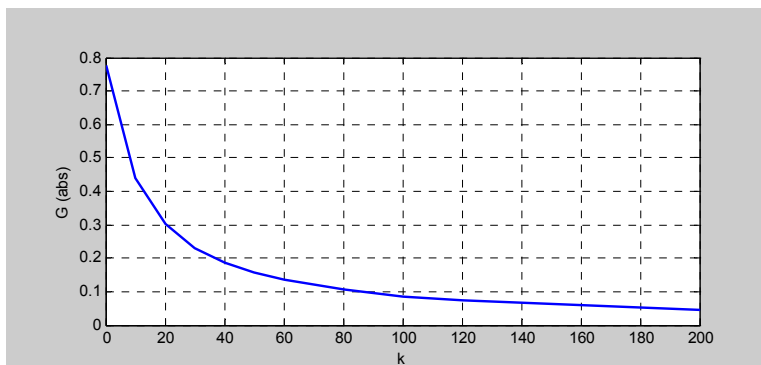


Fig. 3.15. Ganancias para el quinto armónico, con diferentes valores de k , entrada i_L . Caso práctico 3.1

La estrategia híbrida es la que menor ganancia presenta desde el punto de vista de la eliminación de armónicos de la intensidad de fuente. En lo que respecta al valor de k más adecuado, con valores más pequeños que en la estrategia por detección de la corriente de fuente es posible obtener ganancias más pequeñas. La Fig. 3.16 muestra la ganancia para diferentes valores de k cuando se aplica la estrategia híbrida. En el caso de que la tensión de suministro se encuentre distorsionada, k debe ser elevada, ya que esta estrategia tiene una ganancia algo mayor que la detección por corriente de fuente. Si la tensión de suministro es sinusoidal con un valor de $k=10$ se llega a los -28,2 dB a la frecuencia de 250 Hz, lo que supone reducir este armónico en un 95,3%.

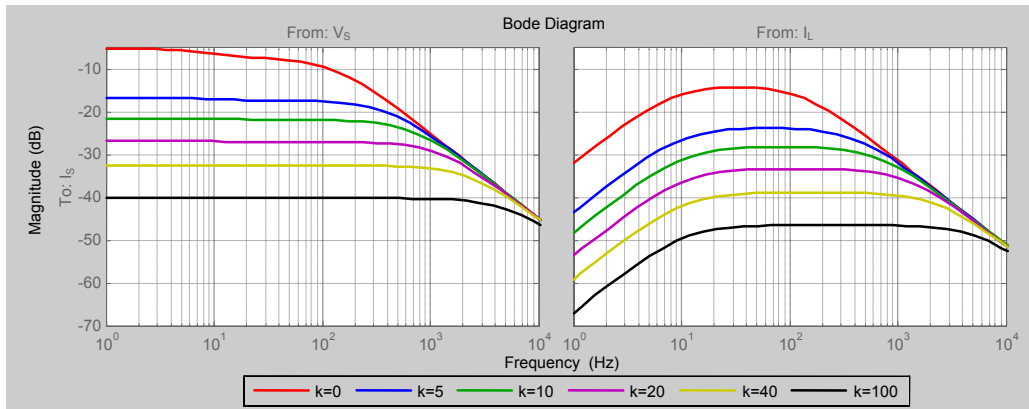


Fig. 3.16. Magnitud de Bode, para diferentes valores de k , estrategia híbrida. Caso práctico 3.1

En lo que sigue se analizará el sistema cuando la salida es la tensión en el punto de conexión a la red. En esta situación la matriz C es

$$C = [9,65 \quad -9,65]$$

Además, $D_1=[1]$ y $D_2=[0 \ -9,65]$

La Fig. 3.17 muestra las ganancias para las diferentes estrategias cuando la salida es la tensión en el punto de conexión común. Cuando la entrada son los armónicos de la tensión de suministro, la estrategia por detección de la corriente de fuente y la estrategia híbrida presentan una ganancia del mismo orden que la del sistema sin filtro activo. Por tanto, estas estrategias de control no mejoran el THD de esta tensión. Por otro lado, la estrategia por detección de la tensión de carga presenta una ganancia similar a la del sistema sin compensar, por lo que la tensión en el punto de conexión común permanece con la misma tasa de distorsión.

Finalmente, Si se tiene en cuenta la distorsión de la fuente de corriente de la carga, la estrategia con menor ganancia es la híbrida. Con ella se consigue que la tensión en el punto de conexión se vea menos influenciada por la distorsión de los armónicos producidos por la carga.

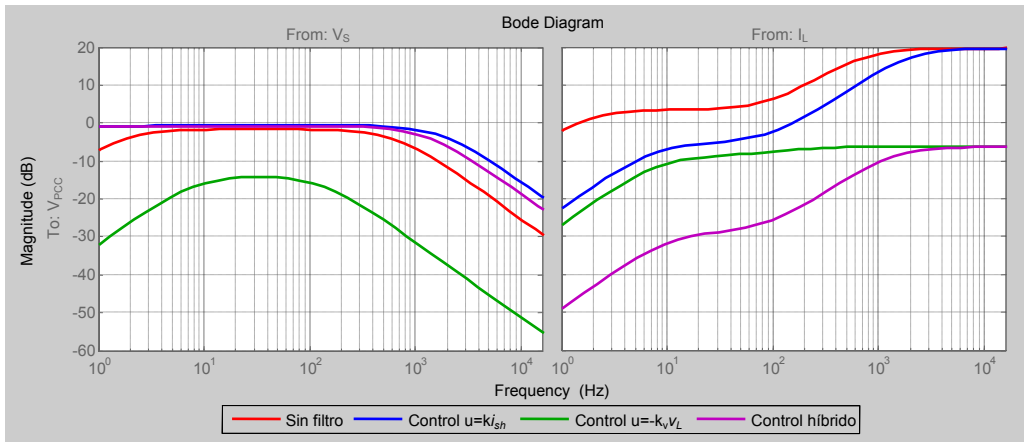


Fig. 3.17. Caso práctico 3.1. Magnitud de Bode, para las diferentes estrategias de control, cuando la salida es la tensión en el punto de conexión común

3.3. Filtro activo híbrido, SAPPF

En este apartado se abordará el análisis por variables de estado de una configuración de filtro activo serie y filtro pasivo paralelo [64]. Se obtendrán las ecuaciones de estado cuando se aplican al filtro activo las estrategias: por detección de la corriente de fuente, por detección de la tensión de carga y la estrategia híbrida. El análisis se realizará para una carga tipo HCS, ya que esta topología de filtro es adecuada para la eliminación de armónicos de este tipo de cargas, como se demostró en el capítulo previo de este trabajo.

La Fig. 3.18 muestra un circuito trifásico con una carga no lineal del tipo HCS y un filtro activo serie, conectado a una fuente de tensión con resistencia R_s e inductancia L_s . También se incluye un filtro pasivo conectado en paralelo con la carga y formado por dos ramas LC sintonizadas a los armónicos de corriente más significativos.

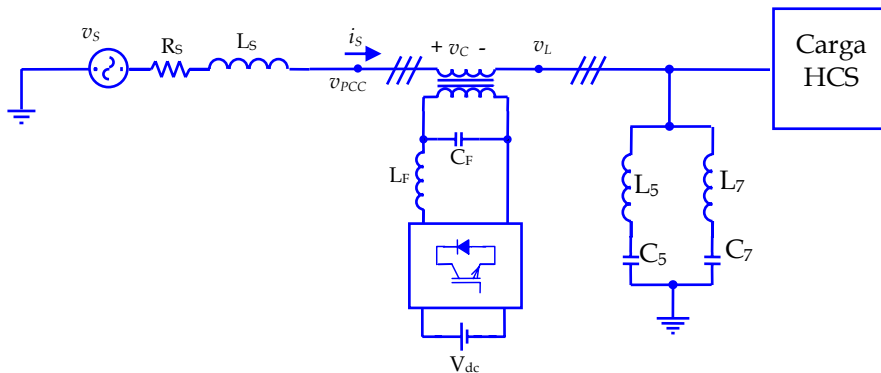


Fig. 3.18. Sistema con filtro SAPPF y carga tipo HCS

Para la representación del sistema mediante variables de estado se utiliza el modelo de circuito mostrado en la Fig. 3.19. Éste representa el equivalente monofásico de la red de

la Fig. 3.18, para cualquier armónico de orden h distinto del fundamental. El filtro activo ha sido modelado por una fuente controlada de tensión u . Como modelo de carga se utiliza su equivalente Norton [51], definido por una resistencia R_L en paralelo con una inductancia L_L y una fuente de corriente de valor i_L . Esta fuente de corriente será cero para el armónico fundamental. Los filtros pasivos consisten en dos ramas LC sintonizadas a las frecuencias de los armónicos más significativos. Se ha incluido en cada rama LC una resistencia que modela el efecto resistivo presente principalmente en las bobinas y que en la práctica no son despreciables.

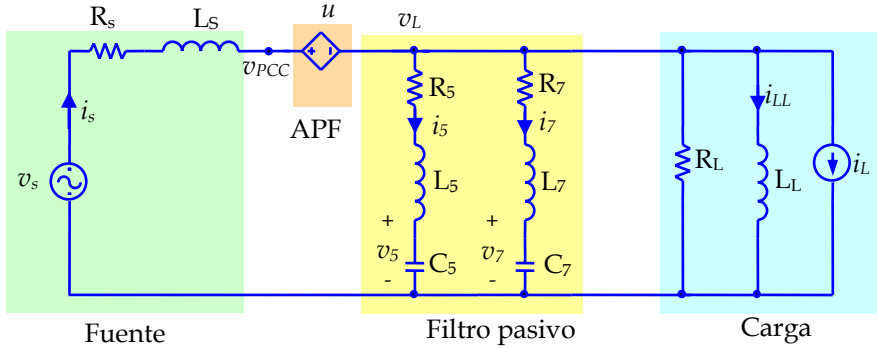


Fig. 3.19. Circuito monofásico equivalente del sistema de la Fig. 3.18

Para el circuito de la Fig. 3.19 se puede plantear la ecuación de estado de la forma

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u} + \mathbf{D}_2 \mathbf{v} \end{aligned} \quad (52)$$

Para las variables de estado y las referencias dadas en la Fig. 3.19 se define el vector de estados

$$\mathbf{x} = [i_s \quad i_5 \quad i_7 \quad i_{LL} \quad v_5 \quad v_7]^T \quad (53)$$

La aplicación sistemática de las leyes de Kirchhoff permite determinar la matriz del sistema, esto es

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + R_L)}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_5} & -\frac{(R_L + R_5)}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ \frac{R_L}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & -\frac{(R_L + R_7)}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & 0 & -\frac{1}{L_7} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_7} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (54)$$

En este caso el vector \mathbf{B}_1 tiene la forma

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (55)$$

\mathbf{B}_2 vale

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_s} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{R_L}{L_7} & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (56)$$

El cual multiplica al vector de entradas definido por

$$\mathbf{v} = [v_s \quad i_L]^T \quad (57)$$

Las matrices \mathbf{C} , \mathbf{D}_1 y \mathbf{D}_2 , dependen de la salida elegida. Si se toma como señal de salida la corriente de fuente i_s , se cumple que

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (58)$$

$$\mathbf{D}_1 = [0] \quad (59)$$

$$\mathbf{D}_2 = [0 \quad 0]$$

3.3.1. Control mediante la detección de la intensidad de fuente

Cuando se aplica un control proporcional a los armónicos de la corriente de fuente, la señal de control toma la forma

$$\mathbf{u} = [k \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] [i_s \quad i_5 \quad i_7 \quad i_{LL} \quad v_5 \quad v_7]^T \quad (60)$$

Siendo k la constante de proporcionalidad.

Al igual que en el caso del filtro SAF, esta estrategia se basa en la realimentación del vector de estado a través de una matriz de ganancias \mathbf{K} definida por

$$\mathbf{K} = [k \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (61)$$

Con este control la ecuación de estado se puede expresar mediante (62)

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}) \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{v} \quad (62)$$

En esta ocasión la matriz del sistema está definida por

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}) = \begin{bmatrix} \frac{(R_s + R_L + k)}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & \frac{R_L}{L_s} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_5} & -\frac{(R_L + R_5)}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ \frac{R_L}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & -\frac{(R_L + R_7)}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & 0 & -\frac{1}{L_7} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_7} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (63)$$

Esta matriz (63) determina la dinámica de la estrategia de control mediante la detección de la corriente de fuente a partir de la constante de proporcionalidad k .

3.3.2. Control mediante la detección de la tensión de carga

En esta estrategia de control la tensión generada por el filtro activo viene dada por la expresión

$$u = -k_v v_L \quad (64)$$

Donde k_v representa el parámetro que modela la sensibilidad de la instrumentación. Para el circuito de la Fig. 3.19, la tensión v_L vale

$$v_L = R_L i_s - R_L i_5 - R_L i_7 - R_L i_{LL} - R_L i_L \quad (65)$$

Por tanto la señal de control u se puede expresar mediante

$$u = -k_v R_L i_s + k_v R_L i_5 + k_v R_L i_7 + k_v R_L i_{LL} + k_v R_L i_L \quad (66)$$

La ecuación (66) se puede escribir en forma matricial en función del vector de entradas del sistema \mathbf{v} y del vector de estados \mathbf{x} , esto es

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_1 \mathbf{x} + \mathbf{K}_2 \mathbf{v} \quad (67)$$

Donde

$$\mathbf{K}_1 = [-k_v R_L \quad k_v R_L \quad k_v R_L \quad k_v R_L \quad 0 \quad 0] \quad (68)$$

Y

$$\mathbf{K}_2 = [0 \quad k_v R_L] \quad (69)$$

De (52) y (67) la ecuación de estado del sistema queda definida como

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_2) \mathbf{v} \quad (70)$$

La matriz del sistema \mathbf{A}' viene dada por

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) = \begin{bmatrix} \frac{(R_S + R_L(1-k_v))}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_5} & -\frac{(R_L + R_5)}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ \frac{R_L}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & -\frac{(R_L + R_7)}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & 0 & -\frac{1}{L_7} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_7} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (71)$$

Por tanto, con esta estrategia de control la dinámica del sistema viene afectada por el parámetro k_v .

3.3.3. Control híbrido

Esta estrategia combina la estrategia por detección de la corriente de fuente y la estrategia por detección de la tensión de carga. Así, con la estrategia híbrida el filtro activo debe generar una forma de onda de tensión definida por

$$u = k i_s - k_v v_L \quad (72)$$

Teniendo en cuenta el circuito de la Fig. 3.19, la señal de control adopta la forma

$$u = (k - k_v R_L) i_s + k_v R_L i_5 + k_v R_L i_7 + k_v R_L i_{LL} + k_v R_L i_L \quad (73)$$

Que expresada en forma matricial viene dada por

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_1 \mathbf{x} + \mathbf{K}_2 \mathbf{v} \quad (74)$$

Donde las matrices de ganancia son

$$\mathbf{K}_1 = [(k - k_v R_L) \quad k_v R_L \quad k_v R_L \quad k_v R_L \quad 0 \quad 0] \quad (75)$$

$$\mathbf{K}_2 = [0 \quad k_v R_L] \quad (76)$$

De esta forma la ecuación de estado queda definida por

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_2) \mathbf{v} \quad (77)$$

Aquí la matriz del sistema vale

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{A} + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) = \begin{bmatrix} \frac{(R_S + R_L(1-k_v) + k)}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & \frac{R_L(1-k_v)}{L_S} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_5} & -\frac{(R_L + R_5)}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{R_L}{L_5} & -\frac{1}{L_5} & 0 \\ \frac{R_L}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & -\frac{(R_L + R_7)}{L_7} & -\frac{R_L}{L_7} & 0 & -\frac{1}{L_7} \\ \frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_7} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (78)$$

En esta estrategia, la dinámica del sistema viene afectada tanto por la constante de proporcionalidad k como por el parámetro k_v .

Caso práctico 3.2

La Fig. 3.20 muestra una fuente de tensión sinusoidal con $1,8 \Omega$ de resistencia y $2,8 \text{ mH}$ de inductancia. La carga está formada por un rectificador trifásico no controlado con una resistencia de $50/3 \Omega$ en serie con una inductancia de 55 mH . Se conecta en paralelo con la carga un filtro pasivo formado por dos ramas LC sintonizadas al 5° y al 7° armónico. Las resistencias de $2,1 \Omega$ y $1,1 \Omega$ modelan el efecto resistivo en las dos bobinas del filtro pasivo. En serie con la fuente de tensión se conecta un filtro activo a través de tres transformadores monofásicos de acoplamiento de relación 1:1. Una fuente de corriente continua de 100 V , se conecta en el lado dc del inversor.

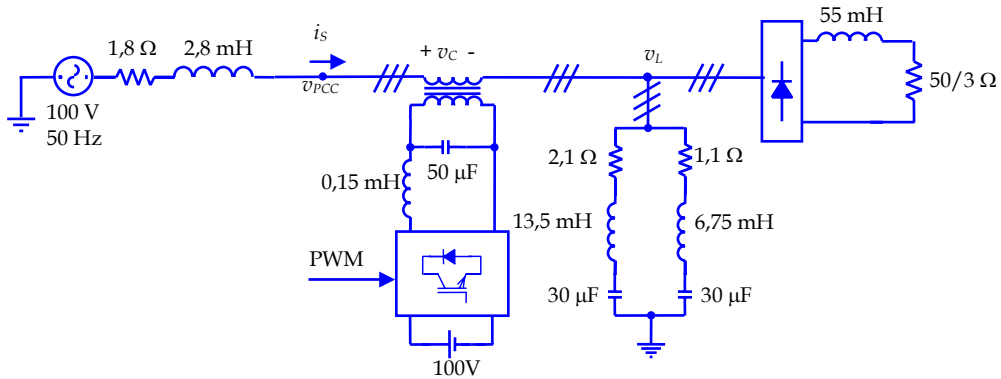


Fig. 3.20. Circuito del caso práctico 3.2

La Fig. 3.21 muestra el diagrama de polos del sistema sin filtro activo. El sistema presenta dos polos reales y cuatro polos complejos. Todos ellos situados en el semiplano izquierdo.

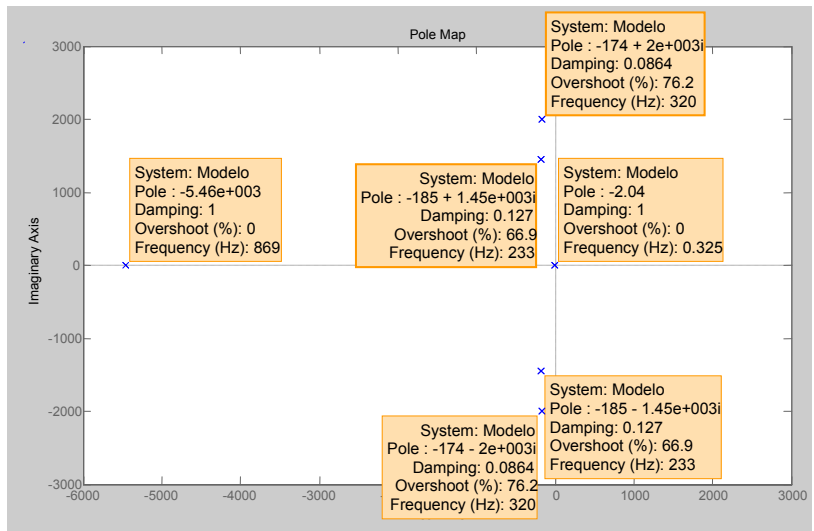


Fig. 3.21. Mapa de polos sin filtro activo. Caso práctico 3.2

Por otro lado, la Fig. 3.22 muestra la ganancia del diagrama de Bode cuando se considera como salida la corriente de fuente, i_s . En el diagrama de la izquierda, la entrada es la tensión de suministro. Aparecen dos picos de ganancia: -12,1 dB a 225 Hz y -14,6 dB a 323 Hz. Estos picos representan dos resonancias serie entre la red y el filtro pasivo. Son cercanas a la frecuencia de resonancia de las ramas LC, y dependen de la impedancia de la red desde el punto de conexión común. En el caso ideal de impedancia de red nula, se corresponderán con la frecuencia de sintonización de las ramas LC.

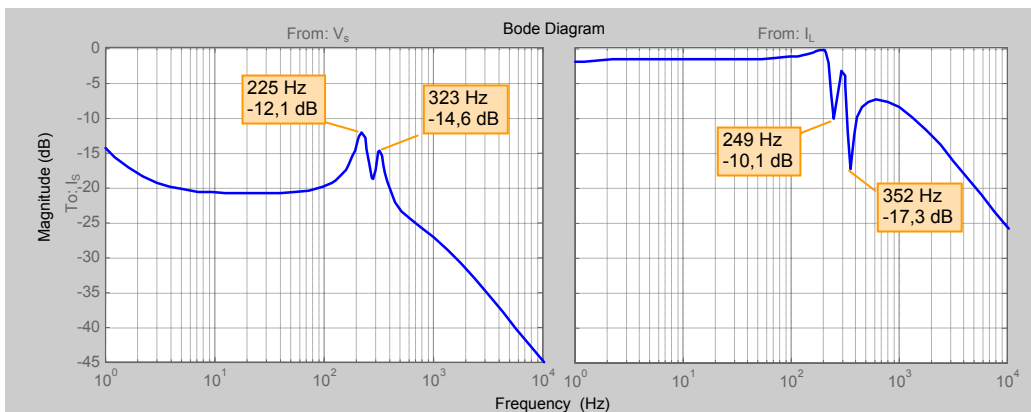


Fig. 3.22. Magnitud de Bode sin filtro activo. Caso práctico 3.2

En el segundo diagrama de la Fig. 3.22, la entrada es la fuente de corriente del equivalente Norton de la carga. En esta situación hay una disminución de la ganancia hasta -10,1 dB a 249 Hz y de -17,3 dB a 352 Hz. Por tanto el sistema presenta dos resonancias a estas frecuencias. El hecho de que no ocurra exactamente a 250 Hz y 350 Hz, se debe a la tolerancia de los elementos pasivos del filtro de armónicos. Por otro lado,

el valor de la ganancia no es muy bajo para una situación de resonancia, sin embargo, hay que tener en cuenta que se ha modelado el efecto resistivo de la bobina por una resistencia de $2,1 \Omega$ para la rama sintonizada al 5º armónico, y de $1,1 \Omega$ la del 7º armónico.

Cuando se aplica la estrategia de control por detección de la corriente de fuente, con una $k=40$ se modifica la situación de los polos del sistema. En la Fig. 3.23 se muestra la nueva situación de los polos. Cuando se comparan los resultados mostrados en la Fig. 3.21 y Fig. 3.23 se observa un desplazamiento de los polos del sistema en el semiplano izquierdo. La aplicación de esta estrategia provoca que los polos del sistema se alejen del eje imaginario con lo que quedará asegurada la estabilidad del sistema.

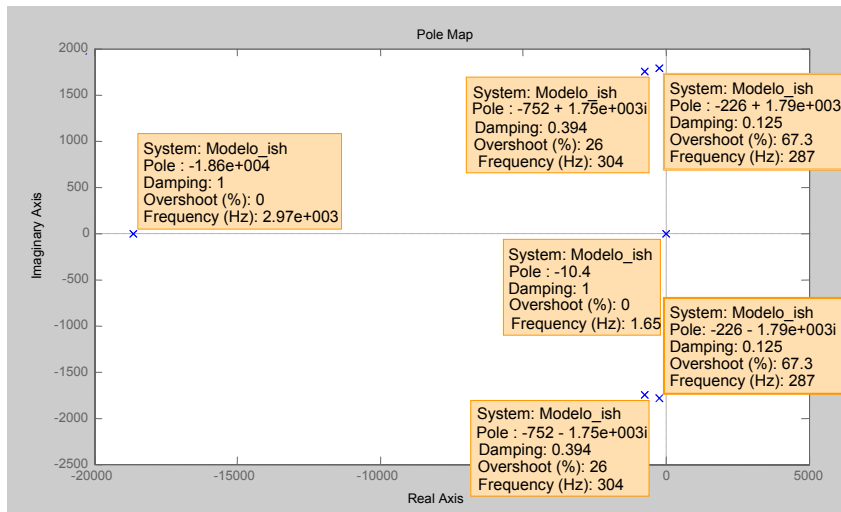


Fig. 3.23. Mapa de polos sin filtro activo, control por detección de la corriente de fuente. Caso práctico 3.2

Para comprobar qué valores de k podrían desestabilizar el sistema se recurre al criterio de Routh-Hurwitz. Se analiza el polinomio característico del sistema con el filtro activo conectado, al que se aplica la estrategia por detección de la corriente de fuente, lo que se obtiene

$$\varphi(s) = s^6 + (6314,10 + 357,10k)s^5 + (1,03 \cdot 10^7 + 8,50 \cdot 10^5 k)s^4 + (3,75 \cdot 10^{10} + 2,77 \cdot 10^9 k)s^3 + (2,11 \cdot 10^{13} + 2,86 \cdot 10^{12} k)s^2 + (4,82 \cdot 10^{16} + 4,35 \cdot 10^{15} k)s + 9,87 \cdot 10^{16} + 5,48 \cdot 10^{16} k$$

Para $k = -1,8$ se obtiene la tabla

s^6	1	$8,78 \cdot 10^6$	$1,6 \cdot 10^{13}$	$1,04 \cdot 10^3$
s^5	$5,67 \cdot 10^3$	$3,25 \cdot 10^{10}$	$4,03 \cdot 10^{16}$	0
s^4	$3,05 \cdot 10^6$	$8,89 \cdot 10^{12}$	$1,04 \cdot 10^3$	
s^3	$1,59 \cdot 10^{10}$	$4,03 \cdot 10^{16}$		
s^2	$1,18 \cdot 10^{12}$	$1,04 \cdot 10^3$		
s^1	$4,03 \cdot 10^{16}$			
s^0	$1,04 \cdot 10^3$			

Al no haber ningún cambio de signo en la primera columna, no hay polos con parte real negativa, por tanto, todos están situados en el semiplano izquierdo.

Para un valor de $k=-1,85$, la aplicación del criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz da lugar a la tabla

s^6	1	$8,74 \cdot 10^6$	$1,59 \cdot 10^{13}$	$-2,74 \cdot 10^{15}$
s^5	$5,65 \cdot 10^3$	$3,24 \cdot 10^{10}$	$4,01 \cdot 10^{16}$	0
s^4	$3,01 \cdot 10^6$	$8,76 \cdot 10^{12}$	$-2,74 \cdot 10^{15}$	
s^3	$1,59 \cdot 10^{10}$	$4,01 \cdot 10^{16}$		
s^2	$1,17 \cdot 10^{12}$	$-2,74 \cdot 10^{15}$		
s^1	$4,02 \cdot 10^{16}$			
s^0	$-2,74 \cdot 10^{15}$			

Se puede observar un cambio de signo en la primera columna, lo que indica la existencia de un polo con parte real positiva, por tanto el sistema es inestable.

La Fig. 3.24 muestra la representación gráfica de las partes reales de los polos del sistema para valores de k comprendidos entre -100 y 100. El sistema será estable para aquellos valores de $k > -1,8$.

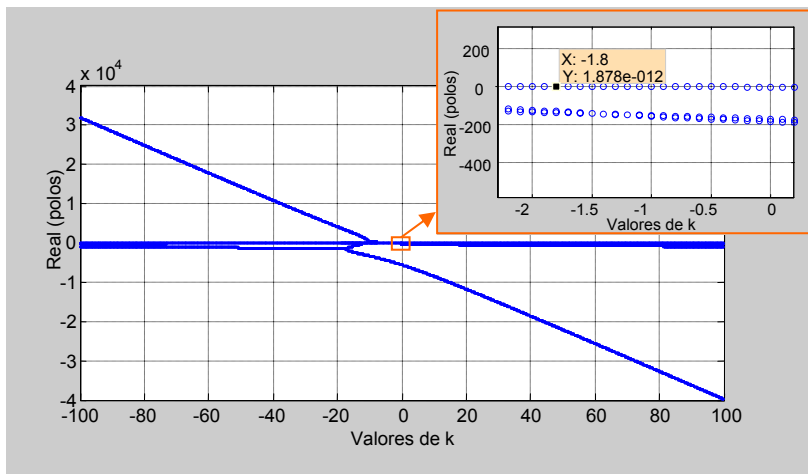


Fig. 3.24. Parte real de los polos en función de k . Caso práctico 3.2

Por otro lado, es conveniente establecer cuál es el valor de k más adecuado desde el punto de vista de la eliminación de armónicos. El objetivo es que el sistema tenga una ganancia baja para una entrada con un contenido de armónicos determinado. La Fig. 3.25 representa la magnitud del diagrama de bode para k igual a 0, 10, 20, 40, 80 y 120. Independientemente de la señal de entrada o la variable de salida elegida, cuanto mayor sea k menor será la ganancia. Este hecho queda patente cuando se toma como salida la corriente de fuente y se representa la ganancia para diferentes valores de k . Destaca el hecho de que el aumento de k no sea proporcional a la disminución de la ganancia. La

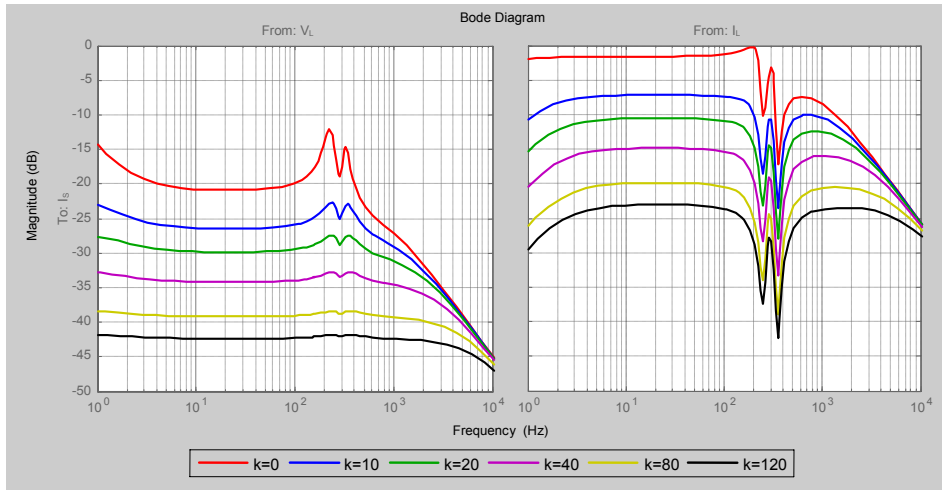


Fig. 3.25. Magnitud de Bode, estrategia por detección de la corriente de fuente. Ejemplo 3.2

Fig. 3.26, refleja de una forma más clara esta no proporcionalidad entre ganancia y constante k . En ella se muestra la ganancia a una frecuencia de 250 Hz para diferentes valores k . Una ganancia de -30 dB (en valor absoluto aproximadamente 0,030) supone que un armónico de orden 5 disminuya hasta un 3%. Para ello, si la fuente de distorsión es la tensión de suministro será suficiente con un valor de k de 25, en cambio si se considera que la fuente de distorsión es la carga será necesario una $k=50$.

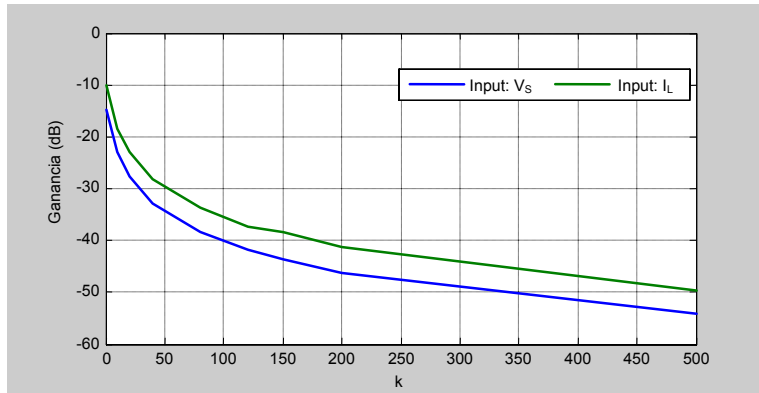


Fig. 3.26. Valores de ganancia a 250 Hz en función de k . Caso práctico 3.2

Posteriormente se aplica la estrategia por detección de la tensión de carga. Con ella se modifica la matriz del sistema y con ello los polos del sistema. La aplicación del criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz para valores de k_v , comprendidos entre -2 y 2 permite representar la gráfica de la Fig. 3.27. En ella se muestran los valores reales de los polos del sistema en función de k_v . Se observa que cuando se cumple la condición $k_v \geq 1,198$ el sistema presenta un polo en el semiplano derecho.

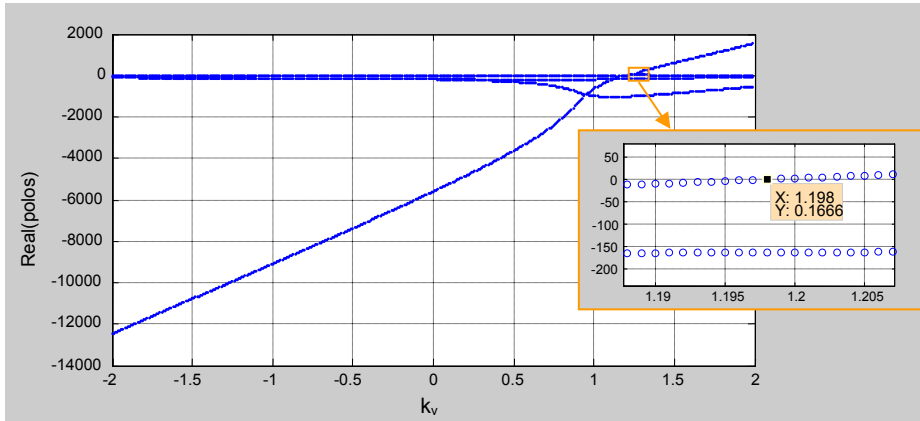


Fig. 3.27. Parte real de los polos en función de k_v . Caso práctico 3.2

La Fig. 3.28 muestra la ganancia del sistema para diferentes valores del parámetro k_v . Cuando se considera como entrada la fuente de armónicos de la carga (Fig. 3.28 derecha) el valor mínimo de la ganancia se obtiene para $k_v = 1$. No ocurre lo mismo cuando la entrada es la tensión de suministro, como se observa en la gráfica de Bode de la izquierda de la Fig. 3.28. En esta situación es claro que la aplicación de esta estrategia puede llegar incluso a aumentar la distorsión armónica de la corriente de fuente.

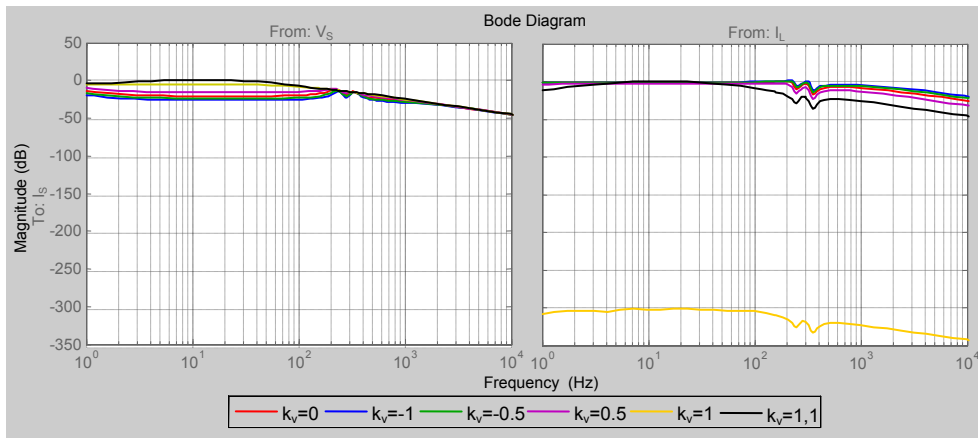


Fig. 3.28. Magnitud de Bode, estrategia por detección de la tensión de carga. Caso práctico 3.2

Finalmente se analizan los resultados cuando se aplica la estrategia de control que combina las dos previas. Para su análisis de estabilidad hay que tener en cuenta los dos parámetros: k_v y k . En un primer análisis, se considera que $k_v=1$. La aplicación del criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz nos permite determinar el mínimo valor de k para que

el sistema sea estable. Esto se da para $k > -1,8$. Este valor es el mismo que el obtenido con la estrategia por detección de la corriente de fuente. Si fijamos el valor de k_v en 1,2, el sistema es estable si $k > 0$. Hay que recordar que en la estrategia por detección de la tensión de carga, con $k_v=1,2$ el sistema era inestable. Por tanto, con la estrategia híbrida se consigue dotar de mayor robustez al sistema. Es el caso de $k_v < 1$, el límite de estabilidad se encuentra en valores de $k < -1,8$. Por tanto, se puede concluir que desde este punto de vista que si k_v tiene un valor cercano a la unidad, el sistema será estable siempre que k sea mayor que cero. De esta manera el cumplimiento de estas dos premisas será el objetivo de diseño.

Conocidos los valores mínimos de k , queda por fijar cuál sería su valor más adecuado desde el punto de vista de la ganancia del sistema. Si se fija como objetivo que la ganancia a bajas frecuencias sea de -30 dB, con un valor de k_v de 0,95, se obtiene un valor de la constante de proporcionalidad $k=29$. Tal como se muestra en la Fig. 3.29, con este valor de k la ganancia máxima será de -30 dB, independientemente de la señal de entrada que se considere. En caso de un sistema donde la tensión de suministro se encuentre poco distorsionada, k puede ser reducida hasta 12, teniendo una ganancia máxima de -30dB a bajas frecuencias, como se muestra en el diagrama de Bode de la derecha de la Fig. 3.29.

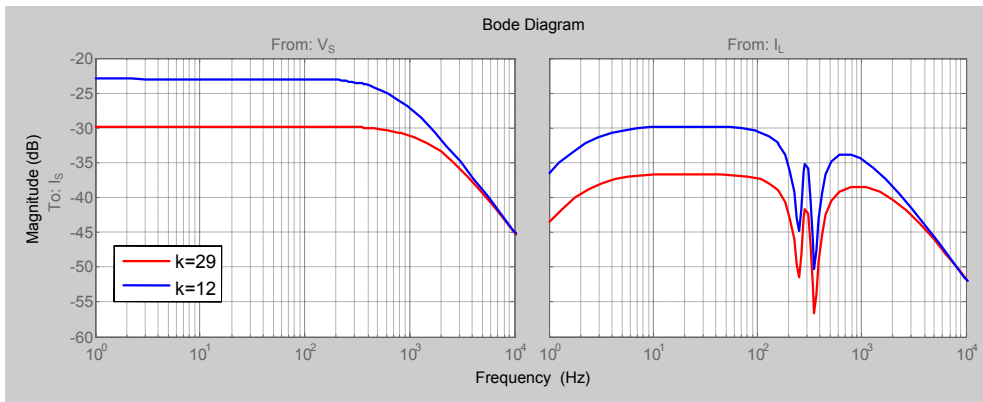


Fig. 3.29. Magnitud de Bode, estrategia híbrida con $k_v=0,95$. Caso práctico 3.2

3.4. Resultados experimentales

En esta sección se presenta la plataforma experimental que ha permitido contrastar los resultados teóricos. Para ello se han realizado dos montajes prácticos. El primero se trata de una carga trifásica no lineal del tipo HVS que es compensada con un filtro activo serie, SAF. A esta configuración se aplican las tres estrategias de control: por detección de la corriente de fuente, por detección de la tensión de carga y la estrategia de control híbrida.

El segundo montaje práctico consiste en una carga no lineal tipo HCS. A ésta se le conecta un filtro pasivo en paralelo y un filtro activo en serie con la fuente, SAPPF. Al filtro activo se le aplica las tres estrategias de control. Los resultados experimentales permiten verificar el funcionamiento de las dos configuraciones de compensación.

Para la eliminación del rizado debido a las conmutaciones de los dispositivos de potencia se han propuesto en la literatura técnica diferentes configuraciones de filtros pasivos [99]. Debido a su simplicidad la más utilizada es la topología LC que se muestra en la Fig. 3.30. Otras configuraciones más complejas logran alcanzar una mayor atenuación a la frecuencia de conmutación, sin embargo, se ha demostrado que son poco prácticas. El diseño del filtro LC se basa en el cumplimiento de algunos de los siguientes puntos:

- Que la frecuencia de corte sea menor que la frecuencia de conmutación. Para ello hay que tener en cuenta que

$$L_r C_r = \frac{1}{\omega_o^2} \quad (79)$$

Donde L_r y C_r son los valores de la inductancia de la bobina y la capacidad del condensador, y ω_o la frecuencia de resonancia del filtro de rizado.

- Minimizar el volumen de filtro o peso de los elementos reactivos. Teniendo en cuenta que las densidades de energía son diferentes para los condensadores y las bobinas se tiene

$$\frac{Q_L}{Q_C} = \frac{1}{[3 \cdot \omega_o \cdot V_n^2]^2} \cdot \left(\frac{P_n}{C_r}\right)^2 \quad (80)$$

En (80) se tiene que:

V_n : Tensión nominal del convertidor.

I_n : Intensidad nominal.

P_n : Potencia activa para la que se diseña el convertidor considerando factor de potencia unidad, así $P_n \cong 3 \cdot V_n \cdot I_n$

Q_L : Potencia reactiva de la bobina, la cual se puede obtener como $Q_L = \omega_n L_r I_n^2$

Q_C : Potencia reactiva del condensador, obtenida como $Q_C = \omega_n C_r V_n^2$

ω_n : Frecuencia fundamental de la red.

- Minimizar la caída de tensión en la inductancia del filtro a la corriente nominal con objeto de proporcionar una alta relación de tensión. Es decir

$$\frac{\Delta V}{V_n} = 1 - \sqrt{1 - (\omega_n \cdot L_r)^2 \cdot \left(\frac{I_n}{V_n}\right)^2} \quad (81)$$

Donde ΔV es la caída de tensión en la bobina del filtro.

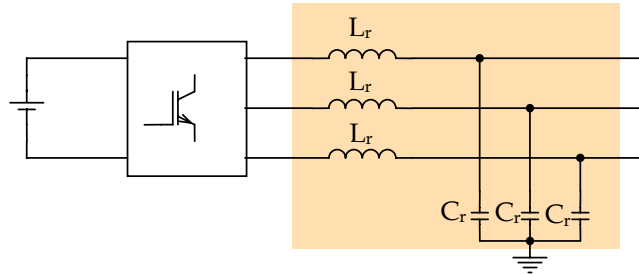


Fig. 3.30. Esquema del filtro de rizado

En el diseño realizado se ha considerado una frecuencia de corte de 2 kHz y una potencia de diseño de 4500 W. Se elige un condensador comercial de 50 μF y 230 V. En cuanto a la bobina se ha construido a partir de un núcleo de hierro estándar. Según la expresión (79) y después de diferentes simulaciones su valor se ha ajustado a 0,13 mH.

3.4.1. Prototipo experimental de filtro activo serie, SAF

La Fig. 3.31 muestra el esquema del prototipo experimental de filtro activo serie SAF diseñado. En cuanto a la carga se trata de un rectificador trifásico no controlado, concretamente el 36MT60 de Internacional Rectifier, al que se le ha conectado en el lado dc un condensador de 2200 μF en paralelo con una resistencia de 16,7 Ω . Esta carga se conecta a la fuente trifásica programable 4500-iL, con una tensión señoidal de 90 V y 50 Hz de frecuencia. En la Fig. 3.31 se muestra también la posición de los sensores de tensión e intensidad.

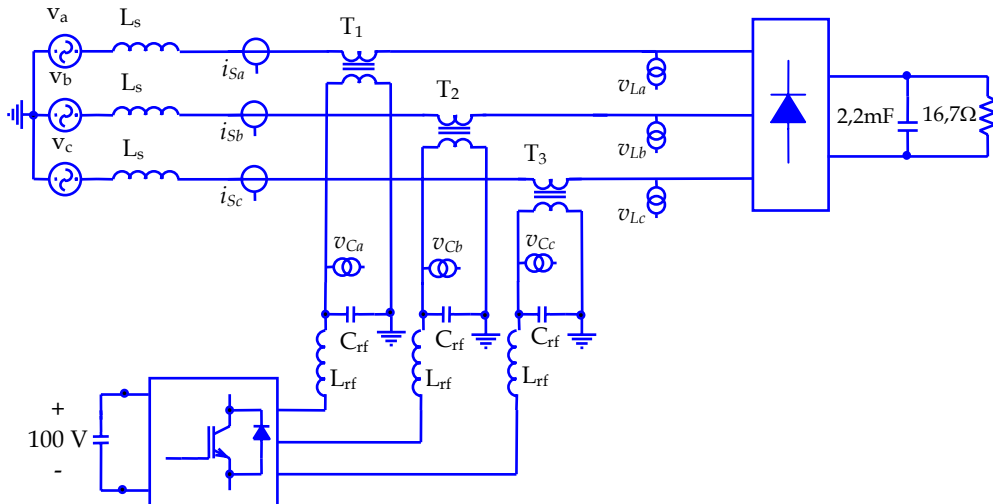


Fig. 3.31. Prototipo experimental de filtro activo serie, SAF

Las tres estrategias de control se basan en la determinación de los armónicos de la tensión de carga, los armónicos de la corriente de fuente o ambos. Estos armónicos se obtienen a partir de la medida de una señal, v . Posteriormente se multiplica por un lado por $\sin\omega t$ y por otro lado por $\cos\omega t$, donde ω es la pulsación del sistema a la frecuencia fundamental. El valor medio de ambos productos permite obtener

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T v \sin\omega t \, dt &= \frac{V_f \sqrt{2}}{2} \cos\varphi \\ \frac{1}{T} \int_0^T v \cos\omega t \, dt &= \frac{V_f \sqrt{2}}{2} \sin\varphi \end{aligned} \quad (82)$$

En (82), V_f es el valor rms de la componente fundamental de v y φ el ángulo de fase inicial de la componente fundamental. Si los valores medios se multiplican de nuevo por las mismas funciones seno y coseno, se suman estos resultados y se multiplica por dos se obtiene el valor instantáneo del armónico fundamental, v_f , esto es

$$v_f = V_f \sqrt{2} (\cos\varphi \sin\omega t + \sin\varphi \cos\omega t) = V_f \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (83)$$

Los armónicos se pueden determinar mediante la diferencia entre la señal medida y el valor instantáneo del armónico fundamental, esto es

$$v_h = v - v_f \quad (84)$$

La Fig. 3.32 muestra el diagrama de bloques con el que se desarrolla este procedimiento de cálculo. Este diagrama de bloques se ha modelado en Simulink. La frecuencia fundamental del sistema se fija en 50 Hz, lo que define la pulsación ω . Por otro lado, dos filtros paso-bajos (LPF) permiten determinar los valores medios. Para estos filtros se ha utilizado un bloque de Simulink cuyo modelo es el de un filtro de segundo orden. Los parámetros que definen a este bloque son la frecuencia de corte, que se fija en 100 Hz y el factor de amortiguamiento que se establece en 0,707.

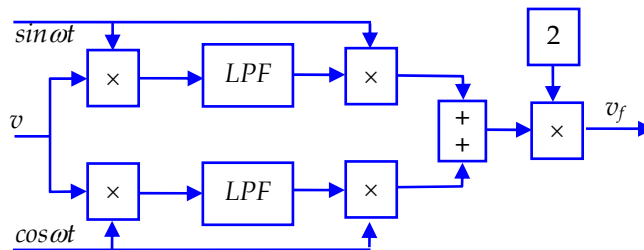


Fig. 3.32. Diagrama de bloques para el cálculo de la componente fundamental

Cuando no está conectado el filtro activo la forma de onda de la corriente y la tensión en el punto de conexión común, registradas con un osciloscopio Wavesurfer 424 de LECROY, son las que se muestran en la Fig. 3.33.

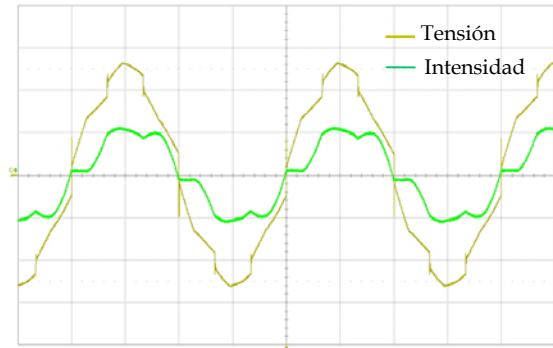


Fig. 3.33. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, sin filtro activo

Por otro lado, se han medido estas señales con un analizador de redes trifásico modelo 434 de Fluke. Se ha obtenido para la tensión un THD del 10,0% y para la intensidad un THD del 18,1%, para la primera de las fases. La Fig. 3.34 muestra los espectros de armónicos de ambas señales. Se observa la existencia sólo de armónicos impares, excepto los múltiplos de 3 que tanto en la tensión como en la corriente son prácticamente cero.

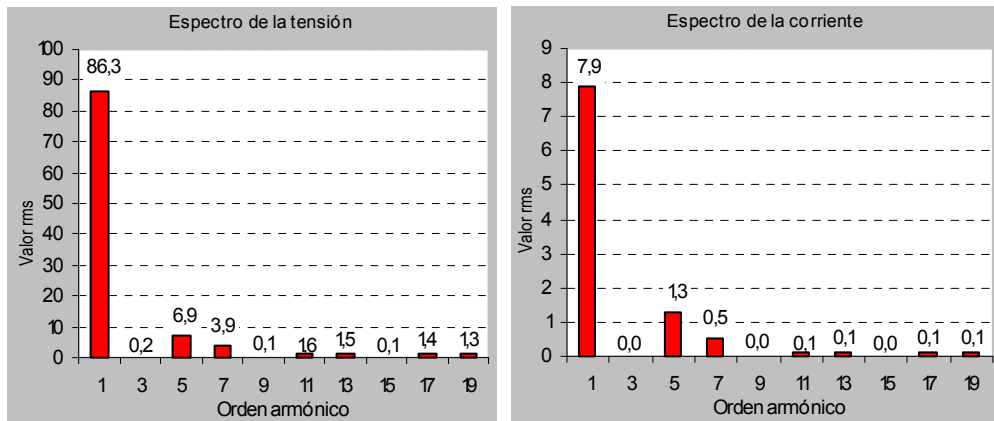


Fig. 3.34. Espectro de armónicos de la tensión y la intensidad

De la misma manera se han medido las potencias activa, reactiva y aparente por fase, obteniéndose 0,66 kW, 0,19 kvar y 0,69 kVA, respectivamente. El factor de potencia es de 0,96 inductivo.

Una vez presentadas y analizadas las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente del sistema, se presentan los resultados obtenidos cuando se conecta el filtro activo serie y se aplican las tres estrategias de control. En primer lugar se analiza la estrategia por detección de la corriente de fuente. La constante de proporcionalidad se fija en $k=50$. La corriente de fuente y tensión en el punto de conexión común son las que se muestran en la Fig. 3.35. Los THDs son del 5,3 % y del 3,8 % respectivamente. Las potencias activa, reactiva y aparente por fase son: $P=0,65$ kW, $Q=0,09$ kvar y $S=0,66$ kVA. El factor de potencia que se obtiene es de 0,99 inductivo.

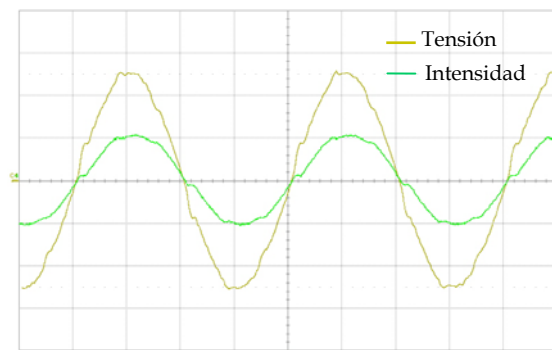


Fig. 3.35. Control por detección de la corriente de fuente, formas de onda de la tensión, 48 V/div y de la intensidad, 10 A/div

Cuando se aplica el control por detección de la tensión de carga, se obtienen para la tensión y la intensidad las formas de onda que se muestran en la Fig. 3.36. Con esta estrategia de compensación el THD de la tensión se reduce hasta el 2,9 % y el de la corriente de fuente hasta el 3,8 %. Una comparación con la estrategia previa permite observar una ligera mejora en cuanto a los THDs de tensión e intensidad. Las potencias medidas por fase son: $P= 0,65 \text{ kW}$, $Q= 0,08 \text{ kvar}$ y $S= 0,66 \text{ kVA}$. El factor de potencia es de 0,99 inductivo.

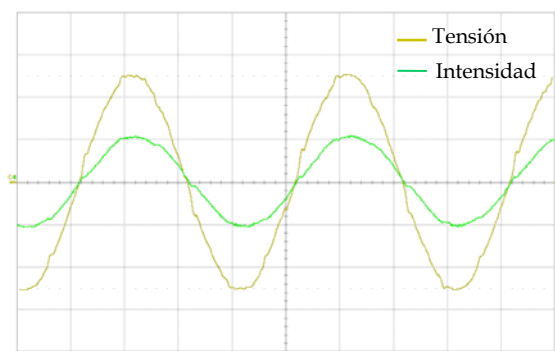


Fig. 3.36. Control por detección de la tensión de carga, formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10 A/div

La estrategia híbrida presenta las formas de onda que se muestran en la Fig. 3.37. En ella se ha considerado una constante de proporcionalidad $k=20$. En lo que respecta al THD de la tensión se mide un valor de 2,9 % siendo el de la intensidad del 3,1 %. Las potencias medidas por fase son: $P= 0,66 \text{ kW}$, $Q= 0,06 \text{ kvar}$ y $S= 0,66 \text{ kVA}$. El valor medido del factor de potencia es de 1,00. Hay que tener en cuenta que el analizador utilizado solo es capaz de apreciar hasta la centésima.

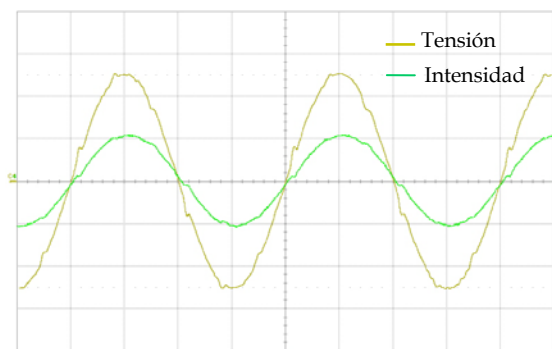


Fig. 3.37. Control híbrido, formas de onda de la tensión, 48 V/div y de la intensidad, 10 A/div

La Tabla 3.1 resume los valores medidos de THDs, armónicos más significativos, potencias y factores de potencia cuando se aplican cada una de las estrategias de compensación.

Tabla 3.1. Resultados del caso práctico de filtro SAF. Fuente sinusoidal

		THD (%)	RMS	H1	H3	H5	H7	H9	H11	H13	P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF
Sin filtros	V	10,0	86,7	86,3	0,2	6,9	3,9	0,1	1,6	1,5	0,66	0,19	0,69	0,96 Ind.
	I	18,1	8	7,9	0,0	1,3	0,5	0,0	0,1	0,1				
SAF, Det. Int. Fuente, k=50	V	3,8	87,2	87,1	0,1	1,6	1,4	0,1	1,4	1,1	0,65	0,08	0,66	0,99 Ind.
	I	5,3	7,6	7,5	0,0	0,3	0,2	0,0	0,1	0,1				
SAF Det. Tensión carga	V	2,9	87,1	87,1	0,2	1,1	0,8	0,1	0,8	0,7	0,65	0,08	0,66	0,99 Ind.
	I	3,8	7,6	7,5	0,0	0,2	0,1	0,0	0,1	0,0				
SAF Estr. Híbrida, k=20	V	2,9	87,2	87,2	0,2	0,8	0,8	0,1	1,0	0,9	0,66	0,06	0,66	1,00 Ind.
	I	3,1	7,6	7,6	0,0	0,1	0,1	0,0	0,1	0,0				

Se han realizado los mismos ensayos para una tensión de fuente no sinusoidal. En este experimento la fuente de tensión se programa para que la forma de onda de la tensión incluya un armónico de orden 5, con una amplitud del 12% de la componente fundamental y con el mismo ángulo de fase inicial. En la Fig. 3.38, se muestran las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente: sin filtro (a), con la estrategia por detección de la corriente de fuente con $k=50$ (b), con la estrategia por detección de la tensión de carga (c) y con la estrategia híbrida (d). Como resultado más significativo cabe destacar que con la estrategia por detección de la tensión de carga no es posible eliminar los armónicos de la corriente de fuente, con un armónico de orden 5 como más significativo. Por el contrario con la estrategia por detección de la corriente de fuente e híbrida es posible eliminar la distorsión armónica de la corriente de fuente debido a la distorsión de la tensión de suministro. La Tabla 3.2 muestra los resultados numéricos más significativos para este ensayo.

Tabla 3.2. Resultados del caso práctico de filtro SAF. Fuente no sinusoidal

		THD (%)	RMS	H1	H3	H5	H7	H9	H11	H13	P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF
Sin filtros	V	17,2	86,9	85,2	0,1	12,8	5,6	0,0	3,0	2,2	0,64	0,18	0,67	0,96 Ind.
	I	13,9	7,7	7,6	0,0	0,6	0,8	0,0	0,3	0,2				
SAF, Det. Int. Fuente, k=50	V	15,7	87,2	86,1	0,2	13,2	1,4	0,1	1,4	1,2	0,64	0,13	0,65	0,98 Ind.
	I	4,7	7,5	7,5	0,0	0,2	0,2	0,0	0,1	0,1				
SAF Det. Tensión carga	V	9,7	86,8	86,4	0,3	7,6	1,4	0,1	1,4	1,4	0,65	0,10	0,66	0,99 Ind.
	I	13,1	7,5	7,5	0,0	0,9	0,2	0,0	0,1	0,0				
SAF Estr. Híbrida, k=20	V	14,3	87,1	86,2	0,2	12	0,6	0,1	0,8	0,9	0,65	0,11	0,66	0,99 Ind.
	I	3,2	7,5	7,5	0,0	0,2	0,1	0,0	0,1	0,1				

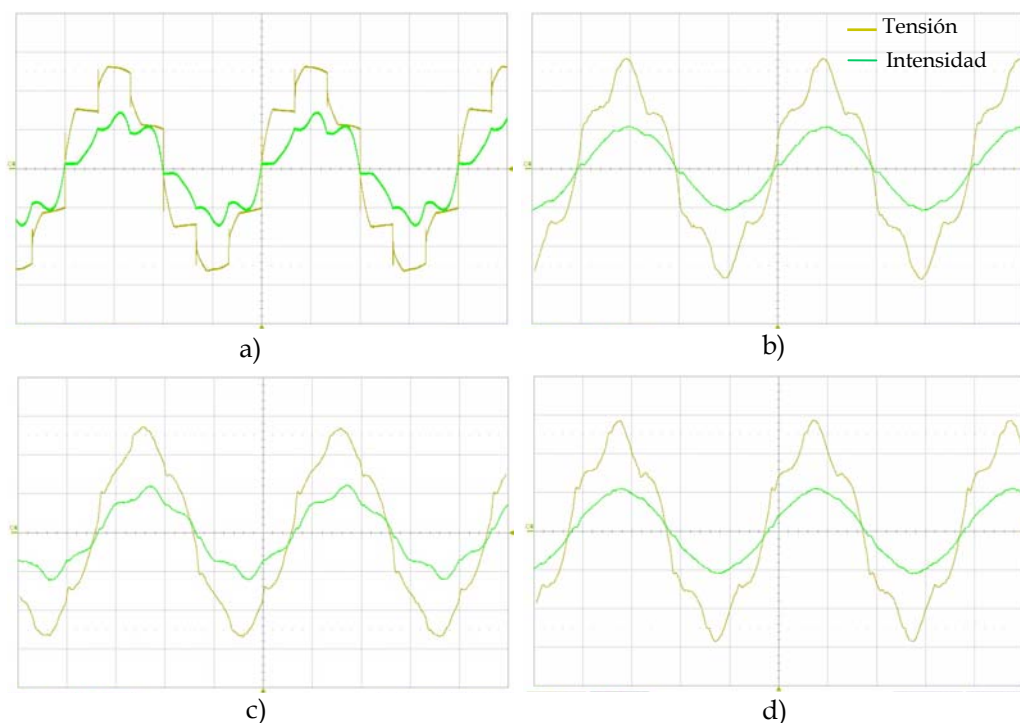


Fig. 3.38. Comportamiento del SAF para tensión de fuente no sinusoidal: a) Sin filtro; b) detección de corriente de fuente; c) detección de la tensión de carga; d) estrategia híbrida. Tensión, 48V/div, intensidad, 10 A/div

3.4.2. Prototipo experimental de filtro activo híbrido, SAPPF

La Fig. 3.39 muestra el esquema del prototipo experimental de filtro activo serie y filtro pasivo paralelo, SAPPF, que se ha diseñado en el laboratorio. La carga utilizada está compuesta por un rectificador trifásico no controlado. Para ello se utiliza el puente trifásico 36MT60 de IR, con una bobina de 55 mH en serie con una resistencia de $50/3 \Omega$. Se incluyen dos ramas LC sintonizadas al 5º y al 7º armónico. Para el filtrado del 5º armónico se elige una capacidad de $30 \mu\text{F}$ en serie con una inductancia de 13,5 mH. En el caso del filtro sintonizado al 7º armónico la capacidad fue de $30 \mu\text{F}$ y la inductancia de 6,7 mH. Los valores de los elementos de las ramas LC se han elegido de manera que a la frecuencia fundamental la potencia reactiva consumida por la carga y la transferida por el filtro pasivo sean aproximadamente del mismo orden.

En un primer ensayo la fuente genera una forma de onda de tensión sinusoidal de 50 Hz de frecuencia con 90 V de tensión de fase. Cuando se conecta la carga, con los filtros activo y pasivo desconectados, se obtiene con el osciloscopio las formas de onda mostradas en la Fig. 3.40. Ambas formas de onda se encuentran distorsionadas, con un THD del 9,6 % para la tensión, y 17,2 % para la corriente.

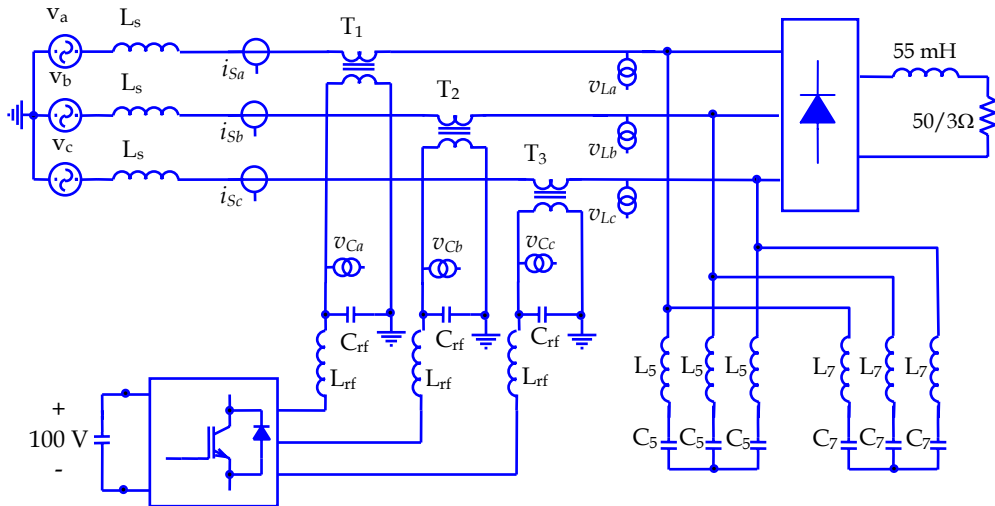


Fig. 3.39. Prototipo experimental de filtro híbrido SAPPF

Las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente mostradas en la Fig. 3.40 se caracterizan por tener armónicos impares con la excepción del armónico de orden 3 y sus múltiplos que son prácticamente nulos. La Fig. 3.41 muestra el espectro de armónicos de ambas. El valor rms de la tensión es de 86,8 V y el de la intensidad de 7,7 A. Los armónicos más significativos son los de orden 5 y 7.

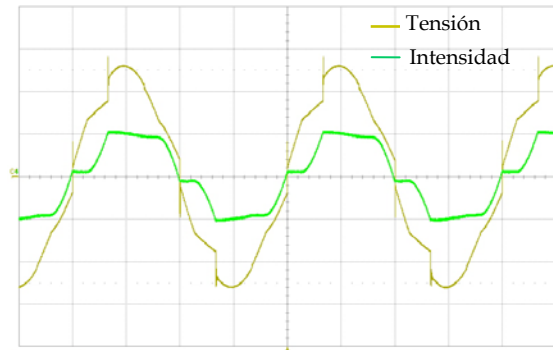


Fig. 3.40. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, sin filtros

La potencias activa, la potencia reactiva y la potencia aparente por fase son: $P=0,66$ kW, $Q=0,18$ kvar y $S= 0,68$ kVA. El factor de potencia medido es de 0,96 inductivo.

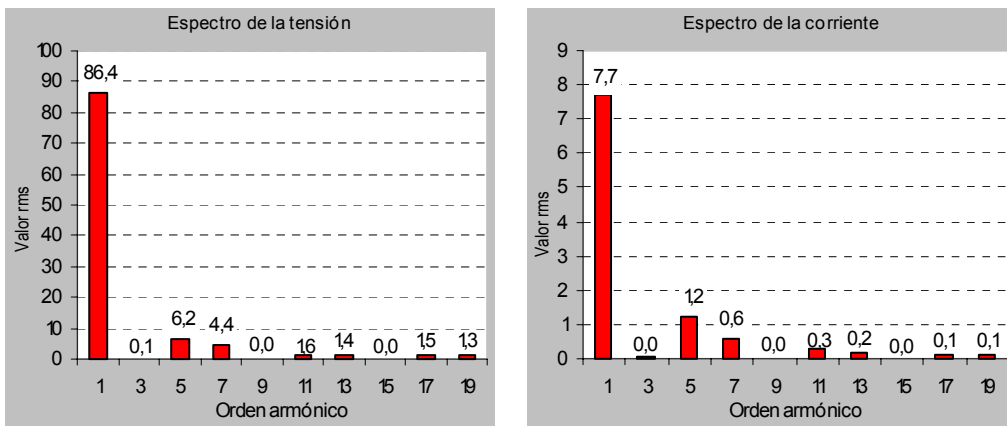


Fig. 3.41. Espectro de armónicos de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente

Cuando se conecta el filtro pasivo, se obtienen las formas de ondas mostradas en la Fig. 3.42. Se observa una mejora de las dos formas de onda. El THD de la tensión es del 5,1 % y de la intensidad del 7,9 %.

En la Fig. 3.43 se muestran los espectros armónicos de la tensión e intensidad. Destaca la disminución de los valores rms de los armónicos 5^o y 7^o, que sin embargo, no llegan a ser cero, debido a que en la práctica, las ramas LC no presentan una impedancia nula a las frecuencias de sintonización. El valor rms de la tensión es de 88,1 V y el de la intensidad de 9,6A.

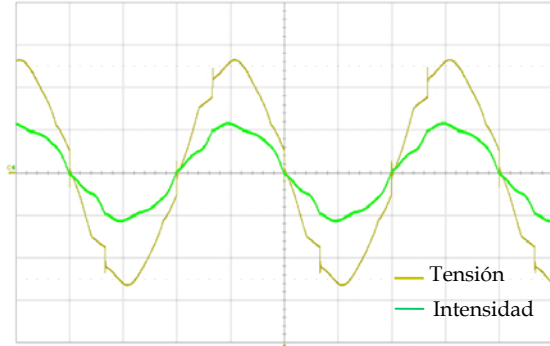


Fig. 3.42. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro pasivo

En lo que respecta a las potencias consumidas por el conjunto, sus valores por fase son: $P=0,71$ kW, $Q=0,07$ kvar y $S=0,71$ kVA. El factor de potencia mejora hasta 0,99. Destaca un pequeño aumento en la potencia activa, lo cual se justifica por el efecto resistivo de las bobinas de las ramas LC y una disminución de la potencia reactiva debido también al filtro pasivo.

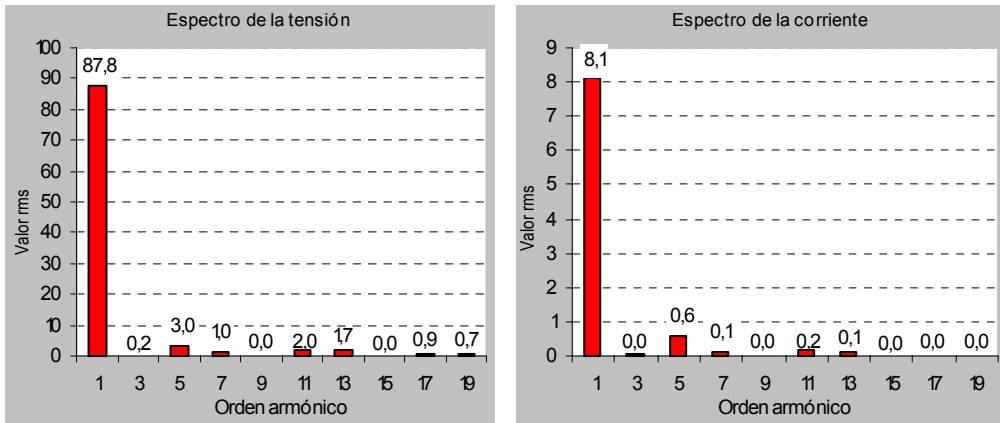


Fig. 3.43. Espectro de armónicos de la tensión en el PCC y la intensidad de fuente, con el filtro pasivo

En la primera prueba con filtro activo se aplica la estrategia por detección de la corriente de fuente. La constante de proporcionalidad se fija en 50. Las formas de onda de la corriente de fuente y de la tensión en el punto de conexión común son las que se muestran en la Fig. 3.44. El THD medido para la tensión es del 2,0 % y para la intensidad 2,3 %. Por tanto hay una clara reducción del THD respecto al sistema sin filtro activo. En lo que respecta a los valores rms de la tensión e intensidad, estos son de 87,6 V y 87,9 A respectivamente.

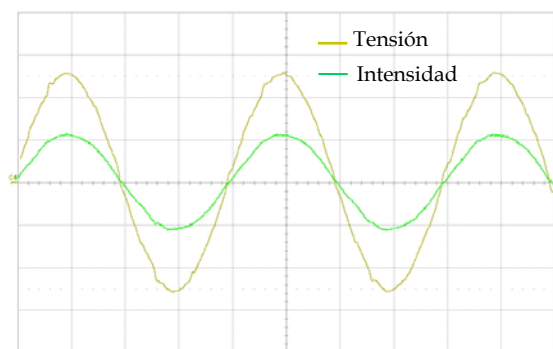


Fig. 3.44. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia por detección de la corriente de fuente

Por otro lado, las potencias activa, reactiva y aparente medidas por fase son: $P=0,69$ kW, $Q=0,03$ kvar y $S=0,70$ kVA. El factor de potencia es 0,99.

Cuando se aplica al filtro activo la estrategia por detección de la tensión de carga, se obtienen las formas de onda mostradas en la Fig. 3.45. Para la tensión, el THD medido es del 2,1 % y para la intensidad del 3,5 %. Aparece un ligero empeoramiento en cuanto al THD de la corriente de fuente, manteniéndose prácticamente los valores de THD de la tensión en ambos casos. En cuanto a los valores rms de la tensión e intensidad estos son de 87,6V y de 8,0 A. Por otro lado las potencias activa, reactiva y aparente por fase son: $P=0,70$ kW, $Q=0,04$ kvar y $S=0,70$ kVA. El factor de potencia es de 0,99.

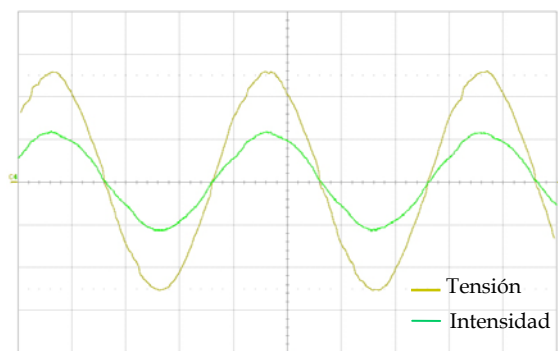


Fig. 3.45. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia por detección de la tensión de carga

Por último se aplica la estrategia híbrida, con una constante de proporcionalidad para la corriente de fuente de $k=20$. Las formas de onda que se obtienen se muestran en la Fig. 3.46. El THD de la tensión es de 1,7%, y el de la intensidad del 2,1 %. Por tanto se reduce el THD respecto a las estrategias previas. Los valores rms medidos son 87,6 V para la tensión y de 7,9 A para la corriente. Las potencias medidas en el punto de conexión son: $P=0,70$ kW, $Q=0,03$ kvar y $S=0,70$ kVA, siendo el factor de potencia de 0,99 capacitivo.

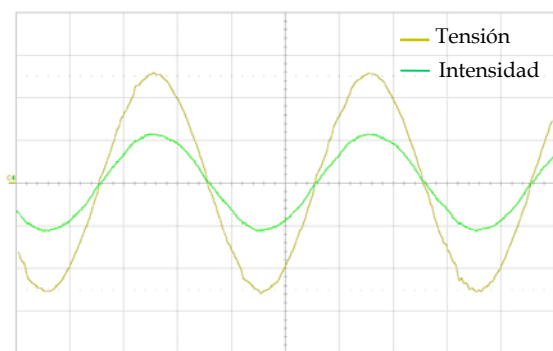


Fig. 3.46. Formas de onda de la tensión, 48V/div y de la intensidad, 10A/div, con filtro híbrido. Estrategia híbrida

Con los resultados obtenidos aplicando las tres estrategias se ha construido la Tabla 3.3. En ella se resumen los datos medidos en cada uno de los experimentos. Destacar que desde el punto de vista de la eliminación de armónicos, cuando la tensión de suministro es sinusoidal los resultados obtenidos con las diferentes estrategias son muy similares.

Finalmente, se analiza el comportamiento del equipo de compensación cuando la tensión de suministro está distorsionada. Para ello se programa la fuente de alimentación para que además de la componente fundamental genere un armónico de orden 5 del 12 % del armónico fundamental. La Fig. 3.47 muestra la forma de onda de la corriente fuente y de la tensión en el punto de conexión común antes y después de conectar el filtro activo para las tres estrategias de compensación analizadas. En la estrategia por detección de la corriente de fuente la constante de proporcionalidad k es 50 y para la híbrida la constante k es 20.

Tabla 3.3. Resultados del caso práctico de filtro SAPPF. Fuente sinusoidal

		THD (%)	RMS	H1	H3	H5	H7	H9	H11	H13	P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF
Sin filtros	V	9,6	86,8	86,4	0,1	6,2	4,4	0,0	1,6	1,4	0,78	0,25	0,82	0,95 Ind.
	I	17,2	7,8	7,7	0,0	1,2	0,6	0,1	0,3	0,2				
SAPPF, Det. Int. Fuente, $k=50$	V	2,0	87,6	87,5	0,2	0,8	0,3	0,1	0,8	0,7	0,69	0,03	0,70	0,99 Cap.
	I	2,3	7,9	7,9	0,0	0,1	0,0	0,0	0,1	0,1				
SAPPF Det. Tensión carga	V	2,1	87,6	87,6	0,3	1,1	0,3	0,1	0,8	0,6	0,70	0,04	0,70	0,99 Cap.
	I	3,5	8,0	8,0	0,1	0,2	0,0	0,0	0,1	0,0				
SAF Estr. Híbrida, $k=20$	V	2,0	87,6	87,5	0,2	0,8	0,3	0,1	0,8	0,7	0,69	0,03	0,70	0,99 Cap.
	I	2,3	7,9	7,9	0,0	0,1	0,0	0,0	0,1	0,0				

En la Tabla 3.4 se resumen los valores medidos más significativos: THD, armónicos, potencias y factor de potencia. Como se observa las estrategias por detección de la corriente de fuente e híbrida permiten reducir de forma significativa el THD de la

corriente de fuente. La tensión en el punto de conexión común está distorsionada debido a los armónicos presentes en la tensión de suministro, pero no debido a los armónicos de la corriente de carga.

Tabla 3.4. Resultados del caso práctico de filtro SAPPF. Fuente no sinusoidal

		THD (%)	RMS	H1	H3	H5	H7	H9	H11	H13	P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF
Sin filtros	V	19,1	87,1	85,5	0,2	15,4	3,2	0,1	2,4	2,1	0,63	0,20	0,66	0,95 Ind.
	I	13,3	7,6	7,5	0,0	0,8	0,5	0,0	0,2	0,2				
SAPPF, Det. Int. Fuente, k=50	V	13,4	87,5	86,6	0,2	11,5	0,2	0,1	0,8	0,7	0,68	0,09	0,68	0,99 Cap.
	I	2,5	7,8	7,8	0,0	0,2	0,0	0,0	0,1	0,1				
SAF Det. Tensión carga	V	9,0	87,0	86,6	0,3	7,7	0,2	0,1	0,5	0,4	0,68	0,06	0,68	0,99 Ind.
	I	10,3	7,8	7,8	0,1	0,8	0,0	0,0	0,0	0,0				
SAF Estr. Híbrida, k=20	V	13,4	87,5	86,7	0,2	11,5	0,2	0,1	0,8	0,7	0,68	0,09	0,68	0,99 Ind.
	I	2,5	7,8	7,8	0,0	0,2	0,0	0,0	0,1	0,1				

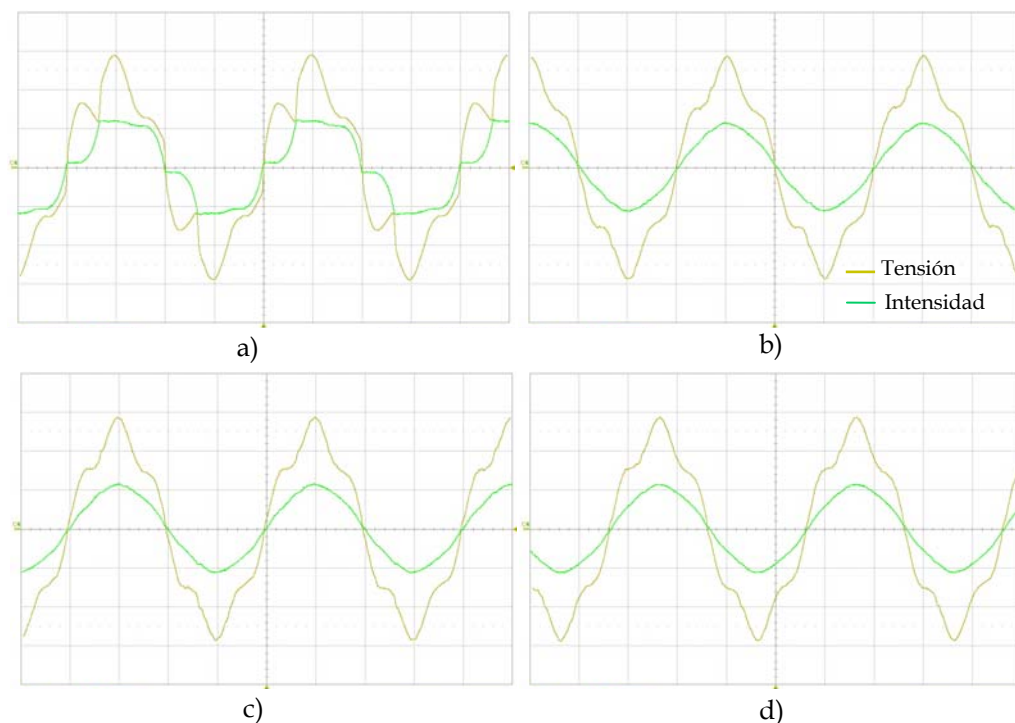


Fig. 3.47. Comportamiento del SAPPF para tensión de fuente no sinusoidal: a) Sin filtro; b) detección de corriente de fuente; c) detección de la tensión de carga; d) estrategia híbrida. Tensión, 48V/div, intensidad, 10/div

3.5. Conclusiones

En este capítulo se ha obtenido el modelo en variables de estado de una configuración de filtro activo serie, SAF, y filtro activo híbrido SAPPF. El modelo de estado se ha analizado para distintas estrategias de compensación del APF:

- Por detección de la corriente de fuente.
- Por detección de tensión de carga.
- Híbrida.

Esto ha permitido establecer distintas reglas de diseño, desde el punto de vista de la estabilidad y de la ganancia del sistema. De esta manera, para la topología de filtro activo serie, SAF, se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- Estrategia por detección de la corriente de fuente.

Como regla general de diseño se debe cumplir que la constante de proporcionalidad sea $k > 0$. Esto garantiza la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Cuando se actúa sobre la constante k es posible modificar la situación de los polos del sistema. Cuanto mayor sea el valor de k más lejos del origen estarán situados. El ajuste de la constante de proporcionalidad k permite actuar sobre la ganancia del sistema, por lo que su valor se debe fijar con el objetivo de alcanzar una determinada atenuación de armónicos.

- Detección de tensión carga

La estabilidad del sistema está garantizada si se cumple la condición: $k_v \approx 1$. Esta estrategia modifica la posición de los polos y los ceros del sistema, debido a que se actúa sobre las matrices **B**, **C** y **D** del sistema. La máxima atenuación de armónicos se alcanza cuando $k_v = 1$.

- Estrategia híbrida

El sistema es estable cuando se cumple que $k > 0$. Esto proporciona mayor robustez al sistema debido a que variaciones de la impedancia de fuente o cambios en la carga hacen menos sensible el error en la detección de la tensión de carga. Esta estrategia modifica la posición de los polos y los ceros del sistema, debido a que se actúa sobre las matrices **B**, **C** y **D** del modelo de estados.

Cuando la tensión de suministro se encuentra distorsionada la estrategia que presenta una mayor atenuación es la de detección de la corriente de fuente. La estrategia por detección de la tensión de carga es la que presenta menor atenuación, pudiendo incluso llegar a amplificar los armónicos de la corriente de fuente.

Cuando la fuente de armónicos es la carga, la ganancia menor se consigue con la estrategia híbrida.

En cuanto a la configuración de filtro activo serie con filtro pasivo paralelo, SAPPF, la obtención del modelo de estado ha permitido establecer las siguientes consideraciones:

- Detección de la corriente de fuente

La estabilidad queda asegurada si como en el caso del filtro serie SAF se toma como criterio de diseño un $k > 0$. Cuanto mayor es k menor es la ganancia del sistema. Este valor de k se ajusta en función del objetivo de atenuación de armónicos que se pretenda alcanzar.

- Detección de la tensión de carga

El valor de ganancia mínimo se da cuando se cumple que $k_v = 1$, esto es, cuando el error en la medida de la tensión de carga es nulo. Por otro lado, hay que tener en cuenta que se puede desestabilizar el sistema si $k > 1$.

- Híbrida

Si k_v tiene un valor cercano a la unidad, el sistema será estable siempre que k sea mayor que cero. Esto dotará de robustez al sistema, y además, permite que el error en la medida de la tensión de carga pueda ser mayor.

Desde el punto de vista de la ganancia del sistema, cuando la tensión de suministro está distorsionada las estrategias por detección de la corriente de fuente e híbrida son las que presentan un valor más bajo. Por otro lado, cuando la tensión de suministro no está distorsionada, la mayor atenuación de los armónicos de la corriente de fuente se da con la estrategia por detección de la tensión de carga con $k_v = 1$.

Finalmente, se han diseñado dos prototipos de laboratorio para las dos configuraciones de filtros activos. Las dos han sido conectadas a una fuente sinusoidal y no sinusoidal. Los resultados obtenidos han permitido verificar el desarrollo teórico establecido.

Capítulo IV

ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA COMPENSADORES ACTIVOS SERIE BASADAS EN LAS FORMULACIONES DUALES DE LA POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA

En este capítulo se desarrolla la formulación dual de las teorías de la potencia reactiva instantánea más extendidas en la literatura y que se han aplicado tradicionalmente a filtros activos de potencia de conexión paralelo: formulación pq original, pq modificada, la descomposición i_d-i_q y formulación pqr . En lo que sigue se muestra que estos desarrollos permiten la utilización de dichas formulaciones en la compensación de cargas no lineales del tipo HVS mediante filtros activos de potencia de conexión serie.

Por otro lado, en este capítulo también se desarrolla una nueva estrategia de comportamiento resistivo cuyo objetivo de compensación se basa en considerar una carga resistiva y equilibrada como una situación de referencia ideal en un sistema eléctrico de potencia. Así, este capítulo se centra en el uso de los APF serie como equipo de compensación de cargas trifásicas no lineales.

A partir de las formulaciones duales de la potencia reactiva instantánea se ha aplicado la estrategia de compensación de potencia constante y la estrategia de comportamiento resistivo a un filtro activo de conexión serie. Se ha realizado un análisis comparativo de las diferentes formulaciones para tres tipos de cargas no lineales: una carga trifásica no lineal equilibrada de tres conductores, una carga trifásica no lineal equilibrada de cuatro conductores y una carga trifásica no lineal desequilibrada de cuatro conductores. Este análisis se ha realizado según una plataforma de simulación basada en MATLAB-Simulink.

De entre las estrategias de control analizadas, la estrategia de comportamiento resistivo fue la que resultó más efectiva desde el punto de vista de la compensación de potencia reactiva y eliminación de armónicos de la tensión en el punto de conexión común. Para esto último, se diseñó una plataforma experimental que permitió verificar su ejecución a partir del análisis de los resultados obtenidos.

4.1. Introducción

En los últimos 30 años se han desarrollado diferentes formulaciones de la potencia reactiva instantánea [11], [13], [41], [44], [45]. Todas ellas surgen con el objetivo de encontrar la estrategia de compensación más adecuada para la compensación de cargas no lineales con equipos de conexión paralelo. El primero de los desarrollos fue presentado por Akagi, Kanazawa y Nabae en 1983, lo que se denominó la teoría de la potencia reactiva instantánea original (teoría pq) [6], [7]. Esta formulación estuvo ligada a la búsqueda de una estrategia de control que permitiera la compensación de la potencia imaginaria instantánea y la obtención de una potencia instantánea constante en el lado de fuente. En sus orígenes, se aplicó a sistemas trifásicos no lineales de tres conductores con una constitución simétrica y tensiones de alimentación equilibradas y sinusoidales [124]. Posteriormente fue formulada para sistemas de cuatro conductores.

Una modificación a la teoría pq fue introducida en [92], donde se introducía un vector de potencia reactiva instantánea y que posteriormente ha constituido lo que ha venido en denominarse teoría de la potencia reactiva instantánea modificada. Ello ha permitido una descomposición de términos de potencia que se pueden extender a sistemas equilibrados y desequilibrados, sinusoidales y no sinusoidales, con o sin componentes de secuencia cero. Desde el punto de vista de la compensación la estrategia que tradicionalmente se ha aplicado es la de potencia constante en el lado de fuente.

Posteriormente se presentaron otras formulaciones como consecuencia de la búsqueda de nuevas estrategias de compensación que permitieran la obtención de factor de potencia unidad o intensidades de fuente equilibradas y sinusoidales. Esto originó que durante los años 90 fueran apareciendo distintas formulaciones de la teoría de la potencia reactiva instantánea que, de una u otra forma, intentaron paliar las supuestas carencias de la teoría pq original.

Algunas formulaciones de la teoría de la potencia reactiva instantánea se desarrollaron en sistemas de coordenadas “fijos” o “no giratorios”. Otras en cambio, fueron formuladas en sistemas de coordenadas rotativos, ya sea de forma solidaria con el vector tensión o no. En este ámbito, basada en la transformación de Park de los sistemas de potencia, se desarrolló la denominada teoría d-q de la potencia reactiva instantánea [10], donde el sistema de coordenadas gira a una velocidad angular constante y del mismo valor que la pulsación del armónico fundamental de la tensión.

Una variante de la formulación dq consiste en modificar la velocidad angular a la que gira el sistema de coordenadas rotativo $0dq$ [112]. En este caso, no se considera un valor constante para la velocidad de rotación sino uno variable de manera que se hace coincidir en todo momento el eje d con la proyección del vector tensión en el plano $\alpha\beta$. Este nuevo sistema de coordenadas rotativo es la base del método i_d-i_q que constituye una formulación alternativa de la teoría de la potencia reactiva instantánea definida en un marco rotativo.

Por último, la formulación más reciente es la teoría pqr [58], [59], [60]. Ésta se basa en una transformación de coordenadas adicional a la presentada en el método i_d-i_q . En esencia, se trata de hacer que uno de los ejes sea coincidente con el vector tensión. En esta formulación se proponen estos ejes rotatorios con la intención de expresar de una forma más simple las potencias del sistema.

Todas las formulaciones han sido presentadas y aplicadas al caso de filtros activos de potencia de conexión paralelo [103]. Sin embargo, estas formulaciones no son válidas en el caso de filtros de conexión serie. En este capítulo se desarrolla una formulación dual de cada una de estas teorías y se aplica a la compensación de cargas del tipo HVS que constituye el tipo de carga más apropiada para la utilización de equipos de compensación de conexión serie.

De la misma forma, también se desarrolla una nueva estrategia de compensación, de comportamiento resistivo, basada en la formulación dual de la propuesta en [107] para filtros activos de conexión paralelo.

Un análisis comparativo de las distintas estrategias de compensación determina que de entre las estrategias analizadas, la de comportamiento resistivo es la que mejores resultados presenta desde el punto de vista de la compensación. Ésta estrategia es sometida a diferentes tipos de cargas a través de un prototipo experimental, del que se presentan los resultados experimentales más significativos.

Así, el capítulo queda estructurado en las siguientes secciones. En la sección 2 se desarrolla la formulación dual de la potencia reactiva instantánea original, de la pq modificada, la formulación dq de tensión y la formulación dual pqr . La sección 3 analiza las estrategias de compensación derivadas de la teoría de la potencia reactiva instantánea que mayor difusión han tenido en la literatura técnica: la estrategia de potencia constante, la aplicación de la formulación dq y el método v_d-v_q . En la sección 4 se desarrolla la estrategia de comportamiento resistivo que está basada en una aplicación a la compensación de la formulación vectorial dual. La sección 5 presenta un análisis comparativo de las distintas estrategias de compensación presentadas en este capítulo. En la sección 6 se desarrolla un prototipo experimental que permite contrastar la estrategia de comportamiento resistivo frente a tres cargas no lineales. Finalmente, la sección 7 se dedica a resaltar las conclusiones más importantes de este capítulo.

4.2. Formulación dual de la potencia reactiva instantánea

En lo que sigue se presentan las formulaciones duales de la teoría de la potencia reactiva instantánea que se aplican en la compensación de cargas con filtros activos serie: la formulación pq , la formulación pq modificada, la formulación dq de la potencia reactiva instantánea y la formulación pqr .

4.2.1. Formulación dual de la teoría de la potencia reactiva instantánea original, pq

La teoría de la potencia reactiva instantánea, pq , fue inicialmente formulada para el caso de un sistema trifásico de tres conductores. Esta formulación se aplicó en el control de equipos de compensación de conexión paralelo. Así, las componentes de la corriente de compensación se obtienen a partir de las tensiones en coordenadas $\alpha\beta$, la potencia real instantánea y la potencia imaginaria instantánea. Sin embargo, cuando se trata de equipos de compensación serie es necesario un planteamiento del problema desde el punto de vista dual. De esta manera, las tensiones son las que deben ser calculadas o compensadas a partir de las componentes α,β de la intensidad y las variables de potencia de la carga.

La teoría de la potencia reactiva instantánea (pq) está basada en la transformación de coordenadas de Clarke a partir de las coordenadas de fase (Fig. 4.1).



Fig. 4.1. Transformación de un sistema de referencia de fases (abc) a un sistema de coordenadas $\alpha\beta$

En un sistema trifásico como el mostrado en la Fig. 4.2, se puede definir un vector de tensiones e intensidades de la forma

$$v = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad i = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (1)$$

La transformación vectorial desde un sistema en coordenadas de fase a-b-c a coordenadas α - β se obtiene mediante las expresiones (2) y (3),

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

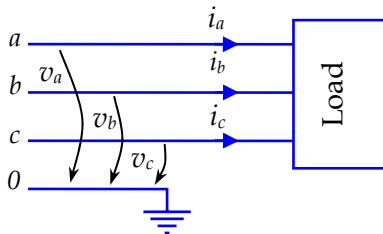


Fig. 4.2. Sistema trifásico

La potencia real instantánea en el marco de las coordenadas $\alpha\beta$ se calcula mediante la expresión

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4)$$

Esta potencia se puede escribir en forma vectorial por medio del producto escalar

$$p = \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (5)$$

Donde $\mathbf{i}_{\alpha\beta}^T$ es el vector de corrientes traspuesto en coordenadas α - β ,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

De la misma manera $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ es el vector de tensiones en las mismas coordenadas

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

Se define la potencia imaginaria instantánea mediante la expresión

$$q \triangleq v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (8)$$

De forma similar a la potencia real instantánea, la potencia imaginaria instantánea se puede expresar por el producto escalar de vectores

$$q = \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (9)$$

Donde $\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T$ es el vector normal o perpendicular definido por la siguiente expresión

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp} = \begin{bmatrix} i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

Así, la potencia real instantánea y la potencia imaginaria instantánea se pueden expresar en forma matricial mediante

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (11)$$

A la vista de la expresión (11), es posible obtener la tensión en coordenadas $\alpha\beta$ en función de las potencias instantáneas como

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (12)$$

O de otra forma

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{p}{i_{\alpha\beta}^2} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{q}{i_{\alpha\beta}^2} \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp} \quad (13)$$

Donde

$$i_{\alpha\beta}^2 = i_\alpha^2 + i_\beta^2 \quad (14)$$

El análisis en el plano $\alpha\beta$ de (13) permite establecer dos ejes de coordenadas definidos por los vectores $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ e $\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}$. De esta manera, el vector de tensiones se descompone en sus proyecciones ortogonales según los ejes definidos por los vectores de corriente, tal como se muestra en la Fig. 4.3.

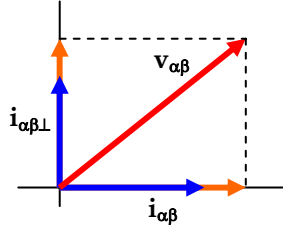


Fig. 4.3. Descomposición del vector de tensiones según los ejes definidos por $i_{\alpha\beta}$ y $i_{\alpha\beta\perp}$

La formulación desarrollada parte de un vector de tensiones y de un vector de intensidades que al efectuar la transformación (2) y (3) obtiene sus componentes según los ejes α y β . Este desarrollo es válido para sistemas en los que la corriente de neutro es nula, bien porque el sistema sea equilibrado de cuatro conductores o bien porque el sistema sea de tres conductores. Para tener en cuenta la componente de secuencia de fase cero es preciso añadir una tercera coordenada (eje 0), perpendicular al plano formado por las coordenadas $\alpha\beta$. El vector de tensiones e intensidades en el nuevo sistema de referencia $0\alpha\beta$ se define por

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

A partir de (16), es posible introducir un vector i_0 cuya única componente no nula es la de secuencia cero, esto es

$$\mathbf{i}_0 = [i_0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (17)$$

En esta situación $i_{\alpha\beta}$ e $i_{\alpha\beta\perp}$ incluirán una componente de secuencia cero nula con lo que ambos quedan definidos de la forma

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [0 \quad i_\alpha \quad i_\beta]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp} = [0 \quad i_\beta \quad -i_\alpha]^T \quad (19)$$

La potencia real instantánea se descompone en dos términos

$$p_{3\phi}(t) = p + p_0 \quad (20)$$

Donde p es la potencia real instantánea definida según (4) y p_0 la potencia instantánea de secuencia cero dada por la expresión

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (21)$$

En forma matricial las tres variables de potencia se pueden expresar mediante

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T \end{bmatrix} \mathbf{v}_{0\alpha\beta} \quad (22)$$

En (22) la matriz que incluye las componentes de intensidades viene dada por

$$\begin{bmatrix} i_0 & 0 & 0 \\ 0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \quad (23)$$

Es una matriz cuadrada cuya inversa es

$$\frac{1}{i_0(i_\alpha^2 + i_\beta^2)} \begin{bmatrix} (i_\alpha^2 + i_\beta^2) & 0 & 0 \\ 0 & i_0 i_\alpha & i_0 i_\beta \\ 0 & i_0 i_\beta & -i_0 i_\alpha \end{bmatrix} \quad (24)$$

La matriz (23) sólo admitirá inversa en el caso de que exista componente de secuencia cero de corriente. Sólo en esta situación se puede despejar el vector de tensiones $\mathbf{v}_{0\alpha\beta}$ de (22), lo que resulta

$$\mathbf{v}_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^T / i_0^2 \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T / i_{\alpha\beta}^2 \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}^T / i_{\alpha\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} \quad (25)$$

O expresado de forma alternativa

$$\mathbf{v}_{0\alpha\beta} = \frac{p_0}{i_0^2} \mathbf{i}_0 + \frac{p}{i_{\alpha\beta}^2} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \frac{q}{i_{\alpha\beta}^2} \mathbf{i}_{\alpha\beta\perp} \quad (26)$$

Los vectores \mathbf{i}_0 , $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ e $\mathbf{i}_{\alpha\beta\perp}$ definen tres ejes de coordenadas ortogonales. La expresión (26) permite determinar las componentes del vector de tensión $\mathbf{v}_{0\alpha\beta}$ a partir de las proyecciones sobre dichos ejes.

4.2.2. Formulación pq modificada dual

La formulación pq modificada establece una formulación de la potencia instantánea directamente para un sistema de cuatro conductores. Para ello, inicialmente se aplica la transformación de coordenadas de fase a coordenadas $0\alpha\beta$ dada en (15) y (16). De esta manera se obtienen los vectores tensión (\mathbf{v}) e intensidad (\mathbf{i})

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T \quad (27)$$

$$\mathbf{i} = [i_0 \quad i_\alpha \quad i_\beta]^T \quad (28)$$

Se define la potencia instantánea como el producto escalar de los vectores tensión e intensidad, esto es

$$p \triangleq \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} \quad (29)$$

En función de las componentes de tensión e intensidad, la potencia instantánea se puede expresar como

$$p = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (30)$$

Como se observa que la potencia instantánea definida en (30) incluye la potencia de secuencia cero dada en (21) y la definida según los ejes $\alpha\beta$ en (4).

Por otro lado se define el vector de potencia reactiva instantánea como el producto vectorial de los vectores de tensión e intensidad, esto es

$$\mathbf{q} \triangleq \begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad (31)$$

Donde q_0 , q_α y q_β son las componentes del vector según los ejes $0\alpha\beta$. El producto vectorial se puede determinar mediante

$$\mathbf{q} \triangleq \det \begin{bmatrix} \vec{0} & \vec{\alpha} & \vec{\beta} \\ v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ i_0 & i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} = (v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) \vec{0} + (v_\beta i_0 - v_0 i_\beta) \vec{\alpha} + (v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0) \vec{\beta} \quad (32)$$

Aquí, $\vec{0}$, $\vec{\alpha}$ y $\vec{\beta}$ son los vectores unitarios para los ejes 0 , α y β respectivamente. Por tanto, cada una de las componentes del vector de potencia reactiva instantánea está definida por

$$\begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \\ v_\beta i_0 - v_0 i_\beta \\ v_0 i_\alpha - v_\alpha i_0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

Estas componentes se pueden expresar en forma matricial, esto es

$$\begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & i_\beta & -i_\alpha \\ -i_\beta & 0 & i_0 \\ i_\alpha & -i_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (34)$$

La matriz cuadrada de (34) es de rango 2, con lo que una de las filas es combinación lineal de las otras dos. Así, al multiplicar q_0 por i_0 , q_α por i_α y q_β por i_β se obtiene

$$\begin{bmatrix} i_0 q_0 \\ i_\alpha q_\alpha \\ i_\beta q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & i_0 i_\beta & -i_0 i_\alpha \\ -i_\alpha i_\beta & 0 & i_0 i_\alpha \\ i_\alpha i_\beta & -i_0 i_\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (35)$$

De (35) se verifica que

$$0 = i_0 q_0 + i_\alpha q_\alpha + i_\beta q_\beta \quad (36)$$

Si i_0 , i_α e i_β son distintas de cero, su correspondiente potencia reactiva instantánea puede ser expresada como combinación lineal de las otras dos.

Las distintas variables de potencia aquí introducidas pueden ser agrupadas y expresadas en forma matricial, esto es

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & i_\beta & -i_\alpha \\ -i_\beta & 0 & i_0 \\ i_\alpha & -i_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (37)$$

Si i_β es diferente de cero, q_β se puede determinar a partir de los valores de q_0 y q_α a partir de la expresión (36), por tanto se puede prescindir de la cuarta fila de la matriz de (37), con lo que queda

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & i_\beta & -i_\alpha \\ -i_\beta & 0 & i_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (38)$$

En este caso el vector de tensión puede ser despejado, obteniéndose

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\beta i_{0\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} i_0 i_\beta & -i_0 i_\alpha & -(i_\alpha^2 + i_\beta^2) \\ i_\alpha i_\beta & (i_\alpha^2 + i_\beta^2) & i_0 i_\alpha \\ i_\beta^2 & -i_\alpha i_\beta & i_0 i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \end{bmatrix} \quad (39)$$

Donde $i_{0\alpha\beta}^2 = i_0^2 + i_\alpha^2 + i_\beta^2$. Como se observa, esta ecuación no puede ser utilizada en el caso particular en el que $i_\beta=0$.

De igual forma, si i_α es distinta de cero, las componentes del vector de tensión pueden calcularse eliminando la fila correspondiente a q_α en la ecuación (37), con lo que se obtiene

$$\begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & i_\beta & -i_\alpha \\ i_\alpha & -i_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (40)$$

De (40) se obtiene el vector de tensiones

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha i_{0\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} i_0 i_\alpha & i_0 i_\beta & (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \\ i_\alpha^2 & i_\alpha i_\beta & -i_0 i_\alpha \\ i_\alpha i_\beta & -(i_\alpha^2 + i_\beta^2) & -i_0 i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \end{bmatrix} \quad (41)$$

Evidentemente esta ecuación no puede ser aplicada en el caso particular de $i_\alpha=0$,

Con objeto de evitar los inconvenientes de disponer de las expresiones separadas (39) y (41), éstas se pueden combinar linealmente a partir de un coeficiente de ponderación $i_\beta^2/(i_\alpha^2 + i_\beta^2)$ para la primera de ellas, y $i_\alpha^2/(i_\alpha^2 + i_\beta^2)$ para la segunda, con lo que resulta

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha\beta}^2 i_{0\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} i_0 i_{\alpha\beta}^2 & 0 & -i_\beta i_{\alpha\beta}^2 & i_\alpha i_{\alpha\beta}^2 \\ i_\alpha i_{\alpha\beta}^2 & i_\beta i_{0\alpha\beta}^2 & i_0 i_\alpha i_\beta & -i_0 i_\alpha^2 \\ i_\beta i_{\alpha\beta}^2 & -i_\alpha i_{0\alpha\beta}^2 & i_0 i_\beta^2 & -i_0 i_\alpha i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (42)$$

Aquí $i_{\alpha\beta}^2 = i_\alpha^2 + i_\beta^2$. La expresión (42) se puede simplificar con la ayuda de (36), así se llega finalmente a la expresión

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{0\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} i_0 & 0 & -i_\beta & i_\alpha \\ i_\alpha & i_\beta & 0 & -i_0 \\ i_\beta & -i_\alpha & i_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (43)$$

La relación (43) permite obtener el vector de tensiones en función de todas las variables de potencia, con la única restricción de que se verifique $i_{0\alpha\beta}^2 \neq 0$.

4.2.3. Formulación dq de tensión

Las formulaciones presentadas hasta este momento están desarrolladas a partir de un sistema de referencia fijo. Sin embargo, es posible definir un sistema de coordenadas que gire a una determinada velocidad angular y con ello establecer una formulación alternativa de la formulación de la potencia reactiva instantánea en este nuevo marco de referencia [63].

A partir de un sistema de coordenadas $0\alpha\beta$ se establece un nuevo marco de referencia en el que se toma como eje de giro el eje "0" y se hace rotar los ejes α y β (Fig. 4.4a) con una velocidad angular ω , correspondiente a la frecuencia de la componente fundamental. En esta situación, el eje α se toma como nuevo eje "d" y el eje β , perpendicular al anterior será el eje "q" (Fig. 4.4). El eje d forma en todo momento un ángulo θ con el eje α ,

$$\theta = \omega t \quad (44)$$

Cuando $t=0$ ambos ejes coinciden.

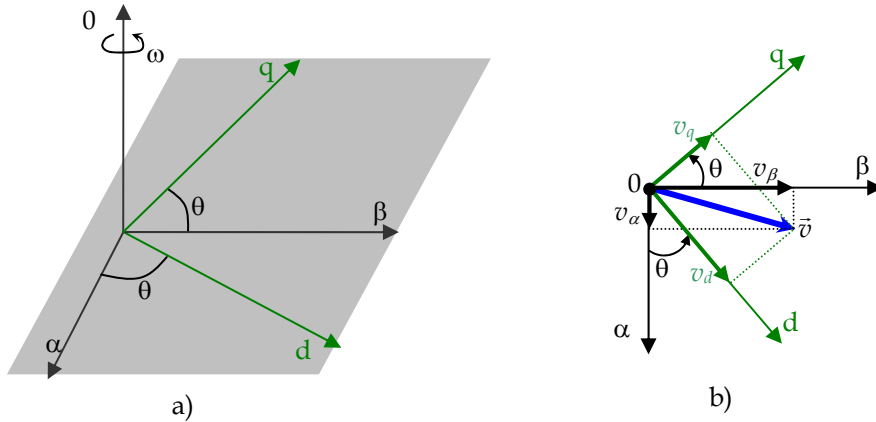


Fig. 4.4. Definición del sistema de referencia 0dq y componentes del vector \vec{v}

Definido el sistema de referencia 0dq, el vector \vec{v} , se puede descomponer en sus componentes v_d y v_q , las cuales son las proyecciones sobre los ejes d y q respectivamente. A partir de estas componentes es posible obtener las relaciones con las componentes 0 $\alpha\beta$. Para ello se aplican las expresiones

$$\begin{aligned} v_\alpha &= v_d \cos \theta - v_q \operatorname{sen} \theta \\ v_\beta &= v_d \operatorname{sen} \theta + v_q \cos \theta \end{aligned} \quad (45)$$

Si se incluye el eje 0, el vector de tensiones en el sistema 0 $\alpha\beta$ se puede determinar a partir de sus coordenadas 0dq mediante la expresión matricial

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\operatorname{sen} \theta \\ 0 & \operatorname{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (46)$$

De la misma forma, el vector de tensiones en el sistema de referencia 0dq se puede obtener a partir del sistema 0 $\alpha\beta$,

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \operatorname{sen} \theta \\ 0 & -\operatorname{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (47)$$

Respecto a la velocidad de rotación del sistema 0dq, es posible tomar como frecuencia angular aquella de la pulsación del armónico fundamental de la tensión de alimentación. Por tanto los ejes d y q girarán a una velocidad

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (48)$$

Donde T es el periodo del armónico fundamental de la tensión de alimentación.

En [112] se propone una variante al sistema 0dq. Éste consiste en tomar ω de modo que el sistema 0dq gire de forma solidaria a la proyección del vector corriente en el plano d-q.

Por tanto, en esta estrategia, ω no coincide con la pulsación del armónico fundamental de las tensiones aplicadas sino que se obtiene a partir del ángulo que forma la proyección del vector de corriente en el plano $\alpha\beta$ con el eje α . Este procedimiento es el que denominaremos como método v_d-v_q . Así, en esta formulación se considera el vector $\vec{i}_{\alpha\beta}$ definido de la forma

$$\vec{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (49)$$

Por otro lado, como eje d se considera en la misma dirección y sentido que $\vec{i}_{\alpha\beta}$. Este eje de forma un ángulo con el eje α de valor

$$\theta = \tan^{-1} \frac{i_\beta}{i_\alpha} \quad (50)$$

En sistemas equilibrados con tensiones sinusoidales, θ variará con el tiempo con una ω constante. En condiciones generales, la velocidad de rotación de los ejes d y q no será constante debido a que es sensible a los armónicos y al desequilibrio de corrientes. La componente directa de corriente, i_d , es

$$i_d = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (51)$$

Que toma el mismo valor que la norma instantánea del vector $\vec{i}_{\alpha\beta}$. De la misma forma el vector tensión se expresa en forma matricial mediante

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}} \begin{bmatrix} \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} & 0 & 0 \\ 0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & -i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (52)$$

La expresión (52) permite obtener las componentes de vector de tensión en coordenadas 0dq, a partir de las componentes 0 $\alpha\beta$ del vector de tensiones, según el método v_d-v_q .

4.2.4. Formulación pqr dual

En la teoría pqr se define un nuevo sistema de coordenadas en el que uno de sus ejes, denominado "p", coincide con el vector de intensidades. Otro de los ejes, eje "q", es perpendicular al primero, situado sobre el plano $\alpha\beta$. El tercer eje, denominado eje "r", se sitúa perpendicular a los dos anteriores (Fig. 4.5). Así el vector intensidad \vec{i} , sólo tendrá componente según el eje "p", y el vector de tensión tendrá tres componentes, esto es sus proyecciones sobre los ejes p, q y r.

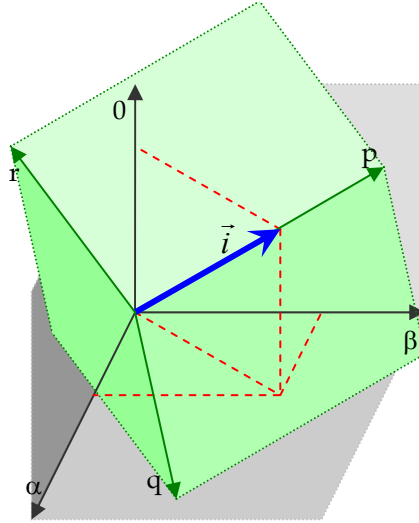


Fig. 4.5. Coordenadas 0αβ y pqr

Para determinar las componentes del vector tensión en coordenadas pqr, a partir de sus coordenadas 0αβ, se realiza primero una rotación de los ejes α y β según el eje 0. Esto da lugar a un nuevo sistema de referencia 0'α'β', donde el eje 0' es coincidente con el eje 0, Fig. 4.6. El ángulo de giro θ_1 será aquel que hace que el eje α se alinee con la proyección del vector intensidad en el plano αβ.

De la Fig. 4.6 se deduce que

$$\cos \theta_1 = \frac{i_\alpha}{i_{\alpha\beta}} \quad ; \quad \text{sen } \theta_1 = \frac{i_\beta}{i_{\alpha\beta}} \quad (53)$$

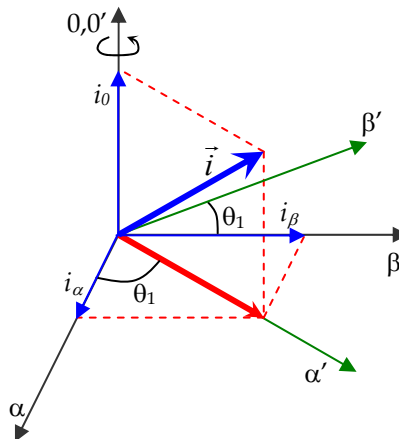


Fig. 4.6. Transformación de coordenadas 0αβ a 0'α'β'

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{0'} \\ v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} \quad (57)$$

El ángulo de giro se determina en función de las coordenadas $0\alpha\beta$ mediante

$$\cos \theta_2 = \frac{i_{\alpha\beta}}{i_{0\alpha\beta}} \quad ; \quad \sin \theta_2 = \frac{i_0}{i_{0\alpha\beta}} \quad (58)$$

Donde

$$i_{0\alpha\beta} = \sqrt{i_0^2 + i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (59)$$

Cuando se sustituye (58) en (57) resulta

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0/i_{0\alpha\beta} & i_{\alpha\beta}/i_{0\alpha\beta} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ i_{\alpha\beta}/i_{0\alpha\beta} & -i_0/i_{0\alpha\beta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{0'} \\ v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} \quad (60)$$

Finalmente, se aplica (56) a (60), lo que permite obtener las componentes pqr del vector de tensión en función de sus componentes $0\alpha\beta$, esto es

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} i_0 & i_\alpha & i_\beta \\ 0 & -i_\beta i_{0\alpha\beta}/i_{\alpha\beta} & i_\alpha i_{0\alpha\beta}/i_{\alpha\beta} \\ i_{\alpha\beta} & -i_0 i_\alpha/i_{\alpha\beta} & -i_0 i_\beta/i_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (61)$$

Por otro lado, en el marco de referencia pqr el vector de intensidad solo tiene componente según el eje p debido a que este eje es coincidente con el vector de intensidad. Por tanto, se tiene

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{0\alpha\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (62)$$

La potencia instantánea en este marco de referencia se define como el producto escalar de los vectores tensión e intensidad. Esta potencia real instantánea, $p(t)$ coincide con la definida en las formulaciones pq original y modificada, dadas en (4) y (29).

Por otro lado, se define la potencia reactiva instantánea como el producto vectorial de los vectores tensión e intensidad, de la misma forma que en la formulación pq modificada, (31). Así, se tiene

$$\mathbf{q} \triangleq \mathbf{v}_{pqr} \times \mathbf{i}_{pqr} = \begin{bmatrix} \bar{e}_p & \bar{e}_q & \bar{e}_r \\ v_p & v_q & v_r \\ i_p & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ v_r i_p \\ -v_q i_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} \quad (63)$$

Donde \vec{e}_p, \vec{e}_q y \vec{e}_r son los vectores unitarios según los ejes p, q y r. Las expresiones (29) y (63), se pueden agrupar en forma matricial mediante

$$\begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} = i_p \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} \quad (64)$$

De esta manera, conocidas las potencias p, q_r, q_q y la componente de corriente i_p , es posible determinar las componentes del vector de tensiones, así de (64) se llega a

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \frac{1}{i_p} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} \quad (65)$$

4.3. Estrategias de compensación derivadas de la potencia reactiva instantánea dual

Las distintas formulaciones de la potencia reactiva instantánea desarrolladas en 4.2 permiten establecer diferentes estrategias de compensación. La descomposición de las distintas variables de potencia permite asociar dichas componentes con uno o varios objetivos de compensación. Se analizarán aquellas que mayor difusión han tenido en la literatura técnica: la estrategia de potencia constante, la aplicación de la formulación dq de la tensión y el método v_d-v_q .

4.3.1. Estrategia de potencia constante

La estrategia de potencia constante tiene como objetivo que el sistema eléctrico suministre una potencia instantánea constante. Para ello se obtendrán las tensiones de compensación a partir de las formulaciones: pq original, pq modificada y pqr.

4.3.1.1. Aplicación de la teoría pq original dual

Las potencias instantáneas $p_0(t), p(t)$ y $q(t)$ definidas en (22), se pueden dividir en un término constante y uno variable en el tiempo. El primero se obtiene como el promedio integral del valor instantáneo. El segundo término tendrá un valor medio nulo. Así, la potencia real instantánea $p(t)$ se puede expresar de la forma

$$p(t) = P + \tilde{p}(t) \quad (66)$$

Donde P es el valor promedio y $\tilde{p}(t)$ el término variable.

La potencia instantánea de secuencia cero también se puede descomponer de manera similar, esto es,

$$p_0(t) = P_0 + \tilde{p}_0(t) \quad (67)$$

Aquí, P_0 es el término constante y $\tilde{p}_0(t)$ el término variable

De la misma manera la potencia imaginaria instantánea se descompone en un término constante Q y uno variable $\tilde{q}(t)$, esto es

$$q(t) = Q + \tilde{q}(t) \quad (68)$$

Así, para una carga cualquiera sus potencias se pueden expresar de la forma

$$\begin{aligned} p_{L0}(t) &= P_{L0} + \tilde{p}_{L0}(t) \\ p_L(t) &= P_L + \tilde{p}_L(t) \\ q_L(t) &= Q_L + \tilde{q}_L(t) \end{aligned} \quad (69)$$

Como objetivo de compensación se fija que el sistema suministre una potencia instantánea constante y que $q(t)=0$. Por tanto, para la referencia de tensión e intensidad que se muestra en la Fig. 4.8, la potencia de fuente debe ser

$$p_s(t) = -P_L - P_{L0} \quad (70)$$

Con lo que el equipo de compensación serie debe suministrar el resto de las potencias de (69), esto es

$$\begin{aligned} p_{C0}(t) &= -\tilde{p}_{L0}(t) \\ p_C(t) &= -\tilde{p}_L(t) \\ q_{CL}(t) &= -Q_L - \tilde{q}_L(t) = -q_L(t) \end{aligned} \quad (71)$$

En forma matricial, (71) queda

$$\begin{bmatrix} p_{C0}(t) \\ p_C(t) \\ q_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{p}_L(t) \\ -q_L(t) \end{bmatrix} \quad (72)$$

A esta expresión se le aplica (25) lo que permite determinar el vector de tensiones, $\mathbf{v}_{C0\alpha\beta}$ que el compensador debe generar en coordenadas $0\alpha\beta$, esto es

$$\mathbf{v}_{C0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{C0} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0^T / i_0^2 \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T / i_{\alpha\beta}^2 \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta L}^T / i_{\alpha\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{L0}(t) \\ -\tilde{p}_L(t) \\ -q_L(t) \end{bmatrix} \quad (73)$$

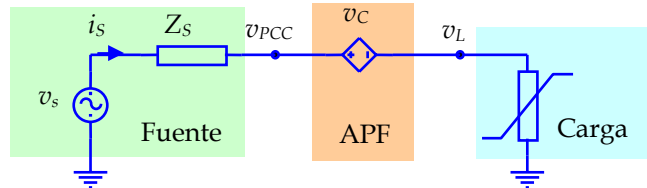


Fig. 4.8. Referencias de tensión e intensidad

Para obtener las componentes del vector de tensiones en coordenadas de fase, basta con hacer la transformación inversa. Para ello se aplica

$$\mathbf{v}_c = \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C0} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} \quad (74)$$

A continuación se aplica esta estrategia a un caso práctico.

Caso práctico 4.1

La Fig. 4.9 muestra una carga no lineal a la que se conecta un filtro activo serie. Al filtro activo se le aplica la estrategia de control de potencia constante basada en la teoría pq original dual. Esta estrategia se aplicará a tres cargas tipo HVS diferentes:

- Carga 1. Rectificador trifásico no controlado con un condensador de 2200 μF en paralelo con una resistencia de $50/3 \Omega$ en el lado dc. Se trata de una carga no lineal equilibrada de tres conductores.
- Carga 2. Compuesta por tres rectificadores monofásicos conectados entre fase y neutro. En el lado dc se conecta un condensador de 2200 μF en paralelo con una resistencia de $50/3 \Omega$. De esta forma se configura una carga equilibrada de cuatro conductores.
- Carga 3. Formada por tres rectificadores monofásicos conectados entre fase y neutro. En el lado dc, todos los rectificadores incluyen un condensador de 2200 μF con una resistencia en paralelo. En la fase a, la resistencia es de $50/3 \Omega$, para la fase b, $50/2 \Omega$ y 50Ω para la fase c. Con ello se configura una carga de cuatro conductores, desequilibrada y no lineal.

El sistema se simula con MATLAB-Simulink utilizando la librería SymPowerSystem de Simulink.

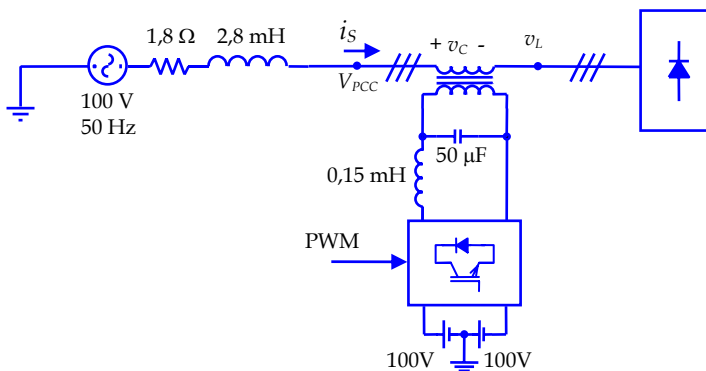


Fig. 4.9. Circuito del caso práctico 4.1

Para la carga 1, las corrientes absorbidas y las tensiones en el punto de conexión común son las que se muestran en la Fig. 4.10.

Cuando se aplica la teoría pq , antes de la conexión del filtro activo serie, se obtiene un valor medio de la potencia real instantánea de 2123 W. El valor medio de la potencia imaginaria instantánea es de 454 var. Al tratarse de una carga de tres conductores la potencia instantánea de secuencia cero es nula. El factor de potencia calculado es de 0,93.

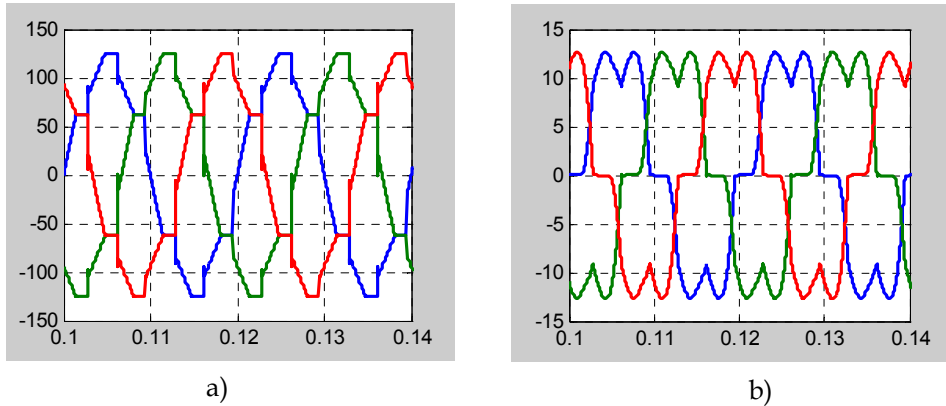


Fig. 4.10. Formas de onda de la carga 1: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

La tensión de referencia para el compensador serie se obtiene aplicando el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.11. Como entradas se dispone del vector de tensiones medido en el lado de carga y del vector de intensidades. En primer lugar se obtienen las componentes de los dos vectores en coordenadas $0\alpha\beta$. Con las componentes de corrientes se forma la matriz de intensidades. La multiplicación de esta matriz por el vector de tensiones proporciona los términos de potencias. El cálculo del valor medio de la potencia real instantánea y la potencia de secuencia cero se realiza con un filtro paso bajo (LPF). La diferencia entre el valor medio y los valores instantáneos de ambas potencias da como resultado la parte variable de ambas. Se forma el vector con las potencias que el compensador transfiere al sistema según (72) y se aplica el producto definido en (73) con el que se obtiene el vector de tensiones de compensación en coordenadas $0\alpha\beta$. Una última transformación inversa da como resultado las tensiones de compensación en coordenadas de fase.

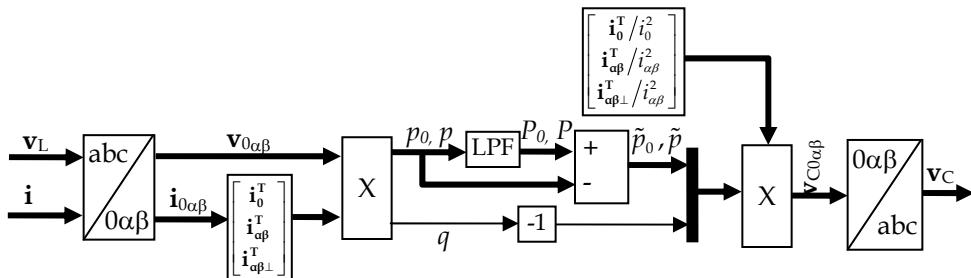


Fig. 4.11. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie

La conexión del filtro activo serie obtiene las formas de onda mostradas en la Fig. 4.12. La tensión presenta una forma de onda prácticamente sinusoidal. No ocurre lo mismo con la forma de onda de la corriente que presenta una característica claramente distorsionada.

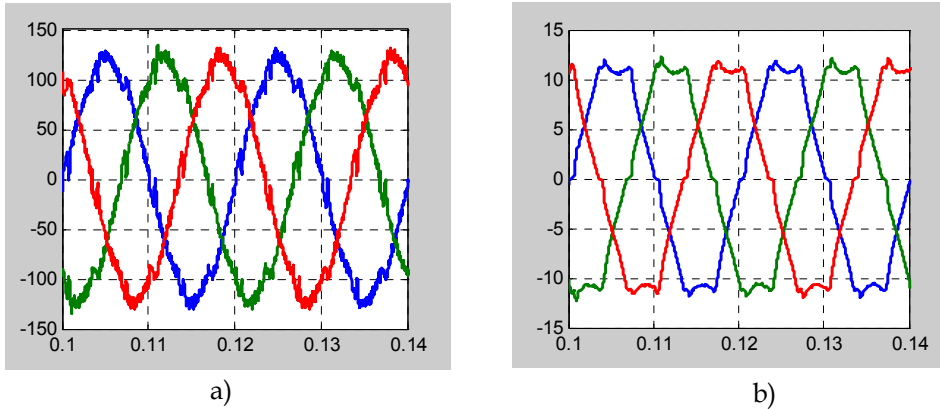


Fig. 4.12. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

El valor medio de la potencia real instantánea, medida en el lado del punto de conexión común es de 2104 W. La potencia imaginaria instantánea tiene un valor medio de 5 var. Esto último supone una reducción importante respecto a la potencia reactiva. Por otro lado el factor de potencia medido alcanza 0,99, para cada una de las fases.

Los espectros de armónicos de la tensión y la intensidad, antes y después de la compensación son mostrados en la Fig. 4.13. Antes de la compensación el THD de la tensión es de 13,3 %, reduciéndose hasta 4,1 % cuando se conecta el filtro activo. Los armónicos más significativos son el 5º y el 7º. En cuanto a la corriente de fuente, antes de la compensación presentaba un THD de 24,09 %, cuando se conecta el equipo de compensación se reduce hasta 7,2 %.

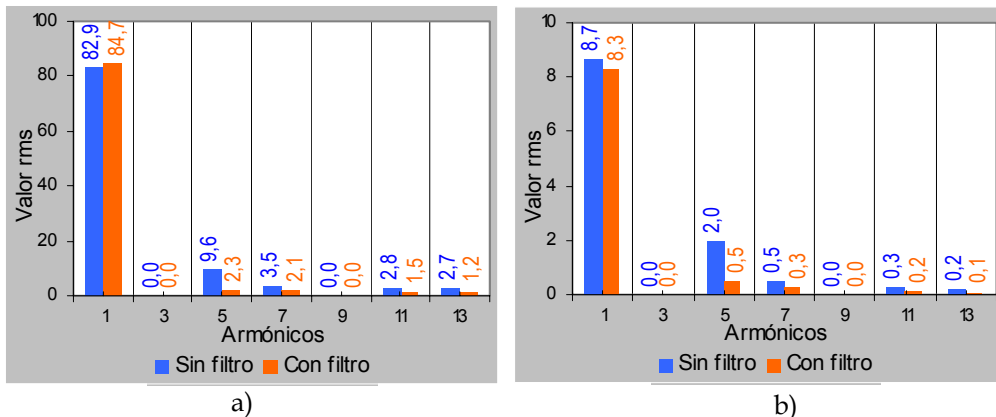


Fig. 4.13. Espectros de frecuencia de a) la tensión en el PCC y b) la intensidad de fuente

Para la carga 2, las formas de onda de la tensión y de la intensidad son las mostradas en la Fig. 4.14. El valor medio de la potencia real instantánea es de 1849 W. Por otro lado, al ser de cuatro conductores presenta un valor no nulo de la potencia de secuencia cero, con un valor medio de 63 W, debido a que tanto la tensión como la intensidad presentan componentes de esta secuencia. En cuanto al valor medio de la potencia reactiva instantánea su valor es de 381 var. El factor de potencia calculado es de 0,87 de carácter inductivo.

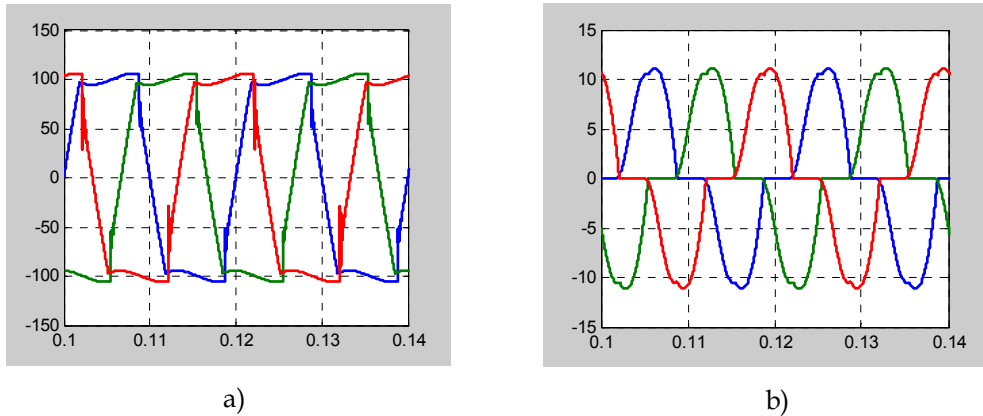


Fig. 4.14. Formas de onda de la carga 2: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

Cuando se conecta el equipo de compensación, se consigue que la potencia de la fuente sea constante. Además se reduce el valor medio de la potencia de secuencia cero hasta 1,8 W y el de la potencia reactiva instantánea hasta 5 var. El factor de potencia mejora al aumentar de 0,87 hasta 0,98. Sin embargo, eso no asegura que la tensión en el punto de conexión sea sinusoidal, como muestra la Fig. 4.15a, aunque se reduce de manera significativa el THD que pasa de 26,99 % antes de la compensación a 6,4 % después de la compensación.

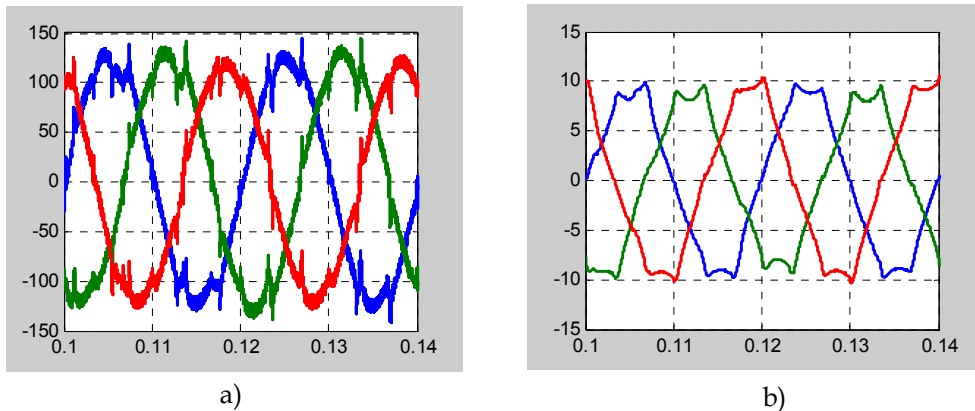


Fig. 4.15. Formas de onda de la carga 2, después de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

La Fig. 4.15b muestra las formas de onda de las intensidades de fuente. Su THD mejora al pasar de 29,02 % antes de la compensación a 8,58 % después de la compensación.

Por otro lado, la corriente por el conductor neutro, antes de la compensación presenta la forma de onda que se muestra en la Fig. 4.16a. Su espectro de frecuencias se caracteriza por tener un armónico de orden 3 y otro de orden 9. El más significativo es el 3º, con un valor rms de 5,1 A. Después de la compensación la forma de onda de la corriente que circula por el neutro es la que se muestra en la Fig. 4.16b. El armónico más significativo es el de orden 3, aunque su valor rms se reduce hasta 0,91 A. Esta intensidad no presenta componente fundamental al ser una carga equilibrada.

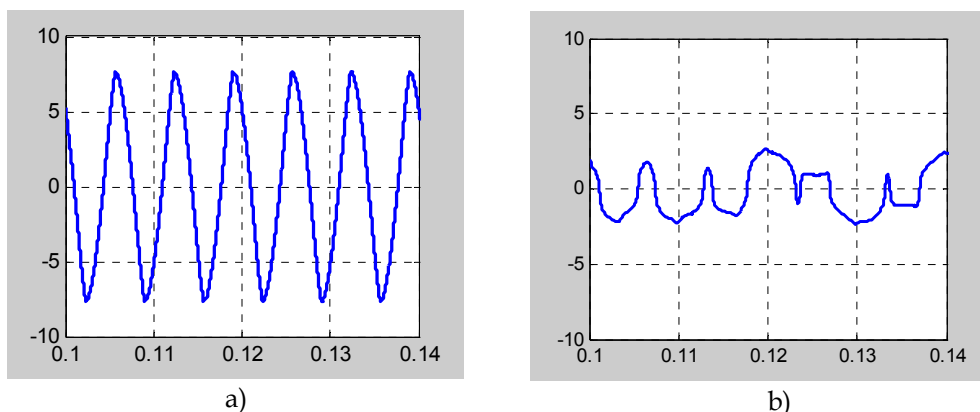


Fig. 4.16. Formas de la corriente de neutro para la carga 2: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Finalmente, el compensador se conecta a la carga 3. Se trata de una carga de cuatro conductores, no lineal y desequilibrada. El valor medio de la potencia real instantánea de la carga es de 1328 W. El valor medio de la potencia instantánea de secuencia cero es de 71 W y el de la potencia reactiva instantánea de 317 var. Esta carga presenta un factor potencia de 0,85, 0,82 y 0,83 para las fases a, b y c, respectivamente.

Las formas de onda de la tensión e intensidad antes de la compensación son las que se muestran en la Fig. 4.17. La corriente está claramente desequilibrada, lo que provoca que las tensiones en el punto de conexión común también lo estén. La tasa de distorsión de la tensión para la fase “a” es del 25,5 % y para la intensidad de fuente del 31,3 %.

Cuando se conecta el compensador serie se obtienen las formas de onda de la tensión e intensidad que se muestran en la Fig. 4.18. Los valores medios de la potencia de secuencia cero y de la potencia reactiva instantánea disminuyen hasta 8 W y 7,6 var, respectivamente. El factor de potencia aumenta hasta 0,96, 0,96 y 0,97 para las fases a, b y c, respectivamente. Aunque la potencia reactiva instantánea es prácticamente nula, el factor de potencia no está tan próximo a la unidad como en el caso de la carga 1 debido a la distorsión tanto de la tensión como de la intensidad, si bien se consigue reducir el THD de las dos variables hasta 5,74 % y 13,47 %, respectivamente.

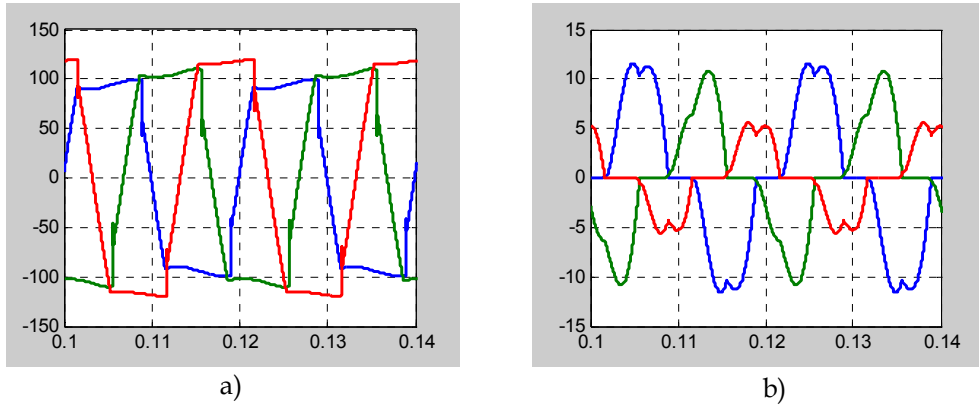


Fig. 4.17. Formas de onda de la carga 3, antes de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

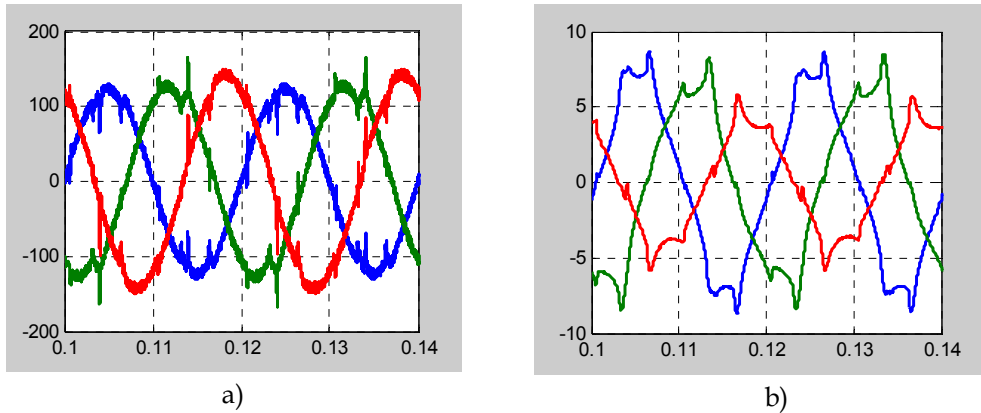


Fig. 4.18. Formas de onda de la carga 3, después de la compensación: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

En cuanto a la corriente que circula por el neutro, antes de la compensación presenta una forma de onda como la que se muestra en la Fig. 4.19a. Destaca la presencia del armónico fundamental con 2,72 A de valor rms. La existencia de este armónico se justifica por el hecho de ser la carga 3 desequilibrada. Por otro lado tiene un armónico de orden 3 de 4,76 A. Cuando se conecta el compensador serie se mantiene prácticamente constante el valor rms del armónico fundamental de la corriente de neutro, 2,61 A, reduciéndose el armónico de orden 3 hasta 0,49 A.

En la sección 4.5 se incluyen distintas tablas que compendian los resultados de cada uno de los casos prácticos que se introducen en esta sección y las siguientes.

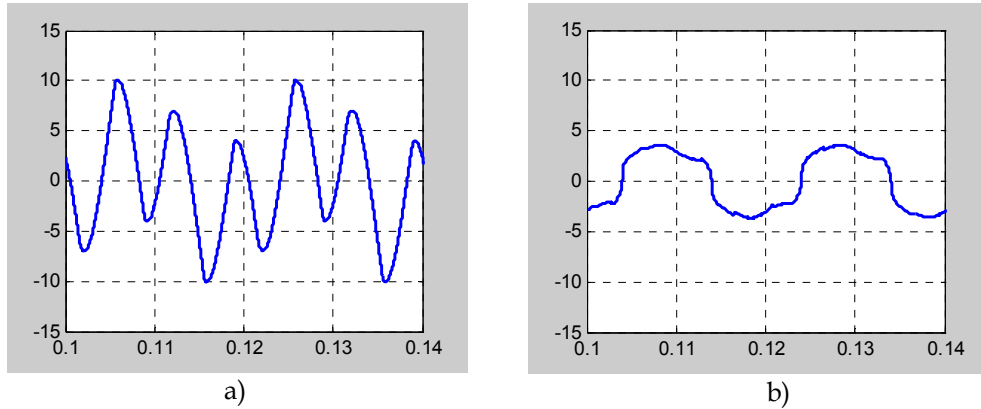


Fig. 4.19. Formas de la corriente de neutro para la carga 3: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

En resumen puede decirse que cuando se aplica la estrategia de potencia constante en el lado de fuente a partir de la teoría pq los resultados de simulación han mostrado cómo se mejora el THD de de la tensión en el punto de conexión común y de la intensidad de fuente. De cualquier forma los mejores resultados se obtienen para el caso de una carga no lineal, trifásica, equilibrada y de tres conductores.

4.3.1.2. Aplicación de la teoría pq modificada

De acuerdo a la teoría pq modificada, para una carga cualquiera es posible definir una potencia activa instantánea (p_L) y un vector de potencia reactiva instantánea (\mathbf{q}_L), cuyas componentes son $q_{L\alpha}$, $q_{L\beta}$. Al igual que en la teoría pq original la potencia activa instantánea se puede dividir en un término constante (P_L) dado por el valor medio de p_L y un término variable \tilde{p}_L , esto es

$$p_L = P_L + \tilde{p}_L \quad (75)$$

Como objetivos de compensación se establecen:

- El vector potencia reactiva instantánea de la fuente debe ser nulo, esto es $\mathbf{q}_s=0$. Por tanto para que se cumpla este objetivo, el vector potencia reactiva instantánea (\mathbf{q}_c) del compensador debe ser

$$\mathbf{q}_c = -\mathbf{q}_L \quad (76)$$

Con lo que el compensador debe transferir la potencia reactiva instantánea de la carga.

- La fuente debe transferir una potencia activa instantánea (p_s) constante. Si se considera que la potencia media transferida por el compensador es nula, se cumple que

$$p_s = -P_L \quad (77)$$

Por tanto atendiendo a este criterio el equipo de compensación debe suministrar una potencia activa instantánea (p_C) dada por

$$p_C = -\tilde{p}_L \quad (78)$$

Cuyo valor medio es nulo.

Según esto, el compensador transferirá las potencias

$$\begin{bmatrix} p_C \\ q_{C_0} \\ q_{C_\alpha} \\ q_{C_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -q_{L_0} \\ -q_{L_\alpha} \\ -q_{L_\beta} \end{bmatrix} \quad (79)$$

Una vez obtenidas las componentes del vector de intensidades en coordenadas $0\alpha\beta$, el vector de tensiones que debe generar el equipo de compensación en las mismas coordenadas viene dado por

$$\begin{bmatrix} v_{C0} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{0\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} i_0 & 0 & -i_\beta & i_\alpha \\ i_\alpha & i_\beta & 0 & -i_0 \\ i_\beta & -i_\alpha & i_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -q_{L_0} \\ -q_{L_\alpha} \\ -q_{L_\beta} \end{bmatrix} \quad (80)$$

Las tensiones de compensación en coordenadas de fase se obtienen a partir de la aplicación de la transformación inversa dada en (74).

Caso práctico 4.2

Se aplica la estrategia de control de potencia constante según la teoría pq modificada al filtro activo del circuito de la Fig. 4.9, con las cargas definidas en el caso práctico 4.1.

La estrategia de control ha sido implementada en MATLAB-Simulink. El diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de referencia es el que se muestra en la Fig. 4.20. Se obtienen las componentes de los vectores de tensión en el lado de carga e intensidad de fuente en coordenadas $0\alpha\beta$. Se construye la matriz de intensidades y se multiplica por el vector de tensiones $\mathbf{v}_{0\alpha\beta}$. El resultado de este producto proporciona el vector de potencia reactiva instantánea y la potencia activa instantánea. Esta última se descompone en un término variable y un término constante por medio de un filtro paso bajo (LPF). Se forma el vector de potencias de compensación y se multiplica por la matriz de intensidades definida en (43), con lo que se obtiene el vector de tensiones de compensación en coordenadas $0\alpha\beta$, tal como se define en (80). La transformación a coordenadas de fase permite obtener las componentes de la tensión de compensación.

Cuando se conecta el filtro activo serie con esta estrategia, a la carga 1, se obtienen las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente mostradas en la Fig. 4.21. Para este tipo de cargas esta estrategia presenta una reducción significativa del THD de la tensión, alcanzándose un valor de 4,04 %. Lo mismo ocurre para la intensidad de fuente, ya que el THD se reduce hasta el 6,92 %. Por otro lado, el factor de potencia aumenta hasta 0,99.

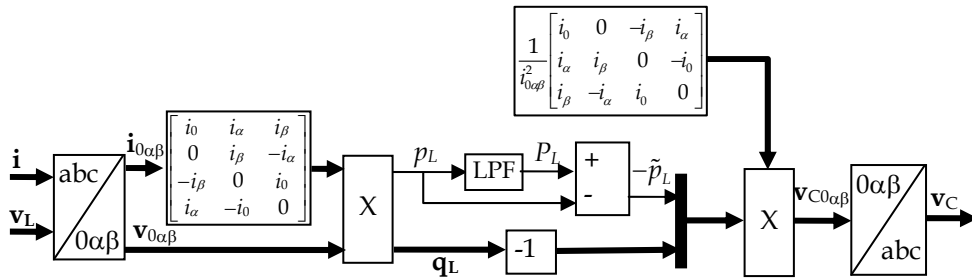


Fig. 4.20. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la teoría pq modificada

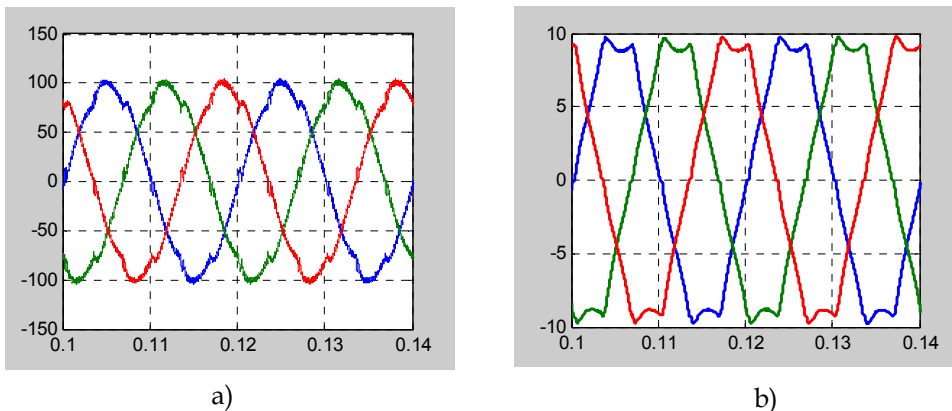


Fig. 4.21. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada mediante la aplicación de la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

Para la carga 2, se obtienen las formas de onda de la tensión e intensidad que se muestran en la Fig. 4.22. Destaca el aumento del factor de potencia hasta 0,99 y la reducción del THD de la tensión en el punto de conexión común hasta el 4,21 %. En cuanto al THD de la corriente disminuye hasta el 8,44 %.

En cuanto a la corriente de neutro, su valor rms disminuye hasta hacerse prácticamente nulo. Su armónico más significativo es el 3º con un valor rms de 0,12 A. La Fig. 4.23 muestra la forma de onda de la corriente de neutro antes y después de la compensación.

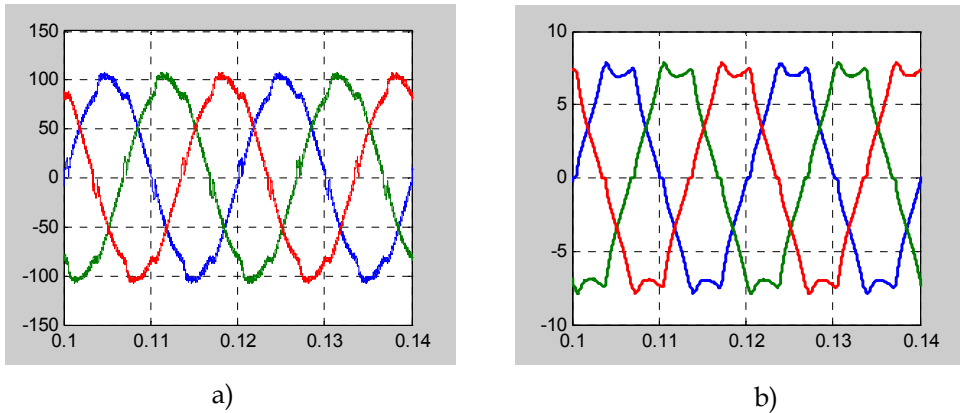


Fig. 4.22. Formas de onda cuando la carga 2 es compensada mediante la aplicación la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

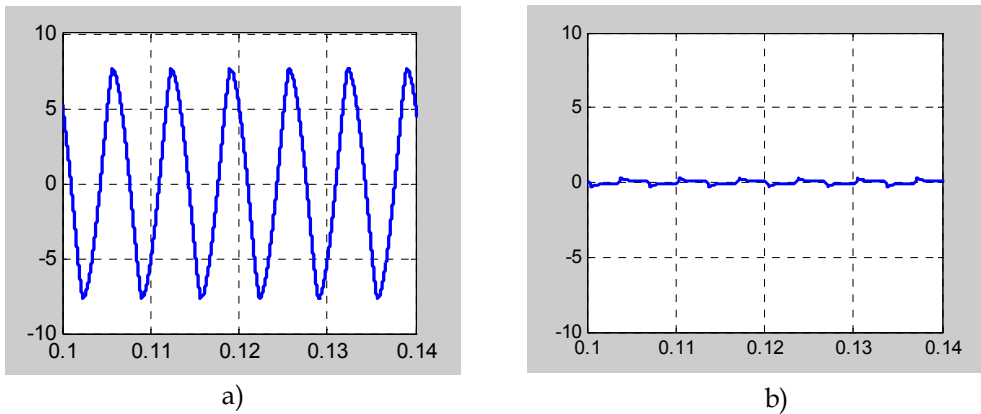


Fig. 4.23. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pq modificada: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Finalmente, para una carga no lineal, trifásica y desequilibrada de cuatro conductores como la carga 3, se obtienen las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente que se muestran en la Fig. 4.24. Con esta estrategia se consiguen factores de potencia de 0,96, 0,95 y 0,99 para las fases *a*, *b* y *c* respectivamente. Los THDs de las tensiones presentan valores relativamente bajos, de 5,28 %, 5,33 % y 3,19 % para cada una de las fases. No ocurre lo mismo con los THDs de las intensidades de fuente, con valores de 21,5 %, 25,7 % y del 12,8 % para cada fase.

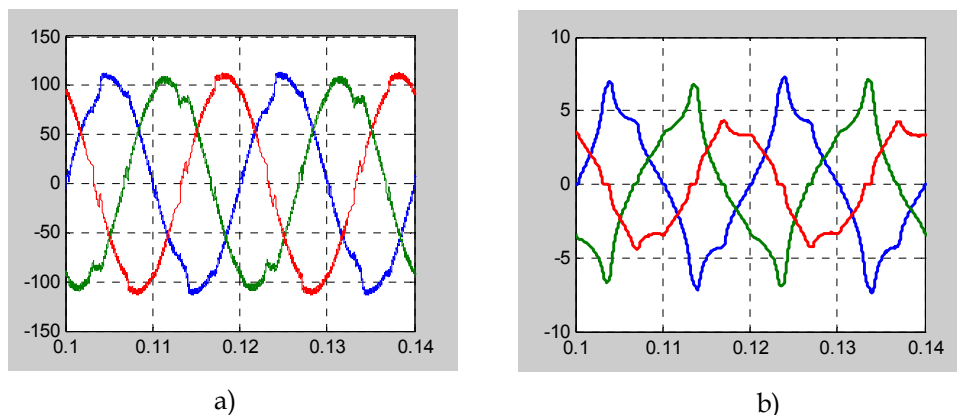


Fig. 4.24. Formas de onda cuando la carga 3 es compensada mediante la aplicación la teoría pq modificada: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

La corriente por el conductor neutro es prácticamente nula, como se muestra en la forma de onda de la Fig. 4.25b. En esta situación el armónico más significativo es el 3º con un valor rms de 0,1 A.

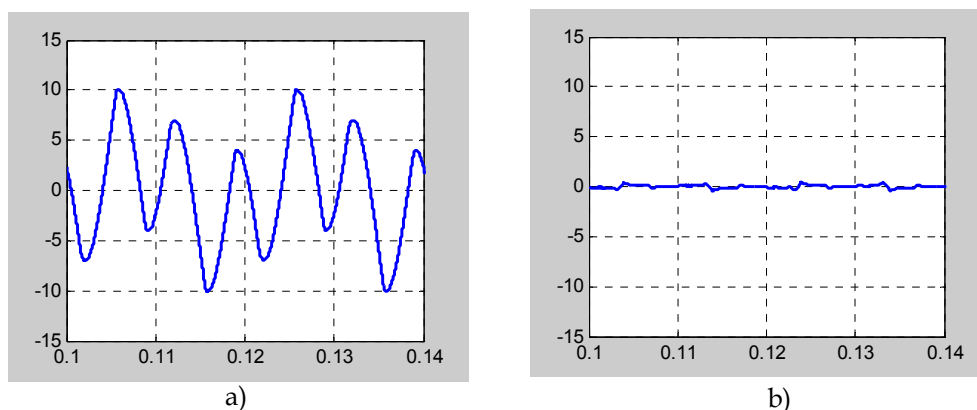


Fig. 4.25. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pq modificada: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Esta estrategia presenta buenos resultados cuando la carga es equilibrada tanto para sistemas de tres o cuatro conductores, con una reducción significativa del THD de la tensión en ambas situaciones y con factores de potencia prácticamente unidad. Cuando la carga es desequilibrada el THD de la tensión presenta una disminución significativa, al contrario del THD de la corriente que aunque mejora, sus valores están por encima de los límites establecidos en las normativas de compatibilidad electromagnética. Por otro lado, en sistemas de cuatro conductores la corriente por el conductor neutro es prácticamente nula ya sea la carga equilibrada o no.

4.3.1.3. Aplicación de la teoría pqr

La aplicación de la teoría pqr dual plantea como objetivo de compensación conseguir que en el lado de la fuente la potencia transferida sea constante [57]. Para ello la potencia instantánea de la carga, definida en (64), se puede descomponer en una parte constante y otra variable, de la forma

$$p_L = P_L + \tilde{p}_L \quad (81)$$

Por otro lado, el vector potencia reactiva instantánea en la carga, \mathbf{q}_L , tiene dos componentes según los ejes q y r, q_{Lq} y q_{Lr} . Si la potencia en el lado de la fuente tiene que ser constante, en este punto la potencia instantánea transferida debe de ser

$$p_S = -P_L \quad (82)$$

Con lo que la potencia transferida por el compensador debe quedar de la forma

$$\begin{bmatrix} p_c \\ q_{Cr} \\ q_{Cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -q_{Lr} \\ -q_{Lp} \end{bmatrix} \quad (83)$$

La aplicación de la ecuación (65) permite obtener

$$\begin{bmatrix} v_{Cp} \\ v_{Cq} \\ v_{Cr} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_p} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -q_{Lr} \\ -q_{Lp} \end{bmatrix} \quad (84)$$

Una vez obtenidas las tensiones de compensación en coordenadas pqr, la transformación en coordenadas $0\alpha\beta$ y posteriormente a coordenadas de fase permite determinar las tensiones de compensación.

Caso práctico 4.3

Se aplica la estrategia de control de potencia constante según la teoría pqr al filtro activo del circuito de la Fig. 4.9, para las cargas definidas en el caso práctico 4.1.

La referencia se determina mediante el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.26. A partir del vector de tensión en el lado de la carga y de intensidad de fuente, se calcula las componentes en coordenadas $0\alpha\beta$. Con el vector de intensidades en estas coordenadas se construyen las matrices que permiten calcular el vector de tensiones en el marco de referencia pqr, la potencia activa instantánea y el vector de potencias reactiva instantánea. Con un filtro paso bajo (LPF) se determina el término constante de la potencia activa instantánea y por diferencia su término variable. Éste último junto con las componentes del vector de potencias reactiva permiten definir las potencias a transferir por el compensador según (83). Para calcular la tensión de compensación en coordenadas pqr se aplica (84). El paso a coordenadas de fase proporciona las tensiones de compensación.

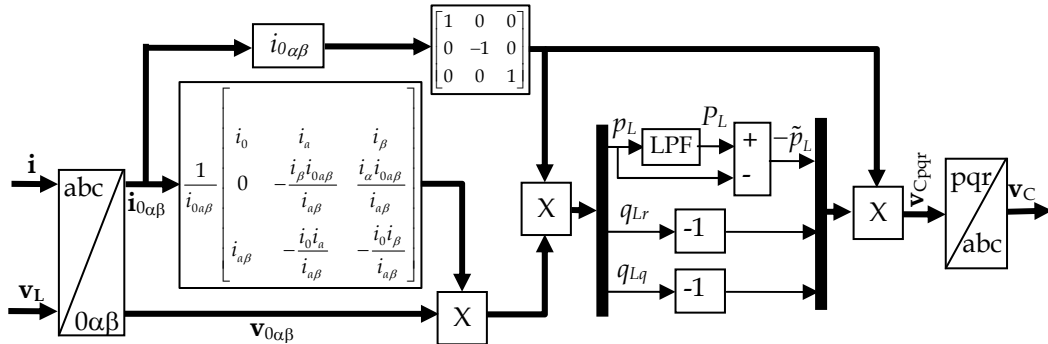


Fig. 4.26. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la teoría pqr de la potencia eléctrica

Cuando se compensa la carga 1, se obtienen las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad que se muestran en la Fig. 4.27. El THD de la tensión se reduce a 4,14 %. La intensidad de fuente reduce su THD hasta el 6,96 %. En cuanto al factor de potencia alcanza un valor de 0,99.

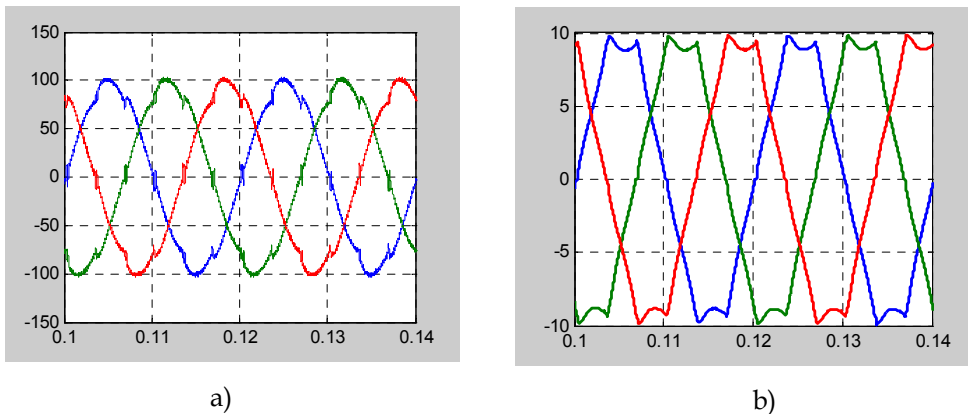


Fig. 4.27. Formas de onda cuando la carga 1 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

En el caso de la carga 2, los valores obtenidos son muy similares. El THD de la tensión es del 3,6 % y el de la corriente del 7,76 %. El factor de potencia es de 0,99. La Fig. 4.28, muestra las formas de onda de la tensión y la intensidad.

La Fig. 4.29 muestra las formas de onda de la corriente por el conductor neutro antes y después de la compensación. Cuando la carga es compensada la intensidad de neutro es prácticamente cero. Su armónico más significativo es el de orden 3 con un valor rms de 0,6 A.

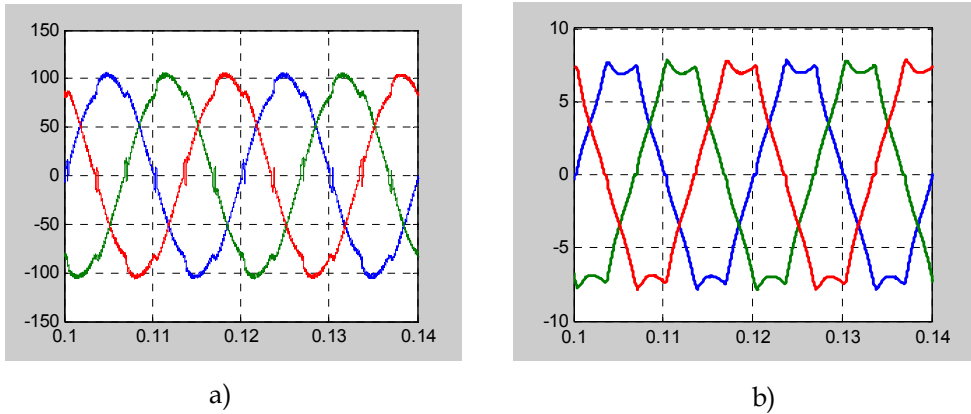


Fig. 4.28. Formas de onda cuando la carga 2 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

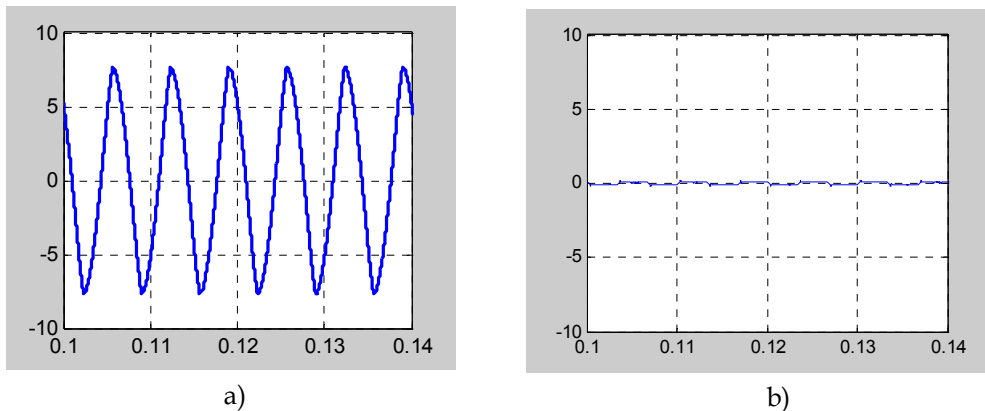


Fig. 4.29. Formas de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la teoría pqr dual: a) antes de la compensación, y b) después de la compensación

Para la carga 3, las formas de onda resultantes después de la compensación son las mostradas en la Fig. 4.30. El THD de la tensión es del 4,68 %, 5,36 % y 2,17% para las fases a, b y c. Para las intensidades sus THDs son 20,90 %, 24,76 % y 10,99 % para cada una de las fases. Se observan cómo se reducen los THDs de las tensiones. En cuanto al THD de las intensidades, aunque también se reduce, los valores que se alcanzan están muy por encima de los máximos que se establecen en la normativa. Por otro lado, los factores de potencia medidos para cada fase en el punto de conexión son 0,96, 0,94 y 0,99 respectivamente. La comparación de los resultados obtenidos con la estrategia pq modificada y pqr muestran resultados muy similares con ambas estrategias.

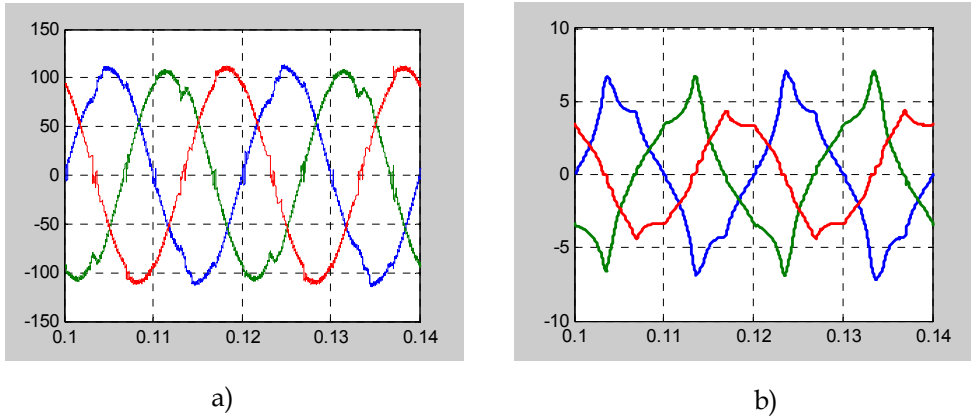


Fig. 4.30. Formas de onda cuando la carga 3 es compensada aplicando la teoría pqr dual: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

Finalmente, la corriente por el conductor neutro es la que se muestra en la Fig. 4.31. Ésta se puede considerar prácticamente cero, con un armónico de orden 3 de 0,05 A de valor rms y un armónico fundamental de 0,03 A.

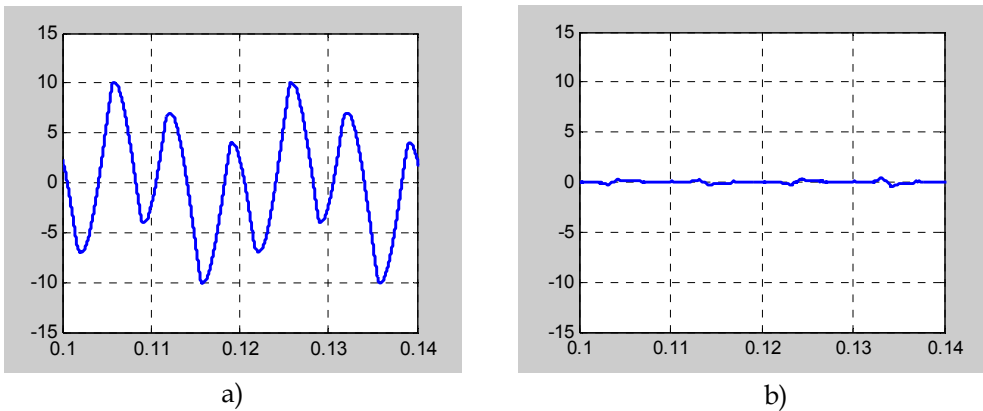


Fig. 4.31. Formas de la corriente de neutro para la carga 3 aplicando la teoría pqr dual: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

4.3.2. Estrategias basadas en la formulación dq, y el método v_d-v_q

Las señales v_d y v_q definidas en (47) para una frecuencia correspondiente al armónico fundamental, se pueden dividir en dos componentes: una de valor constante obtenida a partir su valor promedio, V_d y V_q , y una segunda variable en el tiempo, \tilde{v}_d y \tilde{v}_q , de valor promedio nulo, de forma que se cumpla que

$$\begin{aligned} v_d &= V_d + \tilde{v}_d \\ v_q &= V_q + \tilde{v}_q \end{aligned} \quad (85)$$

En [49] se demuestra que los términos V_d y V_q representan los valores eficaces de la componente fundamental de secuencia directa de la tensión de alimentación expresada en el sistema 0dq. Por otro lado, las componentes \tilde{v}_d y \tilde{v}_q son señales variables en el tiempo cuyo valor promedio es nulo. En estas componentes están incluidas aquella de secuencia inversa del armónico fundamental y los armónicos de orden superior.

La aplicación de esta descomposición al vector de tensión de carga permite poner,

$$\mathbf{v}_{L0dq} = \begin{bmatrix} v_{L0} \\ V_{Ld} + \tilde{v}_{Ld} \\ V_{Lq} + \tilde{v}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (86)$$

Desde el punto de vista de la compensación el objetivo sería que la tensión en el punto de conexión común fuese sinusoidal y de secuencia directa. Por tanto, esa tensión deberá contener la parte de v_d y v_q relacionada con la componente fundamental, esto es su término constante. Así, como estrategia de compensación se puede establecer que la tensión en el punto de conexión común contenga sólo la parte constante de cada componente de la tensión en el lado de carga, V_{Ld} y V_{Lq} mientras que el compensador aporta las partes variables. Así, el vector de tensión en el punto de conexión común (\mathbf{v}_{PCC}) queda definido por

$$\mathbf{v}_{PCC0dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{Ld} \\ V_{Lq} \end{bmatrix} \quad (87)$$

Para la referencia de tensiones que se muestra en la Fig. 4.8 la tensión de compensación se obtiene como

$$\mathbf{v}_{C0dq} = \mathbf{v}_{PCC0dq} - \mathbf{v}_{L0dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{Ld} \\ V_{Lq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{L0} \\ V_{Ld} + \tilde{v}_{Ld} \\ V_{Lq} + \tilde{v}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (88)$$

La tensión de compensación en coordenadas $0\alpha\beta$ se obtiene mediante la transformación

$$\mathbf{v}_{C0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{C0} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ 0 & \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{L0} \\ -\tilde{v}_{Ld} \\ -\tilde{v}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (89)$$

Finalmente, para obtener la tensión de compensación se realiza una última transformación a coordenadas de fase.

Caso práctico 4.4

Al filtro activo del circuito de la Fig. 4.9 se le aplica la estrategia de control basada en la transformación dq de tensión con velocidad de rotación constante, para las tres cargas definidas en el caso práctico 4.1.

En el cálculo de la señal de referencia del filtro activo serie se utiliza el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.32. Para realizar la descomposición del vector de tensiones de carga se necesita la pulsación del armónico fundamental, ω . Para ello se tiene en cuenta que la frecuencia de la tensión de suministro es de 50 Hz. Con este dato se forma la matriz cuadrada dada en (47). Las componentes del vector en coordenadas 0dq se obtienen mediante el producto de esta matriz por el vector de tensiones en coordenadas 0 $\alpha\beta$. Un filtro paso bajo permite separar los términos constante y variable de las componentes de tensión según los ejes d y q. De esta manera se determinan las componentes de la tensión de compensación según los ejes 0, d y q. La transformación de sus componentes en coordenadas 0 $\alpha\beta$ se obtiene mediante la matriz cuadrada de (89). Esta matriz es la inversa de la dada en (47). Si se tiene en cuenta que el valor de su determinante es 1, su inversa se puede obtener a partir de su transpuesta. Finalmente se realiza una transformación de coordenadas 0 $\alpha\beta$ a coordenadas de fase.

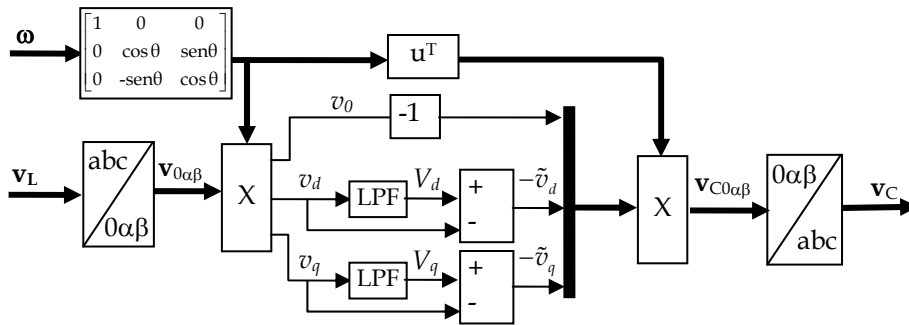


Fig. 4.32. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica la transformación dq

Cuando se aplica esta estrategia en la compensación de la carga 1, se obtienen las formas de onda de la tensión e intensidad que se muestran en la Fig. 4.33. La tensión presenta una importante reducción del THD hasta 2,71 %. Por otro lado, el THD de la intensidad también disminuye de forma significativa hasta el 3,71 %. El factor de potencia medido es de 0,99.

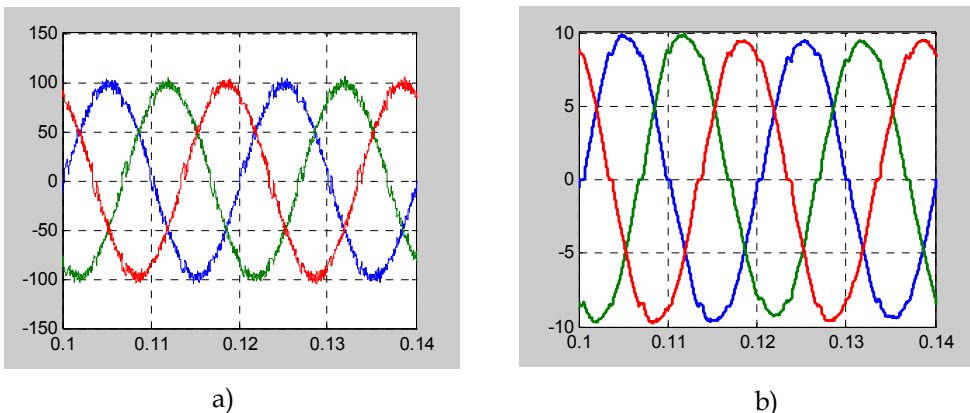


Fig. 4.33. Formas de onda de la carga 1 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

Cuando se compensa la carga 2 se obtienen los resultados mostrados en la Fig. 4.34. En este caso el THD de la tensión es de 3,92 % y el de la intensidad de 6,52 %. El factor de potencia medido es de 0,99.

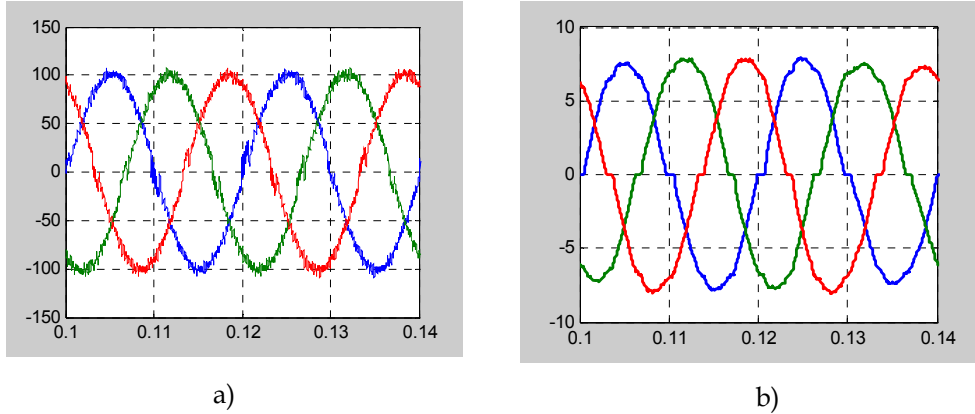


Fig. 4.34. Formas de onda de la carga 2 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

La corriente de neutro disminuye con respecto a la que circula cuando la carga no es compensada. Lo más significativo es la presencia de un armónico de orden 3 con un valor rms de 0,3 A. En estas condiciones los armónicos de orden 9 y superiores son despreciables. La Fig. 4.35 muestra esta corriente antes y después de la aplicación de esta estrategia de compensación.

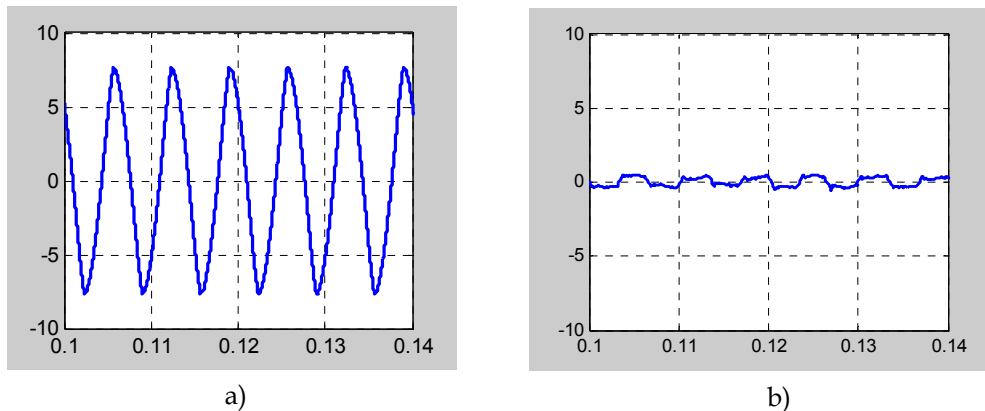


Fig. 4.35. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la transformación dq: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Por último, para una carga desequilibrada de cuatro conductores como la carga 3, tras la aplicación de esta estrategia de compensación se obtienen las formas de onda de las tensiones en el punto de conexión común y las intensidades que se muestran en la Fig. 4.36. Los THDs de las tensiones son del 2,65 %, 4,01 % y 3,5 % para las fases a, b y c. Existe un ligero desequilibrio entre las tres tensiones producido por el desequilibrio de

las intensidades de carga. Respecto a las corrientes, sus THDs son 14,16 %, 10,22 % y 31,27 %. Como se observa los THDs de las intensidades son elevados, particularmente la que circula por la fase b. En cuanto a los factores de potencia para las fases *a*, *b* y *c* son de 0,98, 0,91 y 0,94 respectivamente.

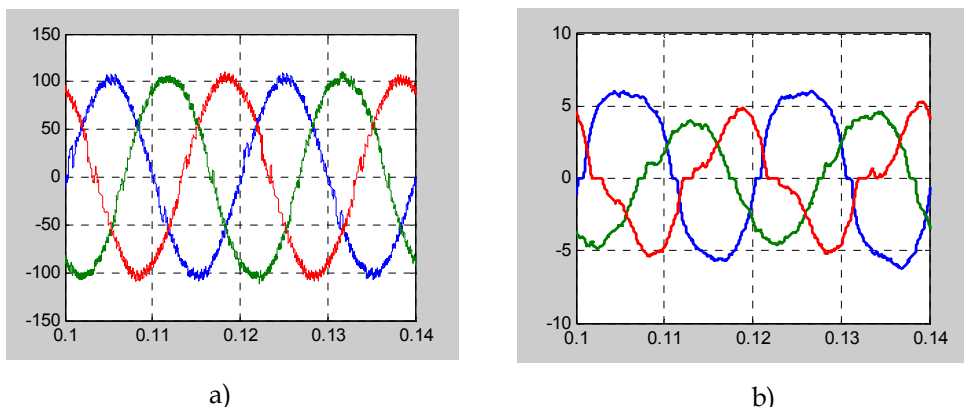


Fig. 4.36. Formas de onda de la carga 3 cuando se aplica la transformación dq: a) tensiones en el punto de conexión y b) intensidades de fuente

Finalmente, la corriente por el conductor neutro es la que se muestra en la Fig. 4.37. Tiene un armónico fundamental de 0,66 A de valor rms y un armónico de orden 3 de valor 0,16 A.

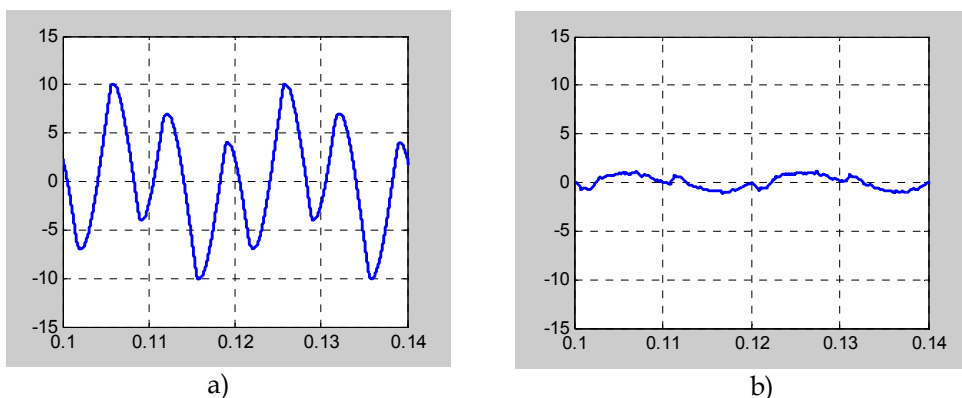


Fig. 4.37. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica la transformación dq: a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Con esta estrategia ha sido posible reducir los armónicos de la tensión en el punto de conexión común, independientemente del tipo de carga. En el caso de la intensidad de fuente sólo se reduce el THD en cargas que sean equilibradas.

Por último habría que indicar que la aplicación de esta estrategia requiere como variables de entrada la tensión en el lado de carga y la frecuencia del armónico

fundamental. Para la obtención de ésta última es necesario añadir a la estrategia de control algún algoritmo que permita determinar la frecuencia de la red. En estrategias similares aplicadas a filtros de conexión paralelo, es habitual recurrir a PLL, (Phase Locked Loop), si bien con los inconvenientes que suelen tener este tipo de implementaciones [112].

El método de compensación propuesto proporciona buenos resultados cuando la carga es equilibrada, independientemente de que su configuración sea de tres o cuatro conductores. Ello se debe a que el sistema síncrono rotativo d-q gira a la misma velocidad del armónico fundamental de la tensión e intensidad.

Por otro lado, como ya se expuso en la sección 4.2.3, en (52) se introdujeron las componentes v_d y v_q para una frecuencia ω variable, lo que hemos dado en llamar método v_d - v_q . En la aplicación de este método en la búsqueda de una estrategia de compensación y de la misma forma que en el caso anterior, las componentes v_d - v_q se pueden descomponer en un término constante y un término variable. La componente de secuencia directa del armónico fundamental se transforma en un término constante. Todos los demás armónicos, incluyendo la componente de secuencia inversa del primer armónico pasan a formar parte de la componente variable.

Desde el punto de vista de la compensación es necesario eliminar los términos variables de las componentes d y q, además de la componente de secuencia cero. Así, la tensión de compensación en coordenadas $0\alpha\beta$ se obtiene mediante

$$\mathbf{v}_{C_{0\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} v_{C0} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}} \begin{bmatrix} \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} & 0 & 0 \\ 0 & i_\alpha & -i_\beta \\ 0 & i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{L0} \\ -\tilde{v}_{Ld} \\ -\tilde{v}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (90)$$

Finalmente Para obtener la tensión de compensación basta con realizar la transformación de coordenadas $0\alpha\beta$ a coordenadas de fase.

Caso práctico 4.5

Se aplica el método v_d - v_q al filtro activo del circuito de la Fig. 4.9, para cada una de las cargas definidas en el caso práctico 4.1.

En la Fig. 4.38 se muestra el diagrama de bloques para esta estrategia de control. Las señales de entrada son la corriente y la tensión en el lado de carga a las que se obtienen sus componentes en coordenadas $0\alpha\beta$. Con el vector intensidades $\mathbf{i}_{0\alpha\beta}$ se forma la matriz definida en (90). El producto de esta matriz por el vector de tensiones permite calcular las componentes $0dq$ del vector de tensiones. Posteriormente se determinan las partes variables de las componentes v_d y v_q , para ello se utilizan dos filtros paso bajo. Con ello se forma el vector de tensiones con la componente "0" y términos variables \tilde{v}_d y \tilde{v}_q . El producto de este vector con la inversa de la matriz construida con las componentes de corriente permite calcular la tensión de compensación en coordenadas $0\alpha\beta$. Finalmente, la transformación a coordenadas de fase proporciona las tensiones de compensación.

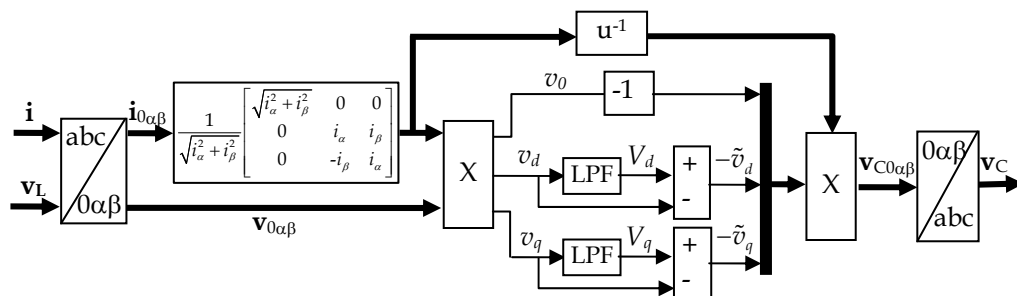


Fig. 4.38. Diagrama de bloques para el cálculo de la tensión de compensación del filtro activo serie cuando se aplica el método v_d-v_q

La Fig. 4.39 muestra las formas de onda de la tensión e intensidad para la carga 1 compensada. El THD de la tensión es del 2,98 % y el de la intensidad del 3,02 %. Por otro lado el factor de potencia es de 0,99.

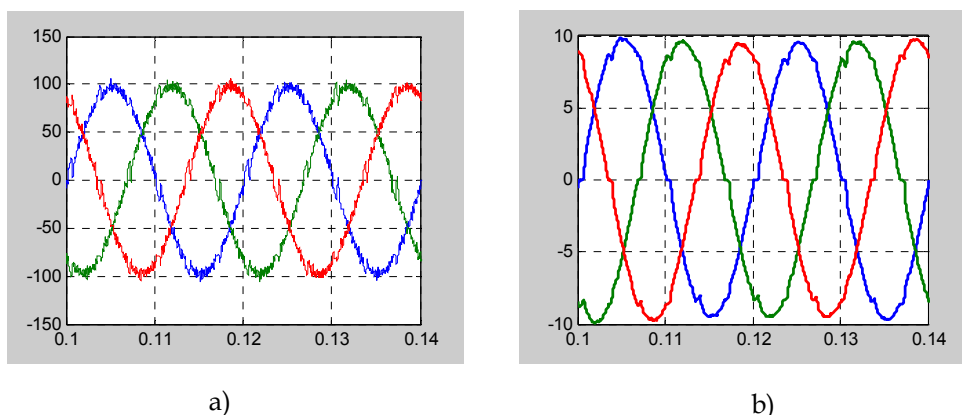


Fig. 4.39. Formas de onda para la carga 1 cuando se aplica el método v_d-v_q ; a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

En el caso de la carga 2, las formas de onda de la tensión y la corriente son las mostradas en la Fig. 4.40. El THD de la tensión es del 4,06 % y para la corriente del 5,09 %. El factor de potencia es de 0,99.

En lo que respecta a la corriente de neutro de la carga 2, se consigue una reducción importante del armónico de orden 3 que es el más significativo, alcanzando un valor rms de 0,42 A. En la Fig. 4.41, se muestran las formas de onda de la corriente por el conductor neutro antes y después de la compensación.

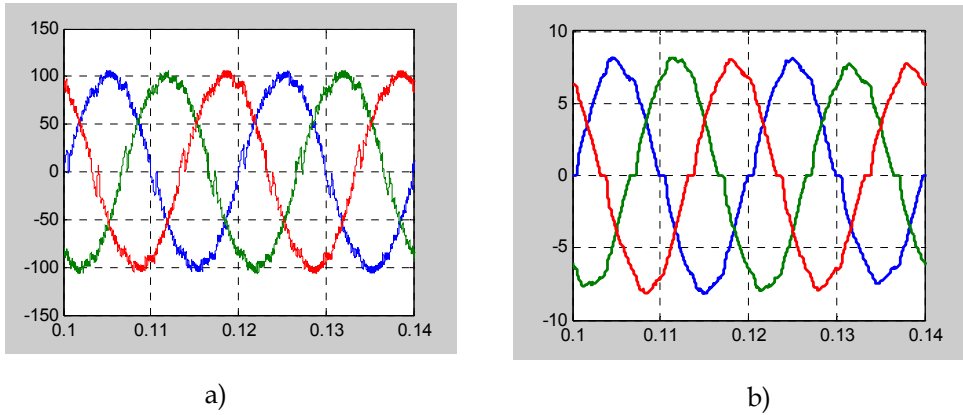


Fig. 4.40. Formas de onda para la carga 2 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

Por último, en el caso de la carga 3 se obtienen las formas de onda que se muestran en la Fig. 4.42. En cuanto al THD de la tensión para las fases a , b y c son 4,23 %, 3,13 % y 4,90 % respectivamente. Para la intensidad los valores alcanzados para cada fase son 11,29 %, 11,68 % y 20,01 %. Los factores de potencia alcanzados con esta estrategia son 0,96, 0,98 y 0,97. Como se observa, para la tensión en el punto de conexión se obtienen valores similares que en el caso práctico anterior, no así para las corrientes que son algo más altos. El factor de potencia también es ligeramente mayor con esta estrategia.

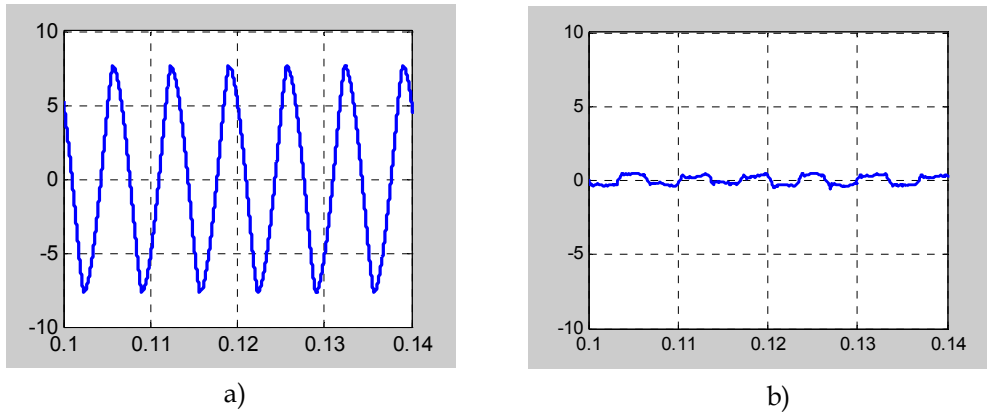


Fig. 4.41. Formas de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica el método v_d-v_q : a) antes de la compensación, b) después de la compensación

Resultados similares se obtienen para la corriente de neutro, con un armónico de orden 3 como más significativo de valor rms 0,35 A. En la Fig. 4.43 se muestra la forma de onda de esta corriente.

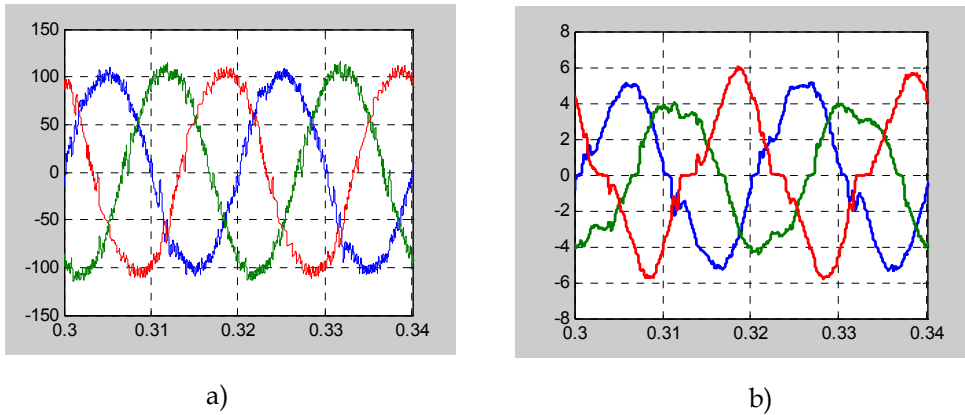


Fig. 4.42. Formas de onda para la carga 3 cuando se aplica el método v_d-v_q ; a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

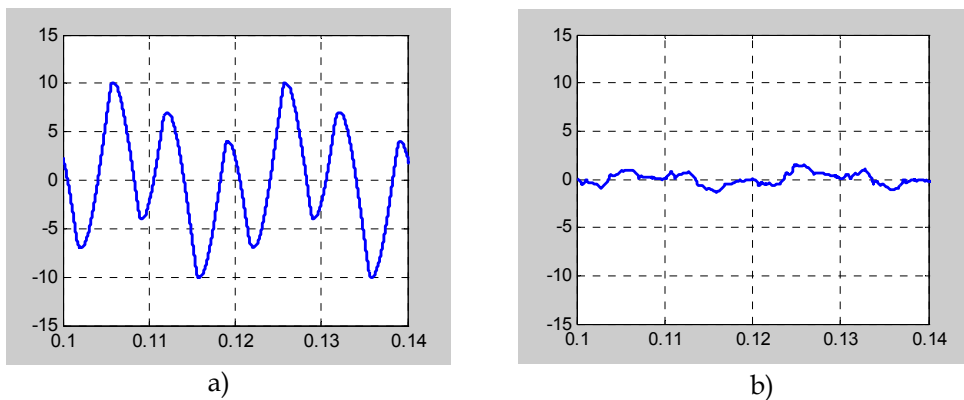


Fig. 4.43. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica el método v_d-v_q ; a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Como conclusión, se puede decir que la estrategia que utiliza la transformación de coordenadas dq con velocidad angular constante y el método v_d-v_q tiene resultados muy similares. Sin embargo, el método v_d-v_q presenta la ventaja de no necesitar incluir un control adicional para obtener la frecuencia del armónico fundamental.

4.4. Estrategia de compensación de comportamiento resistivo

Un paradigma en la generación de energía eléctrica consiste en suministrar una potencia eléctrica a partir de tensiones con formas de onda sinusoidales y equilibradas. No obstante, en sistemas de distribución de baja tensión es habitual la presencia de cargas monofásicas. Éstas producen desequilibrios de tensión e intensidad en el sistema [65]. Por esta razón incluso cuando la tensión de fuente es equilibrada, la tensión en el

punto de conexión común puede no llegar a ser equilibrada debido a la presencia de cargas trifásicas desequilibradas y/o monofásicas. Un sistema de compensación tendrá que evitar la propagación de los desequilibrios de tensión desde el punto de conexión común a otros consumidores. Este es un objetivo de compensación que deberá agregarse a los objetivos habituales de compensación armónica y de potencia reactiva [66], [72].

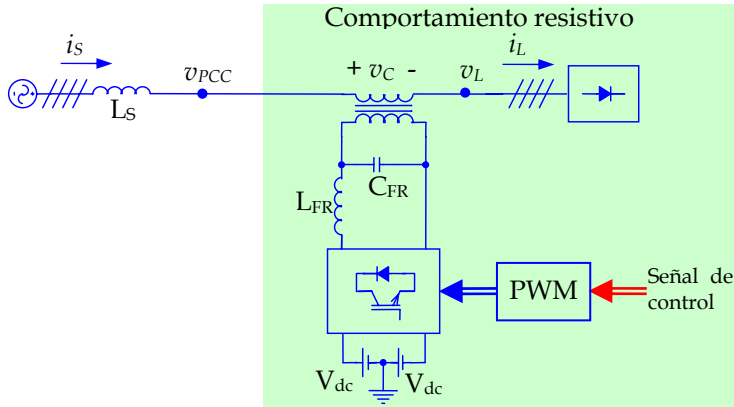


Fig. 4.44. Comportamiento resistivo para un filtro activo serie, SAF

Así, si se establece como condición de referencia en el suministro de energía que la tensión generada en la fuente cumpla la condición de ser equilibrada y sinusoidal, el objetivo de compensación estará planteado según una carga de referencia ideal, la cual deberá ser, resistiva, equilibrada y lineal. Esto significa que la corriente de fuente es colineal con la tensión de suministro, el sistema tendrá factor de potencia unidad y no producirá desequilibrios en la tensión del punto de conexión común. Este principio de compensación se aplicará utilizando la formulación vectorial dual [101], [102], [107] de la potencia reactiva instantánea.

En vista de lo indicado, en la Fig. 4.44 la tensión v_{PCC} debe satisfacer la siguiente condición

$$\mathbf{v}_{PCC} = R_e \mathbf{i}_s \quad (91)$$

Donde R_e es la resistencia equivalente, \mathbf{v}_{PCC} el vector de tensiones en el punto de conexión común e \mathbf{i}_s el vector de intensidades de fuente.

Por otro lado, un sistema trifásico asimétrico se puede descomponer en un conjunto de sistemas equilibrados: de secuencia positiva, de secuencia negativa y de secuencia cero u homopolar. Esta descomposición se realiza mediante la aplicación del método de las componentes simétricas [36]. Así, si \mathbf{u}_a , \mathbf{u}_b y \mathbf{u}_c representan los fasores originales de las señales de un sistema trifásico, entonces

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \\ \mathbf{u}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_a^+ \\ \mathbf{u}_b^+ \\ \mathbf{u}_c^+ \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{u}_a^- \\ \mathbf{u}_b^- \\ \mathbf{u}_c^- \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{u}_a^0 \\ \mathbf{u}_b^0 \\ \mathbf{u}_c^0 \end{pmatrix} \quad (92)$$

Donde +, - y 0 simbolizan las componentes de secuencia positiva (o directa), negativa (o inversa) y cero (u homopolar). Cada componente se puede determinar mediante la expresión

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_a^0 \\ \mathbf{u}_a^+ \\ \mathbf{u}_a^- \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \\ \mathbf{u}_c \end{pmatrix} \quad (93)$$

Donde el operador $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

La transformación de Fortescue (93) puede ser utilizada para determinar las componentes de secuencia directa instantáneas de las corrientes de una carga desequilibrada

$$\begin{pmatrix} i^0 \\ i^+ \\ i^- \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (94)$$

La carga ideal de referencia deberá contener sólo la componente de secuencia directa, lo que asegura la condición de equilibrio. Por otro lado, esta carga debe absorber una corriente libre de armónicos. Para ello, se determina el armónico fundamental de la componente de secuencia positiva, i^+ . Esto se consigue mediante la aplicación de las expresiones (95) y (96)

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^+ \sin \omega t \, dt = \frac{I_1^+ \sqrt{2}}{2} \cos \varphi \quad (95)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^+ \cos \omega t \, dt = \frac{I_1^+ \sqrt{2}}{2} \sin \varphi \quad (96)$$

Donde I_1^+ es el valor rms del armónico fundamental de i^+ , φ su fase inicial y ω la pulsación fundamental.

El valor instantáneo de la componente fundamental de la corriente de secuencia directa se obtiene por multiplicación de (95) por $\sin \omega t$ y (96) por $\cos \omega t$. La suma de estos dos productos da como resultado

$$i_1^+ = I_1^+ \sqrt{2} (\cos \varphi \sin \omega t + \sin \varphi \cos \omega t) \quad (97)$$

La transformación inversa de (94) determina el vector de intensidades instantáneas en coordenadas de fase de la carga ideal de referencia, esto es

$$\mathbf{i}_1^+ = \begin{pmatrix} i_{1a}^+ \\ i_{1b}^+ \\ i_{1c}^+ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ i_1^+ \\ 0 \end{pmatrix} \quad (98)$$

De (98) y de la condición (91) se determina la resistencia equivalente R_e . La potencia activa suministrada por la fuente a la carga viene dada por

$$P_s = I_1^{+2} R_e \quad (99)$$

Donde I_1^{+2} es la norma de la componente fundamental de secuencia positiva del vector de corriente [104]. Dicha norma está definida por

$$I_1^{+2} = \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{i}_1^{+T} \cdot \mathbf{i}_1^+) dt \quad (100)$$

Por otro lado, la potencia instantánea del compensador es la diferencia entre la potencia real instantánea requerida por la carga (p_L), y la potencia instantánea suministrada por la fuente (p_s), es decir

$$p_c = p_L - p_s \quad (101)$$

Si se determina el promedio de esta ecuación y se tiene en cuenta (99), dado que el intercambio de potencia activa por el compensador tiene que ser nulo, la ecuación (101) se puede poner como

$$0 = \frac{1}{T} \int p_L dt - I_1^{+2} R_e \quad (102)$$

Por tanto, la resistencia equivalente se puede determinar como

$$R_e = \frac{\frac{1}{T} \int p_L dt}{I_1^{+2}} = \frac{P_L}{I_1^{+2}} \quad (103)$$

Donde P_L es la potencia media de la carga.

El objetivo de compensación es que el equipo de compensación y carga tengan un comportamiento de referencia ideal desde el punto de conexión común a la red. La tensión aguas arriba del APF se puede calcular mediante la aplicación de (91) y (103), lo que resulta

$$\mathbf{v}_{PCC} = \frac{P_L}{I_1^{+2}} \mathbf{i}_s \quad (104)$$

De esta forma la señal de referencia para la tensión de salida del filtro activo serie es

$$\mathbf{v}_c = \mathbf{v}_{PCC} - \mathbf{v}_L = \frac{P_L}{I_1^{+2}} \mathbf{i} - \mathbf{v}_L \quad (105)$$

Aquí \mathbf{v}_L es el vector de tensiones medido en el lado de la carga. De esta forma cuando el filtro activo genera la tensión de compensación dada en (105), el conjunto carga equipo de compensación se comporta como una resistencia de valor R_e .

Caso práctico 4.6

Al filtro activo del circuito de la Fig. 4.9 se le aplica la estrategia de control de comportamiento resistivo para las tres cargas definidas en el caso práctico 4.1.

El cálculo de la señal de referencia lo realiza el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.45. Como señales de entrada se dispone del vector de tensiones en el lado de carga y del vector de corrientes absorbida por la carga. Se determina la potencia instantánea a partir del producto del vector traspuesto de tensiones por el vector de intensidades de fuente. Un filtro paso bajo (LPF) permite determinar la potencia activa. Por otro lado, la aplicación de la transformación de Fortescue al vector de intensidades permite determinar la componente de secuencia directa. Para obtener su armónico fundamental se aplican las expresiones (95), (96) y (97). En este punto se dispone del armónico fundamental de la componente de secuencia directa al que se le aplica la transformación inversa y se determina su norma instantánea. El cociente entre la potencia activa y la norma instantánea permite determinar la resistencia equivalente. El producto de la resistencia por el vector de intensidades proporciona la tensión en el punto de conexión. Su diferencia con la tensión en la carga es la tensión de compensación.

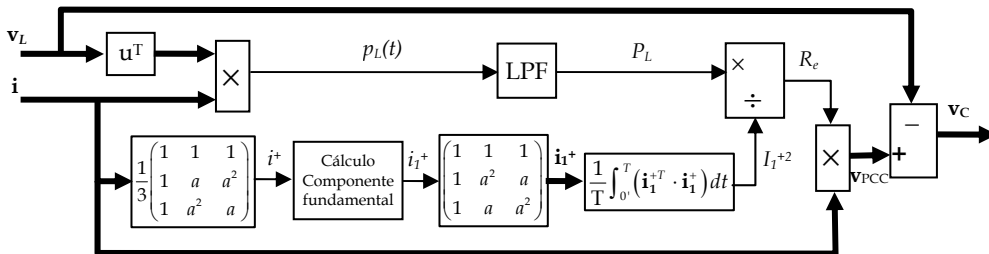


Fig. 4.45. Diagrama de bloques para el cálculo de la señal de referencia para la estrategia de comportamiento resistivo

Para la carga 1 se obtienen las formas de onda de tensión e intensidad que se muestran en la Fig. 4.46. Tanto la tensión como la intensidad son prácticamente sinusoidales, así los THDs medidos son del 0,40 % y del 0,42 % respectivamente. Por otro lado, el factor de potencia es de 0,99.

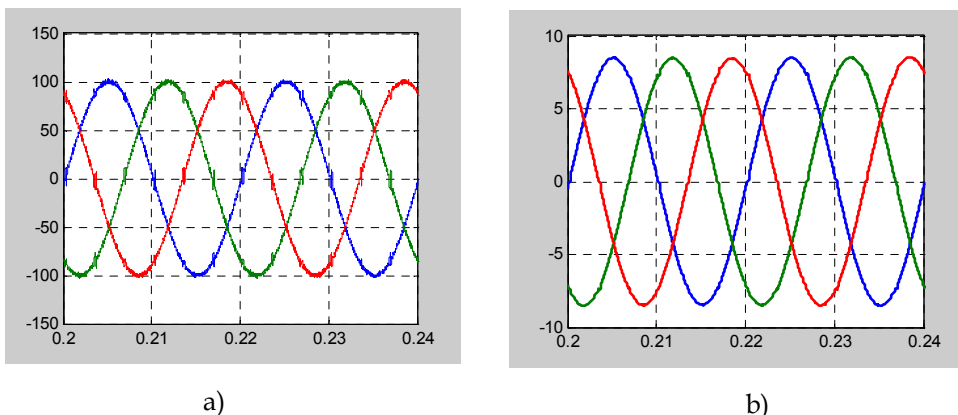


Fig. 4.46. Formas de onda para la carga 1 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

En el caso de la carga 2, se obtienen resultados similares a aquellos obtenidos para la carga 1. La tensión e intensidad son prácticamente sinusoidales con THDs de 0,63 % y del 0,78 % respectivamente. También en este caso el factor de potencia que se obtiene es de 0,99. La Fig. 4.47, muestra las formas de onda de la tensión en el PCC e intensidad de fuente.

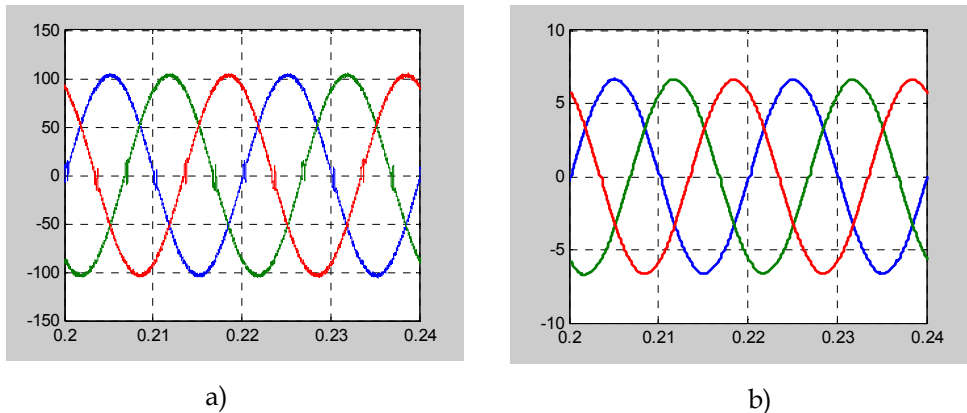


Fig. 4.47. Formas de onda para la carga 2 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

La corriente por el conductor neutro presenta un espectro con un armónico de orden 3 con 0,04 A de valor rms. La Fig. 4.48 muestra la corriente por el conductor neutro antes y después de la compensación.

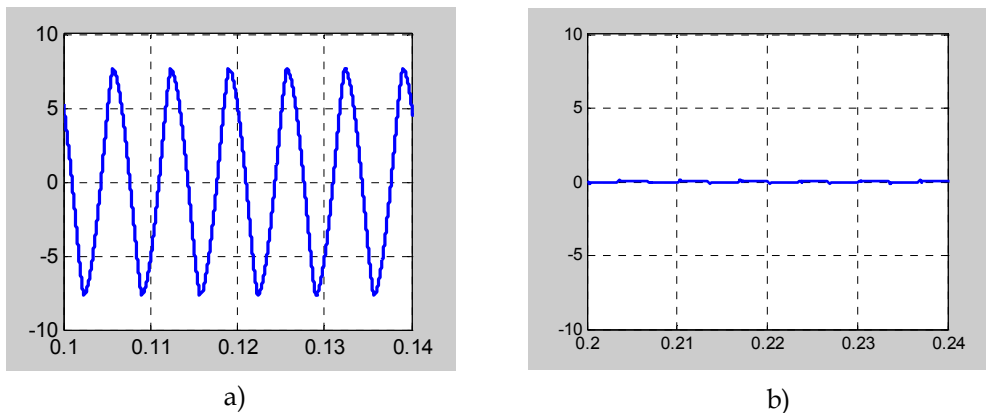


Fig. 4.48. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 2 cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo: a) antes de la compensación, b) después de la compensación

La última prueba a la que se somete la estrategia de control propuesta es ante una carga no lineal, desequilibrada y de cuatro conductores como es la carga 3. Las formas de onda obtenidas para las tensiones en el PCC y las intensidades de fuente son las que se muestran en la Fig. 4.49. Respecto a la tensión en el punto de conexión común, los THDs calculados son 1,34 %, 0,93 % y 2,31 % para las fases a, b y c respectivamente. Los THDs de la intensidad de fuente son 6,01 %, 4,18 % y 8,80 % para cada una de las fases. Por tanto, si bien se obtienen valores de THD bastante más reducidos con respecto al sistema

sin compensar, éstos están por encima de los valores admisibles en la norma. Por otro lado el factor de potencia medido para cada una de las fases es de 0,99.

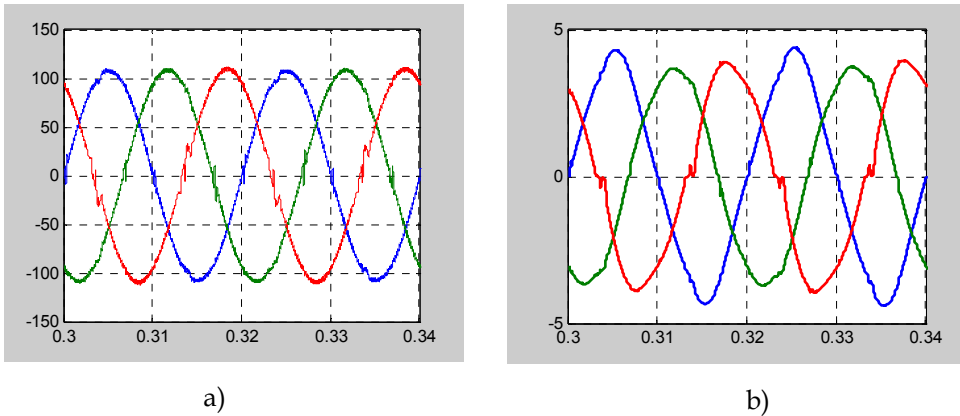


Fig. 4.49. Formas de onda para la carga 3 compensada mediante la estrategia de comportamiento resistivo: a) tensiones en el punto de conexión común y b) intensidades de fuente

En lo que respecta al conductor neutro, su corriente es prácticamente cero, como muestra la Fig. 4.50b. Se mide un armónico fundamental de 0,05 A de valor rms y de 0,07 A para el armónico de orden 3 que son los más significativos.

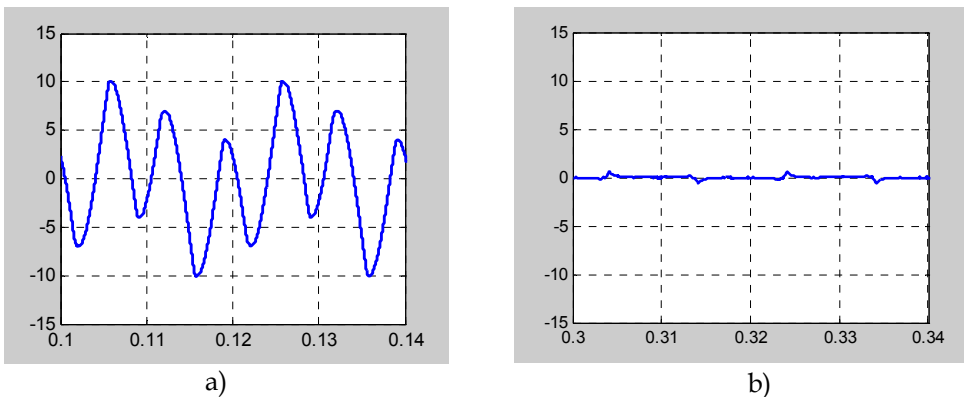


Fig. 4.50. Formas de onda de la corriente de neutro para la carga 3 cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo: a) antes de la compensación, b) después de la compensación

4.5. Análisis comparativo de las distintas estrategias de compensación

En esta sección se efectúa un análisis de los resultados obtenidos en los casos prácticos presentados para cada estrategia. La Tabla 4.1 presenta los resultados de THD de la tensión e intensidad y factor de potencia cuando se aplican las diferentes estrategias de compensación a la carga 1, obtenidos en los casos prácticos de la sección anterior. El THD de tensión menor se da con la estrategia de comportamiento resistivo. Los

resultados que se obtienen con las estrategias de compensación basadas en potencia constante son todos similares con un THD aproximado del 4 %. Algo inferior es el THD cuando se aplica la estrategia que utiliza la transformación dq a velocidad constante y el método v_d-v_q .

El THD de la corriente presenta un valor mínimo de 0,42 % para la estrategia de comportamiento resistivo. Al igual que en el caso de la tensión se obtienen resultados del mismo orden cuando se aplican las estrategias basadas en la teoría pq original, pq modificada y pqr. El método v_d-v_q y la estrategia de transformación dq con ω constante presentan valores de THD de la corriente similares.

El factor de potencia que se obtiene en todas las estrategias es de 0,99. Por tanto, la diferencia más significativa en los resultados obtenidos al aplicar cada una de las estrategias se encuentra en el THD de la tensión y de la intensidad. Su menor valor se obtiene con la estrategia de comportamiento resistivo.

Tabla 4.1. Resultados para la carga 1. THD de tensión e intensidad y factor de potencia

	Sin compensar	pq original	pq modificada	pqr	dq ω constante	v_d-v_q	CR
THDv (%)	13,31	4,10	4,04	4,14	2,71	2,98	0,40
THDi (%)	24,09	7,21	6,92	6,96	3,71	3,02	0,42
FP	0,93	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99

Para la carga 2 los resultados de simulación son los que se muestran en la Tabla 4.2. Aquí se incluyen además del THD de la tensión e intensidad, el valor rms del armónico de orden 3 debido a que el resto de los armónicos que circulan por el neutro son prácticamente despreciables. Hay que tener en cuenta que la carga es equilibrada y por tanto no existe armónico fundamental de intensidad por el conductor neutro.

Tabla 4.2. Resultados para la carga 2. THD de tensión e intensidad, factor de potencia y valor rms del armónico de orden 3 por el conductor neutro

	Sin compensar	pq original	pq modificada	pqr	dq ω constante	v_d-v_q	CR
THDv (%)	26,99	6,40	4,21	3,60	3,92	4,06	0,63
THDi (%)	29,02	8,58	8,44	7,76	6,52	5,09	0,78
FP	0,87	0,98	0,99	0,99	0,99	0,99	0,99
H ₃ (A)	5,10	0,91	0,12	0,6	0,3	0,42	0,04

El análisis del THD de la tensión muestra cómo la estrategia pq original es la que presenta un valor más alto, 6,40 %. Por el contrario la estrategia de comportamiento resistivo es la que presenta el menor valor de THD, esto es 0,63. El resto de las estrategias tienen valores muy similares, en torno al 4 %.

De los resultados obtenidos para el THD de la corriente se pueden extraer conclusiones similares. El THD más elevado es 8,58 % y se obtiene con la estrategia pq original. El THD más pequeño es 0,78 % cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo.

El factor de potencia es de 0,99 en todos los casos con excepción de la estrategia pq que es de 0,98. Luego desde este punto de vista todas las estrategias logran el objetivo de compensación.

La corriente por el conductor neutro es debida prácticamente a la circulación del armónico de orden 3. Con todas las estrategias se reduce de manera significativa el valor rms de este armónico. Su valor oscila entre el 0,91 A obtenido con la estrategia pq original y el 0,04 A que se obtiene con la estrategia de comportamiento resistivo.

La Tabla 4.3 resume los resultados de las diferentes estrategias de compensación cuando se aplican a la carga 3. Respecto a la tensión en el punto de conexión común se puede decir que todas logran reducir de manera significativa el THD de la tensión. Su menor valor se obtiene con la estrategia de comportamiento resistivo al situarlo por debajo del 2,31 % para las tres fases.

El THD de la intensidad de fuente se reduce de manera significativa con todas las estrategias aplicadas, sin embargo, excepto la estrategia de comportamiento resistivo, todas tienen valores por encima del 10 % en el mejor de los casos.

El factor de potencia más alto se da con la estrategia de comportamiento resistivo con un valor de 0,99 para las tres fases.

Finalmente, la intensidad por el conductor neutro disminuye con todas las estrategias aplicadas. Los valores rms menores se obtienen con la estrategia pqr y la estrategia de comportamiento resistivo.

Tabla 4.3. Resultados para la carga 3. THD de tensión e intensidad, factor de potencia y valor rms del armónico fundamental y de orden 3 por el conductor neutro

		Sin compensar	pq original	pq modificada	pqr	dq ω constante	v_d-v_q	CR
THD _v (%)	a	25,50	5,74	5,28	4,68	2,65	4,23	1,34
	b	24,76	8,15	5,33	5,36	4,01	3,13	0,93
	c	19,49	5,18	3,19	2,17	3,50	4,90	2,31
THD _i (%)	a	31,30	13,47	21,70	20,90	14,16	11,29	6,01
	b	42,16	18,22	25,70	24,76	10,22	11,68	4,18
	c	42,96	16,99	12,80	10,99	31,27	20,01	8,80
FP	a	0,86	0,96	0,96	0,96	0,98	0,96	0,99
	b	0,83	0,96	0,95	0,94	0,91	0,98	0,99
	c	0,84	0,97	0,99	0,99	0,94	0,97	0,99
In (A)	H ₁	2,72	2,61	0,05	0,04	0,03	0,11	0,05
	H ₃	4,76	0,49	0,10	0,07	0,16	0,35	0,07

El análisis de los resultados obtenidos ha mostrado que la estrategia de comportamiento resistivo es la que presenta menor THD de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para las tres carga tipo HVS: carga trifásica equilibrada de tres conductores, carga trifásica equilibrada de cuatro conductores y carga trifásica desequilibrada de cuatro conductores.

4.6. Desarrollo de un prototipo experimental de filtro activo serie

A la vista de los resultados obtenidos en los distintos ensayos de simulación realizados en las secciones anteriores, se ha desarrollado un prototipo experimental de SAF basado en la estrategia de compensación resistiva. En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos a partir de la utilización del APF serie en la compensación de tres cargas. Para ello se ha realizado un prototipo según el mismo montaje de filtro activo serie descrito en el capítulo anterior. La estrategia de control se ha implementado mediante las tarjetas DS2004 y DS5101 de dSpace. El funcionamiento del filtro activo serie se ha contrastado para tres cargas diferentes del tipo HVS:

Carga 1. Rectificador trifásico no controlado (se utiliza el puente 36MT60 de Internacional Rectifier) con un condensador de 2200 μF en paralelo con una resistencia de $50/3 \Omega$ en el lado dc.

Carga 2. Formada por tres rectificadores monofásicos (se utiliza tres puentes GBPC2510 de Internacional Rectifier) conectados entre fase y neutro. En el lado dc se conecta un condensador en paralelo con una resistencia de 2200 μF y $50/3 \Omega$ en cada puente.

Carga 3. Tres rectificadores monofásicos (tres puentes GBPC2510 de Internacional Rectifier) conectados entre fase y neutro. En el lado dc, todos los rectificadores incluirán un condensador de 2200 μF con una resistencia en paralelo. En la fase a, la resistencia es de $50/3 \Omega$, para la fase b, $50/2 \Omega$ y 50Ω para la fase c.

Las cargas y el SAF se conectan a la fuente trifásica programable 4500 iL de California Instruments a través de una impedancia de $1,8 \Omega$ y una inductancia de 2,8 mH. La fuente se programa para generar una tensión sinusoidal de 100 V de valor rms para las tensiones de fase.

El filtro activo está formado por tres módulos de IGBTs de Semikron modelo SKM50GB123, con tres drivers SKHI 22A del mismo fabricante. En el lado dc del inversor se dispone de dos condensadores que serán cargados a 100 V, lo que permite formar un sistema con alimentación partida. En el lado ac del inversor se conecta un filtro LC con una bobina de 0,13 mH y un condensador de 50 μF . El acoplamiento del filtro activo serie al sistema se realiza con tres transformadores monofásicos de 1 kVA, de relación de transformación 1:1.

4.6.1. Circuito de control

El circuito de control está basado en el diagrama de bloques de la Fig. 4.45. El diagrama de bloques incluye un filtro paso-bajo (LPF) para determinar el valor medio de la potencia instantánea. Para ello se ha utilizado un bloque de la librería de Simulink que modela un filtro de segundo orden. Los parámetros que definen este bloque son la frecuencia de corte y el factor de amortiguamiento. Para el primero se elige un valor de 100 Hz y para el segundo 0,707.

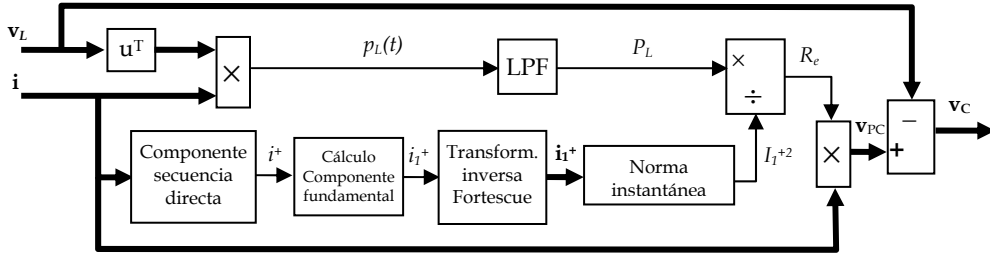


Fig. 4.51. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación para la estrategia de factor de potencia unidad

Por otro lado para determinar la componente de secuencia directa se aplica la transformación instantánea de Fortescue. La definición tradicional de las componentes simétricas está basada en el concepto de fasor por lo que en su origen fue aplicada al análisis sistemas en el dominio de la frecuencia y en régimen permanente [36]. Este concepto de componentes simétricas es fácilmente extensible a sistemas dinámicos y condiciones transitorias [55], [88], mediante la relación

$$\begin{pmatrix} v_a^0 \\ v_a^+ \\ v_a^- \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & S_{120} & S_{240} \\ 1 & S_{240} & S_{120} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (106)$$

En (106), v_a , v_b y v_c son los valores instantáneos de las señales de las tres fases. Con objeto de obtener señales reales, se sustituye el término complejo “ a ” de (93) por un operador S_x en el dominio del tiempo que produzca un desfase de x grados. El desfase necesario se puede obtener con un filtro paso-todo. Para su diseño se utiliza un bloque de Simulink que genera la función de transferencia

$$F(s) = \frac{s - 181.4}{s + 181.4} \quad (107)$$

Este filtro introduce un retardo de 60° a la frecuencia fundamental, por tanto el operador a se obtiene a partir de dos filtros paso todo en cascada, y el a^2 invirtiendo la señal de entrada en el filtro, (Fig. 4.52).

La componente de secuencia directa se calcula por medio del bloque etiquetado como “componente de secuencia directa” en la Fig. 4.51. En él se aplica la expresión

$$i^+ = \frac{1}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (108)$$

La ecuación (108) se obtiene según el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.52. Aquí “ALPF” representa el filtro paso-todo modelado por la función de transferencia dada en (107).

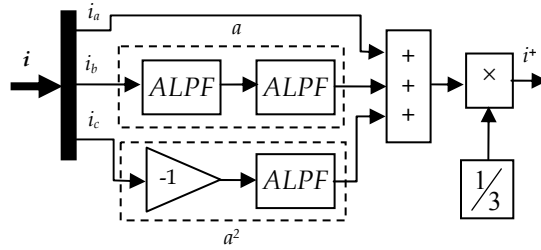


Fig. 4.52. Diagrama de bloques para determinar la componente de secuencia directa

La componente fundamental se determina mediante el bloque etiquetado como “cálculo de la componente fundamental” en la Fig. 4.51. Esto se consigue de la misma forma que se describe en la sección 4.4, concretamente en el caso práctico 4.6, expresiones (95) y (96).

Una vez obtenido el armónico fundamental la componente de secuencia directa se aplica la transformación inversa para obtener el vector de corriente en coordenadas de fase. Para ello se aplica

$$\mathbf{i}_1^+ = [i_{1a}^+ \ i_{1b}^+ \ i_{1c}^+]^T = [i_{1a}^+ \ a^2 i_{1a}^+ \ a i_{1a}^+]^T \quad (109)$$

Para esta expresión se utiliza el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 4.53.

La norma instantánea definida en (100) se obtiene de

$$I_1^2 = i_{1a}^{+2} + i_{1b}^{+2} + i_{1c}^{+2} \quad (110)$$

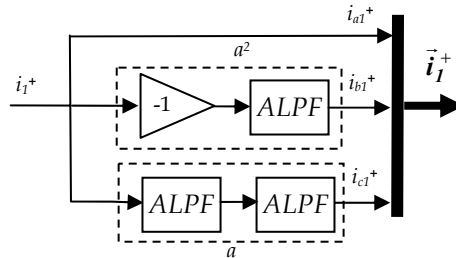


Fig. 4.53. Transformación inversa de Fortescue

Ya que el vector de corrientes i_1^+ es sinusoidal y equilibrado, lo que evita tener que evaluar la integral de (100).

Finalmente, la resistencia equivalente, R_e , se obtiene mediante el cociente entre la potencia media de la carga y la norma instantánea. El producto de R_e por el vector de intensidades de fuente permite determinar la tensión en el punto de conexión común. La tensión de compensación se calcula como diferencia entre la tensión calculada para el PCC y la tensión de carga según (105).

4.6.2. Resultados experimentales

En primer lugar se considera la carga 1. La Fig. 4.54 muestra la forma de onda de la tensión e intensidad antes (Fig. 4.54a) y después de la conexión del compensador serie (Fig. 4.54b). El contenido de armónicos de la tensión en el PCC y la intensidad de fuente se reducen de forma significativa. Así, el THD de la tensión sin filtro activo es del 10,1 %, reduciéndose hasta el 3,2 % cuando se conecta el SAF. Para la intensidad de fuente, su THD disminuye del 18,3 % al 3,8 % cuando se conecta el filtro activo. En la Tabla 4.4 se muestran los valores rms de ambas formas de onda, el THD y los armónicos más significativos.

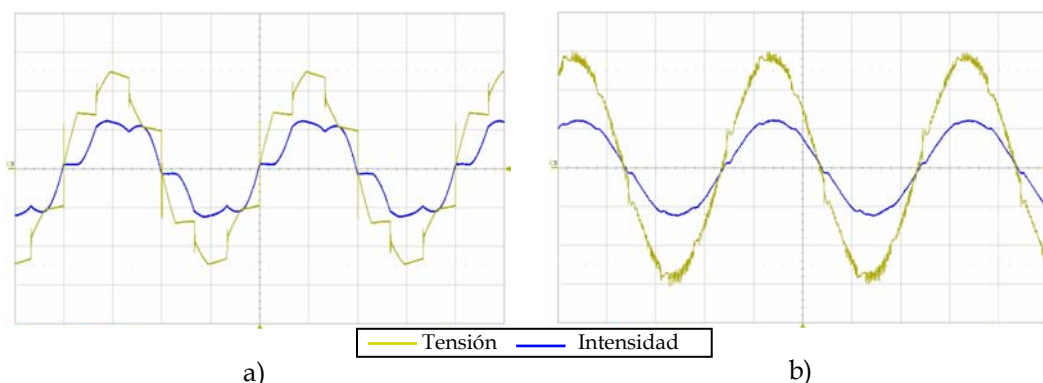


Fig. 4.54. Tensión en el PCC e intensidad de fuente para la carga 1: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

Las potencias se han medido con un analizador de redes trifásico (Fluke 434) en el PCC. Se observa que la potencia activa aumenta ligeramente cuando se conecta el SAF. Esto se debe al aumento de la tensión en el PCC provocado por la reducción de la caída de tensión en la impedancia de fuente. Por otro lado, destaca la disminución de potencia reactiva, de 0,24 kvar hasta 0,09 kvar, con el consiguiente aumento del factor de potencia del conjunto.

Tabla 4.4. Resultados experimentales para la carga 1, fase "a": (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo

		RMS	THD (%)	Armónicos									P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF	
				Fund.	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°					19°
(1)	V	96,3	10,1	95,8	0,1	7,7	4,4	0,1	1,8	1,7	0,1	1,6	1,4	0,82	0,24	85	0,96
	I	8,9	18,3	8,7	0,0	1,5	0,6	0,0	0,2	0,1	0,0	0,1	0,1				
(2)	V	96,7	3,2	96,7	0,3	1,3	1,2	0,1	1,1	1,0	0,1	0,8	0,9	0,83	0,09	0,84	0,99
	I	8,7	3,8	8,7	0,0	0,2	0,2	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0				

Para la carga 2, se obtienen las formas de onda de la tensión en el PCC e intensidad de fuente que se muestra en la Fig. 4.55. El THD de la tensión pasa del 11,6 % al 2,4 %, como se muestra en la Tabla 4.5. Respecto a la corriente de fuente, su THD también se reduce de manera significativa, desde un 41,1 % hasta el 5,2 %. A esa disminución contribuye principalmente la reducción del armónico de orden 3, que pasa de 3,1 A a 0,1 A.

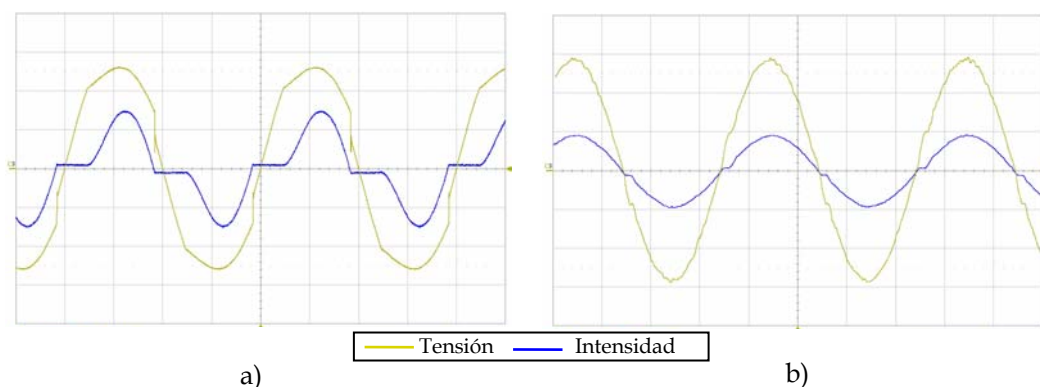


Fig. 4.55. Tensión en el PCC e intensidad de fuente para la carga 2: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

La potencia activa medida en el punto de conexión común prácticamente es la misma 0,64 kW. Por otro lado, la potencia reactiva disminuye desde 0,34 kvar hasta 0,06 kvar, esto hace que el valor rms del armónico fundamental de la corriente se reduzca de 7,7 A a 6,4 A y que aumente el factor de potencia que pasa de 0,80 a 0,99.

Tabla 4.5. Resultados experimentales para la carga 2, fase “a”: (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo

		RMS	THD (%)	Armónicos									P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF
				Fund.	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°				
(1)	V	97,0	11,6	96,3	10,1	1,9	2,4	2,1	1,1	1,1	1,1	0,8	0,64	0,34	0,73	0,80
	I	8,3	41,1	7,7	3,1	0,3	0,3	0,2	0,1	0,1	0,1	0,0				
	N	2,4		0,2	2,3	0,0	0,0	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0				
(2)	V	98,1	2,7	97,9	0,7	0,6	0,8	0,9	0,8	0,9	0,9	0,7	0,63	0,06	0,63	0,99
	I	6,4	5,2	6,4	0,2	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,0				
	N	0,2		0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0				

La Fig. 4.56 muestra la forma de onda de la corriente por el conductor neutro antes y después de la compensación. Antes de la compensación la intensidad de neutro presenta un armónico fundamental de 0,2 A debido a un pequeño desequilibrio de carga. Esto se debe a la tolerancia en los valores de los elementos pasivos que se conectan en el lado dc de los rectificadores (Tabla 4.5). El armónico de orden tres es el de mayor valor rms, 2,3 A. Cuando se conecta el compensador serie, el armónico de orden 3 se reduce hasta 0,1 A y el fundamental hasta 0,1 A.

Para la carga 3, las formas de onda de las tensiones en el PCC y de las corrientes de fuente antes de la compensación son las que se muestran en la Fig. 4.57. Las tres tensiones están distorsionadas y desequilibradas. Sus THDs son de 11,3 %, 10,3 % y 6,8 % para las fases *a*, *b* y *c* respectivamente (Tabla 4.6). Los valores eficaces son 96,8 V para la fase *a*, 97,5 V para la fase *b* y 99,2 V para la fase *c*. Tanto el desequilibrio como la distorsión de las tensiones son debidas a la no linealidad y el desequilibrio de la carga, ya que la tensión de fuente es equilibrada y sinusoidal.

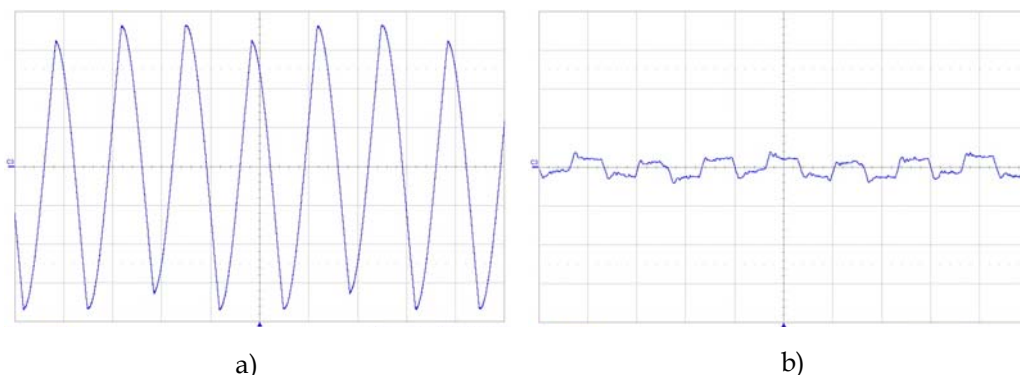


Fig. 4.56. Intensidad de neutro para la carga 2: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 4 A/div; 5ms/div

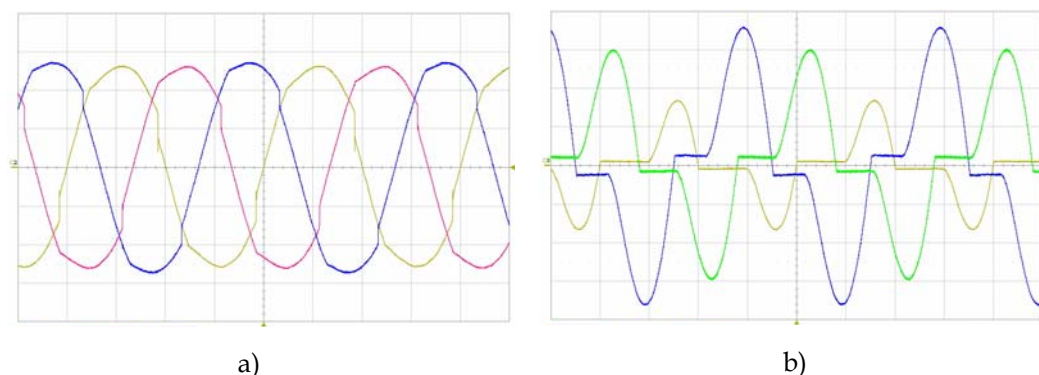


Fig. 4.57. Carga 3 sin filtro activo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

La corriente de fuente antes de la compensación presenta un THD de 41,2 %, 48,5 % y 67,0 %, para las fases *a*, *b* y *c*. Esta fuerte distorsión armónica se debe principalmente a la presencia de un armónico de orden 3 con valores rms de 3,1 A, 2,8 A y 1,7 A para cada una de las fases. Los valores rms de las intensidades de línea son de 8,2 A, 6,4 A y 3,3 A para las fases *a*, *b* y *c*.

En cuanto a las potencias (Tabla 4.6), La potencias activas por fase son de 0,71 kW, 0,54 kW y 0,26 kW. Cada fase trabaja con un factor de potencia inductivo de 0,89, 0,87 y 0,80.

Cuando se conecta el compensador activo se obtienen las formas de onda de la tensión en el PCC e intensidad de fuente que se muestran en la Fig. 4.58. Los THDs de las tensiones son de 1,4 %, 1,8 % y 2,4 % para cada una de las fases (Tabla 4.6), lo que supone una mejora en la distorsión de las tensiones. Por otro lado se consigue equilibrar el sistema de tensiones, ya que las tensiones presentan el mismo valor rms: 98,9 V, 98,9 V y 99,0 V.

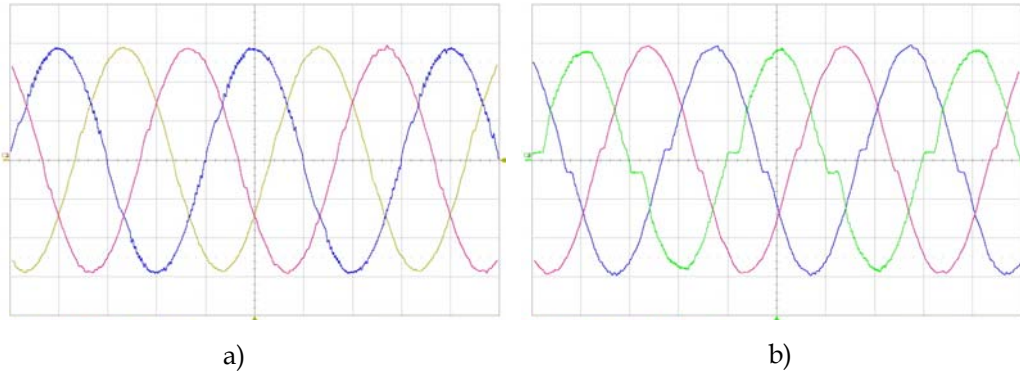


Fig. 4.58. Carga 3 con filtro activo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 2,5 A/div; 5ms/div

Por otro lado, los THDs de las intensidades de fuente disminuyen hasta 3,8 %, 5,5 % y 6,4 % para cada fase. Esto supone una reducción importante en el contenido de armónicos en las intensidades de fuente. El sistema de corrientes es prácticamente equilibrado, con 0,2 A de diferencia en valor rms de la fase más desfavorable, la fase *c*, con respecto a las fases *a* y *b*.

Los factores de potencia medidos en cada fase son 0,99, 0,99 y 0,99 (Tabla 4.6). Como muestra la Fig. 4.59b, la tensión y la intensidad son colineales, lo que permite verificar el comportamiento resistivo del conjunto carga filtro activo. Además la potencia activa consumida por el conjunto de las tres cargas es prácticamente la misma antes y después de la compensación.

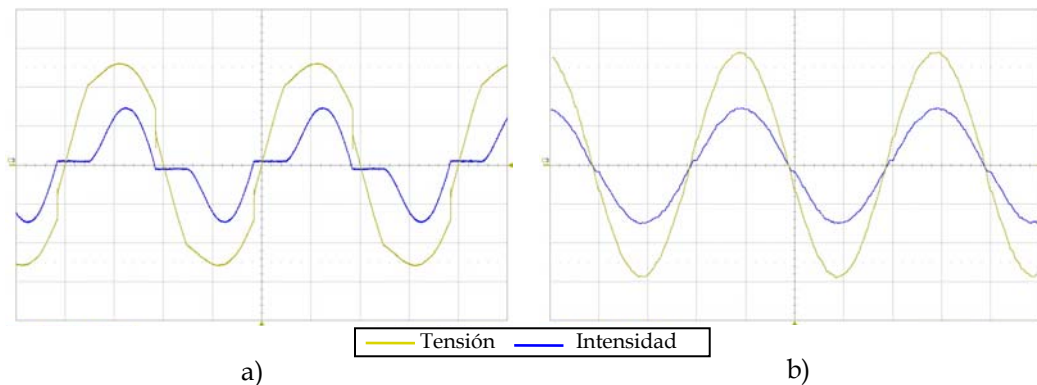


Fig. 4.59. Tensión en el PCC e intensidad de fuente de la fase "a", para la carga 3: a) sin filtro activo, 48V/div; 10 A/div; 5 ms, b) con filtro activo, 48V/div; 5 A/div; 5ms/div

Tabla 4.6. Resultados experimentales para la carga 3: (1) sin filtro activo; (2) con filtro activo

		RMS	THD (%)	Armónicos										P (kW)	Q (kvar)	S (kVA)	PF					
				Fund.	3°	5°	7°	9°	11°	13°	15°	17°	19°									
(1)	V	a	96,8	11,3	96,3	10,0	1,9	2,3	2,0	1,1	1,1	1,1	0,8	0,7	0,62	0,35	0,79	0,87				
		b	97,5	10,3	97,0	9,1	1,5	2,7	1,4	1,2	1,2	0,7	0,8	0,7								
		c	99,2	6,8	99,0	5,6	2,7	1,3	1,3	0,8	0,8	0,6	0,6	0,5								
	I	a	8,2	41,2	7,6	3,1	0,3	0,3	0,2	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0					0,44	0,31	0,63	0,82
		b	6,4	48,5	5,8	2,8	0,3	0,3	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0					0,20	0,19	0,33	0,75
		c	3,3	67,0	2,7	1,7	0,5	0,2	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0								
		N	2,2		1,0	1,9	0,2	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0								
(2)	V	a	98,9	1,4	98,8	0,3	0,4	0,4	0,4	0,3	0,2	0,3	0,4	0,4	0,41	0,03	0,40	0,99				
		b	98,9	1,8	98,8	0,5	0,6	0,5	0,5	0,7	0,5	0,4	0,4	0,4								
		c	99	2,4	98,9	0,9	1,0	1,0	0,9	0,7	0,3	0,3	0,1	0,2								
	I	a	4,1	3,8	4,1	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,1	0,0	0,0	0,0					0,40	0,04	0,40	0,99
		b	4,1	5,5	4,0	0,2	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0					0,38	0,05	0,38	0,99
		c	3,9	6,4	3,8	0,3	0,1	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0								
		N	0,1		0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0								

La Fig. 4.60 muestra la forma de onda de la intensidad por el conductor neutro antes y después de la compensación. Con el sistema sin compensar esta intensidad presenta un armónico fundamental de 1 A y un armónico de orden 3 de 1,9 A. El valor rms medido con el analizador de redes es de 2,2 A. Cuando se conecta el filtro activo serie su valor eficaz se reduce hasta 0,1 A, con un armónico fundamental de 0,1 A y un armónico de tercer orden de 0,1 A.

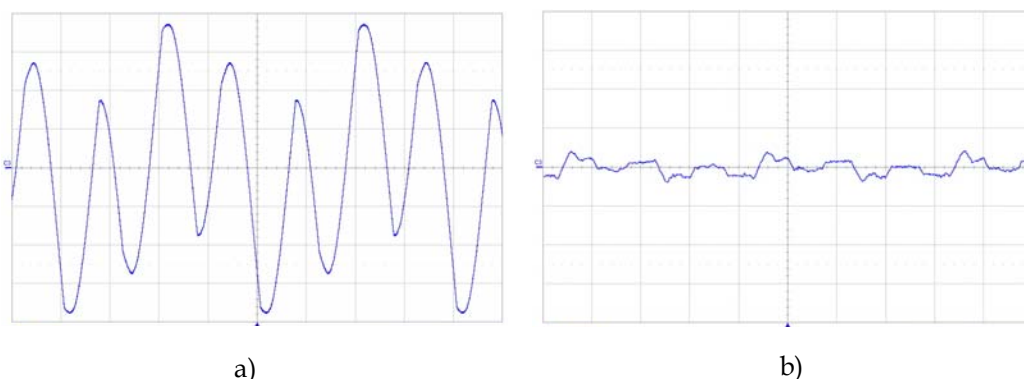


Fig. 4.60. Intensidad de neutro para la carga 3: a) sin filtro activo; b) con filtro activo. 4 A/div; 5ms/div

4.7. Conclusiones

En este capítulo se han desarrollado las formulaciones duales de las teorías de la potencia reactiva instantánea más extendidas y se han aplicado al control de filtros activos de potencia de conexión serie. Las formulaciones duales obtenidas han sido:

- Formulación pq original.

- Formulación pq modificada.
- Descomposición dq de la tensión.
- Formulación pqr.

Estas formulaciones permiten establecer de una forma directa una estrategia de control cuyo objetivo sea conseguir potencia activa constante en el lado de fuente. Por otro lado, se ha desarrollado la formulación de la estrategia, de la que hemos denominado método v_d-v_q dual de la descomposición i_d-i_q para compensadores activos de conexión shunt. Este nuevo desarrollo permite su aplicación directa para la obtención de una nueva estrategia de compensación mediante APFs serie.

Igualmente, se ha presentado otra estrategia de compensación que tiene como objetivo que el conjunto carga equipo de compensación tenga comportamiento resistivo. Para ello se ha considerado una referencia de carga ideal, resistiva y equilibrada. El desarrollo de esta formulación ha permitido la determinación de la tensión de compensación para el filtro activo serie correspondiente.

Todas las estrategias se han analizado para tres tipos de cargas no lineales. Éstas son:

- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, equilibrada y de tres conductores.
- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, equilibrada y de cuatro conductores.
- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, desequilibrada y de cuatro conductores.

A partir del análisis teórico se efectuó una contrastación a nivel de simulación de las formulaciones propuestas. Para ello se diseñó una plataforma de simulación al efecto en el entorno MATLAB-Simulink. Desde los resultados de simulación obtenidos se ha realizado una comparativa entre las distintas estrategias. Así, la estrategia de comportamiento resistivo se ha mostrado como la más eficaz desde el punto de vista de la eliminación de armónicos y el equilibrio de tensiones en el punto de conexión común.

Finalmente, se ha diseñado un prototipo experimental al que se le ha aplicado la estrategia de comportamiento resistivo. Los resultados obtenidos confirmaron que el equipo de compensación desarrollado reduce el contenido de armónicos de la tensión en el punto de conexión común y consigue la simetrización de las tensiones en el caso de desequilibrios producidos por la carga. Por otro lado, sólo en el caso de carga equilibrada es posible reducir el THD de la intensidad de fuente a valores por debajo de los límites establecidos en la normas de compatibilidad electromagnética. Estos resultados ponen de manifiesto las limitaciones de este tipo de compensadores para la eliminación de armónicos en la corriente de fuente.

Capítulo V

DISEÑO DE UN COMPENSADOR HÍBRIDO, FILTRO ACTIVO SERIE-FILTRO PASIVO PARALELO, PARA LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

La utilización de un compensador activo tiene como objetivos básicos la eliminación de armónicos y la corrección del factor de potencia. En este capítulo se desarrolla una estrategia de control para un compensador activo basado en una topología de filtro híbrido compuesto por un filtro activo de potencia de conexión serie y un filtro pasivo de conexión paralelo. La estrategia propuesta se basa en la minimización del valor eficaz de la tensión en el punto de conexión común para que entre fuente y carga se transfiera la potencia demandada por la carga. De esta manera, la determinación de la señal de referencia se plantea como un problema de optimización con restricciones a sistemas de cuatro conductores que permite compensar armónicos, potencia reactiva y la corriente de neutro.

La estrategia desarrollada se ha analizado desde el punto de vista de la estabilidad del sistema. Para ello se aplicó el criterio de Nyquist a su función de transferencia. En este análisis se tuvo en cuenta un posible retardo que se pueda producir en el lazo de control. Como consecuencia de este análisis se estableció el rango de valores entre los que puede variar la resistencia equivalente del sistema para que éste sea estable.

Por otro lado, con objeto de que el inversor funcione de forma autónoma se ha diseñado un lazo de control secundario para mantener constante la tensión en los terminales de los condensadores del lado dc del inversor. Este control secundario incluye un controlador proporcional integral (PI) para el que se analizó su estabilidad. Para ello se obtuvo una ecuación basada en el balance energético del inversor cuando funciona como rectificador y se realizó una linealización en torno a un punto de trabajo que permitió determinar su función de transferencia.

La estrategia propuesta se aplicó a un prototipo experimental de filtro híbrido. Esto permitió contrastar su funcionamiento en la compensación de cargas trifásicas no lineales del tipo HCS y del tipo HVS.

Finalmente, el prototipo desarrollado se sometió a diferentes ensayos de compatibilidad electromagnética basados en la norma UNE EN 61000.

5.1. Introducción

En capítulos anteriores se han analizado las configuraciones de filtros activos de potencia de conexión serie con las estrategias de compensación habituales. Para éstas se propuso un método novedoso para la elección del valor de “ k ” en las estrategias de compensación que se basan en la proporcionalidad con la intensidad de fuente.

Por otro lado, se ha efectuado un análisis comparativo de las propuestas sobre la determinación de la tensión de referencia en un APF serie, basadas en la teoría de la potencia reactiva instantánea. Allí se desarrollaron las formulaciones duales originales que fueran aplicables al control de APFs de conexión serie.

En este capítulo, se plantea el diseño de un equipo de compensación híbrido (APF serie más filtro pasivo paralelo) para la compensación del factor de potencia en cargas no lineales, desequilibradas o no y sean éstas del tipo HCS o HVS. El objetivo de compensación es que el conjunto equipo de compensación más carga no lineal se comporte como una carga resistiva equilibrada. De esta manera cuando la tensión de suministro es sinusoidal, el sistema de intensidades será sinusoidal y equilibrado. La estrategia desarrollada es aplicable a cualquier tipo de carga, ya sea HVS o HCS. La validez de la estrategia se analiza no sólo desde el punto de vista de su funcionamiento sino también desde la estabilidad del sistema.

Por otro lado, el filtro activo se alimenta a través de la energía almacenada en uno o dos condensadores conectados en su lado dc. El control de la tensión de estos condensadores es importante para el correcto funcionamiento del equipo de compensación. El valor de esta tensión de carga debe permanecer constante, por lo que se debe añadir a la estrategia de control un lazo que permita regular la tensión en el lado dc del inversor. Este sistema de control incluye un controlador PI. Estos controladores requieren del adecuado ajuste de sus parámetros de forma que permitan alcanzar los objetivos de control sin desestabilizar el sistema. Para ello se obtiene la función de transferencia del lazo de control que regula la tensión en los terminales de los condensadores.

Así, este capítulo queda estructurado de la siguiente manera: una primera sección en la que se desarrolla la estrategia de control del APF, una segunda en la que se analiza la estabilidad del sistema cuando se aplica la estrategia de control propuesta, la tercera sección en la que se diseña el lazo de control que permite la regulación de la tensión en los condensadores y una última sección en la que se presentan los resultados experimentales de un prototipo de laboratorio.

5.2. Estrategia de control para un compensador híbrido

En esta sección se propone un método de compensación basado en el valor promedio, cuyo objetivo es determinar el mínimo valor rms de la tensión en el PCC para que el sistema transfiera la potencia activa a la carga. Para el desarrollo de esta estrategia se considerará a los sistemas polifásicos como un caso especial de sistema multiconductores [17]. Así, un sistema trifásico de cuatro conductores se puede representar mediante un sistema multiconductor como el que se muestra en la Fig. 5.1.

Las intensidades i_1, i_2, i_3 e i_4 son las componentes del vector de intensidades de línea, \mathbf{i} , definido mediante

$$\mathbf{i} = [i_1 \quad i_2 \quad i_3 \quad i_4]^T \quad (1)$$

Como consecuencia de la ley de Kirchoff de intensidades, para el vector de intensidades, \mathbf{i} , se cumple

$$[1 \quad 1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

Por tanto, una de las componentes siempre se podrá expresar como una combinación lineal de las otras. Desde el punto de vista matemático, sólo 4-1 componentes son suficientes para describir el vector de corrientes. Sin embargo, en sistemas trifásicos de cuatro conductores el uso de las cuatro componentes de intensidad permiten una descripción más directa del comportamiento del sistema.

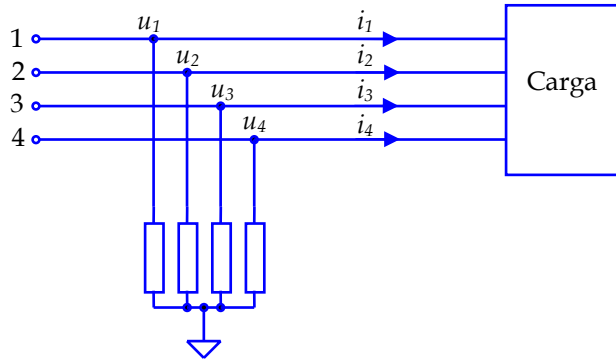


Fig. 5.1. Sistema de cuatro conductores

Las tensiones de los conductores del sistema pueden ser definidas respecto a un punto neutro virtual. Éste se corresponde con el neutro de una estrella formada por cuatro impedancias del mismo valor, como se representa en la Fig. 5.1. De esta manera es posible definir las tensiones, u_1, u_2, u_3 y u_4 de cada uno de los conductores respecto a este punto común. Estas tensiones son las componentes del vector de tensiones, \mathbf{u} , definido mediante

$$\mathbf{u} = [u_1 \quad u_2 \quad u_3 \quad u_4]^T \quad (3)$$

Para las cuatro componentes del vector de tensiones se ha de verificar que

$$[1 \quad 1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = 0 \quad (4)$$

Por tanto, al igual que ocurre con el vector de intensidades de línea, una de las componentes de (3) se puede obtener en función de las otras tres, con lo que sólo es necesario determinar tres de las cuatro componentes.

Por otro lado, se define la norma instantánea del vector de tensiones $\|\mathbf{u}\| = u_\Sigma$ para un sistema de cuatro conductores como

$$u_\Sigma = \sqrt{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 u_j^2} \quad (5)$$

Igualmente, la norma instantánea del vector de intensidades $\|\mathbf{i}\| = i_\Sigma$ se define mediante (6)

$$i_\Sigma = \sqrt{\mathbf{i} \cdot \mathbf{i}} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 i_j^2} \quad (6)$$

Se seguirá en lo que sigue la notación con el subíndice Σ para referirse a estos valores “colectivos” que incluyen el cuarto conductor.

Para un sistema de cuatro conductores la potencia instantánea se obtiene mediante el producto escalar del vector de tensiones por el vector de intensidades, esto es

$$p_\Sigma = \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{i} \quad (7)$$

En régimen permanente y condiciones periódicas, el valor medio de la potencia activa instantánea y el valor eficaz o rms del vector de tensiones o del vector de intensidades se definen para un periodo fundamental T . Así, en condiciones periódicas, para un intervalo de observación T correspondiente a un periodo o un múltiplo del periodo, el valor medio cuadrático o valor eficaz está dado por

$$U_\Sigma = \sqrt{\overline{\|\mathbf{u}\|^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left(\sum_{j=1}^4 u_j^2 \right) dt} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 U_j^2} \quad (8)$$

Aquí se designa por U_j al valor rms de la componente j del vector de tensiones. De la misma forma para el vector de intensidades definido en (1) se define el valor medio cuadrático como

$$I_\Sigma = \sqrt{\overline{\|\mathbf{i}\|^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left(\sum_{j=1}^4 i_j^2 \right) dt} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 I_j^2} \quad (9)$$

Donde I_j es el valor rms de la componente j del vector de intensidades.

La potencia activa se obtiene cuando se determina el valor medio de la potencia instantánea dada en (7). Así, para el periodo fundamental T la potencia activa viene dada por

$$P_\Sigma = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_\Sigma dt \quad (10)$$

Desde el punto de vista de la compensación mediante un APF serie, se plantea como objetivo la optimización de la potencia media transferida desde fuente a carga [107]. Para ello se determina el vector de tensiones, \mathbf{u} , con mínimo valor rms que permite la transferencia de dicha potencia [79]. Para la solución de este problema de optimización se utiliza la técnica de los multiplicadores de Lagrange. Así, se plantea como función objetivo

$$F = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{u} \cdot \mathbf{u} dt \quad (11)$$

Sujeta a la restricción

$$G = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} dt = P_\Sigma \quad (12)$$

Con las funciones F y G definidas en (11) y (12), se forma la función Lagrangiana

$$L = F + \lambda G \quad (13)$$

A la que se aplica

$$\begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial \mathbf{u}} &= 0 \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda} &= 0 \end{aligned} \quad (14)$$

Como resultado se obtiene un sistema de ecuaciones cuya solución es

$$\mathbf{u} = R \cdot \mathbf{i} \quad (15)$$

Donde R viene dado por el cociente entre la potencia media y el valor medio cuadrático de la intensidad

$$R = \frac{P_\Sigma}{I_\Sigma^2} \quad (16)$$

R representa el valor de una carga trifásica resistiva que consume la misma potencia activa que la carga. La aplicación de (15) permite determinar el vector de tensiones que debe ser aplicado a una carga resistiva simétrica de resistencia R , que consume la misma potencia media que la carga a compensar. De esta forma se consigue que desde el punto de conexión común el sistema presente un factor de potencia unidad.

La Fig. 5.2 muestra un sistema de cuatro conductores compensado con un filtro activo de potencia de conexión serie. Éste se representa mediante cuatro fuentes de tensión controladas con valores u_{C1} , u_{C2} , u_{C3} y u_{C4} . Estas cuatro componentes forman el vector de tensiones de compensación definido mediante

$$\mathbf{u} = [u_{C1} \quad u_{C2} \quad u_{C3} \quad u_{C4}]^T \quad (17)$$

La aplicación de la ley de Kirchhoff de tensiones al circuito de la Fig. 5.2 establece para la tensión de compensación, \mathbf{u}_C , la relación

$$\mathbf{u}_C = \mathbf{u} - \mathbf{u}_L \quad (18)$$

Donde \mathbf{u}_L es el vector de tensiones de carga. Teniendo en cuenta (15) y (16) resulta

$$\mathbf{u}_C = \frac{P_\Sigma}{I_\Sigma^2} \mathbf{i} - \mathbf{u}_L \quad (19)$$

Por otro lado, es posible obtener la potencia media transferida por el compensador. Para ello se multiplica la expresión (19) por el vector de intensidades. Si se integra la expresión resultante en el periodo T, se tiene el balance de potencias del sistema, esto es

$$\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{u}_C \cdot \mathbf{i} dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \frac{P_\Sigma}{I_\Sigma^2} \mathbf{i} \cdot \mathbf{i} dt - \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{u}_L \cdot \mathbf{i} dt \quad (20)$$

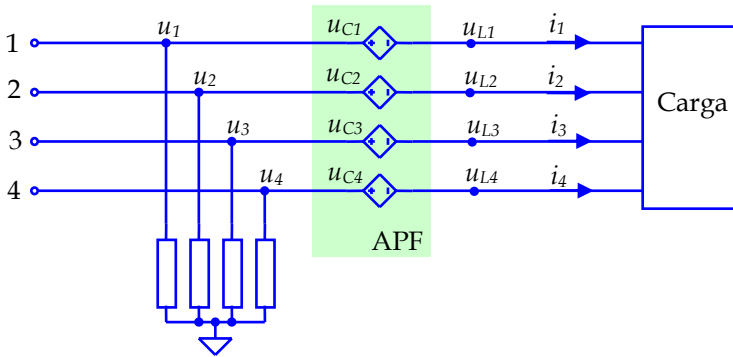


Fig. 5.2. Sistema de cuatro conductores con el equipo de compensación serie

El primer término es la potencia media del compensador, con lo que (20) se puede reescribir como

$$P_{C\Sigma} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \frac{P_\Sigma}{I_\Sigma^2} \mathbf{i} \cdot \mathbf{i} dt - \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{u}_L \cdot \mathbf{i} dt \quad (21)$$

El primer sumando de (21) constituye la potencia activa consumida por la resistencia equivalente R y el segundo la potencia media de la carga, $P_{L\Sigma}$, lo que se puede expresar mediante

$$P_{C\Sigma} = \frac{P_\Sigma}{I_\Sigma^2} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \mathbf{i} \cdot \mathbf{i} dt - P_{L\Sigma} \quad (22)$$

Teniendo en cuenta la expresión (9), la ecuación (22) se puede poner como

$$P_{C\Sigma} = R I_\Sigma^2 - P_{L\Sigma} \quad (23)$$

La ecuación (23) permite establecer el balance energético del sistema compensado. La potencia media transferida por el compensador debe ser nula, luego

$$P_{C\Sigma} = P_\Sigma - P_{L\Sigma} = 0 \quad (24)$$

Con lo que (24) permite identificar el numerador de (16) con la potencia media de la carga,

$$R = \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} \quad (25)$$

Así, para el sistema de la Fig. 5.2 se tiene que el vector de tensiones de compensación definido en (19) puede ser expresado en función de la potencia media de la carga, esto es

$$\mathbf{u}_c = \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} \mathbf{i} - \mathbf{u}_L \quad (26)$$

La aplicación de (26) requiere de un inversor de cuatro ramas para sistemas de cuatro conductores. La utilización de este tipo de configuración supone un mayor coste del convertidor y una complicación añadida en el control. En lo que sigue se obtendrá una simplificación del APF serie que permita la utilización de un convertidor de tres ramas.

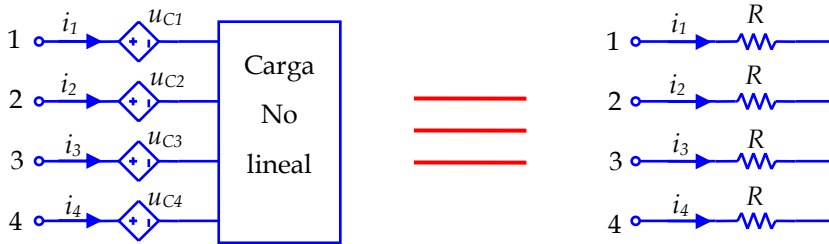


Fig. 5.3. Comportamiento resistivo de APF serie y carga

La estrategia de compensación definida por (26) se basa en que el conjunto filtro activo-carga se comporte como una carga resistiva simétrica (R) tal como se muestra en la Fig. 5.3. El conjunto de cuatro resistencias en estrella representa la carga óptima. Esta carga tiene la misma estructura y el mismo conjunto de tensiones que el conjunto en estrella que define el neutro virtual referido en la Fig. 5.1. Por otro lado, una carga no lineal desequilibrada puede representarse a partir del esquema constituido por tres ramas no lineales conectadas entre fase y neutro de la Fig. 5.4. En esta figura, de (26), se obtiene

$$\begin{aligned} u_{C1} &= \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} i_1 - u_{L1} \\ u_{C2} &= \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} i_2 - u_{L2} \\ u_{C3} &= \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} i_3 - u_{L3} \\ u_{C4} &= \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2} i_4 - u_{L4} \end{aligned} \quad (27)$$

Si se desplaza la fuente u_{C4} sobre las ramas 1, 2 y 3 se obtiene el esquema de la Fig. 5.4b. Luego el conjunto de tensiones de compensación es

$$\begin{aligned} u'_{C1} &= u_{C1} - u_{C4} = \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2}(i_1 - i_4) - u_{L14} \\ u'_{C2} &= u_{C2} - u_{C4} = \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2}(i_2 - i_4) - u_{L24} \\ u'_{C3} &= u_{C3} - u_{C4} = \frac{P_{L\Sigma}}{I_{\Sigma}^2}(i_3 - i_4) - u_{L34} \end{aligned} \quad (28)$$

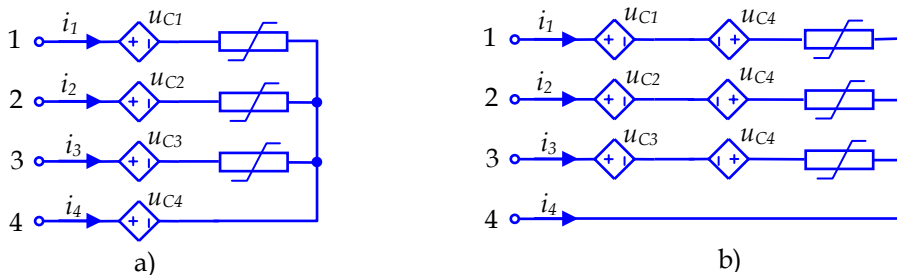


Fig. 5.4. Corrección de la tensión de compensación cuando $i_4 \neq 0$

De esta manera las expresiones (28) permiten determinar las tensiones de compensación para un filtro activo de potencia constituido por tres ramas para cualquier situación de la tensión de suministro.

Caso práctico 5.1

En este caso práctico se compensa una carga no lineal compuesta por tres rectificadores no controlados monofásicos conectados entre fase y neutro. Cada rectificador tiene en su lado dc una bobina de 55 mH en serie con una resistencia de 12,5 Ω . Ésta carga se compensa con un filtro híbrido constituido por un filtro activo conectado en serie con la fuente y un filtro pasivo de conexión paralelo. El filtro pasivo está compuesto por dos ramas LC sintonizadas a los armónicos de orden 5 y 7. La rama correspondiente al armónico de orden 5 está formada por una bobina de 13,5 mH y 2,1 Ω de resistencia en serie con un condensador de 30 μ F. La rama sintonizada al armónico de orden 7 tiene una inductancia de 6,75 mH con 1,1 Ω de resistencia y 30 μ F de capacidad. En la salida del filtro activo se incluye un filtro compuesto por una bobina de 0,15 mH y un condensador de 50 μ F. En el lado dc del inversor se conectan dos fuentes de tensión de 100 V. El filtro activo de potencia se conecta al sistema a través de tres transformadores de relación 1:1. El conjunto se alimenta con una fuente de tensión equilibrada y sinusoidal de 100 V de tensión de fase y 50 Hz de frecuencia. La Fig. 5.5 muestra el esquema del circuito.

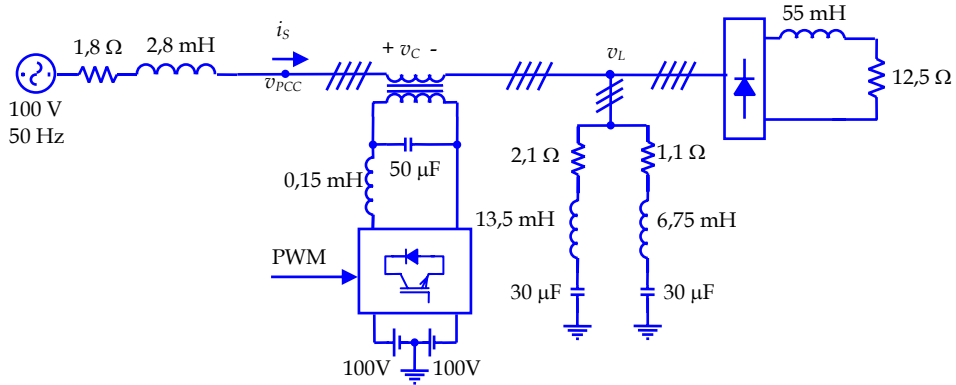


Fig. 5.5. Circuito del caso práctico 5.1

Antes de la conexión del filtro activo y el filtro pasivo, las tensiones en el punto de conexión común y las intensidades de fuente tienen las formas de onda que se muestra en la Fig. 5.6. La carga consume una potencia activa de 1474 W con factor de potencia 0,90. La tensión en el punto de conexión común (Fig. 5.6a) tiene un valor rms de 88,6 V y un THD de 8,9 %. Los armónicos más significativos son impares, siendo el 3º el de mayor valor rms con 4,6 V.

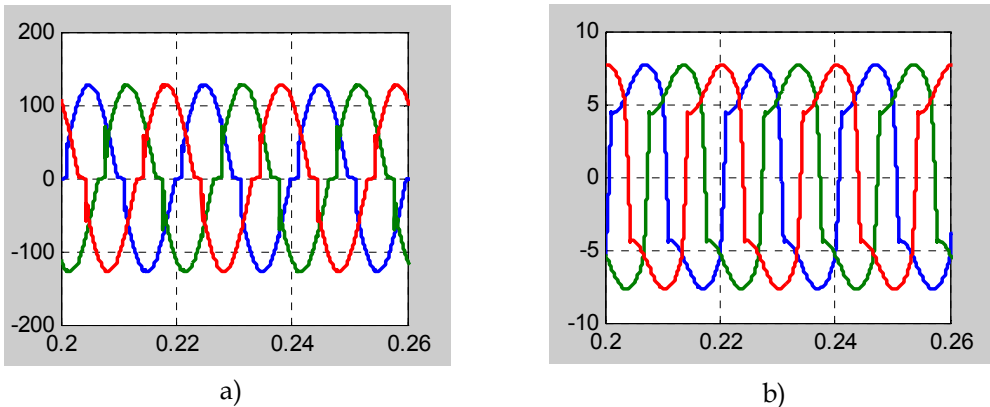


Fig. 5.6. Caso práctico 5.1, formas de onda sin compensar: a) tensión en el punto de conexión común y b) intensidad de fuente

La intensidad de fuente (Fig. 5.6b) presenta un THD del 27,7 % con un valor rms de 6,1 A. El armónico fundamental tiene un valor rms de 5,9 A. El armónico más significativo es el de orden 3 con 1,3 A.

Por otro lado, la intensidad de neutro presenta un valor rms de 4,0 A. Aunque la carga y el sistema de tensiones son equilibrados, este elevado valor de la intensidad de neutro se debe a la presencia de armónicos de secuencia homopolar en la intensidad de fuente.

El armónico más significativo es el de orden 3 con 3,85 A. La Fig. 5.9a muestra la forma de onda de la corriente de neutro antes de la compensación.

Posteriormente se conecta el filtro pasivo y el filtro activo al que se le aplica la estrategia propuesta. Para ello se utiliza el circuito de control que se muestra en la Fig. 5.7. Las señales de entrada son el vector de tensiones de fase medidos en el lado de carga y el vector de intensidades de fuente cuyas componentes son las tres intensidades de línea. El producto del vector de tensiones de carga traspuesto por el vector de intensidades de fuente proporciona la potencia instantánea. El valor medio de esta potencia se determina con un filtro paso bajo (LPF). Se determinan los valores rms de las componentes del vector de intensidades, se elevan al cuadrado y se suman. La cuarta componente del vector de intensidades se obtiene a partir de la suma de los valores instantáneos de las tres componentes del vector de intensidades de fuente. Su valor rms al cuadrado se suma a los valores rms al cuadrado de las componentes del vector de intensidades de fuente, con lo que se obtiene I_y^2 . Este resultado junto con la potencia media permite determinar la resistencia equivalente R_e . Por otro lado, a las componentes del vector de intensidades se le resta la componente i_4 . El resultado de esta diferencia se multiplica por la resistencia equivalente con lo que se determina el primer sumando de la expresión (28) designado por v_{PC} en la Fig. 5.7. Finalmente, la tensión de compensación se obtiene como diferencia entre la tensión v_{PC} y el vector de tensiones de carga.

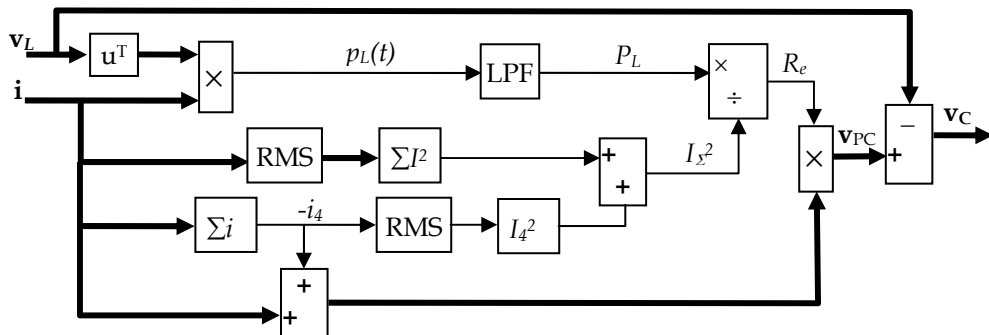


Fig. 5.7. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación

Con el equipo de compensación conectado, el conjunto trabaja con un factor de potencia de 0,99 y consume una potencia activa de 1570 W. Este consumo algo superior respecto al sistema sin compensar (1474 W) se debe principalmente a las resistencias utilizadas para modelar las bobinas de las ramas LC. Las formas de onda de las tensiones en el punto de conexión común es la que se muestra en la Fig. 5.8a. Su valor rms es de 89,3 V y su THD de 0,42 %. La Fig. 5.8b muestra las formas de onda de las intensidades de fuente. Su valor es de 5,88 A y su THD de 0,59 %.

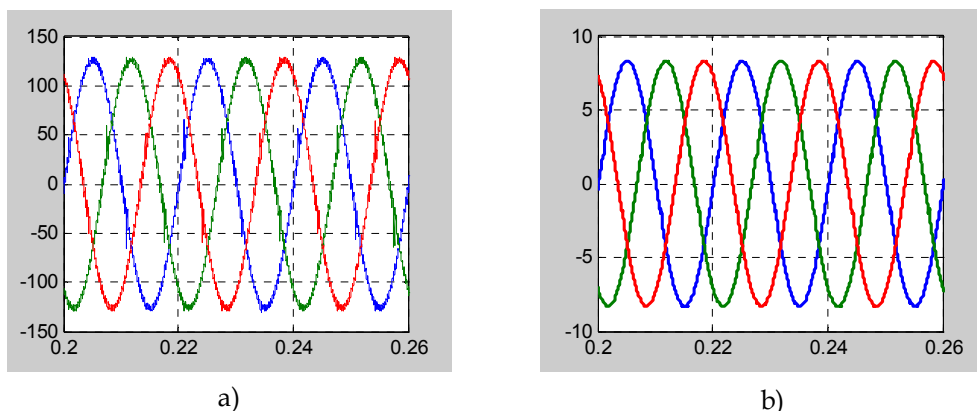


Fig. 5.8. Caso práctico 5.1, formas de onda después de la compensación: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente

La intensidad de neutro tiene un valor rms prácticamente nulo, concretamente 0,06 A. En la Fig. 5.9b se muestra su forma de onda después de la compensación.

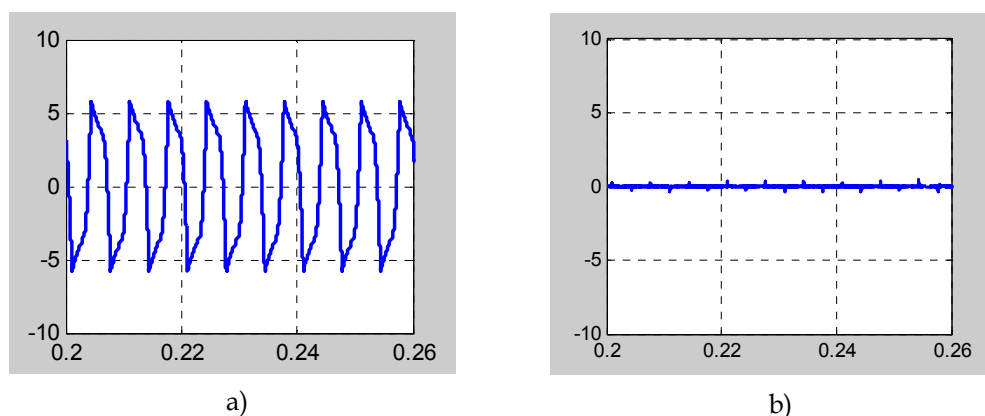


Fig. 5.9. Caso práctico 5.1, formas de onda de la corriente de neutro a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Como conclusión, para un tipo de carga equilibrada que presenta componentes de secuencia homopolar en la corriente, la estrategia propuesta consigue que el conjunto carga equipo de compensación trabaje con factor de potencia unidad. Además se consigue que tanto la tensión como la intensidad en el punto de conexión común sean prácticamente sinusoidales. Por último, después de la compensación la corriente de neutro es prácticamente nula.

Caso práctico 5.2

En este caso práctico se utiliza el mismo circuito descrito en el caso 5.1, en esta ocasión con una carga desequilibrada de cuatro conductores. Ésta se compone de tres rectificadores monofásicos no

controlado conectados entre fase y neutro con una bobina y una resistencia en serie en el lado dc. La bobina es la misma para los tres rectificadores con un valor de 55 mH de inductancia. La resistencia es distinta en cada fase; así, para la fase "a" la resistencia es de 8,3 Ω , para la fase "b" 12,5 Ω y 16,6 Ω para la fase "c".

En el sistema sin compensar la carga consume una potencia total de 1531 W con factores de potencia de 0,89, 0,90 y 0,91 para cada una de las fases.

La Fig. 5.10b muestra las formas de onda de las corrientes no lineales y desequilibradas entrantes a la carga. Los valores rms de la intensidad de fuente para las fases a, b y c son 8,46 A, 6,14 A y 4,88 A respectivamente. Los valores de THD de la intensidad son 28,74 % para la primera fase, 27,12 % para la segunda fase y 24,95 % para la tercera fase. El armónico más significativo es el de tercer orden, con valores rms de 1,94 A, 1,28 A y de 0,91 A para cada fase.

Por otro lado, la tensión en el punto de conexión común es también desequilibrada (Fig. 5.10a), con valores rms de 84,3 V, 88,7 V y 91,1 V para cada fase. Este desequilibrio se debe a las caídas de tensión que se producen en las impedancias de la fuente. El sistema de tensiones presenta tasas de distorsión armónica de 12,5%, 8,90 % y 6,88 % para cada fase.

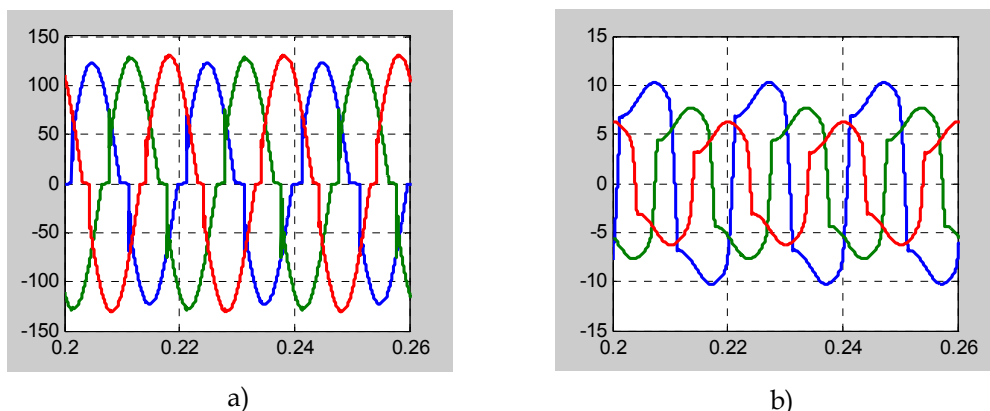


Fig. 5.10. Caso práctico 5.2, formas de onda sin compensar: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente

La Fig. 5.12a muestra la forma de onda de la intensidad de neutro antes de la compensación. Su valor rms es de 5,18 A. El espectro de frecuencias de la intensidad de neutro está constituido por armónicos impares del mismo orden que las intensidades de fuente. Su armónico fundamental es de 2,96 A y el armónico más significativo es el de tercer orden con un valor de 4,91 A.

Cuando se conecta el equipo de compensación se obtienen las formas de onda mostradas en la Fig. 5.11. La Fig. 5.11a muestra las tensiones en el punto de conexión común y la Fig. 5.11b las intensidades de fuente. Las tres tensiones presentan el mismo valor de tensión de 89,2 V. Además estas tensiones son prácticamente sinusoidales con valores de THDs del 0,25 %, 0,41 % y 0,62 %, respectivamente.

Las intensidades de fuente adquieren los valores de 5,91 A, 5,89 A y 5,88 A para cada una de las fases y sus THDs son 0,46 %, 0,57 % y 0,87 % respectivamente. Por tanto, se consigue que el sistema de corrientes de fuente después de la compensación sea prácticamente sinusoidal y equilibrado.

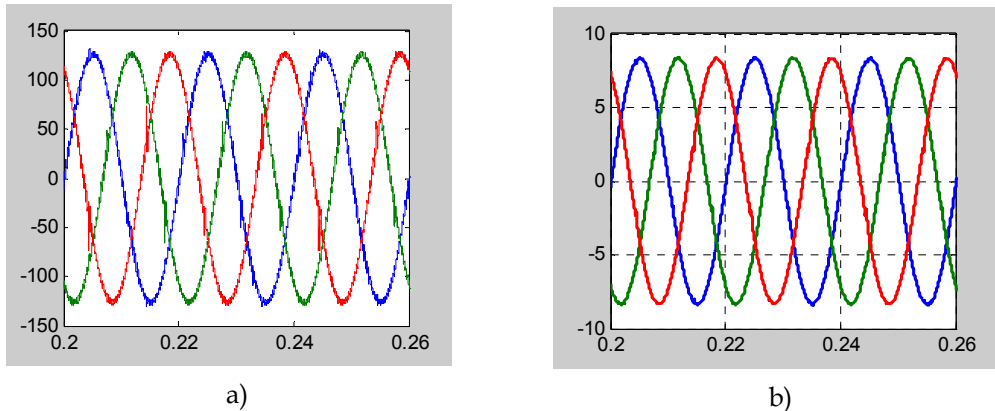


Fig. 5.11. Caso práctico 5.2, formas de onda después de la compensación: a) tensión en el punto de conexión común y b) la intensidad de fuente

Por otra parte la intensidad de neutro es prácticamente nula con un valor de 0,056 A. La componente fundamental es de 0,01 A y el armónico más significativo es el armónico de orden 3 con 0,02 A. En las Fig. 5.12a y Fig. 5.12b se muestran las formas de onda de la intensidad de neutro antes y después de la compensación.

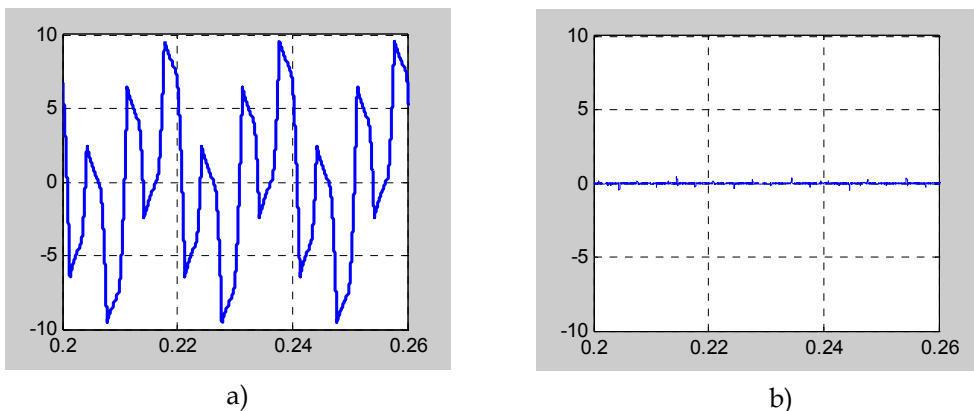


Fig. 5.12. Caso práctico 5.2, formas de onda de la corriente de neutro a) antes de la compensación y b) después de la compensación

Finalmente, la potencia activa consumida por el conjunto sistema de compensación más carga es de 1579 W. Este valor es ligeramente mayor que el consumido por el sistema sin compensar debido a las pérdidas que se producen principalmente en el filtro pasivo. El conjunto trabaja con un factor de potencia de 0,99 para cada una de las fases.

5.3. Análisis de estabilidad

La estrategia propuesta se basa en considerar que el conjunto equipo de compensación más carga adopta un comportamiento resistivo. Para un determinado equipo de compensación (filtro activo y pasivo) y en unas determinadas condiciones de suministro (tensión e impedancia de fuente) es preciso conocer las limitaciones que presenta el equipo de compensación desde el punto de vista de la estabilidad del sistema [104]. Para ello se considerará el circuito equivalente monofásico que se muestra en la Fig. 5.13a. Así, V_S y Z_S representan la tensión e impedancia de red desde el punto de conexión común, Z_F es la impedancia equivalente de las ramas LC que forman el filtro pasivo e I_L representa la corriente absorbida por la carga.

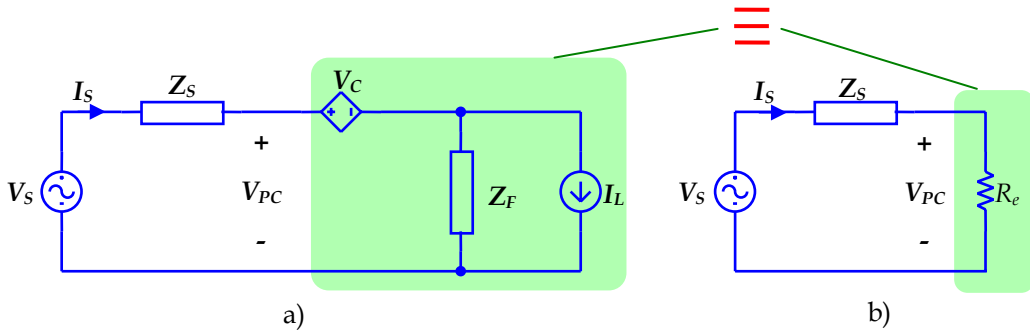


Fig. 5.13. Circuito monofásico equivalente y análisis de la estrategia de control

La estrategia de compensación de factor de potencia unidad se basa en que los dos esquemas marcados en los circuitos de la Fig. 5.13a y Fig. 5.13b sean equivalentes. Por tanto, desde los terminales a los que se conecta el equipo de compensación se debe cumplir para ambas configuraciones que

$$V_C + I_S Z_F - I_L Z_F = I_S R_e \quad (29)$$

De (29) se puede obtener la tensión de compensación del filtro activo, esto es

$$V_C = I_S (R_e - Z_F) + I_L Z_F \quad (30)$$

La ley de Kirchhoff de tensiones en el circuito de la Fig. 5.13a permite obtener,

$$V_S = I_S (Z_S + Z_F) + V_C - I_L Z_F \quad (31)$$

El valor de V_C dado en (30) se sustituye en (31) y se despeja la corriente de fuente I_S , lo resulta la expresión

$$I_S = \frac{V_S - I_S (R_e - Z_F)}{(Z_S + Z_F)} \quad (32)$$

A la vista de la ecuación (32) derivada de la Fig. 5.13, es posible analizar la estrategia de control mediante el análisis de un sistema de control en lazo cerrado. En efecto, el

sistema se corresponde con el diagrama de bloques de la Fig. 5.14. La función de transferencia $G(s)$ contiene las impedancias Z_F y Z_S y el bloque de realimentación, $H(s)$, la impedancia Z_F y la resistencia equivalente, R_e , definida en (23). Además, se incluye un bloque de retardo que permite modelar el retardo, τ , introducido en el cálculo de la señal de referencia debido principalmente a los filtros paso-bajo presentes en el circuito de control.

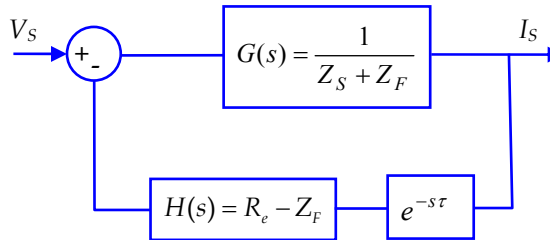


Fig. 5.14. Diagrama de bloques para la estrategia de control

Para el análisis de estabilidad del sistema se aplica el criterio de Nyquist. Éste determina la estabilidad de un sistema en lazo cerrado a partir de la situación de los polos de la función de transferencia en lazo abierto. La especificación del margen de fase (PM) garantizará la estabilidad del sistema y adecuará la respuesta dinámica del sistema. Así, si la respuesta en frecuencia de lazo abierto es relativamente suave en la región del margen de ganancia/fase, un mayor margen de fase produce menor sobreoscilación de la respuesta ante un escalón del sistema en lazo cerrado. Sin embargo, si $PM < 0$, el sistema en lazo cerrado es inestable. En el diagrama de bloques de la Fig. 5.14 se determina la función de transferencia en lazo abierto como

$$G(s)H(s)e^{-s\tau} \quad (33)$$

Con la finalidad de realizar un análisis práctico, en lo que sigue se efectuará el análisis de estabilidad a partir de la función de transferencia dada en (33) de un caso concreto.

Caso práctico 5.3

Se analiza la estabilidad del sistema del circuito descrito en el caso práctico 5.2 cuando se aplica la estrategia de comportamiento resistivo al filtro activo.

En el dominio de la frecuencia compleja, s , la impedancia de fuente, Z_S , del circuito de la Fig. 5.5 es

$$Z_S = 2,8 \cdot 10^{-3} s + 1,8 \quad (34)$$

Las dos ramas LC sintonizadas al 5º y el 7º armónico tienen una impedancia equivalente, Z_F , dada por

$$Z_F = \frac{7,38 \cdot 10^{-9} s^4 + 3,28 \cdot 10^{-6} s^3 + 5,50 \cdot 10^{-2} s^2 + 12,15 s + 9 \cdot 10^4}{1,64 \cdot 10^{-6} s^3 + 3,64 \cdot 10^{-4} s^2 + 5,40 s} \quad (35)$$

Con Z_S y Z_F se obtiene la función de transferencia $G(s)$

$$G(s) = \frac{1}{Z_S + Z_F} \quad (36)$$

Por otro lado la función de transferencia $H(s)$ viene dada por

$$H(s) = R_e - Z_F \quad (37)$$

El retardo τ incluido en la función de transferencia en lazo abierto de (33) dependerá del tiempo de procesado en el cálculo de la referencia y está relacionado con el periodo de muestreo que se adopte en el control. En este caso práctico su valor se fija en $\tau=50 \mu s$.

La representación gráfica del margen de fase para diferentes valores de R_e permite determinar el margen de valores de la resistencia equivalente para garantizar la estabilidad del sistema. La Fig. 5.15 muestra la representación gráfica del margen de fase para un rango de valores de R_e .

Una resistencia equivalente comprendida entre $5,48 \Omega$ y $107,5 \Omega$ hace que el margen de fase sea mayor que cero lo que garantiza la estabilidad del sistema en lazo cerrado. No obstante hay que tener en cuenta la recomendación práctica de un valor de PM mayor de 30° [99].

Con retardos superiores a $50 \mu s$, el rango de valores de la resistencia equivalente se verá reducido. Como se ha mencionado previamente, esto está relacionado con la frecuencia de muestreo del circuito de control y la velocidad de procesamiento del microcontrolador. Así, cuando se considera un $\tau=100 \mu s$, la resistencia equivalente de la carga deberá estar comprendida entre $5,49 \Omega$ y $55,41 \Omega$.

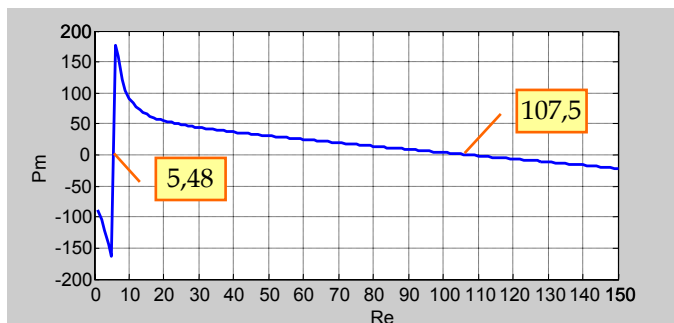


Fig. 5.15. Representación gráfica del margen de fase frente a la resistencia equivalente del ejemplo 5.4

5.4. Control de la tensión en los condensadores del lado dc

El inversor genera una determinada forma de onda a partir de un valor constante de tensión en su lado dc. Esta tensión dc se obtiene a partir de la carga de un condensador o dos condensadores con toma intermedia si se desea disponer de un cuarto conductor. Para un funcionamiento apropiado del APF su tensión en el lado dc debe permanecer constante. Esta tensión no debería variar en el caso de un inversor con dispositivos conmutadores ideales y una estrategia de control donde la potencia media transferida por el compensador sea nula [35]. Sin embargo, en la práctica se producen fluctuaciones debido a las pérdidas de conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia, la conductancia de dichos dispositivos, las pérdidas en los propios condensadores y los retardos introducidos por el circuito de control.

Para compensar las variaciones de tensión es posible hacer funcionar el APF como un rectificador controlado, transfiriendo la potencia activa necesaria desde el lado ac al lado dc del inversor. Esto se logra cuando el filtro activo genera una tensión sinusoidal en fase con la corriente de línea cuyo producto se corresponde con la potencia activa requerida. Para ello el circuito de control debe incluir alguna estrategia que cumpla con este objetivo. Por tanto, el sistema de control del filtro activo de potencia contará con dos lazos de regulación con funciones claramente diferenciadas. Por un lado el lazo de control principal destinado a realizar la estrategia de compensación de la carga. Y por otro lado, el lazo de control secundario cuyo objetivo es mantener la tensión absoluta de los condensadores del lado dc en torno a un valor establecido como referencia. Este segundo lazo modifica la referencia de la tensión de compensación original mediante la variación del valor medio de la potencia activa instantánea desarrollada por el filtro activo, de esta manera se consigue regular la tensión en el lado de continua.

La variable de entrada en el lazo de control secundario será el error en las tensiones de los condensadores respecto de una referencia. Por otro lado, la variable de salida será un conjunto de referencias de tensión que se determinan a partir del valor de la potencia activa que tiene que ser absorbida o entregada por el filtro activo con el objetivo de compensar el error en la tensión de entrada.

Generalmente la acción coordinada de ambos lazos de control, el principal y el secundario, hace difícil la obtención de una expresión analítica que refleje la evolución instantánea de la tensión en el lado de continua para una variación en la potencia activa absorbida por la carga. Así, ante una variación de la carga, el lazo principal de control determinará las nuevas componentes de tensión que deben ser compensadas. Esto conlleva un cierto retraso en el cálculo de la tensión de compensación determinado por la propia dinámica del lazo principal de control. El retraso en la detección de las referencias de la tensión de compensación implica que transitoriamente el filtro activo efectúa una compensación según un valor incorrecto de la potencia activa lo que provoca una variación de la tensión en el lado de continua. Frente a esta situación, el lazo secundario actúa para eliminar esa variación de tensión. El lazo secundario presenta un comportamiento no lineal por lo que resulta complicado obtener una expresión analítica de la evolución que seguirá la tensión en el lado dc. Por ello, el dimensionado de los condensadores se realiza a partir de consideraciones de régimen permanente [126]. En lo que sigue ese será el enfoque considerado.

La Fig. 5.16 muestra el circuito de potencia con dispositivos de conmutación ideales con un APF serie. En la misma se han incluido dos condensadores con un punto medio

en el lado dc al que se conecta un cuarto conductor y en el lado ac un filtro para la eliminar el rizado debido a las conmutaciones de los interruptores.

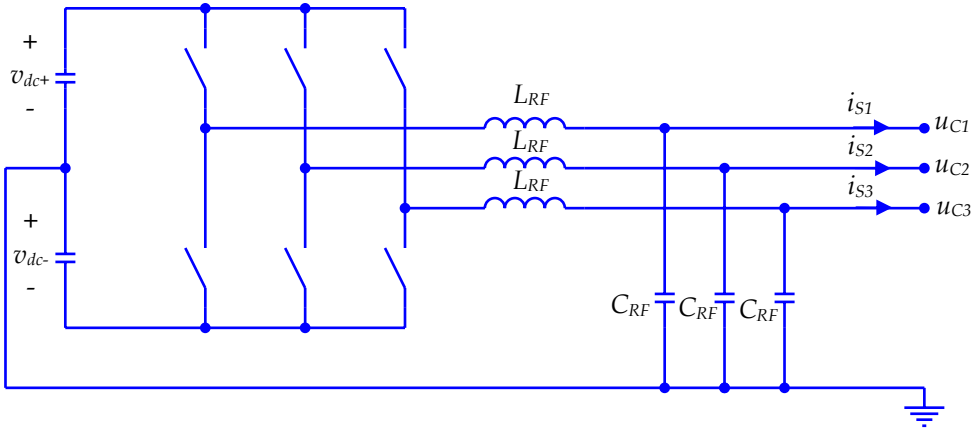


Fig. 5.16. Esquema del filtro activo serie

La energía en los condensadores se mantendrá constante cuando las potencias en los lados dc y ac sean iguales,

$$p_{dc} = p_{ac} \quad (38)$$

Por tanto, si se tiene en cuenta la Fig. 5.16, y se considera que la tensión en los dos condensadores es la misma, se obtiene la expresión

$$2C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = \mathbf{u}_C \mathbf{i}_S^T \quad (39)$$

Siendo \mathbf{u}_C el vector de tensiones de compensación e \mathbf{i}_S el vector de intensidades, dados por

$$\mathbf{u}_C = [u_{C1} \quad u_{C2} \quad u_{C3}]^T \quad (40)$$

$$\mathbf{i}_S = [i_{S1} \quad i_{S2} \quad i_{S3}]^T \quad (41)$$

La inductancia de cortocircuito de los transformadores de acoplamiento se ha considerado incluida en la inductancia L_{RF} en la Fig. 5.16.

Por otro lado, teniendo en cuenta que la tensión de compensación viene dada por (26), la ecuación (39) se puede expresar mediante

$$2C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = R \mathbf{i}_S \mathbf{i}_S^T - \mathbf{v}_L \mathbf{i}_S^T \quad (42)$$

La expresión (42) ayudará al diseño del control de la tensión de los condensadores. Una variación en la tensión de los condensadores supone que el filtro inyecta/absorbe

energía del sistema, así el control deberá restablecer la energía transferida desde los condensadores.

Para la reposición de la tensión en el lado dc el filtro deberá funcionar en modo rectificador. En esta situación se suelen utilizar dos métodos de control: control por corriente y el control por tensión [99]. El más utilizado por su simplicidad es el primero de ellos. El mismo se basa en forzar a que la corriente de fase siga un patrón de referencia sinusoidal. La amplitud de la corriente de referencia se obtiene a partir de la relación (43)

$$I_{MAX} = G_C e = G_C (V_{ref} - V_{dc}) \quad (43)$$

Donde G_C representa la función de transferencia del controlador. Finalmente la forma de onda de referencia se obtiene multiplicando I_{MAX} por una función seno con la misma frecuencia que la fundamental y el mismo ángulo de fase que la función deseada. La función seno se obtiene a partir de la componente fundamental de secuencia directa de la corriente de fuente (i_1^+ en la Fig. 5.17).

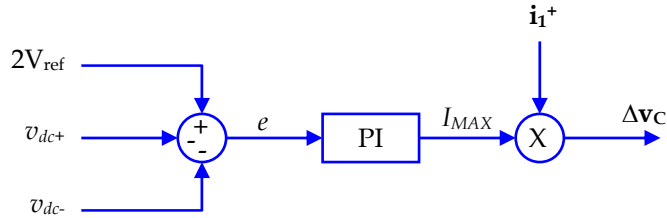


Fig. 5.17. Control de la tensión en el lado dc

La Fig. 5.18 representa el diagrama de bloque del sistema en el que se ha incluido un controlador PI. Para ello, en primer lugar se ha efectuado una linealización del sistema (42). Para el proceso de linealización alrededor de un punto de operación determinado se ha tenido en cuenta que en general para una función no lineal de la forma (44)

$$y = f(x) \quad (44)$$

El desarrollo en serie de Taylor en torno a un punto de trabajo permite establecer (45),

$$\Delta y = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=X_0} \Delta x \quad (45)$$

Donde X_0 representa el punto de operación.

La aplicación de (45) a la expresión (42), para un valor rms medio de la corriente de entrada, I_s , y una tensión en los condensadores de V_{ref} , permite la linealización en torno a estos dos valores de (42). Posteriormente, se la aplicación de la transformada de Laplace resulta en

$$2C V_{ref} s \Delta v_{dc} = 3(2R I_s \Delta i_s - V_L \Delta i_s) \quad (46)$$

Donde V_L es el valor rms medio de la tensión de carga. La función de transferencia $G(s)=\Delta v_{dc}/\Delta i_s$ (Fig. 5.18) vale

$$G(s) = \frac{\Delta v_{dc}}{\Delta i_s} = \frac{3(RI_s - V_L)}{2CV_{ref}s} \quad (47)$$

La función de transferencia para un controlador PI se determina partir de los parámetros k_p y T_i , (48)

$$G_C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (48)$$

Las funciones transferencia (47) y (48) determinan la función de transferencia de lazo cerrado del sistema de la Fig. 5.18, esto es

$$\frac{\Delta v_{dc}}{\Delta v_{ref}} = \frac{3(2RI_s - V_L)k_p T_i s + 3(2RI_s - V_L)k_p}{2CV_{ref}T_i s^2 + 3(2RI_s - V_L)k_p T_i s + 3(2RI_s - V_L)k_p} \quad (49)$$

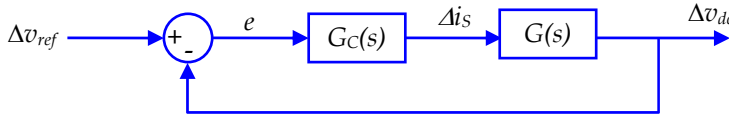


Fig. 5.18. Función de transferencia en lazo cerrado del control de la tensión en el lado dc

El análisis de esta función de transferencia permite obtener los valores de k_p y T_i del controlador que cumpla las especificaciones de diseño.

Caso práctico 5.4

En este caso práctico se diseña el lazo secundario de control para la tensión en los condensadores del lado dc del caso práctico 5.2. La tensión de referencia se fija en 100 V.

El valor rms medio de la tensión de carga, V_L , obtenido mediante simulación es de 89 V. La intensidad de fuente I_s tiene un valor de 5,9 A, y la resistencia equivalente, R_e , de 15 Ω . Sustituyendo estos valores en (49), se llega a la función de transferencia

$$\frac{\Delta v_{dc}}{\Delta v_{ref}} = \frac{264 k_p T_i s + 264 k_p}{0,44 T_i s^2 + 264 k_p T_i s + 264 k_p}$$

Para el ajuste de los parámetros del controlador PI se establece como condición que el tiempo de subida sea menor de 10 ms y que la sobreoscilación no sea superior al 20%. Dos valores de k_p y T_i que cumple estas especificaciones son: $k_p=0,5$ y $T_i=5$. En esta situación, el sistema presenta un cero en $z=-0,2$ y dos polos reales en $p_1=-0,4$ y $p_2=-300$, por tanto, el sistema es estable.

Con estos valores se simula el sistema con los lazos de control principal y secundario. Para ello se utiliza el esquema que se muestra en la Fig. 5.19. El lazo de control principal es el mismo que se muestra en la Fig. 5.7 al que se le ha añadido el lazo de control secundario. En este último, la señal de error dada por la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión medida en los terminales de los condensadores constituye la entrada del controlador PI. La salida del controlador (I_{MAX} en el diagrama de bloques de la Fig. 5.17) es multiplicada por el vector de corrientes formado por el armónico fundamental de la componente de secuencia directa de la intensidad de fuente.

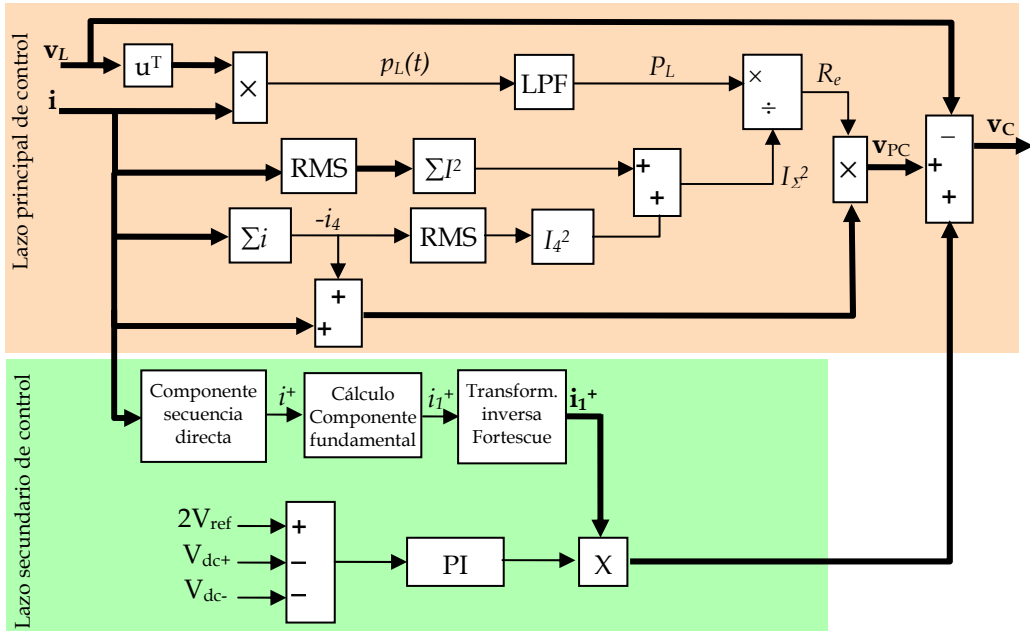


Fig. 5.19. Diagrama de bloques para determinar la tensión de compensación

La Fig. 5.20 muestra la evolución de la tensión en los dos condensadores. Éstos se encuentran inicialmente descargados aumentando su tensión hasta un valor cercano a la tensión de referencia (100 V). Se observa cómo la tensión en los terminales de los condensadores se mantiene en torno a su valor de referencia.

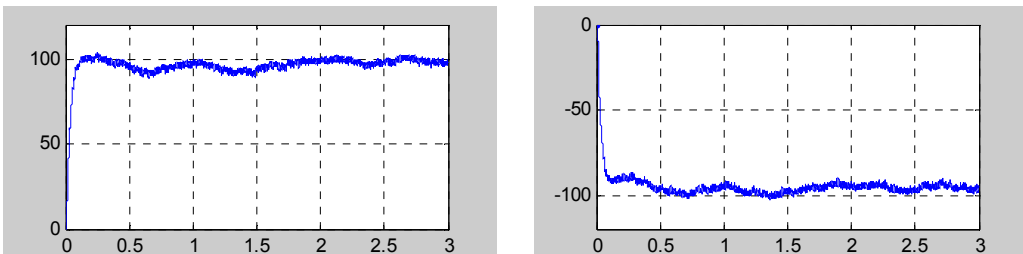


Fig. 5.20. Evolución de la tensión en los condensadores, caso práctico 5.4. $k_p=0,5$; $T_i=5$

5.5. Resultados experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales de los distintos ensayos a los que se ha sometido el equipo de compensación. Concretamente se presentan los resultados obtenidos en la compensación de las siguientes cargas:

- Carga no lineal de cuatro conductores tipo HCS, trifásica y equilibrada.
- Carga no lineal de cuatro conductores tipo HCS trifásica desequilibrada.
- Carga no lineal de tres conductores tipo HVS trifásica equilibrada.
- Por otra parte, el equipo de compensación se ha sometido a distintas pruebas de compatibilidad electromagnética, según la norma UNE EN 61000.

Para el filtro activo se ha utilizado la misma configuración que ha sido descrita en capítulos anteriores, según el mismo módulo inversor de Semikron, filtro de rizado y transformadores de acoplamiento. En el lado dc se han conectado dos condensadores de 2200 μF con un control donde su tensión de referencia se ha fijado en 100 V. El diagrama de bloques de la estrategia de control es el mostrado en la Fig. 5.19 y el controlador PI ha sido diseñado con $k_p=0,5$; $T_i=5$.

En todos los casos prácticos se considera el mismo filtro pasivo en paralelo. Éste consiste en dos ramas LC sintonizadas al 5º y al 7º armónico. La rama sintonizada al armónico de orden 5 consta de una bobina de 13,5 mH y un condensador de 30 μF . La rama sintonizada al 7º armónico consiste en una bobina de 6,75 mH y un condensador de 30 μF .

El conjunto se conecta a una fuente de tensión sinusoidal de 100 V de valor rms con una resistencia de fuente de 1,8 Ω y una inductancia de 2,8 mH.

5.5.1. Ensayo nº1: carga trifásica, equilibrada, no lineal, tipo HCS, de cuatro conductores

Esta carga consiste en tres rectificadores monofásicos no controlados conectados entre fase y neutro, Fig. 5.21. Para ello se utilizan tres módulos GBPC2510 de Internacional Rectifier. En el lado dc se conecta una resistencia de 12,5 Ω en serie con una bobina de 55 mH.

Antes de la compensación las formas de onda de la intensidad de fuente y la tensión en el punto de conexión común es la que se muestra en la Fig. 5.22. La intensidad tiene un valor rms de 5,9 A con un THD del 26,8 %. El sistema presenta un ligero desequilibrio en cuanto a intensidades como aparece en la Fig. 5.22a. Esto se debe a la tolerancia en los valores de los elementos pasivos conectados en el lado dc de los rectificadores. En cuanto a la tensión su valor rms es de 97,4 V y el THD de 8,7 %.

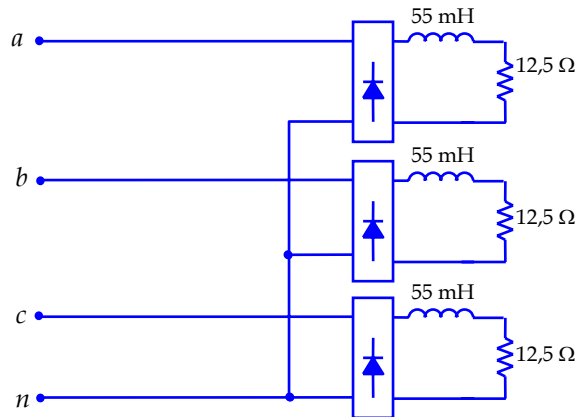


Fig. 5.21. Carga utilizada en el ensayo 1

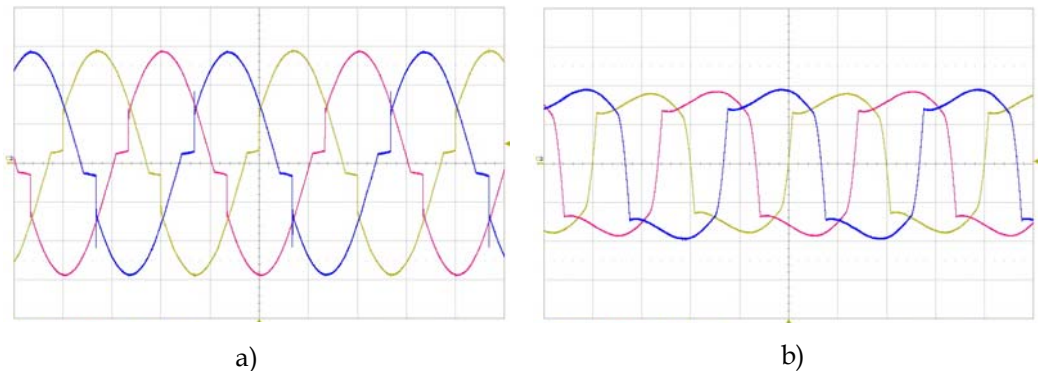


Fig. 5.22. Carga equilibrada sin compensar: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

Cuando se conecta sólo el filtro pasivo se obtienen las formas de onda de tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente que se muestran en la Fig. 5.23. La intensidad de fuente tiene un valor rms de 5,9 A. El THD empeora respecto al obtenido en la carga sin compensar, pasando del 26,8 % al 31,5 %. Aunque prácticamente se han eliminado los armónicos de orden 5 y 7, este aumento de THD resulta del aumento del armónico de orden 3 que pasa de valer 1,2 A a 1,7 A. La tensión en el punto de conexión común tiene un valor rms de 99.3 V y un THD de 7,4 %.

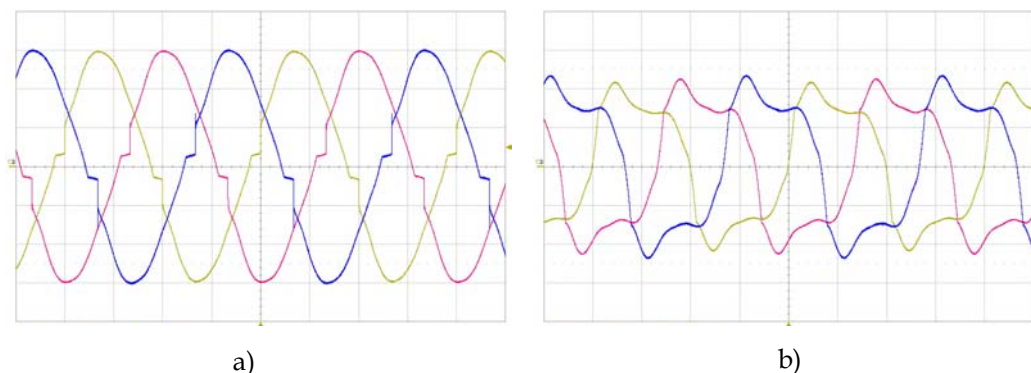


Fig. 5.23. Carga equilibrada con filtro pasivo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

Cuando se conecta el filtro activo se obtienen las formas de onda mostradas en la Fig. 5.24. Tanto la tensión en el punto de conexión común como la intensidad de fuente tienen formas de ondas prácticamente sinusoidales. La primera tiene un valor rms de 98,6 V y un THD del 1,3 %. La segunda tiene un valor rms de 5,5 A y un THD de 2,7 %.

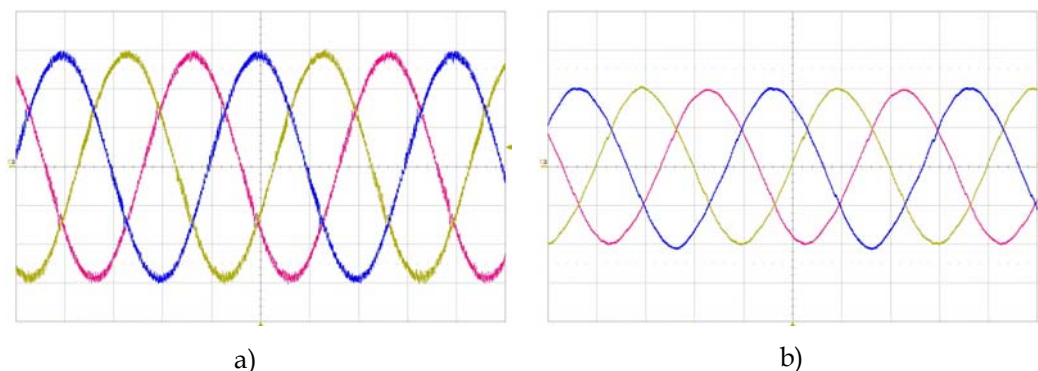


Fig. 5.24. Carga equilibrada con SAPPF: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

La Tabla 5.1 muestra los valores más significativos de armónicos y potencias medidas en la fase *a*. Estos valores han sido medidos con un analizador trifásico Fluke 434. La columna de la potencia *P* muestra cómo la potencia consumida por el conjunto es algo superior cuando queda conectado el equipo de compensación. Esto se debe al consumo de potencia activa principalmente del filtro pasivo. Por otro lado, también se ha medido la potencia aparente del filtro activo, así el valor medido es de 0,10 kVA, lo que supone aproximadamente un 17 % de la potencia aparente de la carga.

Tabla 5.1. Resultados medidos en el ensayo nº 1: (1) sin filtros, (2) con filtro pasivo, (3) con SAPPF

			THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF	S(kVA)APF
(1)	Fase a	V	8,7	97,4	97,0	4,2	3,8	3,4	3	0,53	0,16 (ind)	0,56	0,91	-
		I	26,8	5,9	5,7	1,2	0,7	0,5	0,3					
(2)	Fase a	V	7,4	99,3	99,0	5,7	2,0	0,8	1,6	0,56	0,03 (ind)	0,56	0,94	-
		I	31,5	5,9	5,6	1,7	0,4	0,1	0,2					
(3)	Fase a	V	1,3	98,6	98,6	0,5	0,1	0,1	0,1	0,56	0,01	0,56	0,99	0,10
		I	2,7	5,5	5,5	0,1	0,0	0,0	0,0					

Respecto del desempeño de cada uno de los subsistemas del equipo de compensación, esto es, el filtro pasivo y el APF, cabe destacar lo siguiente. El filtro pasivo compensa la mayor parte de la potencia reactiva, así ésta se reduce de 0,16 kvar a 0,03 kvar cuando fue conectado sólo el filtro pasivo. Sin embargo, esta reducción sólo supuso un aumento en el factor de potencia del 0,91 al 0,94. Esto fue consecuencia del empeoramiento en el THD de la corriente de fuente.

Por otra parte, el filtro activo consigue reducir la tasa de distorsión armónica debido a la mejora de la característica de filtrado del filtro pasivo. Si se observa el armónico de orden 5 de la corriente de fuente, cuando el sistema no está compensado, su valor rms es de 0,7 A y con el filtro pasivo se reduce a 0,4 A. Sin embargo, con el filtro activo se consigue mejorar de manera significativa la característica de filtrado del filtro pasivo, ya que se elimina totalmente éste armónico de la intensidad de fuente.

A modo de conclusión, la Fig. 5.25 muestra las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente, antes de la compensación, con sólo el filtro pasivo y con el filtro activo y el pasivo conectados. Se observa que sólo en el caso en el que se conecta el compensador híbrido la tensión en el PCC y la intensidad de fuente son sinusoidales y permanecen en fase.

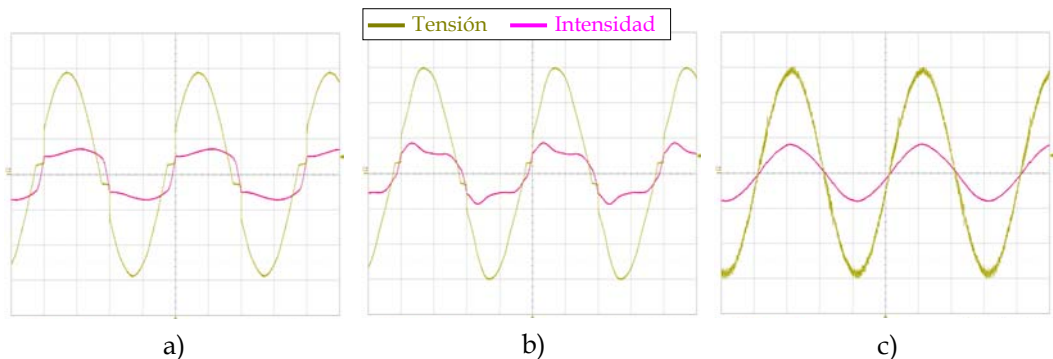


Fig. 5.25. Tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase a de la carga equilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con SAPPF. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

5.5.2. Ensayo n° 2: carga trifásica, desequilibrada, no lineal, tipo HCS, de cuatro conductores

En este ensayo, la carga desequilibrada consiste en tres rectificadores monofásicos conectados entre fase y neutro. En el lado dc se conectan una bobina y una resistencia en serie. La bobina es del mismo valor en todos los rectificadores, 55 mH. La resistencia para el rectificador conectado en la fase *a* es de 8,3 Ω , para la fase *b* 12,5 Ω y de 16,6 Ω para la fase *c*. Se utiliza la misma configuración del ensayo anterior para el equipo de compensación.

La Fig. 5.26a muestra las formas de onda de las tensiones de fase en el punto de conexión común y la Fig. 5.26b las tres formas de onda de las intensidades de fuente. Para el sistema sin compensar, la carga absorbe una corriente de 8,7 A, 6,1 A y 5,0 A para cada una de las fases. El THD de intensidad para cada fase es de 28,5 %, 27,6 % y 25,9 % respectivamente.

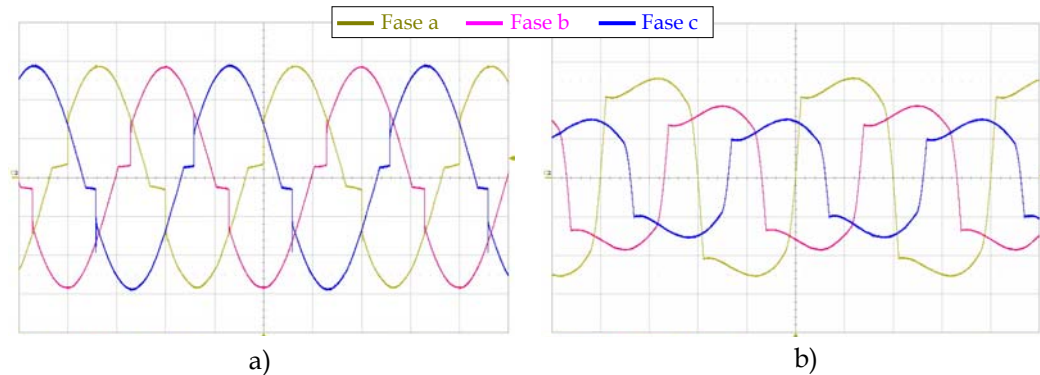


Fig. 5.26. Carga desequilibrada sin compensar: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

Los valores rms de la tensión de fase son de 96,0 V, 97,1 V y 98,2 V, con THDs de 12,4 %, 9,1 % y 7,2 % para las fases *a*, *b* y *c*. El desequilibrio de tensiones se produce debido a la caída de tensión en la impedancia de fuente de cada fase.

Cuando se conecta el filtro pasivo se obtienen las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente que se muestran en la Fig. 5.27. Los valores rms por fase de la tensión son de 97,8 V, 98,9 V y 100,0 V. El THD de tensión mejora hasta 11,3 %, 7,6 % y 5,6 % para cada una de las fases.

Las intensidades de fuente tienen un valor rms similar al medido sin filtro pasivo, esto es 8,6 A, 6,1 A y 5,0 A para cada una de las fases. Sus THDs son de 34,9 %, 32,4 % y 28,9 % respectivamente. Este empeoramiento de los valores del THD respecto al sistema sin compensar se debe a la presencia de un armónico de orden 3 cuyo valor aumenta al conectar el filtro pasivo.

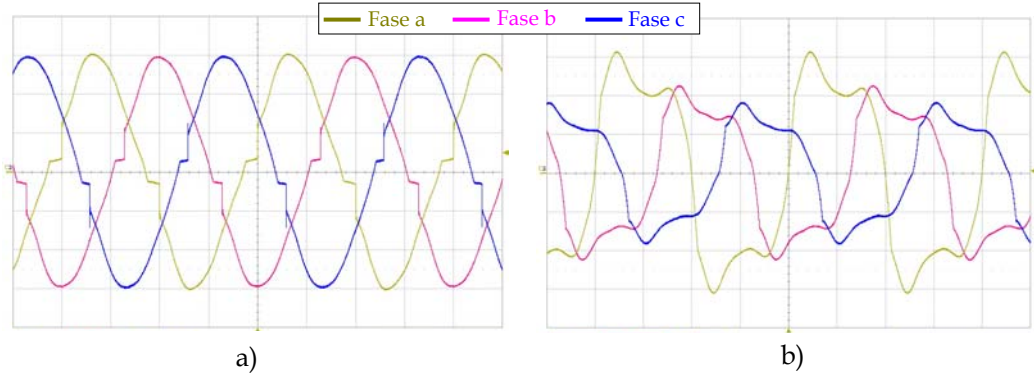


Fig. 5.27. Carga desequilibrada compensada sólo con filtro pasivo: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

La Fig. 5.28 muestra las formas de onda de las tensiones en el punto de conexión común y de las intensidades de fuente con el filtro activo y pasivo conectados. Las tensiones tienen valores rms de 98,5 V, 98,5 V y 98,8 V respectivamente. Las tensiones son prácticamente equilibradas debido a que el equipo de compensación consigue equilibrar las intensidades de fuente hasta unos valores rms de 5,7 A, 5,5, A y 5,7 A para cada fase. Los THDs de las tensiones son 1,0 %, 1,0 % y 1,2 % y los THDs de las intensidades 2,6 %, 2,6 % y 2,9 %.

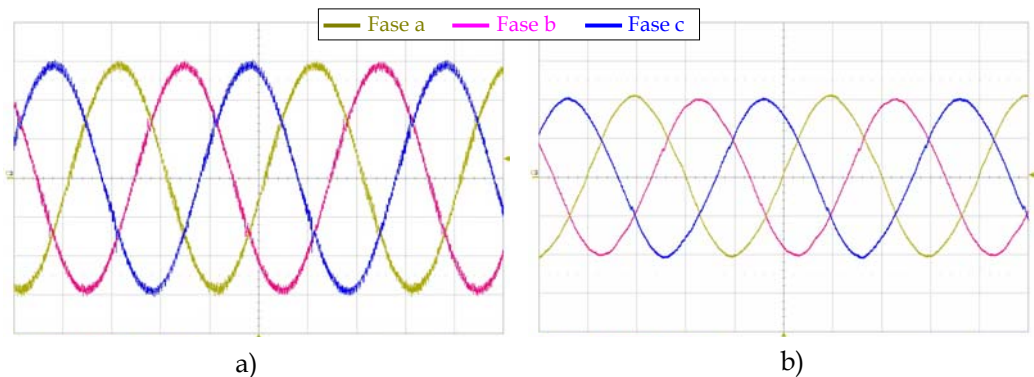


Fig. 5.28. Carga desequilibrada compensada con SAPPF: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

La Fig. 5.29 muestra las formas de onda de las intensidades de neutro antes de la compensación, con el filtro pasivo y con el filtro activo y el filtro pasivo conectados. Con la carga sin compensar el valor rms de la corriente de neutro es de 5,4 A. Sus armónicos más significativos son el fundamental y el de orden 3 con valores rms de 3,3 A y 4,5 A respectivamente. Con el filtro pasivo el valor rms de la intensidad de neutro aumenta hasta 6,7 A. El armónico de orden 3 aumenta hasta 5,8 A debido a la presencia de este armónico en la tensión en el punto de conexión común.

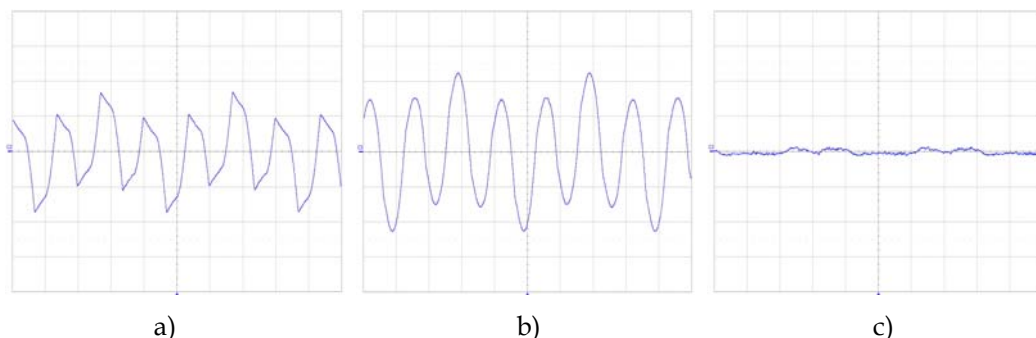


Fig. 5.29. Intensidad de neutro de la carga desequilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con el SAPPF (4 A/div). 5ms/div

Cuando se conecta el filtro activo se equilibran las intensidades de fuente. De esta forma la corriente de neutro a la frecuencia fundamental se reduce hasta 0,2 A. También se consigue reducir de manera significativa, hasta 0,3 A el armónico de orden 3.

Tabla 5.2. Resultados medidos en el ensayo nº2, antes y después de la compensación

			THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF	S(kVA)APF	
Sin compensar	Fase a	V	12,4	96,0	95,8	6,7	5,8	4,8	3,8	0,76	0,23 (ind)	0,79	0,91	-	
		I	28,5	8,7	8,3	2,0	1,1	0,6	0,4						
	Fase b	V	9,1	97,1	96,7	4,4	3,9	3,6	3,1	0,54	0,17 (ind)	0,57	0,91	-	
		I	27,6	6,1	5,9	1,3	0,7	0,5	0,3						
	Fase c	V	7,2	98,2	97,9	3,1	3,0	2,7	2,5	0,45	0,13 (ind)	0,47	0,92	-	
		I	25,9	5,0	4,8	1,0	0,6	0,4	0,3						
Neutro		I		5,4	3,3	4,1	0,5	0,4	0,9	-	-	-	-	-	
Con filtro pasivo	Fase a	V	11,3	97,8	97,1	9,4	3,3	1,2	2,3	0,79	0,05 (ind)	0,79	0,93	-	
		I	34,9	8,6	8,2	2,8	0,6	0,2	0,2						
	Fase b	V	7,6	98,9	98,6	6,1	2,0	0,6	1,6	0,57	0,02 (cap)	0,57	0,94	-	
		I	32,4	6,1	5,8	1,8	0,4	0,1	0,2						
	Fase c	V	5,6	100,0	99,8	4,2	1,3	0,5	1,3	0,47	0,07 (cap)	0,78	0,94	-	
		I	28,9	5,0	4,8	1,3	0,2	0,1	0,1						
	Neutro		I		6,7	3,3	5,8	0,3	0,1	0,5	-	-	-	-	-
	Con filtro activo y pasivo	Fase a	V	1,0	98,5	98,4	0,5	0,2	0,1	0,1	0,56	0,01	0,56	0,99	0,10
I			2,6	5,7	5,7	0,1	0,0	0,0	0,0						
Fase b		V	1,0	98,5	98,4	0,5	0,1	0,2	0,1	0,54	0,01	0,54	0,99	0,08	
		I	2,6	5,5	5,5	0,1	0,0	0,0	0,0						
Fase c		V	1,2	98,8	98,8	0,5	0,1	0,1	0,2	0,56	0,01	0,56	0,99	0,10	
		I	2,9	5,7	5,7	0,1	0,0	0,0	0,0						
Neutro		I		0,4	0,2	0,3	0,0	0,0	0,0	-	-	-	-	-	

La Tabla 5.2 muestra los valores rms de los armónicos más significativos y las potencias en el punto de conexión común antes de la compensación, con filtro pasivo y con el filtro activo y pasivo conectados. La potencia reactiva prácticamente se compensa con el filtro pasivo, sin embargo ello no supone una mejora significativa del factor de potencia que pasa de 0,91 a 0,94. La conexión del equipo de compensación completo,

APF más filtro pasivo sí consigue elevar el factor de potencia hasta 0,99. En la Fig. 5.30 se muestra la forma de onda de la tensión en el punto de conexión y la intensidad de fuente para la fase *a*, sin compensar, con filtro pasivo y con filtro activo y pasivo conectados.

Las potencias aparentes medidas en los terminales del filtro activo serie son de 0,10 kVA, 0,08 kVA y 0,10 kVA para cada fase, lo que representa alrededor de un 18 % de la potencia consumida por el conjunto.

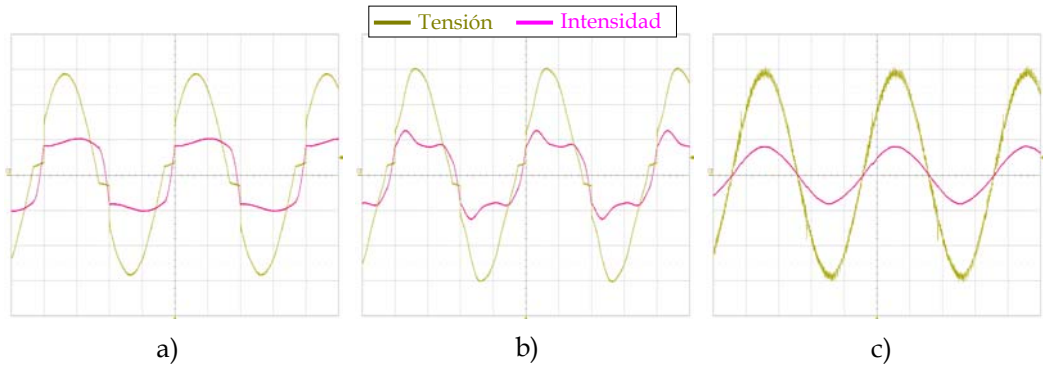


Fig. 5.30. Tensión en el punto de conexión e intensidad de fuente para la fase *a* de la carga desequilibrada: a) sin compensar; b) con filtro pasivo; c) con el SAPPF. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

5.5.3. Ensayo n° 3: carga trifásica, equilibrada, no lineal, tipo HVS, de cuatro conductores

En esta sección se presentan los resultados cuando el equipo de compensación se conecta a una carga del tipo fuente de armónicos de tensión, HVS. La carga está constituida por un rectificador trifásico no controlado formado por el módulo 36MT60 de Internacional Rectifier. En el lado dc del rectificador incluye un condensador de 2200 μF en paralelo con una resistencia de 16,6 Ω .

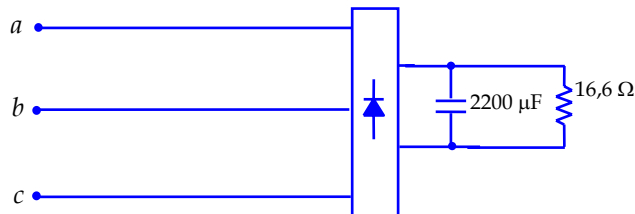


Fig. 5.31. Carga utilizada en el ensayo 3

La Fig. 5.32a muestra las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente para la fase *a* antes de la compensación. El THD de la tensión es del 10,0 % y el THD de la intensidad es del 18,1 %. El valor rms de la tensión es de 96,9 V y el de la intensidad de 8,9 A.

Las potencias activa, reactiva y aparente transferidas por fase son: $P=0,82$ kW, $Q=0,24$ kvar y $S=0,85$ kVA. La carga trabaja con un factor de potencia inductivo de 0,96.

La Fig. 5.32b muestra las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común y de la intensidad de fuente después de conectar el SAPPF. El THD de la tensión es de 1,7% y el THD de la intensidad es de 1,8 %. Estos valores representan una mejora significativa del THD de la tensión en el punto de conexión común y de la intensidad de fuente. El valor rms de la tensión es 96,9 V y el de la intensidad de 8,8 A.

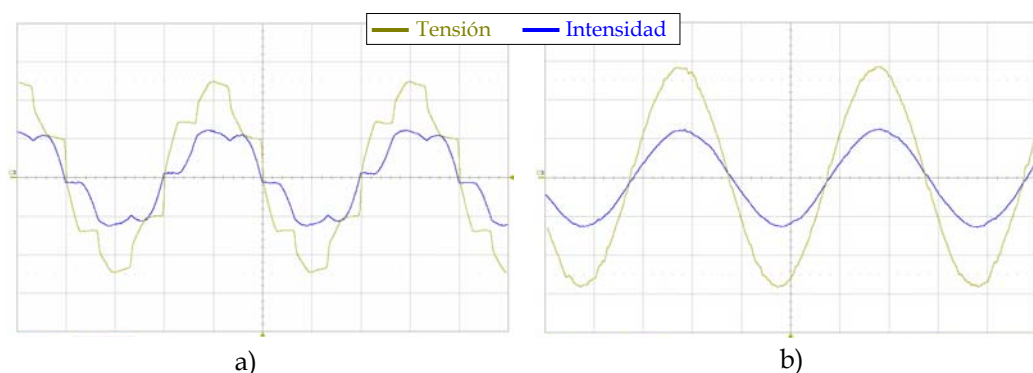


Fig. 5.32. Formas de onda de la tensión en el punto de conexión e intensidad de fuente. Carga tipo HVS. a) sin compensar; b) con el filtro SAPPF conectado. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

La potencia activa, la potencia reactiva y la potencia aparente transferidas por el conjunto carga equipo de compensación son 0,84 kW, 0,07 kvar y 0,85 kVA respectivamente. El aumento de potencia activa se debe al consumo de potencia activa de las bobinas del filtro pasivo. El factor de potencia es prácticamente la unidad.

La Tabla 5.3 muestra los valores rms, THD, armónicos predominantes, potencias y factor de potencia antes y después de la compensación.

Tabla 5.3. Resultados medidos en el ensayo nº 3: (1) sin filtros, (2) con filtro activo y pasivo

(1)	Fase a	V	THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF	S(kVA)APF
			10,0	96,9	95,8	0,2	7,7	4,4	0,1					
(2)	Fase a	I	18,1	8,9	8,7	0,0	1,4	0,6	0,1	0,82	0,24 (ind)	0,85	0,96	-
		V	1,7	96,9	96,8	0,2	0,5	0,5	0,2					
(2)	Fase a	I	1,8	8,8	8,8	0,0	0,1	0,1	0,0	0,84	0,07	0,85	0,99	0,07
		V	1,7	96,9	96,8	0,2	0,5	0,5	0,2					

5.5.4. Pruebas de CEM según la UNE EN 61000

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos cuando se somete al compensador híbrido (SAPPF) a diferentes perturbaciones de la tensión de red. Las características de tensión aplicadas en cada uno de las pruebas se corresponden con las establecidas por la norma UNE EN 61000 en sus secciones sobre inmunidad a armónicos

de tensión, huecos de tensión, desequilibrio entre fases, fluctuaciones de tensión y variaciones de frecuencia para equipos con corrientes inferiores a 16 A por fase [24]. Se ha considerado un entorno electromagnético de clase 3 que es el establecido para una instalación industrial en la que se consideran perturbaciones superiores a las clasificadas en las restantes clases.

Para las pruebas realizadas se ha elegido una carga tipo HCS consistente en un rectificador trifásico no controlado en el que se conecta una bobina de 55 mH en serie con una resistencia de 12,5 Ω en el lado dc. La configuración de circuito que se somete a los diferentes test de ensayos es la que se muestra en la Fig. 5.33

Se presentan los resultados experimentales obtenidos en los siguientes casos:

- Prueba 1: se verifica el funcionamiento del equipo de compensación cuando se produce una fluctuación de tensión. Para ello se somete el sistema a una tensión de un 12% por encima y por debajo de la tensión nominal tal como establece la norma UNE EN 61000-4-14, [27].
- Prueba 2: en esta prueba el sistema de tensiones de fuente se considera sinusoidal y desequilibrado con un factor de desequilibrio de 8, 17 y 25 tal como establece la norma UNE-EN 61000-4-27, [28].
- Prueba 3: se presentan los resultados cuando la tensión de fuente presenta un hueco de tensión con una duración de 5 ciclos de la frecuencia fundamental según la norma UNE-EN 61000-4-11 [25]. La prueba se realiza para huecos con una caída de tensión de un 70% y de un 40 % de la tensión nominal de la red.
- Prueba 4: En esta prueba se verifica el funcionamiento del equipo de compensación ante una tensión de suministro distorsionada. Se incluyen dos ensayos. En el primero se considera que la tensión de fuente presenta además de la frecuencia fundamental un armónico de orden 3 y otro de orden 5. En la segunda se incluye un armónico de orden 5. Para ello se sigue las instrucciones de la norma UNE-EN 61000-4-13, [26].
- Prueba 5. El equipo se conecta a una fuente que presenta variaciones de frecuencia de ± 15 % de la frecuencia de red de acuerdo a la norma UNE EN 61000-4-27, [28].
- Prueba 6. Se verifica el funcionamiento del equipo de compensación cuando se produce una variación lenta de tensión según se establece en la norma UNE EN 61000-4-11, [25].

5.5.4.1. Prueba 1. Ensayo frente a fluctuaciones de tensión

El objetivo de este test es analizar el funcionamiento del equipo de compensación cuando aparece una fluctuación en la tensión de suministro. La norma UNE EN 61000-4-14, [27], establece tres tipos de entornos electromagnéticos, las denominadas clases 1, 2 y 3. En la primera de ellas no se requiere que los equipos sean sometidos a esta prueba ya que se considera un entorno con niveles de compatibilidad inferiores a los de las redes públicas y por tanto, se estime que serán conectadas a redes que presentan algún tipo de protección contra este tipo de perturbaciones. Para las clases 2 y 3 se establecen

variaciones de tensión de $\pm 8\%$ y $\pm 12\%$, respectivamente. La clase 3 es la más restrictiva al aplicarse a los Puntos de Conexión Interna (PCI) de instalaciones industriales.

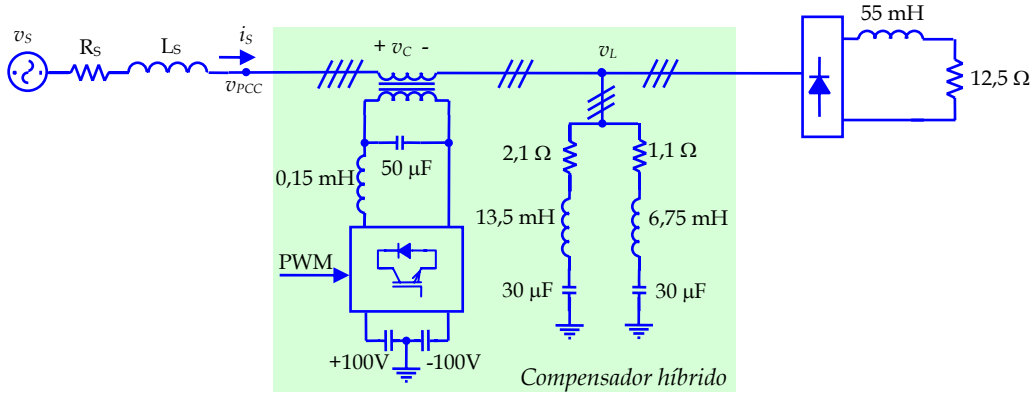


Fig. 5.33. Configuración del sistema sometido a los test CEM según la UNE EN 61000

En este ensayo la fuente de tensión se programa de forma que genere un tren de pulsos como el que se muestra en la Fig. 5.34. El ensayo se compone de 3 secuencias. Una secuencia comienza con un aumento del valor rms de tensión desde el 100 % hasta el 112 %. En este valor la tensión de fuente permanece un tiempo de 2,5 s. Posteriormente, la tensión disminuye de nuevo hasta el 100 % de su valor rms, en el que permanece durante 2,5 s. Sigue una disminución hasta el 88 % con una duración de 2,5 s. Transcurrido este tiempo vuelve al 100 % de su valor. Este ciclo se repite 3 veces para luego permanecer durante 60 s en el valor nominal con lo que finaliza la secuencia.

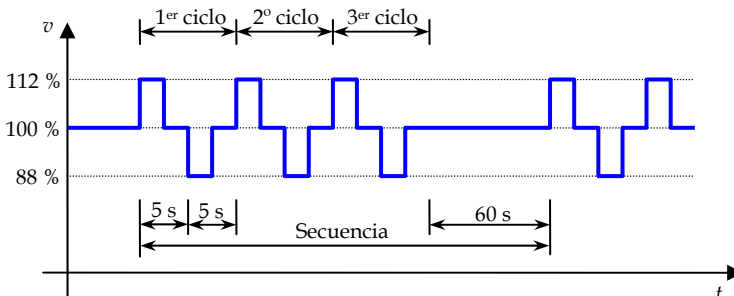


Fig. 5.34. Secuencia de tensiones en el ensayo ante fluctuaciones de tensión

La Fig. 5.35 muestra la forma de onda de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente en los diferentes instantes de variación de la tensión de la fuente. Se observa cómo el equipo de compensación mantiene su funcionalidad ante este tipo de perturbación donde se conserva el comportamiento resistivo del conjunto carga más compensador.

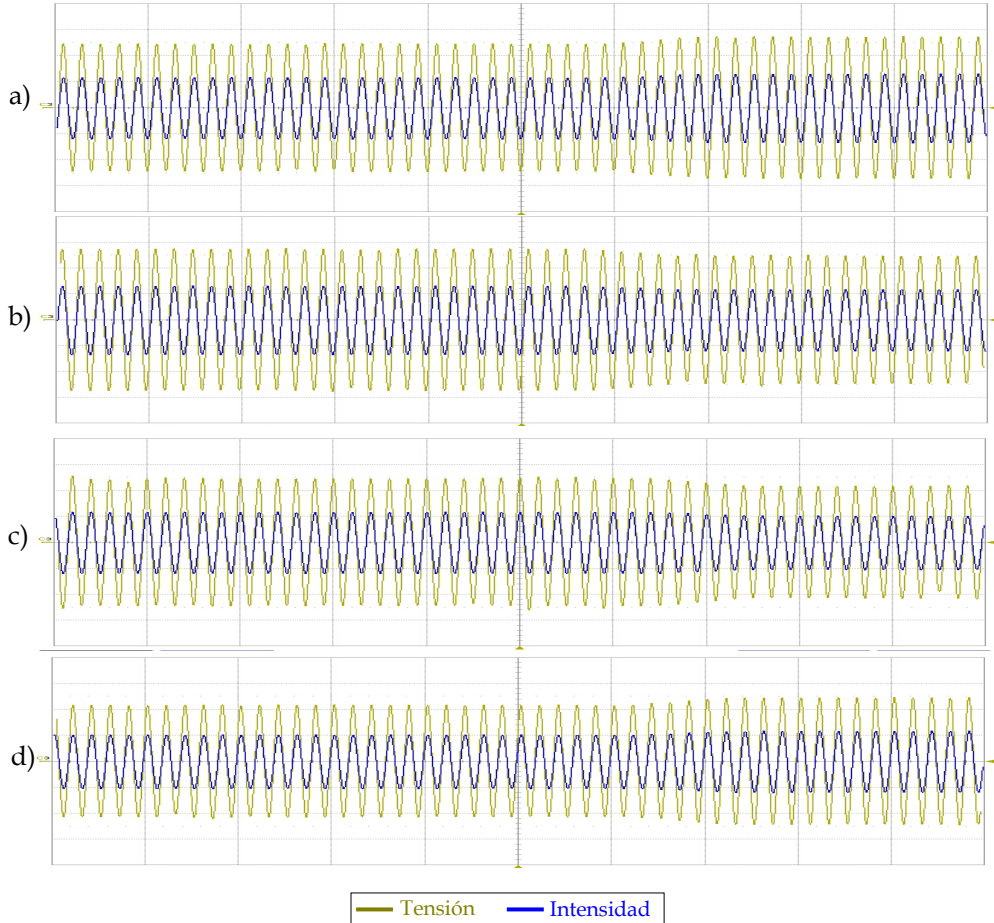


Fig. 5.35. Formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente obtenidas en el ensayo frente a fluctuaciones: a) transición desde el 100% hasta el 112%; b) transición desde el 112% al 100%; c) transición desde el 100 % hasta el 88 %; d) transición desde el 88% hasta el 100%. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div

5.5.4.2. Prueba 2. Ensayo frente a desequilibrios de tensión

La norma UNE-EN 61000-4-27 [28] establece las formas de onda de la tensión de red para el análisis de inmunidad ante desequilibrios de tensión. Para equipos de clase 3 se establecen tres factores de desequilibrios, $k=8$, $k=17$ y $k=25$. El factor de desequilibrio se define en la norma UNE EN 50160 como la relación entre las componentes de secuencia inversa (U_2) y la de secuencia directa (U_1) medidas a la frecuencia de la red, esto es

$$k = \frac{U_2}{U_1} 100 \quad (50)$$

Aquí se presentan los resultados para el peor de los casos, esto es, se realiza el ensayo para un factor de desequilibrio del 25% de la tensión de secuencia directa. Para programar este desequilibrio en la fuente de tensión se ajustan los siguientes valores eficaces de tensión y fase:

$$V_a = 125 \angle 0 \text{ V}; \quad V_b = 90 \angle -134 \text{ V}; \quad V_c = 90 \angle 134 \text{ V} \quad (51)$$

La Fig. 5.36 muestra las formas de onda de las tensiones en los terminales de salida de la fuente. Esta tensión se ha medido con el analizador trifásico Fluke 434 con el que se ha comprobado que presenta una componente inversa del 25 % de la tensión de secuencia directa y que no contiene componente de secuencia homopolar.

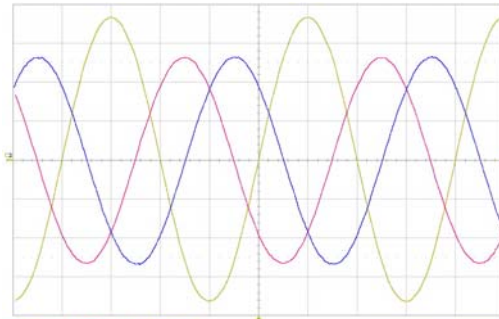


Fig. 5.36. Ensayo frente a un desequilibrio de tensión $k=25$. Tensiones en los terminales de la fuente. 48V/div; 5ms/div

La Fig. 5.37a. muestra la forma de onda de la tensión en el punto de conexión común. Los valores eficaces de la tensión son 92,2 V, 88,0 V y 86,1 V para las fases a , b y c respectivamente. La reducción de tensión se debe a la caída de tensión en la impedancia de fuente. Este sistema de tensiones presenta una componente de secuencia inversa del 17,3 % y una componente homopolar del 11 %.

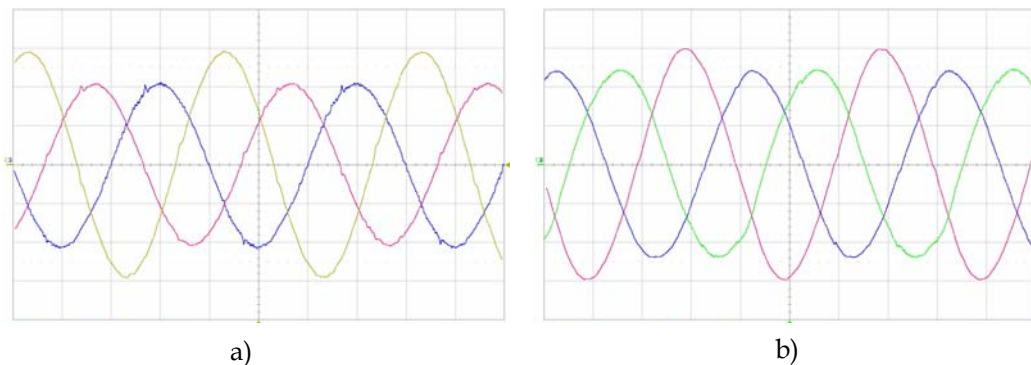


Fig. 5.37. Ensayo frente a un desequilibrio de tensión $k=25$: a) tensiones en el PCC; b) intensidades de fuente. 48V/div; 4 A/div; 5ms/div

La Fig. 5.37b muestra las formas de onda de la intensidad para las tres fases. Se observa cómo el sistema de corrientes es desequilibrado, con unos valores eficaces de intensidad de 8,8 A, 7,5 A y 7,6 A para las fases a , b y c . El THD es de 4,3 %, 1,6% y 3,4 % respectivamente. Este sistema de corrientes presenta una componente de secuencia inversa 15 % y una de secuencia homopolar de 3,5 %.

En la Tabla 5.4 se muestran los valores medidos más significativos: rms, THD, armónicos y potencias y factores de potencia por fase

Tabla 5.4. Resultados medidos en el ensayo de desequilibrios de tensión con k=25%

		THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF
Fase a	V	2,2	93,9	93,6	1,3	0,6	0,5	0,5	0,82	0,07 (ind)	0,82	0,99
	I	4,3	8,8	8,7	0,3	0,1	0,1	0,1				
Fase b	V	1,3	88,0	87,9	0,3	0,2	0,1	0,2	0,65	0,04 (ind)	0,65	0,99
	I	1,3	7,5	7,4	0,1	0,0	0,0	0,0				
Fase c	V	1,3	86,9	86,8	0,8	0,2	0,1	0,1	0,65	0,09 (ind)	0,66	0,99
	I	3,4	7,6	7,6	0,3	0,0	0,0	0,0				

Con este ensayo se consigue verificar la funcionalidad del equipo de compensación frente a este tipo de perturbaciones de la tensión de suministro.

5.5.4.3. Prueba 3. Ensayo frente a huecos de tensión

En la norma UNE-EN 61000-4-11 [25] se establece la forma de onda a la que hay que someter un equipo para evaluar su inmunidad ante huecos de tensión. Se establece una duración del hueco de 5 ciclos de la frecuencia fundamental en los que la tensión primero se reducirá hasta un 70 % y posteriormente hasta un 40 % de la tensión nominal. La caída de la tensión deberá producirse cuando la fase a presente una fase de 0°, 45°, 90° o 135°.

En esta prueba se ha considerado un hueco de tensión del 70% de la tensión nominal. El instante en el que se produce el hueco es en el momento en que la tensión de suministro pasa por cero. Como establece la norma, su duración consistirá en 5 ciclos de frecuencia fundamental. La Fig. 5.38 muestra la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente en el momento en que se produce el hueco. La reducción de la tensión de fuente produce una disminución de la corriente durante los 5 ciclos de duración del hueco. Transcurrido ese periodo se vuelve a reestablecer la tensión en el punto de conexión común y la intensidad suministrada por la fuente.

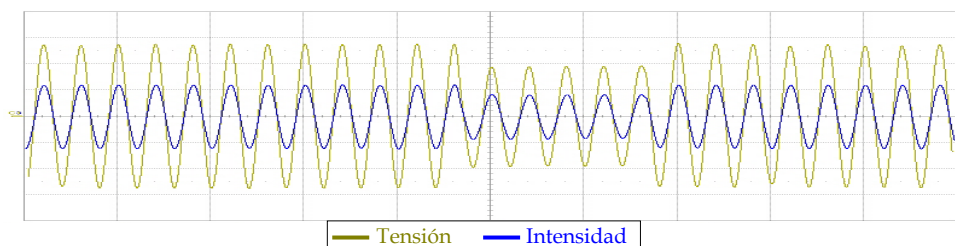


Fig. 5.38. Ensayo frente a un hueco de tensión del 70 % y cinco ciclos. 48V/div; 10 A/div; 50ms/div

En el segundo test aumenta la profundidad del hueco hasta el 40 % de la tensión de suministro. Cuando la fase a presenta un ángulo de 0° se produce el hueco de tensión. La Fig. 5.39 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en el punto de conexión común.

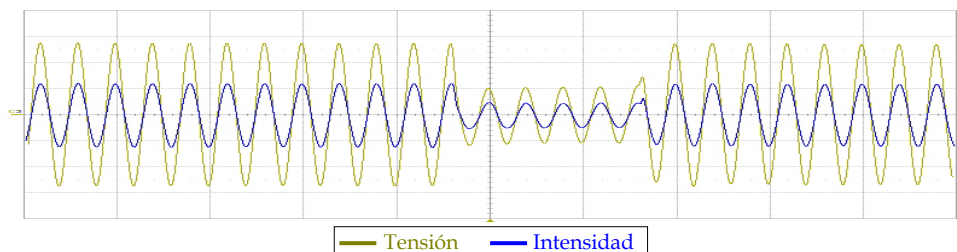


Fig. 5.39. Ensayo frente a un hueco de tensión del 40 % y cinco ciclos. 48V/div; 10 A/div; 50ms/div

De la misma forma se realizaron pruebas de funcionamiento del equipo de compensación frente a huecos de tensión de diferentes duraciones (1 ciclo, 10 ciclos, 25 ciclos y 50 ciclos) y distintos ángulos de fase inicial en la fase *a*. En todos los casos obtuvieron resultados similares a los presentados en esta sección.

5.5.4.4. Prueba 4. Ensayo ante tensión de suministro distorsionada

Los ensayos ante tensión de suministro distorsionada se han realizado de acuerdo a lo establecido en la norma UNE-EN 61000-4-13 [26]. Según ésta, la distorsión de la forma de onda de tensión debe incluir tanto armónicos individuales como combinaciones de ellos. La Tabla 5.5 muestra las señales a aplicar en los ensayos de inmunidad descritos en la norma para equipos de clase 3, excepto las correspondientes a armónicos individuales de orden 3.

En el primer ensayo se programa la fuente de tensión para generar una forma de onda de tensión de la forma

$$v(t) = V_p \left[\sin(\omega_1 t) + 0,08 \sin(3\omega_1 t + \pi) + 0,05 \sin(5\omega_1 t) \right] \quad (52)$$

Esta señal es la correspondiente al ensayo de inmunidad ante onda oscilatoria. Las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente se muestran en la Fig. 5.40. El THD de la tensión es de 9,2 % y el de la intensidad de 4,5 %. La tensión en el punto de conexión común presenta dos armónicos significativos: el de orden 3 de 7,8 V y el de orden 5 de 4,0 V (Tabla 5.6). La intensidad también presenta dos armónicos del mismo orden con 0,3 A de valor rms para el de orden 3 y de 0,2 A de valor rms para el de orden 5. Estos resultados ponen de manifiesto el comportamiento resistivo del conjunto equipo de compensación carga ya que cuando la tensión de suministro se encuentra distorsionada la corriente de fuente presenta armónicos del mismo orden que la tensión.

Tabla 5.5. Señales de prueba para ensayos de inmunidad para equipos de clase 3

Tipo de prueba	Descripción
Curva oscilatoria	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,08 \text{sen}(3\omega_1 t + \pi) + 0,05 \text{sen}(5\omega_1 t)]$
Armónico 2	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,05 \text{sen}(2\omega_1 t)]$
Armónico 4	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,02 \text{sen}(4\omega_1 t)]$
Armónico 5	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,12 \text{sen}(5\omega_1 t)]$
Armónico 7	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,10 \text{sen}(7\omega_1 t)]$
Armónico 8	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015 \text{sen}(8\omega_1 t)]$
Armónico 10	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015 \text{sen}(10\omega_1 t)]$
Armónico 11	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,07 \text{sen}(11\omega_1 t)]$
Armónico 13	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,07 \text{sen}(13\omega_1 t)]$
Armónico 14	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015 \text{sen}(14\omega_1 t)]$

Tabla 5.6. Valores medidos de tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase a en el ensayo de inmunidad frente a curva oscilatoria

		THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF
Fase a	V	9,2	97,0	96,4	7,8	4,0	0,1	0,1	0,83	0,08 (ind)	0,83	0,99
	I	4,5	8,6	8,6	0,3	0,2	0,0	0,0				

El siguiente ensayo permite verificar el comportamiento del equipo de compensación frente a una forma de onda de tensión que contiene un armónico de orden 5 del 12 %, esto es, una forma de onda para la fase a definida mediante la expresión

$$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,12 \text{sen}(5\omega_1 t)] \tag{53}$$

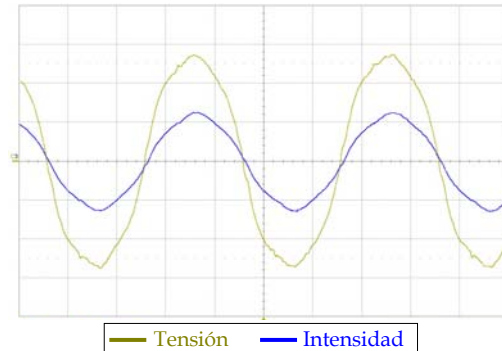


Fig. 5.40. Ensayo frente a tensión de suministro distorsionada con un armónico de orden 3 del 8 % y un armónico de orden 5 del 5 %. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

La Fig. 5.41 muestra las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente. El THD de la tensión es de 10,1 % y tiene un armónico de orden 5 de 9,6 V como armónico más significativo. Por otro lado el THD de la intensidad de fuente es de 9,0 % y el armónico predominante es el de orden 5 con 0,8 A.

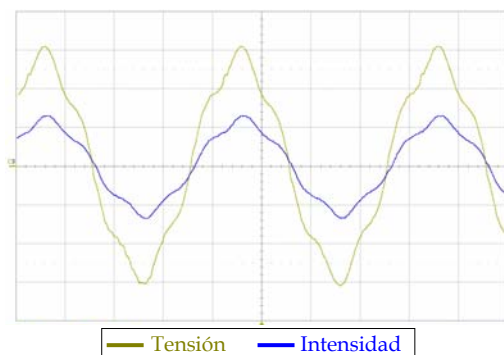


Fig. 5.41. Ensayo frente a tensión de suministro distorsionada con un armónico de orden 5 del 12 %. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 5ms/div

Tabla 5.7. Valores medidos de tensión en el punto de conexión común e intensidad de fuente para la fase *a* en el ensayo de inmunidad frente a un armónico de orden 5

		THD(%)	RMS	Fund.	H3	H5	H7	H9	P(kW)	Q(kvar)	S(kVA)	PF
Fase a	V	10,1	96,6	96,1	0,2	9,6	0,4	0,1	0,82	0,07 (ind)	0,82	0,99
	I	9,0	8,6	8,5	0,0	0,8	0,1	0,0				

En los dos ensayos, inmunidad ante onda oscilatoria y frente a armónico de orden 5, se obtienen resultados similares respecto a las potencias y al factor de potencia. Resultados similares se obtienen cuando se realizan los restantes ensayos definidos en la Tabla 5.5.

5.5.4.5. Prueba 5. Variaciones de frecuencia

El ensayo frente a variaciones de frecuencia está definido en la norma UNE EN 61000-4-27 [28]. Este ensayo consiste en someter al sistema a variaciones de frecuencia de $\pm 15\%$ de la frecuencia nominal. Para ello se programa la fuente trifásica para que se produzca una variación de frecuencia según el perfil que se muestra en la Fig. 5.42. Inicialmente se aplica la tensión de suministro a la frecuencia nominal (f_{nom}). Transcurrido un tiempo, se disminuye la frecuencia hasta un 85 % de su valor nominal. La variación de frecuencia de f_{nom} hasta $0,85 f_{nom}$ se realiza en un 1 s. Este valor de frecuencia se mantiene durante 120 s. Una vez transcurrido este tiempo se vuelve a aplicar la frecuencia nominal con un tiempo de subida de 1 s. Posteriormente, el equipo se mantiene durante 60 s a la frecuencia nominal para luego aumentar la frecuencia hasta $1,15 f_{nom}$ en cuyo estado permanece durante 120 s. El tiempo que tarda en pasar de una frecuencia a otra se ha tomado de 1s. Este ciclo ha sido aplicado al sistema de forma repetida.

La Fig. 5.43 muestra las formas de onda de la tensión en el punto de conexión común y la intensidad de fuente cuando la frecuencia de la red es de $1,15 f_{nom}$ (57,5 Hz). Se verifica que el funcionamiento del equipo de compensación para frecuencias diferentes de la nominal se comporta conforme a diseño, por tanto, se cumplen los objetivos de compensación planteados en cuanto a eliminación de armónicos y factor de potencia.

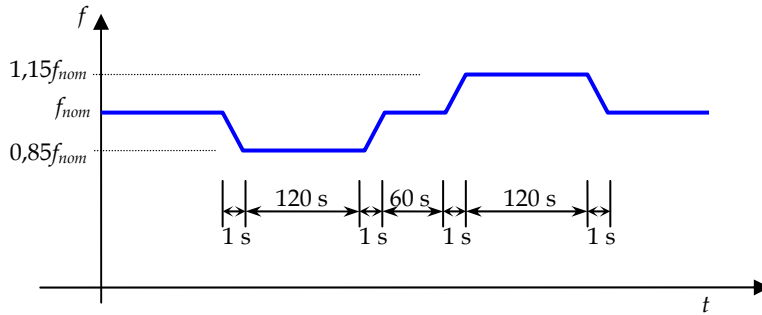


Fig. 5.42. Ensayo frente a variaciones de frecuencia

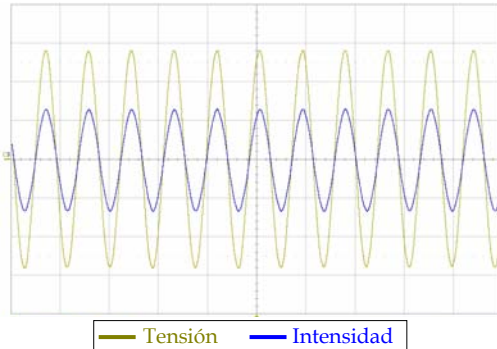


Fig. 5.43. Formas de onda para una frecuencia de $1,15f_{nom}$. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 20ms/div

5.5.4.6. Prueba 6. Variaciones lentas de tensión

El ensayo frente a variaciones lentas de la tensión de red se basa en la norma UNE EN 61000-4-11. Para este ensayo se programa la fuente para que genere un perfil de tensiones como el que se muestra en la Fig. 5.44. Una vez conectada la fuente a la tensión nominal se reduce la tensión en sus terminales hasta el 40 % de la tensión nominal. El cambio en las tensiones se produce en un tiempo de 1 s y permanece durante 10 s. Posteriormente se vuelve a aplicar la tensión nominal de la red, con un tiempo de subida de 3 s.

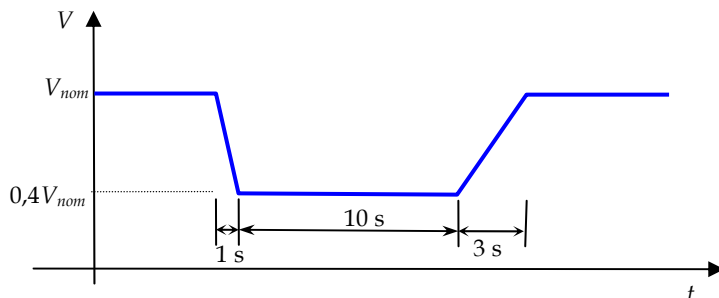


Fig. 5.44. Ensayo frente a variaciones lentas de tensión

La Fig. 5.45 muestra la variación de tensión desde su valor nominal hasta el 40 % de la tensión. En la Fig. 5.46 se muestra el cambio recíproco, esto es la variación desde el 40 % de la tensión a la tensión nominal.

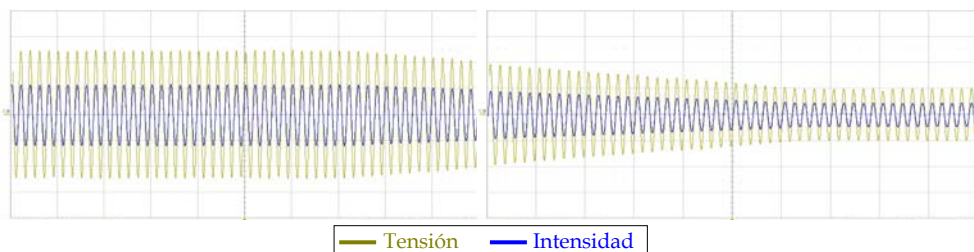


Fig. 5.45. Ensayo frente a una variación lenta de tensión, disminución desde el 100% hasta el 40%. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div

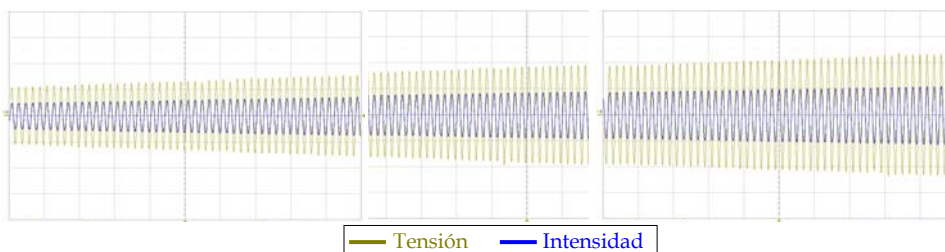


Fig. 5.46. Ensayo frente a una variación lenta de tensión, aumento desde el 40% al 100%. Tensión en el PCC e intensidad de fuente. 48V/div; 10 A/div; 100ms/div

Los resultados obtenidos permiten comprobar como el equipo de compensación mantiene su funcionalidad ante este tipo de perturbación.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se ha desarrollado una estrategia de control para un filtro híbrido compuesto por un filtro activo serie con un filtro pasivo de conexión paralelo al que

hemos denominado SAPPF. Esta estrategia está basada en la optimización de la transferencia de potencia entre fuente y carga. Mediante la aplicación de los multiplicadores de Lagrange se ha determinado el valor de la resistencia equivalente del conjunto compensador-carga con la finalidad de conseguir factor de potencia unidad. El planteamiento de esta estrategia se ha realizado para un sistema multiconductor adaptándose posteriormente para ser aplicada a un filtro activo de tres ramas. El funcionamiento de la estrategia de control propuesta ha sido verificada mediante las simulaciones de dos casos prácticos.

Esta estrategia también ha sido analizada desde el punto de vista de la estabilidad. Para ello se ha obtenido la función de transferencia del sistema y se ha aplicado el criterio de Nyquist. El análisis del margen de fase ha permitido establecer el rango de valores de la resistencia equivalente para los que el diseño propuesto presente un comportamiento estable.

Por otra parte, la aplicación de filtros activos de potencia en sistemas de compensación requiere de un control de la tensión en el lado dc del inversor. Para ello, se ha diseñado un lazo de control secundario que regula la tensión en los condensadores a un valor de referencia. Éste incluye un controlador PI cuyos parámetros deben ser elegidos de forma que cumpla unas especificaciones determinadas en la respuesta sin que ello desestabilice el sistema. Así, se ha obtenido la función de transferencia del lazo de control secundario mediante una linealización del sistema en torno a un punto de trabajo lo que ha permitido analizar la estabilidad del sistema y fijar los parámetros del controlador. El funcionamiento del lazo secundario junto con el lazo de control principal se ha verificado a través de un caso de simulación.

Finalmente, se ha diseñado un prototipo experimental y se han presentado los resultados prácticos correspondientes a tres cargas diferentes: carga no lineal, tipo HCS, equilibrada, de cuatro conductores, carga no lineal, tipo HCS, desequilibrada de cuatro conductores y carga no lineal trifásica tipo HVS. Los resultados obtenidos han permitido verificar el comportamiento resistivo del conjunto compensador carga, eliminando los armónicos de la intensidad de fuente y compensando la potencia reactiva de la carga.

Además, el equipo de compensación se ha sometido a seis pruebas de compatibilidad electromagnética, de acuerdo a la norma UNE EN 61000. Se han presentado los resultados obtenidos en los citados ensayos correspondientes a:

- Fluctuaciones de tensión
- Desequilibrios de tensión.
- Huecos de tensión.
- Armónicos en la tensión de suministro.
- Variaciones de frecuencia.
- Variaciones lentas de tensión.

En todas las situaciones el SAPPF ha mantenido su funcionalidad ante los distintos tipos de perturbaciones.

Capítulo VI

CONCLUSIONES

En este trabajo de Tesis, se han abordado diferentes aspectos relacionados con el diseño y control de filtros activos de conexión serie y filtros híbridos constituidos por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo.

El estudio detallado de cada uno de los tópicos que constituyen esta Tesis ha permitido delimitar ciertos aspectos de los filtros activos serie e híbridos. Así el contenido del conjunto se ha desarrollado en los distintos capítulos donde han quedado señaladas las conclusiones particulares para cada uno de ellos. En este capítulo final se exponen las conclusiones globales que resumen el trabajo realizado en la Tesis.

A partir de la búsqueda y propuesta de las soluciones aportadas en esta tesis sobre las distintas cuestiones planteadas, han surgido también otros enfoques que constituyen las nuevas líneas de investigación que se desarrollarán a partir del trabajo aquí presentado. Estos trabajos futuros se describen de forma resumida al final de este Capítulo.

Las soluciones adoptadas y los criterios establecidos en cada caso han conducido a una serie de aportaciones científicas. En la sección final se detallan esas aportaciones, enumerándose los diferentes foros y revistas científicas donde dichas contribuciones han sido presentadas y publicadas.

6.1. Conclusiones y aportaciones de la tesis

Esta tesis se enmarca dentro del ámbito de lo que se ha dado en llamar calidad de la potencia eléctrica y en concreto dentro de los métodos encaminados a la corrección de la falta de calidad de la onda eléctrica. Así, se han desarrollado estrategias de compensación para filtros activos de conexión serie, SAF (Series Active Filtres) y equipos de compensación SAPPF (Series Active Parallel Passive Filters). Para ello, la tesis se ha estructurado en seis capítulos y dos anexos.

En el capítulo I se hace una puesta al día de las configuraciones de equipos de compensación activa más habituales en la literatura técnica, así como los límites establecidos por las normas en cuanto a perturbaciones de la tensión de red y la intensidad de fuente. Esto permitió establecer los principales objetivos que se pretendían alcanzar con este trabajo, así como la estructura y el planteamiento que se sigue en el mismo.

En el capítulo II se ha analizado el comportamiento funcional de un filtro activo serie (SAF) y un filtro híbrido formado por un filtro activo serie y un filtro pasivo paralelo (SAPPF). Se ha efectuado un análisis crítico de las tres estrategias de control habituales en la bibliografía: control por detección de la corriente de fuente, control por detección de la tensión de carga y un control híbrido que incluye una combinación de estas dos estrategias. A partir del circuito monofásico equivalente se han obtenido las expresiones de las dos variables de mayor interés desde el punto de vista del filtrado de armónicos, esto es, la tensión en el punto de conexión común, PCC, y la intensidad de fuente. Una vez obtenidas las ecuaciones en régimen estacionario, se ha sometido el conjunto filtro-carga a diferentes situaciones respecto de la tensión de suministro y carga, lo que ha permitido analizar su comportamiento.

Respecto al SAF, se ha comprobado su eficacia en la compensación de cargas del tipo fuente de armónicos de tensión. Y en concreto, de las estrategias aplicadas al filtro activo, la estrategia combinada se ha mostrado como la más efectiva desde el punto de vista de la eliminación de armónicos, tanto en el caso de tensión distorsionada como de tensión no distorsionada.

Respecto de la configuración SAPPF, ésta ha resultado la configuración más apropiada para la eliminación de armónicos de intensidad de cargas del tipo fuente de corriente. En el caso de tensión de suministro sinusoidal las tres estrategias aplicadas permitieron una reducción del THD de la corriente de fuente y tensión en el PCC del mismo orden. Sin embargo, la estrategia por detección de la tensión de carga no evita que el filtro pasivo se convierta en un sumidero de armónicos procedentes de cargas cercanas al punto de conexión del filtro pasivo. Cuando la tensión de suministro está distorsionada la estrategia por detección de corriente de fuente y la estrategia híbrida consiguen mitigar los armónicos de corriente. Por otro lado, aunque la estrategia por detección de la tensión de carga resulta útil para mejorar el THD de la tensión en el punto de conexión común, no obstante, la distorsión de la corriente de fuente aumenta respecto al sistema sin compensar. El desarrollo del capítulo II constituye un estudio sobre la configuración y la estrategia de control más adecuada en función del tipo de carga y el origen de la fuente de distorsión.

En el capítulo III se ha obtenido el modelo en variables de estado de una configuración de filtro activo serie, SAF, y de un filtro activo híbrido SAPPF. El modelo de estado se ha analizado para distintas estrategias de compensación del APF:

- Por detección de la corriente de fuente.
- Por detección de tensión de carga.
- Híbrida que combina las estrategias por detección de la corriente de fuente y de la tensión de carga.

Esto ha permitido establecer distintas reglas de diseño desde el punto de vista de la estabilidad y de la ganancia del sistema. De esta manera, para la topología de filtro activo serie, SAF, se pudieron establecer las siguientes reglas:

- Estrategia por detección de la corriente de fuente.

Como regla general de diseño se debe cumplir que la constante de proporcionalidad sea mayor que cero, $k > 0$. Esto garantiza la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Cuando se actúa sobre la constante k es posible modificar la situación de los polos del sistema. Cuanto mayor es el valor de k más lejos del origen se sitúan. El ajuste de la constante de proporcionalidad k permite actuar sobre la ganancia del sistema, por lo que su valor se debe fijar con el objetivo de alcanzar la mitigación de armónicos deseada.

- Detección de tensión carga

La estabilidad del sistema está garantizada si se cumple la condición: $k_v \approx 1$. Esta estrategia modifica la posición de los polos y los ceros del sistema, debido a que se actúa sobre las matrices **B**, **C** y **D** del sistema. La máxima atenuación de armónicos se alcanza cuando $k_v = 1$.

- Estrategia híbrida

El sistema es estable cuando se cumple que $k > 0$. Esto proporciona mayor robustez al sistema debido a que variaciones en la impedancia de fuente o cambios en la carga hacen menos sensible el error en la detección de la tensión de carga, k_v .

Cuando la tensión de suministro se encuentra distorsionada, la estrategia que presenta una mayor atenuación es la de detección de la corriente de fuente. Por el contrario, la estrategia por detección de la tensión de carga es la que presenta menor atenuación, pudiendo incluso llegar a amplificar los armónicos de la corriente de fuente.

Cuando la fuente de armónicos es la carga, la ganancia más reducida se consigue con la estrategia híbrida. En el lado opuesto se encuentra la estrategia por detección de la corriente de fuente.

En cuanto a la configuración de filtro activo serie con filtro pasivo paralelo, SAPPF, la obtención del modelo de estado ha permitido establecer las siguientes consideraciones:

- Control por detección de la corriente de fuente

Cuando se aplica esta estrategia la estabilidad queda asegurada si se toma como criterio de diseño que se cumpla la condición: $k > 0$.

Cuanto mayor es k menor es la ganancia del sistema. Así, este valor de k se ajusta en función del objetivo de atenuación de armónicos que se pretenda alcanzar.

- Control por detección de la tensión de carga

El valor de ganancia mínimo se da cuando se cumple que $k_v = 1$, esto es, cuando el error en la medida de la tensión de carga es nulo. Por otro lado, hay que tener en cuenta que se puede desestabilizar el sistema si $k > 1$.

- Control híbrido

Si k_v tiene un valor cercano a la unidad, el sistema será estable siempre que k sea mayor que cero. Esto dotará de robustez al sistema, y además, permite que el error en la medida de la tensión de carga pueda ser mayor.

Cuando la tensión de suministro está distorsionada las estrategias por detección de la corriente de fuente e híbrida son las que presentan un valor de ganancia más reducido. Por otro lado, cuando la tensión de suministro no está distorsionada, la mayor atenuación de los armónicos de la corriente de fuente se da con la estrategia por detección de la tensión de carga con $k_v = 1$.

Se han diseñado dos prototipos de laboratorio para las dos configuraciones de filtros activos. Las dos han sido conectadas a una fuente sinusoidal y no sinusoidal. Los resultados obtenidos han permitido verificar el desarrollo teórico establecido.

El capítulo IV se centra en el uso del SAF como único equipo de compensación. Para ello en este capítulo se han desarrollado las formulaciones duales de las teorías de la potencia reactiva instantánea más extendidas y que son de aplicación al control de filtros activos de potencia de conexión serie. Las formulaciones duales obtenidas son:

- Teoría pq original.
- Teoría pq modificada.
- Descomposición dq de la tensión.
- Método v_d-v_q .
- Teoría pqr.

Estas formulaciones permiten establecer una estrategia de control cuyo objetivo es conseguir potencia activa constante en el lado de fuente.

Otra de las estrategias de compensación presentadas se apoya en el objetivo de que el conjunto carga-equipos de compensación tenga comportamiento resistivo. Para ello se considera una carga ideal resistiva y equilibrada. El desarrollo efectuado permitió la determinación de la tensión de compensación para el filtro activo serie.

Todas las estrategias se han aplicado en condiciones de tensión de fuente sinusoidal para tres tipos de cargas no lineales. Éstas son:

- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, equilibrada y de tres conductores.
- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, equilibrada y de cuatro conductores.

- Carga no lineal tipo HVS, trifásica, desequilibrada y de cuatro conductores.

Para ello se ha diseñado una plataforma de simulación en el entorno MATLAB-Simulink. Desde los resultados de simulación obtenidos se realiza una comparativa entre las distintas estrategias. Así, la estrategia de comportamiento resistivo es la que se mostró como la más eficaz desde el punto de vista de la eliminación de armónicos y el equilibrado de tensiones en el punto de conexión común.

En la misma forma, se ha diseñado un prototipo experimental al que se le aplica la estrategia de comportamiento resistivo. Los resultados que se obtienen confirman que el equipo de compensación reduce el contenido de armónicos de la tensión en el punto de conexión común y en el caso de desequilibrios de tensión producidos por la carga permite su equilibrado. Por otro lado, sólo en el caso de carga equilibrada de tres conductores es posible reducir el THD de la intensidad de fuente a valores por debajo de los límites establecidos en la normas de compatibilidad electromagnética. Estos resultados ponen de manifiesto las limitaciones de este tipo de compensadores para la eliminación de armónicos de la corriente de fuente.

En el capítulo V se ha desarrollado una estrategia de control para un filtro híbrido compuesto por un filtro activo serie con un filtro pasivo de conexión paralelo. Esta estrategia está basada en la optimización de la transferencia de potencia entre fuente y carga. Mediante la aplicación de los multiplicadores de Lagrange se ha determinado el valor de la resistencia ideal equivalente del conjunto compensador-carga. El desarrollo de esta estrategia se ha realizado para un sistema multiconductor adaptándose posteriormente para ser aplicada a un sistema de cuatro conductores con un filtro activo de tres ramas. El funcionamiento de la estrategia de control propuesta ha sido verificado mediante las simulaciones de dos casos prácticos.

Esta estrategia también ha sido analizada desde el punto de vista de la estabilidad. Para ello se ha obtenido la función de transferencia del sistema y se ha aplicado el criterio de Nyquist. El análisis del margen de fase ha permitido establecer el rango de valores de la resistencia equivalente para los que el diseño propuesto presenta un comportamiento estable.

Asimismo, la aplicación de filtros activos de potencia requiere de un control de la tensión en el lado dc del inversor. Para ello, se ha diseñado un lazo de control secundario que regula la tensión en los condensadores a un valor de referencia. Éste incluye un controlador PI cuyos parámetros deben ser elegidos de forma que cumpla unas especificaciones determinadas en la respuesta sin que por ello se desestabilice el sistema. Así, se ha obtenido la función de transferencia del lazo de control secundario mediante una linealización del sistema en torno a un punto de trabajo lo que ha permitido analizar la estabilidad del sistema y fijar los parámetros del controlador. El funcionamiento del lazo secundario junto con el principal se ha verificado a través de la plataforma de simulación.

Finalmente, se ha diseñado un prototipo experimental y se han presentado los resultados prácticos correspondientes a tres cargas diferentes: carga no lineal tipo HCS, equilibrada y de cuatro conductores, carga no lineal tipo HCS desequilibrada y de cuatro conductores y carga no lineal trifásica tipo HVS. Los resultados obtenidos han permitido verificar el comportamiento resistivo del conjunto compensador-carga, eliminando los armónicos de la intensidad de fuente y compensando la potencia reactiva de la carga.

El equipo de compensación se ha sometido a seis pruebas de inmunidad electromagnética, todas ellas establecidas en la norma UNE-EN 61000. En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en los ensayos frente a:

- Fluctuaciones de tensión
- Desequilibrios de tensión.
- Huecos de tensión.
- Armónicos en la tensión de suministro.
- Variaciones de frecuencia.
- Variaciones lentas de tensión.

En todas las situaciones el equipo de compensación mantiene su funcionalidad después de producirse la perturbación.

6.2. Trabajos futuros

En este trabajo de investigación se presentan distintas aportaciones sobre el uso de filtros activos de conexión serie como equipos de compensación. Los resultados y las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo de este trabajo de investigación permiten apuntar futuras líneas de investigación:

- La topología de compensador filtro activo serie-filtro pasivo paralelo admite un profundización en la mejora del convertidor de potencia y su conexión a red. Así, la utilización de convertidores multinivel podría mitigar los armónicos de conmutación con elementos de filtros de rizado más reducidos. En este sentido, los propios transformadores de acoplamiento del convertidor a red, deben presentar una baja impedancia de cortocircuito con objeto de que sea mínima la caída de tensión a la frecuencia fundamental. Ambos tópicos tienen que ser un compromiso en las especificaciones de diseño, lo que supone un reto en la tecnología de APF series.
- Una alternativa de filtro combinado es la configuración de filtro activo serie-filtro activo paralelo. Esta topología tiene interés en nuestras líneas de trabajo respecto de su funcionamiento como acondicionador activo de la carga. Así es posible plantear distintas estrategias de compensación a partir del control relacionado de dos convertidores de potencia. La variedad de objetivos de compensación se amplía a la vez que se amplían la diversidad de las dificultades. La mayor complejidad del equipo de compensación eleva el número de elementos almacenadores de energía y, por lo tanto, el orden del sistema lo que lleva nuevos problemas de estabilidad

6.3. Difusión de los resultados de la tesis

Los trabajos de esta tesis doctoral han tenido un largo recorrido y han sido realizados gracias al esfuerzo conjunto de diversas entidades públicas quienes, con su interés y financiación, han facilitado el desarrollo de las distintas fases de la investigación.

Se destacan en este apartado los tres proyectos que han sustentado el trabajo de investigación de la tesis doctoral. Ambos están enmarcados en el ámbito institucional a través de convocatorias públicas para el fomento de la investigación.

Título:	Diseño y desarrollo de un nuevo acondicionador activo para la mejora de la potencia eléctrica
Entidad financiadora	Ministerio de Ciencia y Tecnología
Entidades participantes	Universidad de Huelva
Investigador responsable	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración	Diciembre de 2007 hasta noviembre de 2010
Cuantía de la subvención	55660 €

Título:	Diseño de un nuevo equipo de compensación activa de conexión serie para la mejora de la calidad de onda eléctrica
Entidad financiadora	Junta de Andalucía
Entidades participantes	Universidad de Huelva
Investigador responsable	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración	Abril de 2007 hasta abril de 2010
Cuantía de la subvención	65000 €

Título:	Una Nueva Técnica para la Reducción de la Distorsión Armónica en Instalaciones Eléctricas mediante Equipos de Compensación Activa
Entidad financiadora	Ministerio de Ciencia y Tecnología
Entidades participantes	Universidad de Huelva
Investigador responsable	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración	diciembre de 2004 hasta diciembre de 2007
Cuantía de la subvención	117300 €

La difusión de los resultados obtenidos ha quedado avalada con la publicación de varios artículos en revistas y con la participación en congresos internacionales. Hasta el momento las publicaciones directamente derivadas de la tesis han sido 2 aportaciones y dos enviadas para su revisión en revistas internacionales incluidas en la base de datos ISI (Institute for Scientific Information) Journal Citation Reports (JCR), en el campo de ingeniería eléctrica y electrónica. Estas cuatro aportaciones son las siguientes:

- P. Salmerón y S. P. Litrán. "A Control Strategy for Hybrid Power Filter to Compensate Four-Wires Three_Phase Systems". *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 25, Issue 7, pp. 1923-1931, July 2010.
- P. Salmerón y S. P. Litrán. "Improvement of the Electric Power Quality Using Series Active and Shunt Passive Filters". *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol. 25, Issue 2, pp. 1058-1067, April 2010.
- P. Salmerón y S. P. Litrán. "Analysis and design of different control strategies of hybrid active power filter based on the state model". *IEEE Transactions on Power Electronics*. Artículo en revisión.
- P. Salmerón, S. P. Litrán, R. S. Herrera, J. R. Vázquez, "Four active filter topologies to compensate different kinds of distortion sources". *IEEE Industrial Electronics Magazine*. Artículo en Revisión.

Por otro lado, respecto a las aportaciones a Congresos Internacionales de referencia en el ámbito de la ingeniería eléctrica y electrónica han sido publicadas en sus proceedings un total de 20 comunicaciones. Sus referencias son las siguientes:

- S. P. Litrán, P. Salmerón, R.S. Herrera, "Practical design of a control strategy based in current and voltage detection for hybrid power filters", *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*. Torremolinos. 2011

- P. Salmerón, S. P. Litrán, R.S. Herrera, J. R. Vázquez, “A practical assessment of different active power filter configurations”, *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*. Torremolinos. 2011
- Reyes S. Herrera, Patricio Salmerón, Salvador P. Litrán, “Distortion sources identification in power systems with capacitor banks”, *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*. Torremolinos. 2011
- P. Salmerón, S. P. Litrán, R.S. Herrera, J. R. Vázquez, “A practical comparative evaluation of different active harmonic filter topologies”, *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 11*. Las Palmas de Gran Canaria. 2011.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, R.S. Herrera, “Hybrid active power filter: design criteria”, *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 11*. Las Palmas de Gran Canaria. 2011.
- R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez, S. P. Litrán, A. Pérez. “Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems”. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*. Barcelona. 2009.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. R. Vázquez, R. S. Herrera, A. Pérez. “Control strategy for hybrid power to compensate unbalanced and non-linear, three-phase loads”. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*. Barcelona. 2009.
- R. S. Herrera, A. Pérez. P. Salmerón, J. R. Vázquez, S. P. Litrán. “Distortion sources identification in electronic power systems”. *Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering*. Zaragoza. 2009.
- S.P. Litrán, P. Salmerón, J.R. Vázquez. “Analysis by state equation of a control strategy for hybrid filter”. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 09*. Valencia. 2009.
- F. J. Alcántara, J. R. Vázquez, P. Salmerón, S. P. Litrán y M. I. Arteaga Orozco. “On-line detection of voltage transient disturbances using ANNs”. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 09*. Valencia. 2009.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, R. S. Herrera, J. R. Vázquez. “New control strategy to improve power quality using a hybrid power filter”. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ*. Santander. 2008.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, R. S. Herrera, J. R. Vázquez. “Control of series active power filter by state feedback”. *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 08*. Santander. 2008
- R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán. “A new control for a combined system of shunt passive and series active filters”. *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'2007*. Vigo. 2007.

- R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán. "Instantaneous reactive power theory to N wire systems". *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*. Vigo. 2007.
- R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán. "Instantaneous reactive power theory: A new approach applied to N wire systems". *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 07*. Sevilla. 2007.
- P. Salmerón, J. R. Vázquez, R. S. Herrera y S. P. Litrán. "Apparent power and power factor in unbalanced and distorted systems. Applications in three phase load compensations". *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 07*. Sevilla. 2007.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. R. Vázquez y R. S. Herrera. "Different control strategies applied to series active filters". *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 07*. Sevilla. 2007.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto y R. S. Herrera. "Improvement of the power quality with series active filters according to the IEC 61000". *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*. Málaga. 2006.
- J. Prieto, P. Salmerón, R. S. Herrera y S. P. Litrán. "Load compensation active conditioner for power quality". *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*. Málaga. 2006.
- R. S. Herrera, P. Salmerón, S. P. Litrán y J. Prieto. "Different approaches assesment in active power filter compensation". *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*. Málaga. 2006.

Finalmente, se han publicado tres comunicaciones en actas de congresos nacionales. Estas son:

- S. P. Litrán, P. Salmerón y R. S. Herrera. "Análisis mediante variables de estado de un filtro activo de potencia de conexión serie". *XXVIII Jornadas de Automática*. Huelva. 2007.
- J. R. Vázquez, P. Salmerón, R. S. Herrera y S. P. Litrán. "Los términos de potencia en el marco del Standard IEEE 1459-2000". *XVII Reunión de grupos de investigación en Ingeniería Eléctrica*. Sevilla. 2007.
- J.R. Vázquez, P. Salmerón, R.S. Herrera y S.P. Litrán. "Discusión sobre la potencia reactiva y la potencia aparente en sistemas con desequilibrios y distorsión". *XVII Reunión de grupos de investigación en Ingeniería Eléctrica*. Sevilla. 2007.

Anexo A

PROTOTIPO EXPERIMENTAL

En este anexo se describe la plataforma experimental que se ha diseñado para el conjunto de pruebas que han permitido contrastar el funcionamiento del equipo de compensación de conexión serie e híbrido. La Fig. A.1 muestra el esquema general del prototipo de laboratorio, en el que se resaltan cada una de sus componentes principales. En lo que sigue se presentan las principales características de los dispositivos que se utilizan en los prototipos diseñados al efecto.

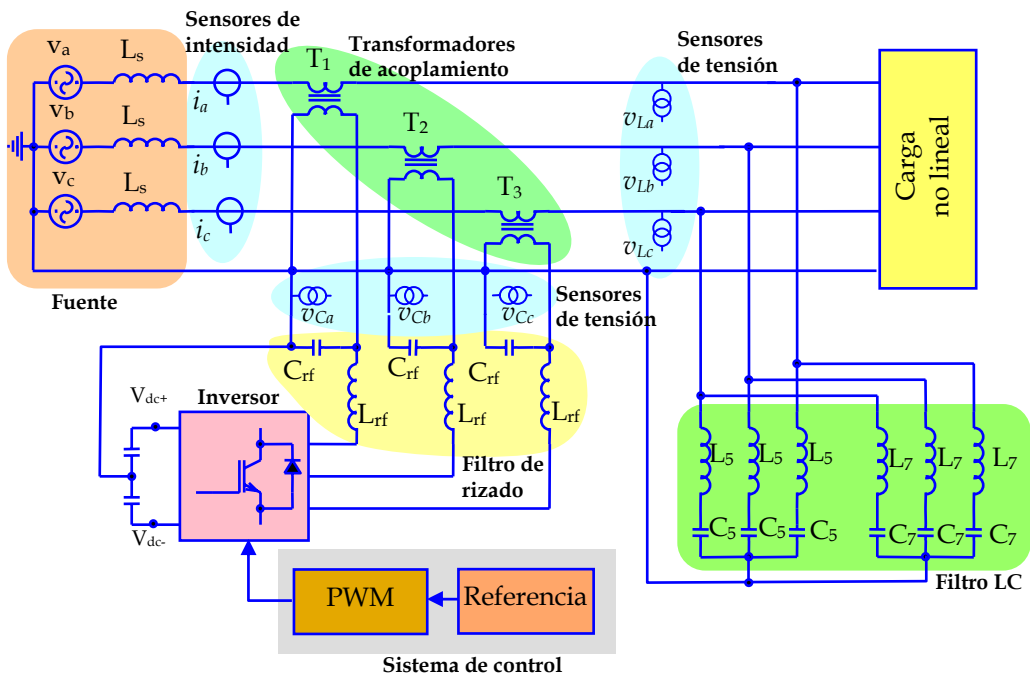


Fig. A.1. Esquema del prototipo experimental

Como fuente de alimentación se ha utilizado el modelo 4500-iL de California Instruments. Se trata de una fuente trifásica programable de 4,5 kVA que puede suministrar hasta 10 A en un rango de tensiones de 0-150 V y hasta 5 A cuando se elige el rango de 0-300 V. Esta fuente permite la programación de las señales de tensión necesarias para la realización de ensayos de compatibilidad electromagnética según la norma UNE-EN 61000. Para ello dispone de una conexión RS-232 que junto con el software CGUI32 permite su programación (Fig. A.2) a través de un PC. En serie con la fuente de tensión se ha conectado una bobina de 2,34 mH de inductancia con una resistencia de 1,3 Ω . Estos elementos permiten considerar el efecto de la impedancia de red en el prototipo de laboratorio.



Fig. A.2. Fuente programable modelo 4500iL y software CGUI32 de California Instruments

Para los diferentes ensayos se han utilizado diferentes configuraciones de cargas trifásicas no lineales. Básicamente se han utilizados dos topologías. La primera basada en un rectificador trifásico no controlado en cuyo lado dc se ha conectado o bien una bobina de elevada inductancia en serie con una resistencia o bien un condensador en paralelo con una resistencia. La segunda está formada por tres rectificadores monofásicos no controlados conectados entre fase y neutro, donde en su lado dc se conecta una resistencia y una bobina en serie o un condensador y una resistencia en paralelo.

La configuración de rectificador trifásico está compuesta por el módulo 36MT60 de Internacional Rectifier. La corriente máxima admisible en el lado dc de este dispositivo es de 35 A y la máxima tensión de pico repetitivo de 600 V. Para una rápida configuración de cargas se ha montado el módulo rectificador en una caja junto con una bobina de 55 mH y un condensador de 2200 μ F, Fig. A.3. La conexión/desconexión de dos interruptores permite elegir la configuración necesaria de la carga, que se completaría con una resistencia externa al conjunto.

La segunda configuración está basada en el módulo rectificador GBPC2510 de Internacional Rectifier. Se trata de un rectificador monofásico en puente que soporta una corriente máxima en el lado dc de 25 A y una tensión máxima de pico repetitivo de 1000 V. De la misma forma que en la configuración anterior se ha realizado un montaje que permite una rápida configuración con una bobina de 55 mH y un condensador de 2200 μ F en el lado dc de cada rectificador. La Fig. A.4 muestra la carga formada por los tres

rectificadores monofásicos con los interruptores que hacen posible seleccionar los elementos almacenadores de energía en el lado dc de cada rectificador.



Fig. A.3. Carga trifásica no lineal formada por un rectificado trifásico no controlado



Fig. A.4. Carga trifásica no lineal formada por tres rectificadores monofásicos no controlados

Por otro lado, el filtro activo está compuesto por tres módulos de IGBTs de Semikron, el SKM50GB123. Cada módulo está formado por dos IGBTs con sus respectivos diodos antiparalelos conectados como se muestra en la Fig. A.5. Como características principales destaca que la tensión colector emisor (V_{CE}) máxima es de 1200 V, la corriente de colector (I_C) puede llegar hasta los 50 A y que la tensión puerta emisor (V_{GE}) debe estar comprendida entre ± 15 V. Los módulos van montados sobre un disipador de calor de aluminio anodizado al que se le ha incluido un ventilador, lo que permite la refrigeración del conjunto.

Para los disparos de puerta se utilizan tres drivers SKHI 22A de Semikron. Estos dispositivos permiten controlar dos IGBTs en semipunto. Además tiene funciones adicionales como protección contra cortocircuito, monitorización de la tensión V_{CE} , aislamiento por transformador entre el circuito de control y puerta o bloqueo de disparo simultaneo de los dos IGBTs. Para los pulsos de disparo se ha diseñado un circuito adicional para adaptar los 5 V generados por el PWM de salida del circuito de control y los 15 V de entrada a los drivers de disparo de los transistores. El conjunto inversor se muestra en la Fig. A.6.

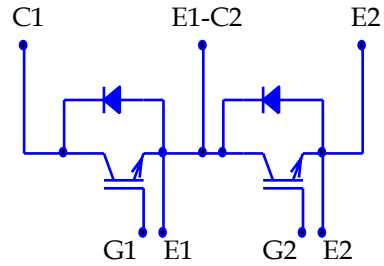


Fig. A.5. Módulo de dos IGBTs, modelo SKM50GB123 de Semikron

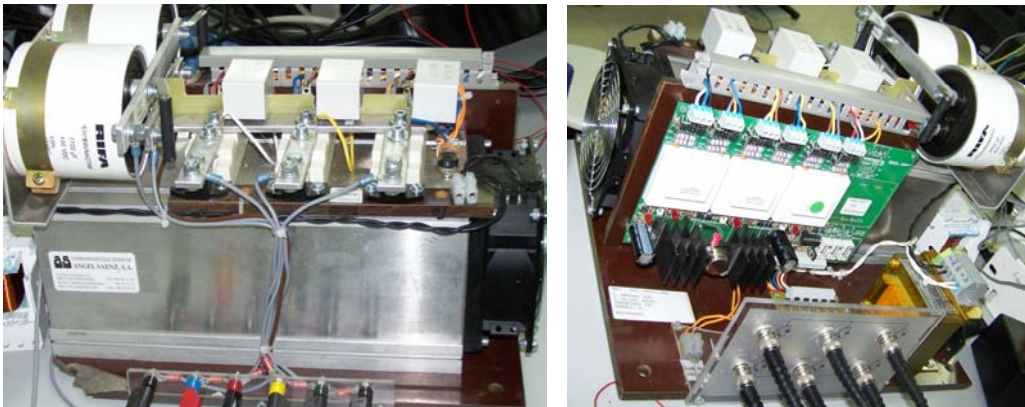


Fig. A.6. Conjunto inversor

En el lado dc del inversor se conectan en serie dos condensadores de $2200 \mu\text{F}$ y 700 V lo que permite, en el punto medio, disponer de un cuarto conductor para aquellas topologías que lo requieran.

El acoplamiento a la red se realiza con tres transformadores monofásicos de 1 kVA , de relación de transformación 1:1. La Fig. A.7 muestra una imagen del transformador utilizado.



Fig. A.7. Transformadores de acoplamiento

Por otro lado, la salida del inversor dispone de un filtro de rizado cuya función es eliminar el rizado de las componentes de alta frecuencia presentes en la tensión de compensación generada por el filtro activo, Fig. A.8. El filtro de rizado está compuesto por una bobina de 0,13 mH y un condensador de 50 μ F de 400 V.



Fig. A.8. Filtro de rizado

En la configuración de filtro híbrido se utilizan dos ramas LC sintonizadas al armónico de orden 5 y al armónico de orden 7. La Fig. A.9 muestra los dos filtros pasivos. La rama correspondiente al 5^o armónico está formada por una bobina de 13,1 mH y un condensador de 30 μ F. Por otro lado, la rama sintonizada al armónico de orden 7 está compuesta por una bobina de 6,5 mH y un condensador de 30 μ F. Dos interruptores permiten la conexión/desconexión de cada rama LC, Fig. A.9.

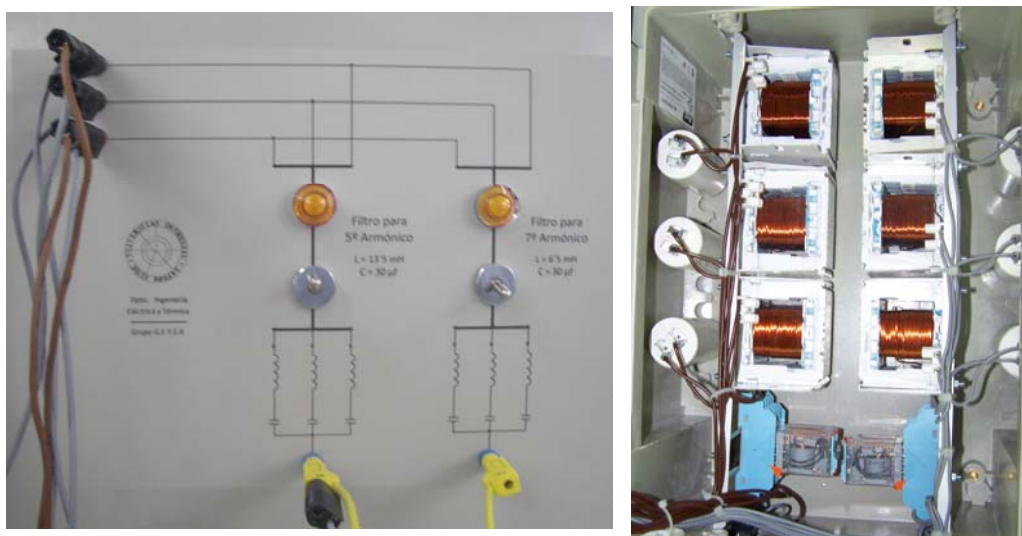


Fig. A.9. Filtros LC trifásicos sintonizados al 5^o y al 7^o armónico

Las diferentes estrategias de control se han implementado en un sistema modular de dSpace que integra la tarjeta DS 1005 PPC. Ésta dispone de un procesador PowerPC 750GX que funciona a 1 GHz. La Fig. A.10 muestra esta tarjeta y la Fig. A.11 su diagrama de bloques. Las tarjetas de entrada-salida se conectan a la DS1005 a través de un bus de alta velocidad, (PHS bus, Peripheral High-Speed) de 32 bits y una velocidad de transferencia de 22 MB/s.



Fig. A.10. Tarjeta de control 1005 PPC de dSPACE

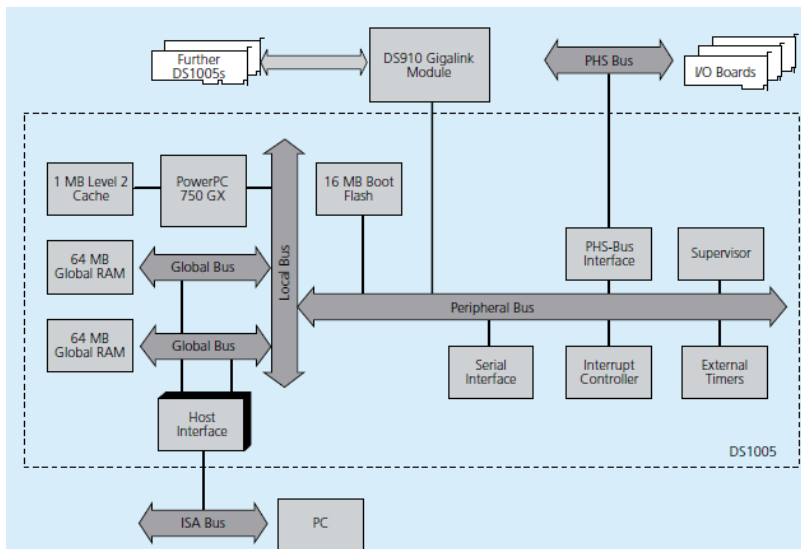


Fig. A.11. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 1005 PPC

Como tarjeta de entrada se utiliza la DS 2004, Fig. A.12a. Ésta dispone de 16 canales de entrada diferencial, cada uno con un convertidor A/D con una resolución de 16 bits. El convertidor realiza la conversión A/D en 800 ns. Cada canal dispone de un buffer de hasta 16384 valores. Para la conversión de los datos medidos ofrece dos modos de funcionamiento: modo continuo y por eventos. En el primero, cuando finaliza la conversión, automáticamente comienza la siguiente. En el segundo, la conversión comienza al recibir un evento (por software o trigger). En la Fig. A.13 se muestra su diagrama de bloques. La conexión con la DS 1005 PPC se realiza por el bus PHS.

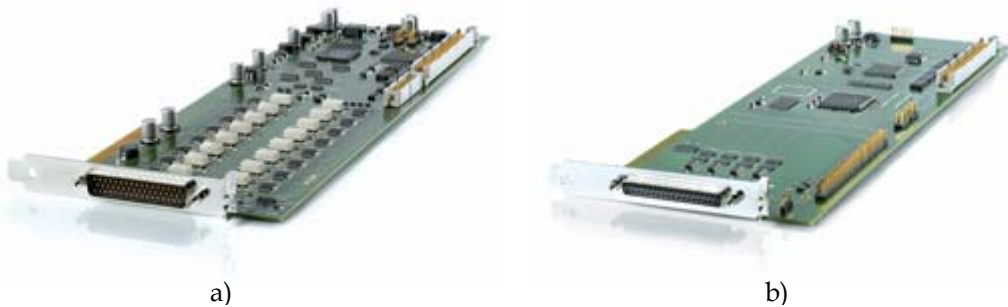


Fig. A.12. Tarjetas de entrada y salida de dSPACE utilizadas: a) DS 2004; b) DS 5101 DWO

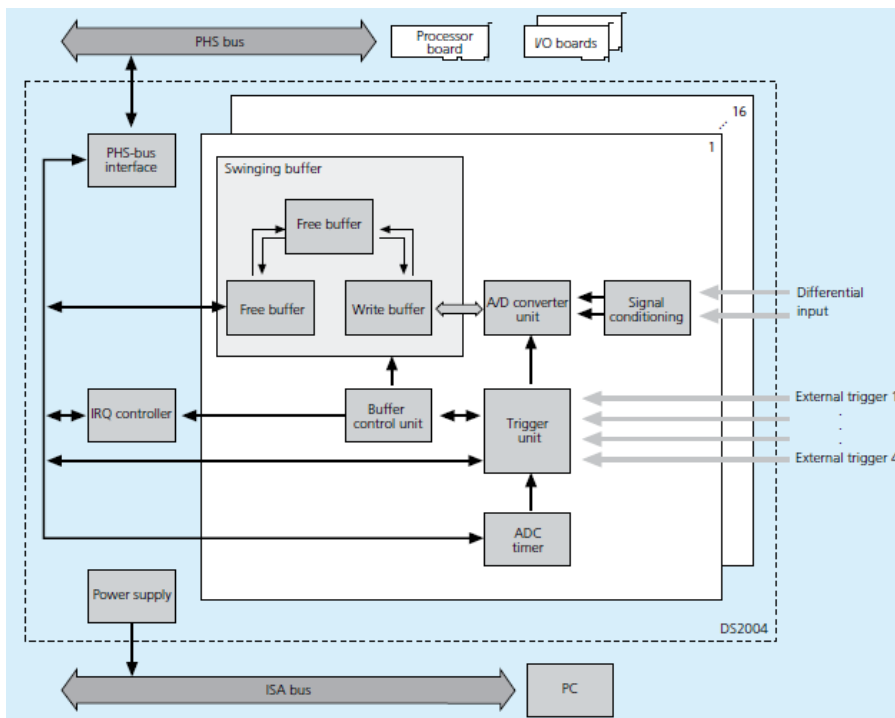


Fig. A.13. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 2004

Como salida se utiliza la tarjeta DS 5101 DWO, Fig. A.12b. Se trata de una tarjeta que permite generar un patrón de pulsos TTL de hasta 16 canales. Estos pulsos pueden ser definidos por programación. La Fig. A.14 muestra su diagrama de bloques.

El conjunto de las tres tarjetas se conectan en una caja de expansión que incluye una tarjeta de comunicaciones para su conexión con el PC. En este diseño, la comunicación se realiza a través de una tarjeta de red Ethernet. El ordenador sólo hace de interface de usuario, el cálculo en tiempo real lo realiza la tarjeta DS 1005 PPC. Se dispone de dos

paneles de conectores donde se conectarán las señales de entrada procedente de los sensores y las señales de salida TTL; éstas últimas son las encargadas de generar el tren de pulsos necesario para los disparos de puerta del inversor. En la Fig. A.15 se muestran los elementos de la configuración del sistema de control.

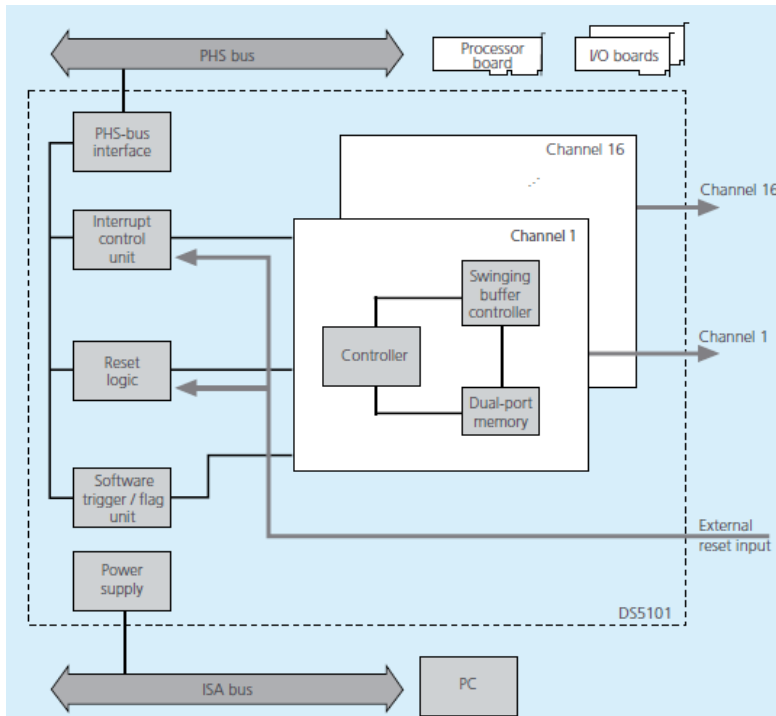


Fig. A.14. Diagrama de bloques de la tarjeta DS 5101 DWO

Todas las tarjetas pueden ser configuradas y programadas gráficamente utilizando MATLAB/Simulink. El lazo de unión entre software y hardware es el interface de tiempo real RTI (Real Time Interface) de dSpace. Así, cuando se dispone de un modelo en MATLAB/Simulink, el bloque de librerías de RTI permite la conexión de las tarjetas con los bloques de Simulink. La librería de bloques de RTI permite la parametrización de las entradas y salidas de las tarjetas. Una vez conectadas y configuradas las entradas y salidas al modelo, se genera el código en C a través de la toolbox Real Time Workshop (RTW) de MATLAB. El modelo en tiempo real es compilado y leído, comenzando a ejecutarse de forma automática en el hardware de tiempo real.

Por otro lado, existe otra herramienta de dSpace denominada ControlDesk que permite interactuar con el sistema en tiempo real. Con ella es posible la monitorización del conjunto de variables de interés, convirtiendo el PC en un instrumento virtual diseñado por el usuario que permite controlar el sistema en tiempo real. En la Fig. A.16 se muestra la pantalla principal de una de las aplicaciones que se han realizado en esta tesis.

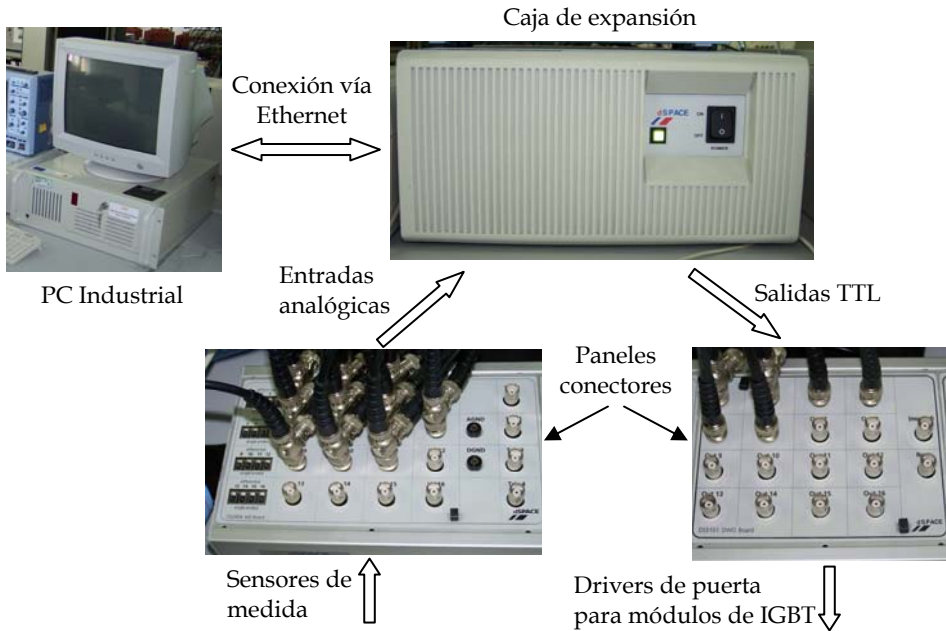


Fig. A.15. Configuración del sistema dSpace

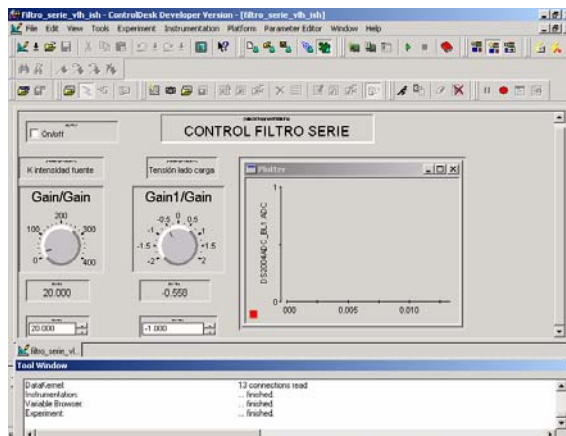


Fig. A.16. Controldesk

Las señales de entrada al sistema de control son de tensión e intensidad. Para las señales de tensión se utilizan los sensores LV-25-P de LEM, Fig. A.17. Se trata de un transductor de tensión de efecto Hall. Es tipo lazo cerrado, con lo que permite reducir el efecto de la histéresis magnética, proporcionándole una característica prácticamente lineal con una gran exactitud. También proporciona aislamiento galvánico entre primario y secundario, pudiéndose conectar su primario a una tensión de hasta 1600 V.

La relación de tensiones depende de la resistencia que se conecte en el secundario del transductor la cual debe estar dentro de un rango especificado por el fabricante. En el diseño realizado se ha elegido un valor de resistencia de $100\ \Omega$, con lo que la relación de tensiones es de 1:240.



Fig. A.17. Sensor de tensión LV25-P

Respecto al sensor de corriente se ha utilizado el LA35-NP de LEM, Fig. A.18. Se trata de un sensor de efecto Hall de lazo cerrado, con una relación de corrientes configurable. Dependiendo del tipo de conexionado de sus pines permite obtener hasta 5 relaciones diferentes. La elegida es la 1/1000, con una corriente nominal por el primario de 35 A.

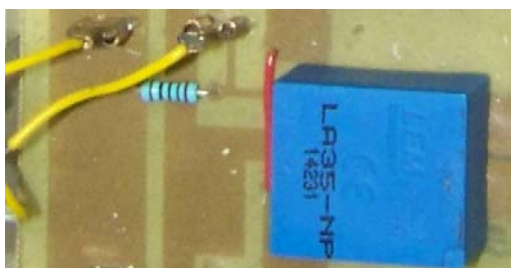


Fig. A.18. Sensor de intensidad LA35-NP

Los sensores de tensión e intensidad se agruparon para facilitar la alimentación de su circuitería interna. En la Fig. A.19 se muestra una pila compuesta por 16 sensores de intensidad y 9 sensores de tensión.

Para las medidas que se incluyen en las diferentes pruebas que se presentan en esta tesis se ha utilizado un analizador de redes trifásico, Fluke 434. Este instrumento mide prácticamente todos los parámetros del sistema eléctrico, como tensión, corriente, potencia, energía, desequilibrio, flicker, armónicos e interarmónicos. Dispone de cuatro canales en los que se miden simultáneamente la tensión y la corriente en las tres fases y el neutro. Este aparato ofrece una precisión de la tensión del 0,1 por ciento y cumple todos los requisitos de la norma CEI 61000-4-30 Clase A. La Fig. A.20 muestra una imagen del equipo de medida.

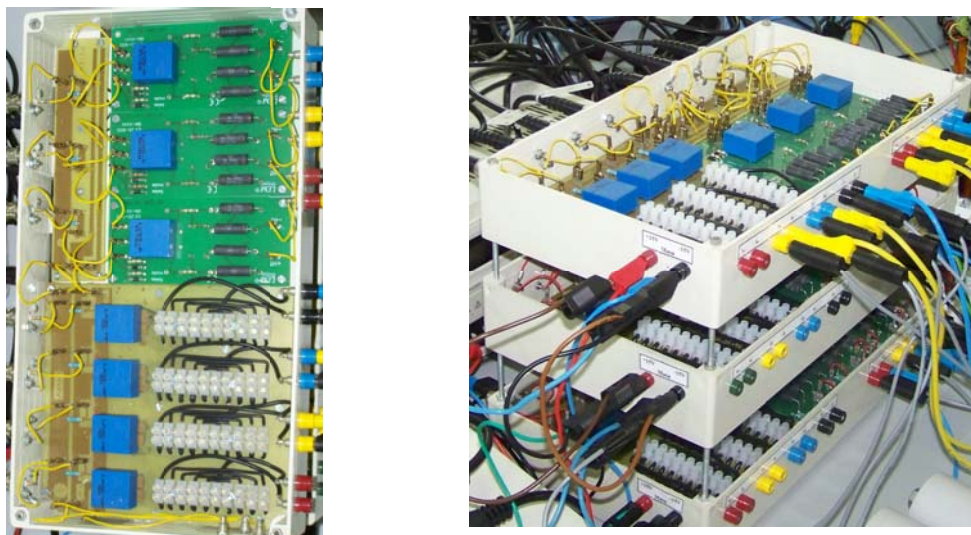


Fig. A.19. Conjunto de sensores de tensión e intensidad



Fig. A.20. Analizador de redes Fluke 434

Por otro lado, también fue utilizado un osciloscopio digital de cuatro canales, concretamente el WaveSurfer 424 de Lecroy, Fig. A.21. De entre sus características destacan un ancho de banda de 200 MHz y una velocidad de muestreo de 2GS/s. Dispone de una resolución vertical de 8 bit y una sensibilidad vertical de 1 mV/div. Este osciloscopio permite visualizar y capturar las señales instantáneas de una forma fácil y práctica, y ofreciendo distintos colores para los diferentes canales. Para la visualización de las intensidades se han usado las señales en tensión de que se sirven los sensores para realizar las medidas. Las formas de onda mostradas como resultados experimentales han sido capturadas con este osciloscopio.

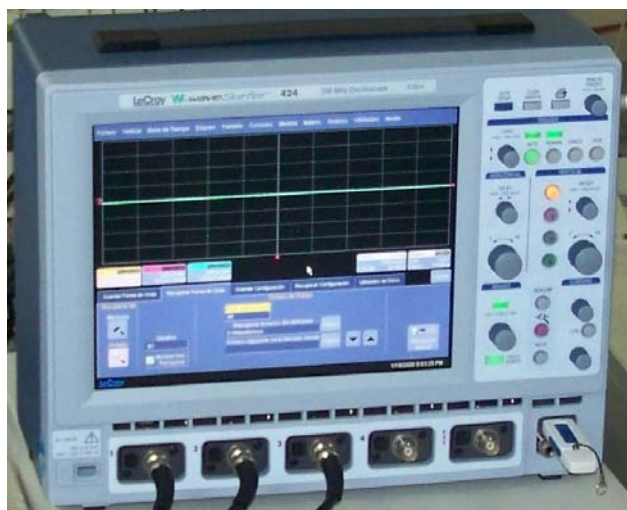


Fig. A.21. Osciloscopio modelo Wavesurfer 424 de Lecroy

Los programas de cálculo de la intensidad de referencia se desarrollaron en Simulink, y la herramienta Build permitió construir el programa a ejecutar en el microprocesador incorporado en la tarjeta DS1005 PPC de dSpace. A lo largo de los capítulos anteriores fueron descritas las estrategias empleadas, por lo que a continuación se detallan los esquemas de Simulink que se han diseñado para los distintos prototipos experimentales.

En la Fig. A.22 se muestra el esquema general en Simulink donde se han incluido los canales de entrada utilizados con la tarjeta DS 2004. Este esquema ha sido utilizado para todos los prototipos experimentales desarrollados en la tesis. En algunos de ellos sólo ha sido necesario la medida de la intensidad de fuente o la tensión en el lado de carga, por lo que bastaría con anular en el esquema de control los canales correspondientes (del 1 al 3 para la tensión y del 5 al 7 para la intensidad). Todas las entradas incluyen un factor de escala de 240 para las señales de tensión y de 1,9644 para las señales de intensidad. La diferencia principal de un prototipo a otro está en el bloque etiquetado como “Cálculo Referencia”.

Los canales 13 y 14 de la DS 2004 se asignan a la medida de la tensión en los terminales de los condensadores conectados en el lado dc del inversor. Estos valores junto con las intensidades de fuente son las entradas del bloque que se designa como “control secundario”. En este bloque se ha implementado la estrategia de control que permite regular la tensión en los condensadores. La Fig. A.23 muestra el diseño en Simulink de este bloque, donde la tensión de referencia es 100 V.

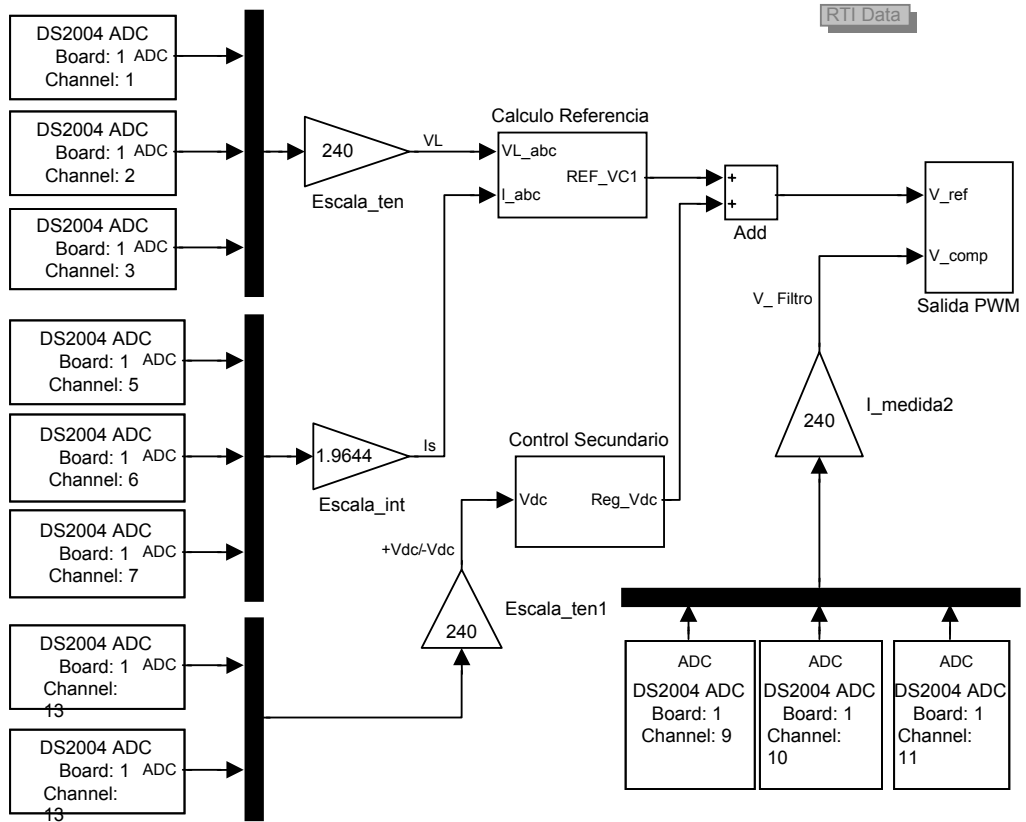


Fig. A.22. Esquema general en Simulink del control del filtro activo serie e híbrido

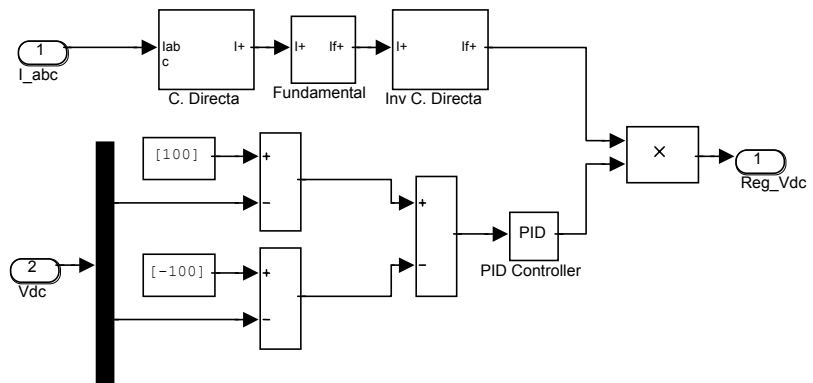


Fig. A.23. Esquema en simulink del bloque "control secundario"

El bloque “C. Directa” que se muestra en la Fig. A.23 determina la componente de secuencia directa del vector de entrada, en este caso el vector de intensidades de fuente. La Fig. A.24 muestra la estructura del bloque, donde el operador “a” y “a²” se han configurado con filtros paso todo a través de sus funciones de transferencia.

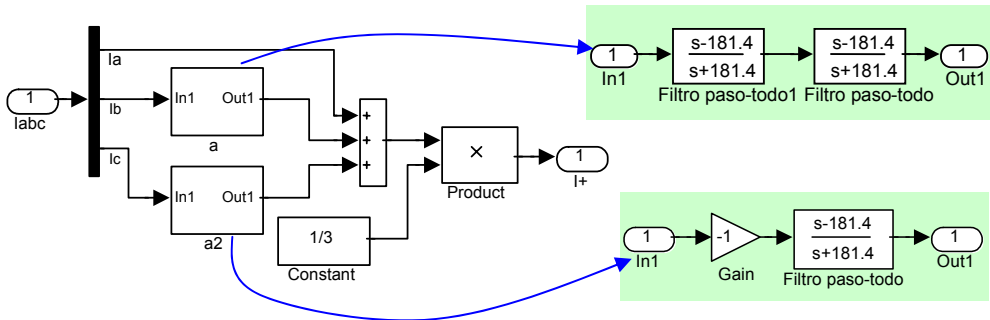


Fig. A.24. Bloque “C. Directa” que determina la componente de secuencia directa

Por otro lado, la Fig. A.23 incluye el bloque “Fundamental”, en cuyo interior se desarrolla el cálculo de la componente fundamental de la señal de entrada. La Fig. A.25 muestra su estructura interna.

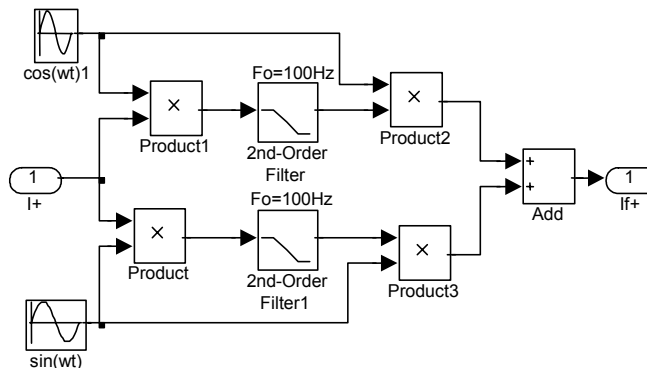


Fig. A.25. Bloque “Fundamental” que determina la componente fundamental

El bloque etiquetado como “Inv C. Directa” es el que se encarga de obtener la transformación inversa de Fortescue a partir de la componente fundamental de secuencia directa. La Fig. A.26 muestra los bloques que incluye los operadores “a” y “a²” que han sido desarrollados de la misma forma que el bloque “C. Directa”.

Otro de los bloques es común a todos los desarrollos prácticos es el designado en la Fig. A.22 como “salida PWM”. En él se generan los pulsos de disparo que se aplican a las puertas de los diferentes IGBTs del inversor. La Fig. A.27 muestra el contenido de este bloque. Éste a su vez tiene un subsistema designado como “PWM” que es el que realiza la comparación entre la señal de referencia y la señal de salida del equipo de

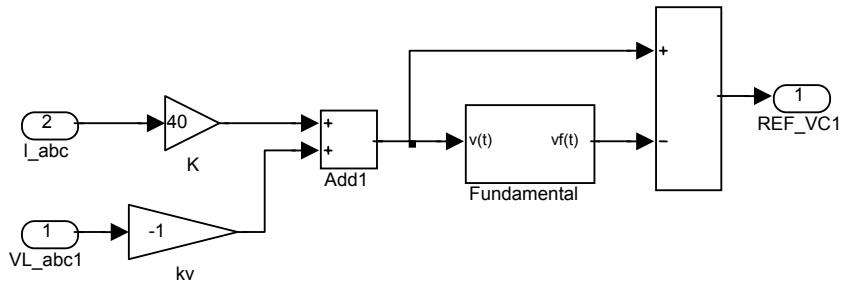


Fig. A.28. Bloque para el cálculo de la referencia en las estrategias ensayadas en el capítulo III

En el prototipo experimental del capítulo IV se analiza la estrategia de comportamiento resistivo. El cálculo de la señal de referencia se realiza mediante el esquema de Simulink que se muestra en la Fig. A.29. Éste incluye los bloques etiquetados como “C. Directa”, “Fundamental” y el bloque “Inv C. Directa”. Todos ellos tienen la misma configuración mostrada en la Fig. A.24, Fig. A.25 y la Fig. A.26, respectivamente.

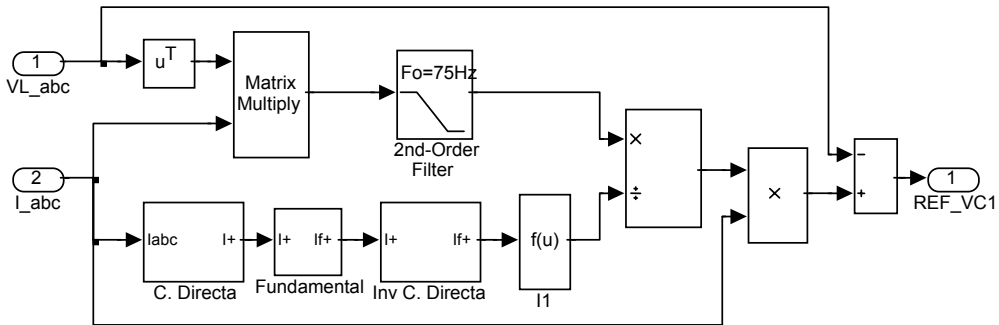


Fig. A.29. Bloque para el cálculo de la referencia en la estrategia de comportamiento resistivo presentada en el capítulo IV

Por último, para el prototipo desarrollado en el capítulo V, la señal de referencia de la tensión de compensación se obtuvo con el esquema que se muestra en la Fig. A.30. En esta caso la estrategia de control estaba basada en la minimización de la tensión en el PCC para que la carga consuma la potencia media demandada. Todos los bloques utilizados son proporcionados por las diferentes librerías de Simulink

Anexo B

ESQUEMAS EN SIMULINK DE LOS CASOS PRÁCTICOS

En esta tesis se han desarrollado un total de 20 casos prácticos. En todos ellos se han analizado los resultados de simulación obtenidos con una plataforma basada en MATLAB-Simulink. En este anexo se presentan los esquemas de Simulink que han sido utilizados en cada caso práctico.

El primer caso práctico que se ha incluido es el 2.1 del capítulo II. Aquí se obtenía el equivalente Norton de una carga no lineal formada por un rectificador trifásico no controlado, con una resistencia y una bobina conectadas en serie en su lado dc. Esta carga se conecta a una fuente trifásica sinusoidal con una impedancia de fuente modelada por una bobina y una resistencia. Con el objetivo de modificar las condiciones de la red se dispuso de una rama RL que se conectan al sistema a través de un interruptor k. La Fig. B.1 muestra el esquema de Simulink del sistema de potencia. También se muestra el contenido del bloque que modela la carga trifásica no lineal y los bloques de medida que permitieron obtener los valores rms y fase de cada uno de los armónicos de tensión e intensidad.

En el segundo caso que se presenta en el capítulo II, caso práctico 2.2, se aplica el control por detección de la corriente de fuente a un filtro activo de conexión serie para el caso de una carga tipo HVS. La carga consistió en un rectificador trifásico no controlado con un condensador y una resistencia en paralelo en el lado dc. La carga se alimenta mediante una fuente trifásica sinusoidal con una impedancia de fuente formada por una resistencia en serie con una bobina. El filtro activo se conecta a través de tres transformadores de relación 1:1, con un filtro de rizado LC. El inversor se configura mediante un puente de IGBTs trifásico.

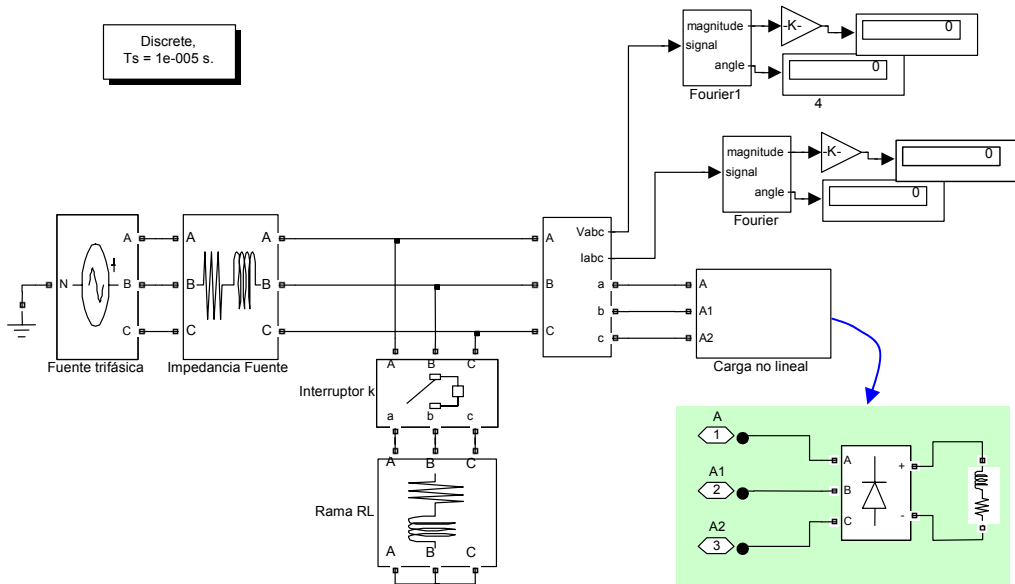


Fig. B.1. Esquema en Simulink del circuito de potencia del caso práctico 2.1

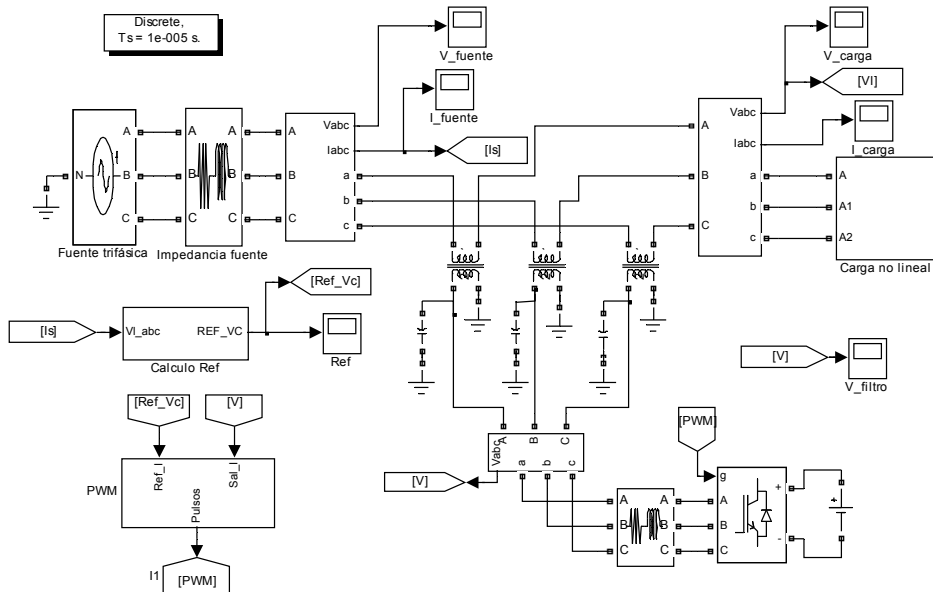


Fig. B.2. Esquema en Simulink del circuito de potencia del caso práctico 2.2

La carga no lineal se modela con el bloque “Universal bridge” de la librería SymPowerSystem de Simulink. La Fig. B.3 muestra el esquema de Simulink utilizado.

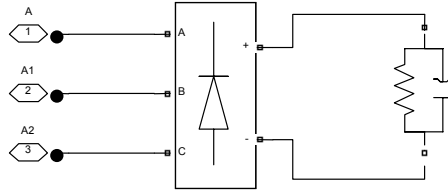


Fig. B.3. Carga HVS formada por un rectificador trifásico no controlado con un condensador y una resistencia en paralelo en el lado dc

Por otro lado, el bloque etiquetado como PWM genera los pulsos de disparo de los IGBTs, a partir de la comparación de señal de referencia y la señal de salida del inversor. Se incluye un biestable tipo D que limita la frecuencia de conmutación por debajo de la frecuencia de reloj. La Fig. B.4 muestra el esquema en Simulink de este bloque que es el mismo en todos los casos prácticos en los que se utiliza el inversor.

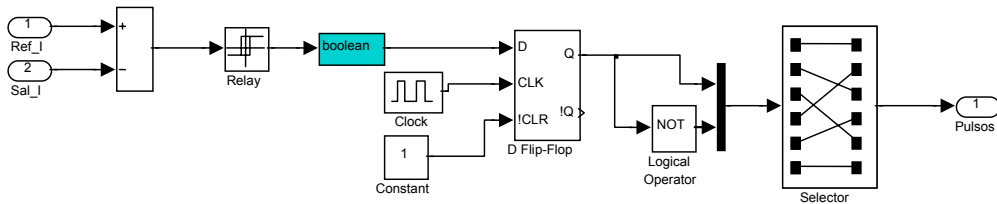


Fig. B.4. Esquema del control PWM que se ha utilizado en los casos prácticos

El bloque “Calculo Ref” tiene como salida la tensión de referencia que el filtro activo debe generar. Su esquema en Simulink es el que se muestra en la Fig. B.5. La componente fundamental de la señal de entrada se obtiene por medio del bloque etiquetado como “Fundamental”. Este bloque se ha desarrollado mediante el esquema de Simulink de la Fig. B.6.

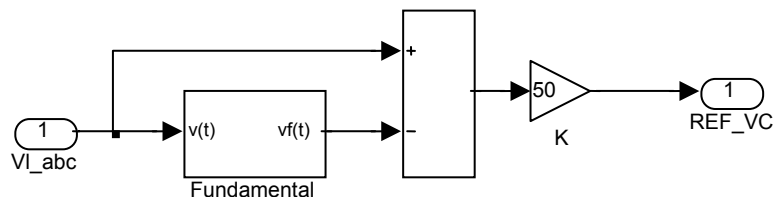


Fig. B.5. Esquema para el cálculo de la referencia en la estrategia de control por detección de la corriente de fuente

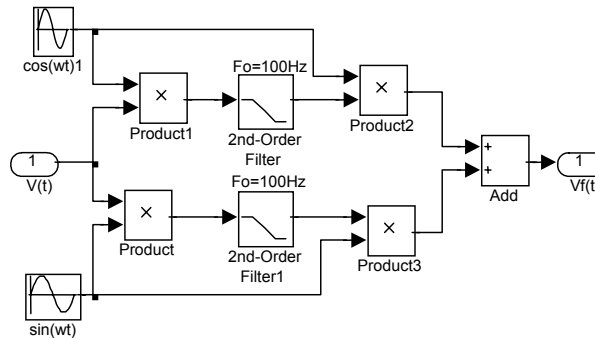


Fig. B.6. Bloque “Fundamental” que determina la componente fundamental

El caso práctico 2.3 consiste en la misma configuración del circuito de potencia del caso práctico 2.2 con la diferencia de aplicar la estrategia de control por detección de la tensión de carga. Los bloques de Simulink son iguales a los del caso práctico 2.2 con la única diferencia que en el bloque que calcula la señal de referencia, etiquetada en la Fig. B.2 como “Calculo Ref”, la entrada es la tensión en los terminales de carga. Este bloque es el mismo que se muestra en la Fig. B.5, en el que se ajusta la ganancia K al valor que se adopte en la simulación.

En el caso práctico 2.4, se utiliza la misma configuración que en los casos prácticos 2.2 y 2.3. Al filtro activo serie se le aplica la estrategia de control híbrida. El bloque que calcula la señal de referencia tiene como entradas la tensión en el lado de carga y la intensidad de fuente. La Fig. B.7 muestra el esquema en Simulink de bloque “Calculo Ref”.

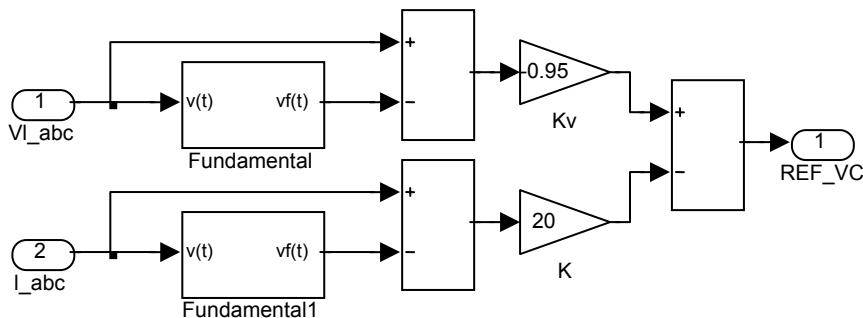


Fig. B.7. Bloque “Calculo Ref” utilizado en la estrategia de control híbrida

El siguiente caso práctico del capítulo II es el 2.5. Se trata de la simulación de un sistema con dos cargas no lineales conectadas a un juego de barras. Las dos cargas son conectadas a una fuente de tensión sinusoidal a través de las correspondientes impedancias de línea. Posteriormente, se conecta un filtro pasivo para eliminar el armónico 5 y compensar la potencia reactiva de una de las cargas. Este caso permitió ilustrar los inconvenientes que presentan los filtros pasivos de conexión paralelo en el

sistema de potencia. El esquema en Simulink del circuito es el que se muestra en la Fig. B.8.

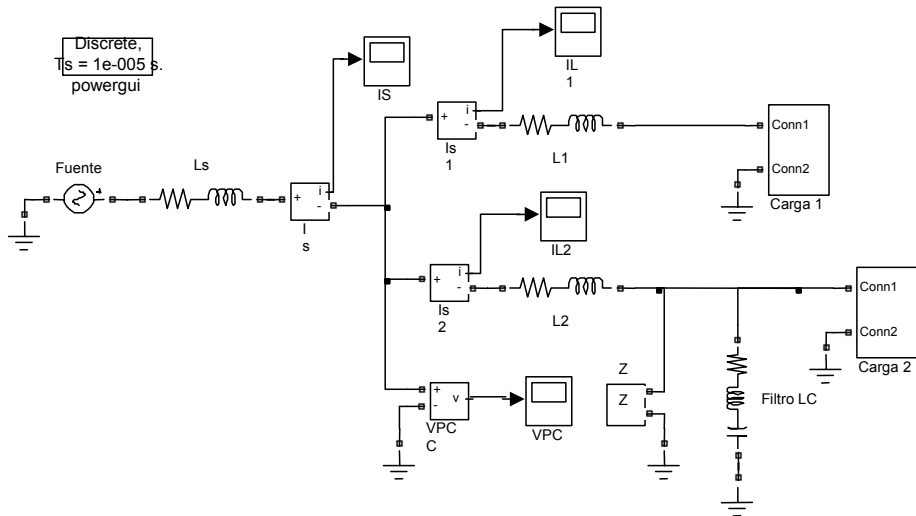


Fig. B.8. Modelo de circuito en Simulink del caso práctico 2.5

Los casos prácticos 2.6, 2.7 y 2.8 utilizan la misma configuración del circuito de potencia. Ésta es la que se muestra en la Fig. B.9. Aquí se incluye un filtro pasivo sintonizado al armónico de orden 5.

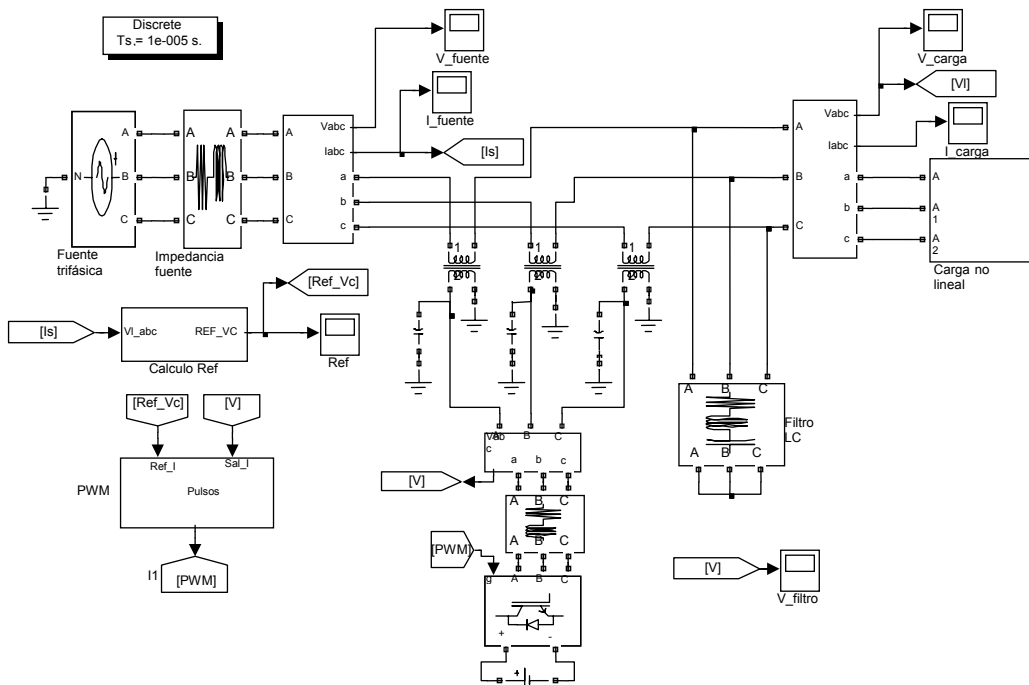


Fig. B.9. Modelo de circuito en Simulink del sistema de potencia de los casos prácticos 2.6, 2.7 y 2.8

La carga que se utiliza es del tipo HCS, y está compuesta por un rectificador trifásico no controlado con una bobina y una resistencia en serie en su lado dc. La Fig. B.10 muestra el esquema del modelo utilizado.

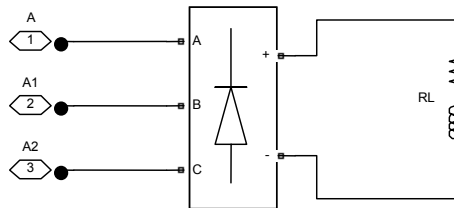


Fig. B.10. Carga HCS formada por un rectificador trifásico no controlado con una bobina y una resistencia en serie en el lado dc

El resto de los bloques que se incluyen en el esquema de la Fig. B.9 son los mismos a los casos prácticos 2.2, 2.3, y 2.4 de acuerdo a la estrategia de compensación que se aplica al filtro activo.

En el capítulo 3 se analizan dos casos prácticos a partir de su modelo de estado para las tres estrategias de compensación: por detección de la corriente de fuente, por detección de tensión de carga y la estrategia híbrida.

En el caso práctico 3.1 se trata el análisis de las tres estrategias para el caso de un filtro activo serie que compensa una carga tipo HVS. Para la simulación se genera un archivo “.m” de MATLAB con el siguiente listado:

```
%Caso práctico 3.1.
%Asignación de valores de las constantes k y kv
k=20;
kv=0.95;

%Modelo de estado del caso de simulación 3.1
A=[-4089 3446;66.5 -66.5]
B1=[-357;0]
B2=[357 3446;0 -66.5]

% Corriente de fuente como salida
C=[1 0]
D=[0]

% Representación gráfica y análisis sin compensar
Modelo=ss(A,B2,C,D)

% Estrategia por detección de la corriente de fuente
K=[k 0]
Ai=A+B1*K

Modelo_ish=ss(Ai,B2,C,D)

% Estrategia por detección de la tensión de carga

K1=[-kv*9.65 kv*9.65]
Av=A+B1*K1
```

```

K2=[0 kv*9.65]
Bv=B2+B1*K2

Modelo_vl=ss(Av,Bv,C,D)

% Estrategia de control híbrido
K11=[k-kv*9.65 kv*9.65]
Ah=A+B1*K11
K22=[0 kv*9.65]
Bh=B2+B1*K22

Modelo_h=ss(Ah,Bh,C,D)

%Análisis de los diferentes modelos

ltiview(Modelo,'r',Modelo_ish,'b',Modelo_vl,'g',Modelo_h,'m')

```

Para el análisis de los resultados se utiliza la herramienta “ltiview” de MATLAB.

En el segundo caso práctico del capítulo III, se trata de análisis del compensador híbrido frente a las tres estrategias anteriores, cuando se conecta una carga del tipo HCS. De manera similar al caso anterior se genera un archivo “.m” que permite el análisis de los resultados. El listado es el que se reproduce a continuación:

```

% Caso práctico 3.2

% Constantes de proporcionalidad
k=40;
kv=-1;

% Modelo en variables de estado del filtro SAPPF
% Definición de los diferentes parámetros

Rs=1.3; Ls=2.34e-3; L5=13.5e-3;C5=30e-6; R5=2.1; L7=6.75e-3;
C7=30e-6; R7=1.05; RL=14,3; L1=152e-3;

A =[-(Rs+RL)/Ls RL/Ls RL/Ls RL/Ls 0 0;RL/L5 -(RL+R5)/L5 -RL/L5 -
RL/L5 -1/L5 0;RL/L7 -RL/L7 -(RL+R7)/L7 -RL/L7 0 -1/(L7);
RL/L1 -RL/L1 -RL/L1 -RL/L1 0 0;0 1/C5 0 0 0 0; 0 0 1/C7 0 0 0]
B2=[1/Ls RL/Ls;0 -RL/L5;0 -RL/L7;0 -RL/L1; 0 0;0 0]
B1=[-1/Ls; 0; 0; 0; 0; 0]
C=[1 0 0 0 0 0]
D=[0]

%Modelo sin compensar

Modelo=ss(A,B2,C,D)

%Modelo para la estrategia por detección de la corriente de fuente
K=[k 0 0 0 0 0]
Ai=A+B1*K

Modelo_ish=ss(Ai,B2,C,D)

% Modelo para la estrategia por detección de la tensión de carga
K1=[-kv*RL kv*RL kv*RL kv*RL 0 0]

```

Anexo B. Esquemas en Simulink de los casos prácticos

```

Av=A+B1*K1
K2=[0 kv*RL]
Bv=B2+B1*K2
Modelo_vl=ss (Av,Bv,C,D)

ltiview(Modelo_vl)

% Modelo para la estrategia de control híbrido
K11=[k-kv*RL kv*RL kv*RL kv*RL 0 0]
Ah=A+B1*K11
K22=[0 kv*RL]
Bh=B2+B1*K22

Modelo_h=ss (Ah,Bh,C,D)

% Análisis de las tres estrategias
ltiview(Modelo,'r',Modelo_ish,'b',Modelo_vl,'g',Modelo_h,'m')

```

En el capítulo IV se analizan diferentes estrategias de control para un filtro activo de conexión serie, basadas en la teoría de la potencia reactiva instantánea. El circuito de potencia que se utiliza en todos los casos es el que se muestra en la Fig. B.11.

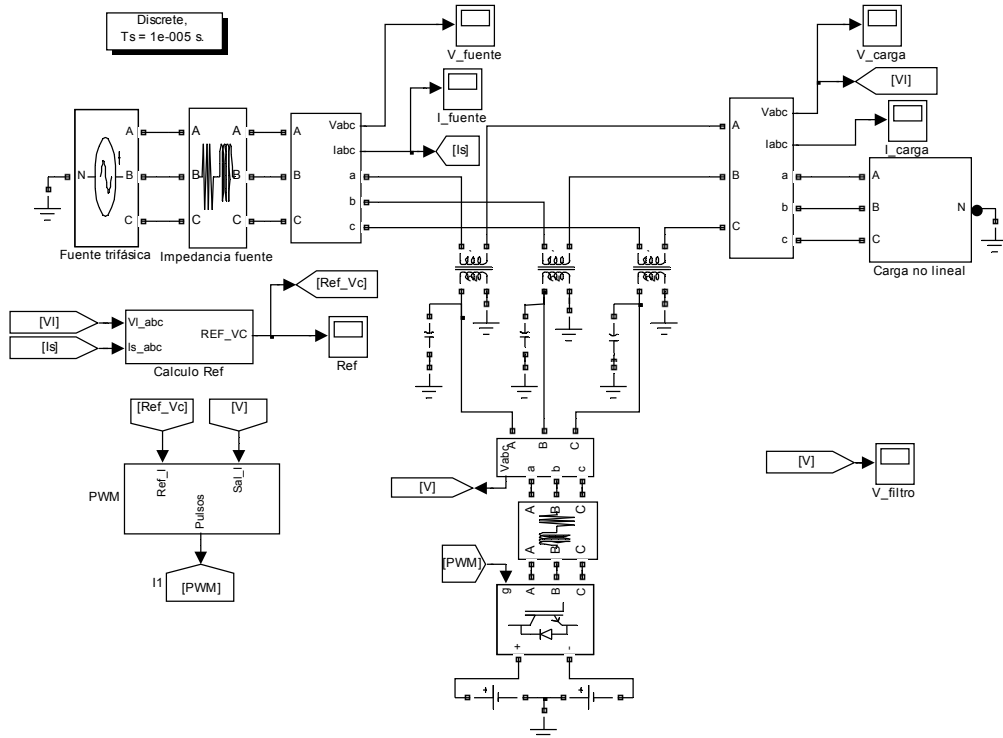


Fig. B.11. Circuito de potencia en Simulink utilizado en los casos prácticos del capítulo IV

Los casos prácticos del 4.1 al 4.6 se analizan para tres cargas tipo HCS diferentes. Una equilibrada de tres conductores como la que se muestra en la Fig. B.3 y dos cargas trifásicas no lineales de cuatro conductores formada por tres rectificadores conectados entre fase y neutro. La Fig. B.12 muestra el esquema de la carga utilizada en los diferentes casos prácticos.

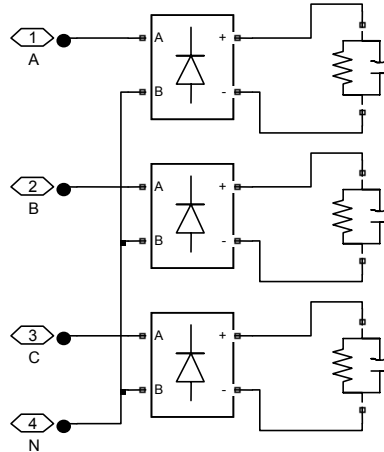


Fig. B.12. Modelo de carga trifásica no lineal de cuatro conductores

En el caso práctico 4.1 se aplica la estrategia de control de potencia constante basada en la formulación pq original dual. El bloque etiquetado como "Calculo Ref" de la Fig. B.11, contiene el diagrama de bloques de Simulink que se muestra en la Fig. B.13.

En el caso práctico 4.2 se compensan las tres cargas antes descrita mediante la aplicación de la estrategia de potencia constante según la formulación pq modificada. El circuito de control diseñado en Simulink es el que se muestra en la Fig. B.14

Por otro lado, en el caso práctico 4.3 se aplica la formulación pqr dual como estrategia de control al filtro activo de conexión serie. La Fig. B.15 muestra el esquema de control que se utilizó para el cálculo de la tensión de referencia.

En el caso práctico 4.4 se aplica la estrategia de control basada en la transformación dq de tensión con velocidad de rotación constante. La Fig. B.16 muestra el esquema de la estrategia de control en Simulink.

En el caso práctico 4.5 se aplica el método v_d-v_q en el cálculo de la referencia de la tensión de compensación. El cálculo de la señal de referencia se realizó con el esquema que se muestra en la Fig. B.17.

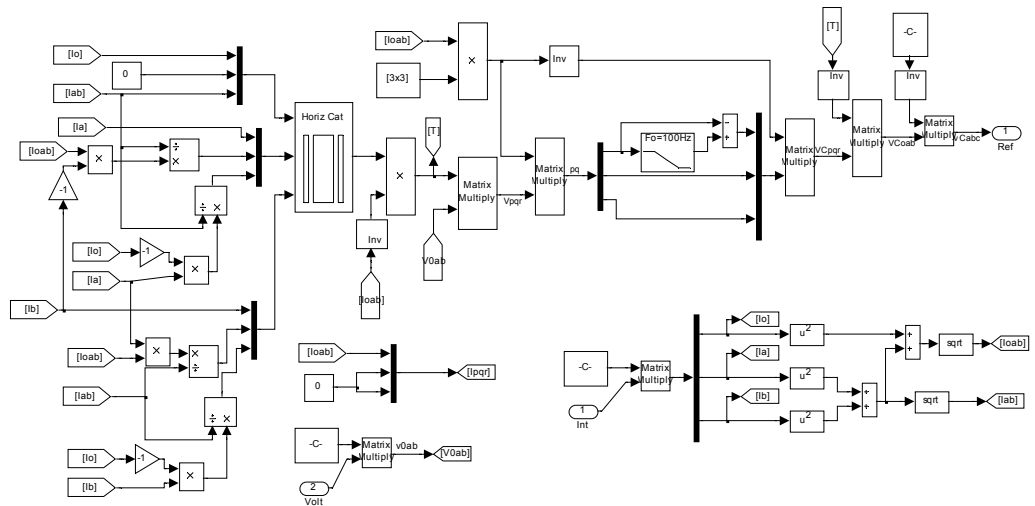


Fig. B.15. Esquema de la estrategia de control de potencia constante basada en la formulación pqr dual. Caso práctico 4.3

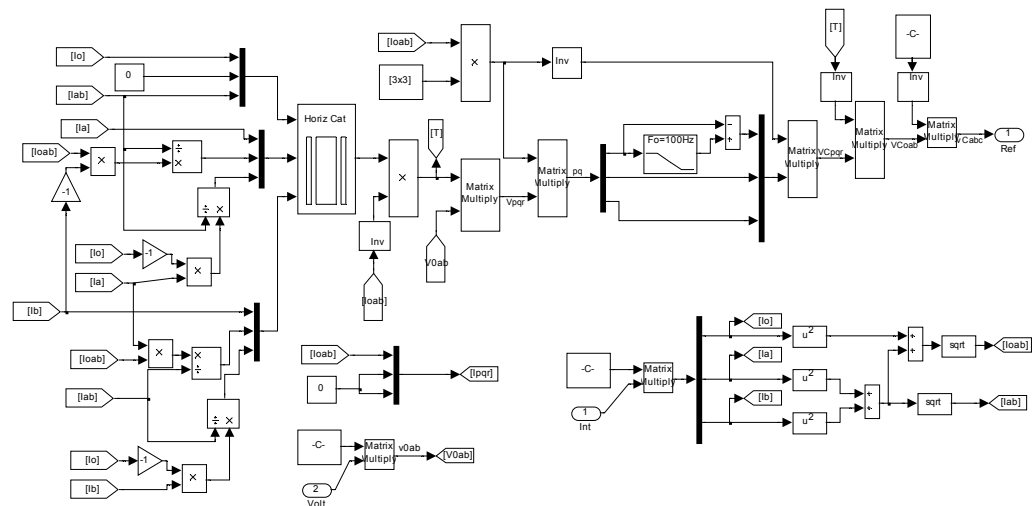


Fig. B.16. Esquema de la estrategia de control basada en la descomposición dq de la tensión. Caso práctico 4.4

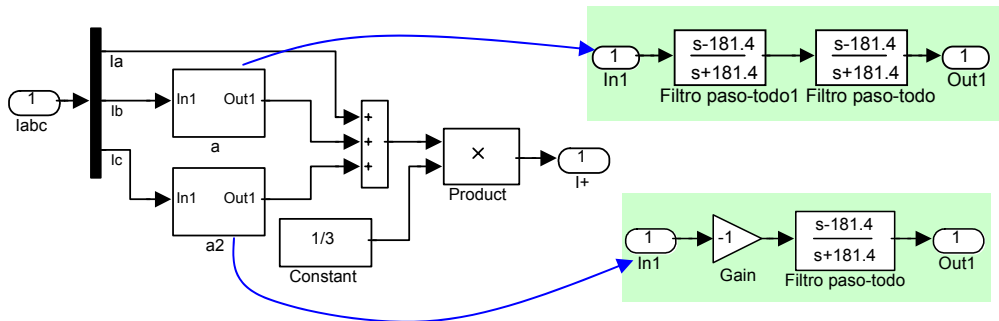


Fig. B.19. Bloque "C. Directa" que determina la componente de secuencia directa

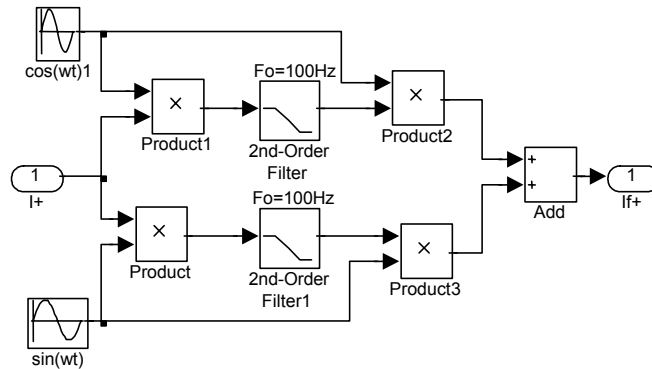


Fig. B.20. Bloque "Fundamental" que determina la componente fundamental

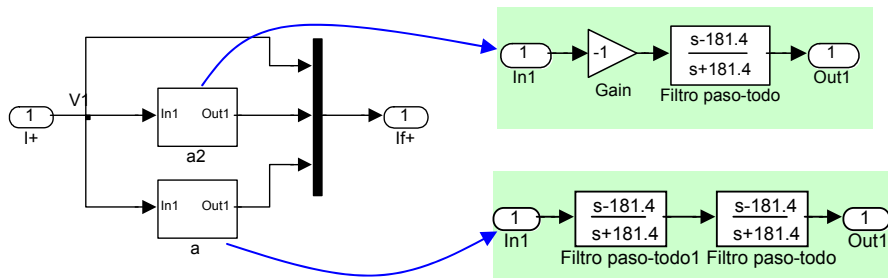


Fig. B.21. Bloque "Inv. C. Directa" para el cálculo de la transformación inversa de Fortescue

En el capítulo V se desarrollaron cuatro casos prácticos. En ellos se analiza el comportamiento de un filtro activo híbrido al que se le aplica la estrategia basada en la minimización de la tensión en el punto de conexión común. El esquema del circuito de potencia en Simulink es el que se muestra en la Fig. B.22.

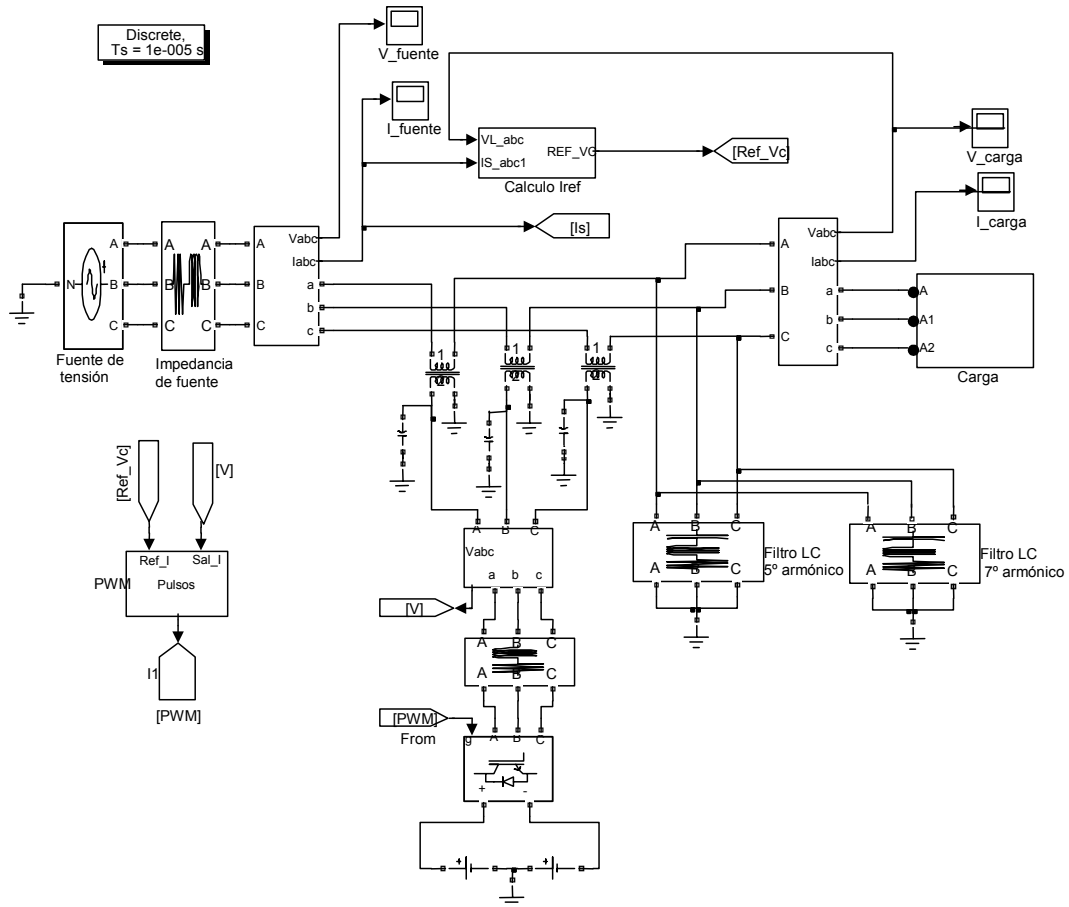


Fig. B.22. Esquema general de los casos prácticos con filtro híbrido del capítulo V

Cada caso práctico considera una carga no lineal diferente, con la misma configuración de las descritas previamente en este anexo.

Para los casos prácticos 5.1, 5.2 y 5.3 el bloque que determina la referencia la tensión de compensación es el que se muestra en la Fig. B.23.

Finalmente el caso práctico 5.4 incluye el control de la tensión en los condensadores del lado dc del inversor. El bloque que determina la señal de referencia es el que se muestra en la Fig. B.24 que incluye el lazo de control principal y el lazo de control secundario.

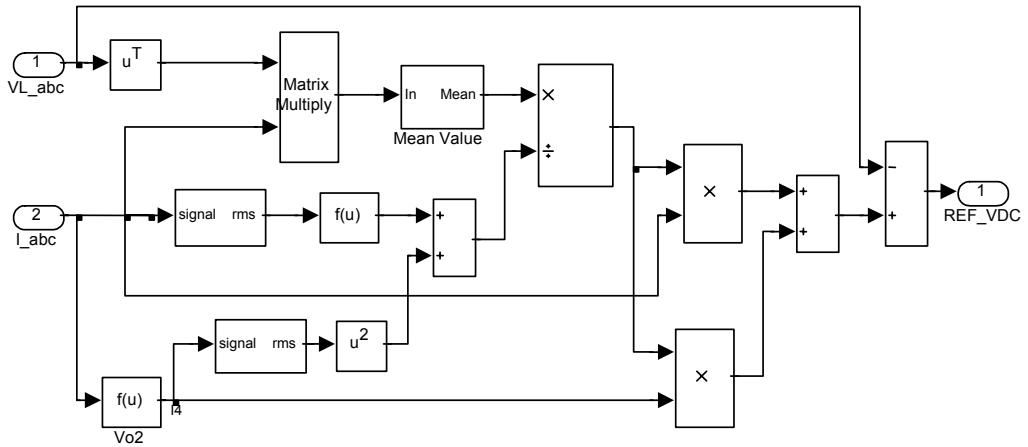


Fig. B.23. Bloque para el cálculo de la referencia en la estrategia propuesta en el capítulo V

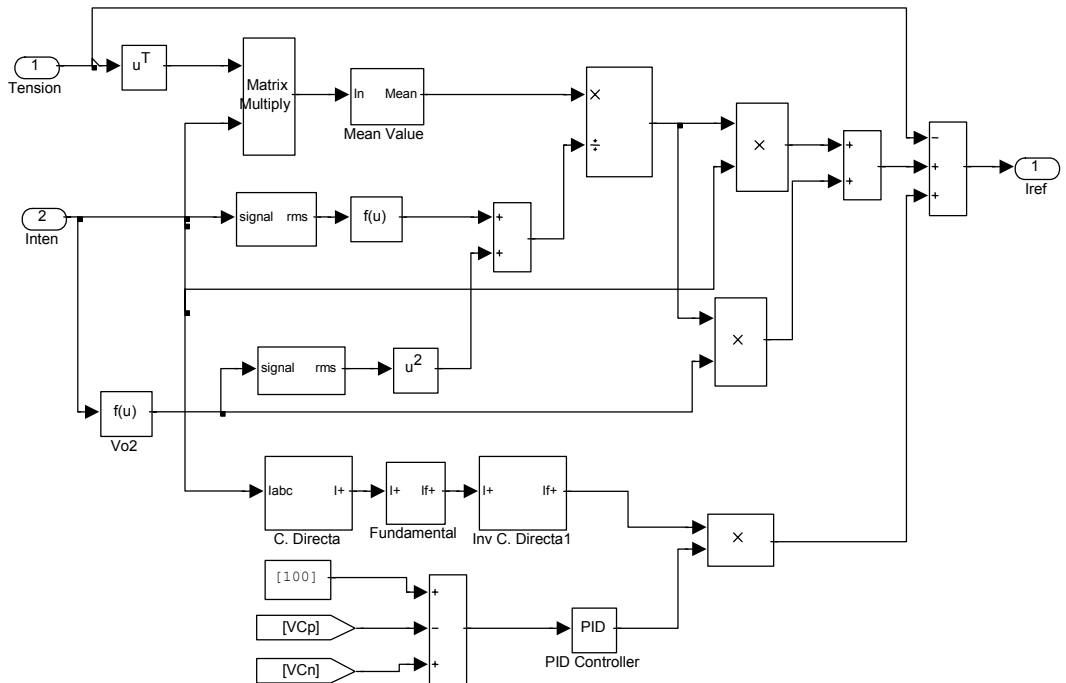


Fig. B.24. Bloque para el cálculo de la tensión de compensación en el que se incluye el control de la tensión de los condensadores

Referencias bibliográficas

- [1] S. Abdelkader; M.H. Abdel-Rahman; M.G. Osman, "A Norton equivalent model for nonlinear loads", in *Proc. Conference on Large Engineering Systems, Power Engineering, LESCOPE '01*, pp. 63-67, 11-13, July 2001.
- [2] F. J. Alcántara, J. R. Vázquez, P. Salmerón, S. P. Litrán y M. I. Arteaga Orozco, "On-line detection of voltage transient disturbances using ANNs", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 09*. Valencia. 2009.
- [3] C. F. M. Almeida, N. Kagan, "Harmonic coupled norton equivalent model for modeling harmonic producing loads", in *Proc. 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power, (ICHQP)*, 2010.
- [4] H. Akagi, "New trends in active filters for improving power quality," in *Proc. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES'96*, 1996, pp. 410-416.
- [5] H. Akagi, "Active harmonic filters", *Proceedings of the IEEE*. Vol. 93, Issue 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005
- [6] H. Akagi, Y Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators, comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-20, pp. 625-630, May/June 1984.
- [7] H. Akagi, E. H. Watanabe and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning," Wiley-IEEE Press, April 2007.
- [8] F. Barrero, S. Martinez ,F. Yeves, F. Mur, P. M. Martinez, "Universal and reconfigurable to UPS active power filter for line conditioning," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 18, pp. 283- 290, Jan. 2003.
- [9] M.E. Balci; D. Ozturk; O. Karacasu; M.H. Hocaoglu, "Experimental verification of harmonic load models", in *Proc. 43rd International Universities Power Engineering Conference, UPEC 2008*, 1-4, pp. 1-4, Sept. 2008.
- [10] S. Bhattacharya, D.M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter", in *Proc. 4th European Power Electronics, EPE*, Vol. 3, pp. 030-035, Florence, 1991.

- [11] J.C. Bravo, M. Castilla, J.C. Montaña, M. Ordoñez, M.V. Castilla, A. López, D. Borrás, J. Gutiérrez, "Non-active power multivector", in *Proc. 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*, pp. 1021-1026, 2010.
- [12] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, and J. Lindsay, "Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 269-274, May 1994.
- [13] M. Castilla, J.C. Bravo, M. Ordonez, J.C. Montano, "Clifford Theory: A Geometrical Interpretation of Multivectorial Apparent Power", *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 55, Issue 10. pp. 3358-3367, Nov. 2008.
- [14] V. F. Corasaniti; M. B. Barbieri; P. L. Arnera; M. I. Valla, "Hybrid Active Filter for Reactive and Harmonics Compensation in a Distribution Network", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, Issue 3, pp. 670-677, March 2009.
- [15] J.C. Das, "Passive Filters-Potentialities and Limitations", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 40, no. 1, pp. 232-241, January 2004.
- [16] A. Dell'Aquila; M. Marinelli; V.G. Monopoli; P. Zanchetta, "New power-quality assessment criteria for supply systems under unbalanced and nonsinusoidal conditions", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 19, Issue 3, pp. 1284-1290, July 2004.
- [17] M. Depenbrock, "Quantities of a multiterminal circuit determined on the basis of Kirchhoff's laws", in *Proc. 4th Int. Workshop Power Definitions Measurements Under Non-Sinusoidal Conditions*, Italy, pp. 29-35, 1997.
- [18] J.W. Dixon; G. Venegas; L.A. Moran, "A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, Issue 5, pp. 612-620, Oct. 1997.
- [19] J.W Dixon; S. Tepper; L.A. Moran, "Practical evaluation of different modulation techniques for current-controlled voltage source inverters", *IEE Proc. Electric Power Applications*, Vol. 143 , Issue 4, pp. 301-306, July 1996.
- [20] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality", 2nd edition, New York: McGraw Hill, 2002.
- [21] A. E. Emanuel, "Harmonics in the Early Years of Electrical Engineering: a Brief Review of Events, People and Documents", in *Proc. 9th Int. Conf. On Harmonics and Quality of Power*, Vol. 1, pp. 1-7, October 2000.
- [22] European Standard UNE-EN 50160, "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", AENOR 2001.
- [23] European Standard UNE-EN 50160, Corrigendum, "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", AENOR 2004.
- [24] European Standard UNE-EN 61000-3-2, "CEM parte 3-2: límites para las emisiones de corriente armónica equipos con corriente de entrada ≤ 16 A por fase", AENOR 2001.

- [25] European Standard UNE-EN 61000-4-11. "Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión", AENOR 2005.
- [26] European Standard UNE-EN 61000-4-13. "Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a baja frecuencia de armónicos e interarmónicos incluyendo las señales transmitidas en los accesos de alimentación en corriente alterna", AENOR 2003.
- [27] European Standard UNE-EN 61000-4-14. "Técnicas de ensayo y de medida. Ensayo de inmunidad a las fluctuaciones de tensión para los equipos cuya corriente de entrada no supere los 16A por fase", AENOR 2001.
- [28] European Standard UNE-EN 61000-4-27. "Técnicas de ensayo y de medida. Ensayo de inmunidad a los desequilibrios para los equipos con corriente de entrada no superior a 16 A por fase", AENOR 2002.
- [29] European Standard, UNE-EN 61000-4-28. "Técnicas de ensayo y de medida. Ensayo de inmunidad a la variación de la frecuencia de alimentación para los equipos con corriente de entrada no superior a 16 A por fase", AENOR 2000.
- [30] European Standard, UNE-EN 61000-4-30. "Técnicas de ensayo y de medida. Métodos de medida de la calidad de suministro", AENOR 2009.
- [31] M. Fauri; "Harmonic modelling of non-linear load by means of crossed frequency admittance matrix", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 12, Issue 4, pp. 1632-1638, Nov. 1997.
- [32] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems. Series Connection of Passive and Active Filters", in *Conf. Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 2, pp. 1107-1112, October 1990.
- [33] H. Fujita, T. Yamasaki, H. Akagi, "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, no. 2, pp. 215-222, March 2000.
- [34] H. Fujita and H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 13, pp. 315-322, March 1998.
- [35] H. Fujita, Y. Watanabe and H. Akagi, "Transient analysis of a unified power flow controller and its application to design of the dc-link capacitor", *IEEE Trans. Power Electronincs*, vol. 16, pp. 735-740, Sep. 2001.
- [36] C. L. Fortescue, "Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks", *Trans. AIEE*, pt. II, Vol. 37, pp. 1027-1140, 1918.
- [37] H.L.Ginn; L. S. Czarnecki, "An optimization based method for selection of resonant harmonic filter branch parameters," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 21, Issue 3, pp. 1445-1451, July 2006.
- [38] D. A. González and J. C. McCall, "Design of filters to reduce harmonic distortion in industrial power systems," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. IA-23, pp. 504-512, May/June 1987.

- [39] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1976, Vol. 19-c, pp. 529-535.
- [40] R. S. Herrera; P. Salmerón; H. Kim, "Instantaneous Reactive Power Theory Applied to Active Power Filter Compensation: Different Approaches, Assessment, and Experimental Results", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, No. 1, pp: 184-196, Vol. 55, Jan-2008
- [41] R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez, S. P. Litrán, A. Pérez, "Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems". *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*. Barcelona. 2009.
- [42] R. S. Herrera, A. Pérez. P. Salmerón, J. R. Vázquez, S. P. Litrán, "Distortion sources identification in electronic power systems", in *Proc. Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering*. Zaragoza. 2009.
- [43] R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán, "A new control for a combined system of shunt passive and series active filters", in *Proc. International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'2007*. Vigo. 2007.
- [44] R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán, "Instantaneous reactive power theory to N wire systems". *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*. Vigo. 2007.
- [45] R. S. Herrera, P. Salmerón, J. R. Vázquez y S. P. Litrán, "Instantaneous reactive power theory: A new approach applied to N wire systems", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 07*. Sevilla. 2007.
- [46] R. S. Herrera, P. Salmerón, S. P. Litrán y J. Prieto, "Different approaches assesment in active power filter compensation", in *Proc. IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON*. Málaga. 2006.
- [47] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters", New York IEEE Press, 2003.
- [48] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation-A Survey", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol 39, no. 5, pp. 410-420, December 1992.
- [49] A. Horn, L. A. Pittorino, J. H. R. Enslin. "Evaluation of Active Power Filter Control Algorithms under Non-Sinusoidal and Unbalanced Conditions", in *Proceedings of the 7th International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP*, pp. 217-224, New York, USA, October 1996.
- [50] IEC 61000-3-4. Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A
- [51] IEEE Std. 1531-2003, "IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters", November 2003 .
- [52] IEEE Std. 519-1992: IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. IEEE, 1992.
- [53] IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, "Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks. Part I:

- Concepts, Models, and Simulation Techniques”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 11, Issue 1, pp. 452-474, Jan. 1996.
- [54] IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation: Test systems for harmonics modeling and simulation. *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, No 2, pp. 579-587, 1999.
- [55] M. R. Iravani, M. Karimi-Ghartemani, “Online Estimation of Steady State and Instantaneous Symmetrical Components” in *IEE Proc. Generation, Transmision and Distribution*, Vol. 150, Issue 5, pp. 616-622, September 2003.
- [56] Shivkumar Iyer, Arindam Ghosh, Avinash Joshi, “Inverter topologies for DSTATCOM applications a simulation study”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 75, Issues 2-3, pp.s 161-170, August 2005.
- [57] Y. S. Kim, J. S. Kim and S. H. Ko, “Three-Phase Three-Wire Series Active Power Filter, which Compensates for Harmonics and Reactive Power”, *IEE proc. Electric Power Applications*, Vol, 151, no. 3, pp. 276-282, May 2004.
- [58] Hyosung Kim; H. Akagi, , “The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames”, in *Proc. of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, PEDS '99, Vol. 1, pp. 422-427, 1999.
- [59] Hyosung Kim; F. Blaabjerg; B. Bak-Jensen, “Spectral analysis of instantaneous powers in single-phase and three-phase systems with use of p-q-r theory”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, Issue 5, pp. 711-720, 2002.
- [60] Hyosung Kim; F. Blaabjerg; B. Bak-Jensen; Choi Jaeho, “Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory”, *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 17 , Issue 5, pp. 701-710, 2002.
- [61] C. Lascu; L. Asiminoaei; I. Boldea; F. Blaabjerg, “Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, Issue 2, pp. 337-347, Feb. 2009.
- [62] G.-M. Lee; Lee Dong-Choon; Seok Jul-Ki, “Control of series active power filters compensating for source voltage unbalance and current harmonics”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 51, Issue 1, pp.132-139, Feb. 2004.
- [63] Chin Lin Chen; Chen E. Lin; C.L. Huang, , “An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC '94, 25th Annual IEEE*, Vol.2, pp. 1451-1455, 1994.
- [64] S.P. Litrán, P. Salmerón, J.R. Vázquez, “Analysis by state equation of a control strategy for hybrid filter”, in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPO 09. Valencia. 2009.*
- [65] S. P. Litrán, P. Salmerón, J. R. Vázquez, R. S. Herrera, A. Pérez, “Control strategy for hybrid power to compensate unbalanced and non-linear, three-phase loads”. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09. Barcelona. 2009.*

- [66] S. P. Litrán, P. Salmerón, R. S. Herrera, J. R. Vázquez, "New control strategy to improve power quality using a hybrid power filter", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality*, ICREPQ. Santander. 2008.
- [67] S. P. Litrán, P. Salmerón, R. S. Herrera, J. R. Vázquez, "Control of series active power filter by state feedback", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality*, ICREPQ 08. Santander. 2008.
- [68] S. P. Litrán, P. Salmerón, J. R. Vázquez y R. S. Herrera, "Different control strategies applied to series active filters", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality*, ICREPQ 07. Sevilla. 2007.
- [69] S. P. Litrán, P. Salmerón y R. S. Herrera, "Análisis mediante variables de estado de un filtro activo de potencia de conexión serie", in *Proc. XXVIII Jornadas de Automática*. Huelva. 2007.
- [70] S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto y R. S. Herrera, "Improvement of the power quality with series active filters according to the IEC 61000", in *Proc. IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, MELECON. Málaga. 2006.
- [71] S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto y J. R. Vázquez, "Aplicación de los filtros en la mejora de la calidad de la potencia eléctrica", in *Proc. Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering*, CHLIE. Marbella. 2005.
- [72] S. P. Litrán, P. Salmerón, J. R. Vázquez y Juan L. Flores, "Compensation of voltage unbalance and current harmonics with a series active power filter", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality*, ICREPQ 05. Zaragoza. 2005.
- [73] W. Mack Grady and S. Santoso, "Understanding power system harmonics", *IEEE Power Eng. Rev.*, Vol. 21, No. 11, pp. 8-11, Nov. 2001.
- [74] L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency", *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 26, no. 1, pp. 88-92, Jan./Feb 1990.
- [75] M. I. Milanes Montero,; E. Romero Cadaval; F. Barrero, "Hybrid multiconverter conditioner topology for high power applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Issue 99, July 2010.
- [76] M. I. Milanes Montero,; E. Romero Cadaval; F. Barrero, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems". *IEEE Trans. on Power Electronics*. Vol. 22, pp. 229-236. Jan. 2007.
- [77] J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, "Selective Harmonic-Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, Issue 8, pp. 3117-3127, Aug. 2009.
- [78] J. C. Montañó, P. Salmerón, J. P. Thomas, "Analysis of power losses for instantaneous compensation of three-phase four-wire systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 4, pp. 901 - 907, July 2005.

- [79] J. C. Montaña, P. Salmerón, "Instantaneous and full compensation in three-phase systems", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 13, Issue 4, pp. 1342-1347, Oct 1998.
- [80] L.F.C. Monteiro, M. Aredes, and J.A. Moor Neto, "A control strategy for unified power quality conditioner," in *Proc. IEEE Int. Symposium Industrial Electronics*, Vol. 1, pp. 391-396, 2003.
- [81] L.A. Moran; I. Pastorini; J. Dixon; R. Wallace, "A fault protection scheme for series active power filters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, Issue 5, pp. 928-938, September 1999.
- [82] A. Nabae, "Environmental issues and power electronics," in *Proc. IEEE ISIE'2000*, pp. PL1-PL5, July 2000.
- [83] A. B. Nassif, J. Yong, H. Mazin, X. Wang, W. Xu, "An Impedance-Based Approach for Identifying Interharmonic Sources", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 26, Issue 1, pp. 333-340, Jan 2011.
- [84] M. J. Newman, D. G. Holmes, J. G. Nielsen, F. Blaabjerg, "A Dynamic Voltage Restorer (DVR) with Selective Harmonic Compensation at Medium Voltage Level", in *Proc. Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting*. Vol. 2, pp. 1228-1235, October 2003.
- [85] S. Orts; F. J. Gimeno-Sales; A. Abellan; S. Segui-Chilet; M. Alcaniz; R. Masot, "Achieving Maximum Efficiency in Three-Phase Systems With a Shunt Active Power Compensator Based on IEEE Std. 1459", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 23, Issue 2, pp. 812-822, April 2008.
- [86] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, J. C. Alfonso-Gil, "Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 25, Issue 4, pp. 2692-2701, 2010.
- [87] E. L. Owen, "A History of Harmonics in Power System", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 6-12, January 1998.
- [88] G. C. Paap, "Symmetrical Components in the Time Domain and their Application to Power Network Calculations", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 15, no. 2, May 2000, pp. 522-528.
- [89] F. Z. Peng, "Harmonic sources and filtering approaches," *IEEE Ind. App. Magazine*, Vol. 7, pp. 31-37, July-Aug. 2001.
- [90] F. Z. Peng and D. J. Adams, "Harmonics sources and filtering approaches," in *Proc. Industry Applications Conference*, Vol. 1, pp. 448-455, October 1999.
- [91] F. Z. Peng and G. J. Su, "A series LC filter for harmonic compensation of ac drives," in *Proc. IEEE. Power Elect. Specialist Conf, PESC'99*, 1999, pp. 213-218.
- [92] F. Z. Peng, J. S. Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three phase power system", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, 45, (1), pp. 293-297, 1996.
- [93] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters", *IEEE Trans. Industry Applications*. Vol. 26, no. 6, pp. 983-990, Nov/Dec 1990.

- [94] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and serie-active filters," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989*, pp. 959-966.
- [95] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A novel harmonic power filter", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1151-1159, April, 1988.
- [96] J.A. Pomilio; S.M. Deckmann, "Characterization and Compensation of Harmonics and Reactive Power of Residential and Commercial Loads", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 22, Issue 2, pp. 1049-1055, April 2007.
- [97] J. Prieto, P. Salmerón, R. S. Herrera y S. P. Litrán, "Load compensation active conditioner for power quality", in *Proc. IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON. Málaga. 2006*.
- [98] J. Prieto, P. Salmerón y S. P. Litrán, "Acondicionamiento de cargas no lineales con tensiones distorsionadas", in *Proc. Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering, CHLIE. Marbella. 2005*.
- [99] Muhammad H. Rashid, "Power electronics handbook", Academic Press, 2001.
- [100] M. Rastogi, N. Mohan, and A. A. Edris, "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 10, pp. 1994-2000, Oct. 1995.
- [101] E.R. Ribeiro; I. Barbi, "Harmonic Voltage Reduction Using a Series Active Filter Under Different Load Conditions", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 1, Issue 5, pp. 1394-1402, Sept. 2006.
- [102] D. Rivas, L. Moran, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, "Improving passive filter compensation performance with active techniques", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 50, Issue 1, pp. 161-170, 2003.
- [103] P. Salmerón, R. S. Herrera, J. R. Vázquez, "Mapping matrices against vectorial frame in the instantaneous reactive power compensation", *IET Electric Power Applications*, Vol. 1, N°5, pp. 727-736, September 2007.
- [104] P. Salmerón y S. P. Litrán, "A Control Strategy for Hybrid Power Filter to Compensate Four-Wires Three_Phase Systems". *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 25, Issue 7, pp. 1923-1931, July 2010.
- [105] P. Salmerón y S. P. Litrán, "Improvement of the Electric Power Quality Using Series Active and Shunt Passive Filters". *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol. 25, Issue 2, pp. 1058-1067, April 2010.
- [106] P. Salmerón, J. R. Vázquez, R. S. Herrera y S. P. Litrán, "Apparent power and power factor in unbalanced and distorted systems. Applications in three phase load compensations", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 07. Sevilla. 2007*.
- [107] P. Salmerón, J. C. Montaña, J. R. Vazquez, J. Prieto, A. Perez, "Compensation in nonsinusoidal, unbalanced three-phase four-wire systems with active power-line

- conditioner”, *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol. 19, Issue 4, pp. 1968-197, Oct. 2004.
- [108] H. Sasaki, T. Machida, “A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design”, *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-90, Issue: 5, pp. 2009-2019, 1971.
- [109] D. Sharon, J.C. Montano, A. Lopez, M. Castilla, D. Borrás, J. Gutierrez, “Power Quality Factor for Networks Supplying Unbalanced Nonlinear Loads”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 57, Issue 6, pp. 1268-1274, June 2008.
- [110] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, P. F. Seixas, “A three-phase lineinteractive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 38, pp. 1581-1590, Nov./Dec. 2003.
- [111] B. Singh; K. Al-Haddad; A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 46, Issue 5, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [112] V. Soares; P. Verdelho; G.D. Marques; “An instantaneous active and reactive current component method for active filters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, Issue 4, pp. 660-669, 2000.
- [113] S. Srianthumrong and H. Akagi, “A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and shunt hybrid filter,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 39, pp. 874-882, May/June 2003.
- [114] Zeliang Shu; Yuhua Guo; Jisan Lian, “Steady-State and Dynamic Study of Active Power Filter With Efficient FPGA-Based Control Algorithm”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, Issue 4, pp. 1527-1536, April 2008
- [115] T. Tanaka, N. Koshio, H. Akagi, and A. Nabae, “Reducing supply current harmonics,” *IEEE Ind. App. Magazine*, vol. 4, pp. 31-37, Sept.-Oct. 1998.
- [116] E. Thunberg; L. Soder, “A Norton approach to distribution network modeling for harmonic studies”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, Issue 1pp. 272-277, Jan. 1999.
- [117] E. Thunberg; L. Soder, “Influence of the network impedance on distribution system harmonic Norton models”, in *Proc. International Conference on Power System Technology*, PowerCon 2000. Vol. 3, 4-7, pp. 1143-1148, Dec. 2000.
- [118] J. R. Vázquez, P. Salmerón, R. S. Herrera y S. P. Litrán, “Los términos de potencia en el marco del Standard IEEE 1459-2000”, in *Proc. XVII Reunión de grupos de investigación en Ingeniería Eléctrica*. Sevilla. 2007.
- [119] J.R. Vázquez, P. Salmerón, R.S. Herrera y S.P. Litrán, “Discusión sobre la potencia reactiva y la potencia aparente en sistemas con desequilibrios y distorsión”, in *Proc. XVII Reunión de grupos de investigación en Ingeniería Eléctrica*. Sevilla. 2007.

- [120] J. R. Vázquez, Juan L. Flores, P. Salmerón y S. P. Litrán, "A hybrid approach to compensate non-linear loads in electrical power systems", in *Proc. International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ 05*. Zaragoza. 2005.
- [121] J. R. Vázquez, J. L. Flores, P. Salmerón y S. P. Litrán, "Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación armónica de cargas trifásicas no lineales", in *Proc. Spanish Portuguese Congress on Electrical Engineering, CHLIE*. Marbella. 2005.
- [122] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao and J. Liu, "A series active power filter adopting hybrid control approach", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 16, no. 3, pp. 301-310, May 2001.
- [123] N. H. Woodley, L. Morgan, A. Sundaram, "Experience with an Inverter-Based Dynamic Voltage Restorer", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, no. 3, pp. 1181-1186, July 1999.
- [124] J. L. Willems, "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components of nonsinusoidal three-phase situations", *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, Vol. 41, no. 4, pp. 523-527, Aug. 1992.
- [125] W. Xu and Y. Liu, "A Method for Determining Customer and Utility Harmonic Contributions at the Point of Common Coupling", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 15, No. 2, pp. 804-811, April 2000.
- [126] D. Xu, H. Fang, Y. S. Lee and E. Masada, "Active power filter with optimal DC side condenser", in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'00)*, Vol. 3, pp. 1167-1170, 2000.
- [127] L. Yingying, X. Yonghai, X. Xiangning, Z. Yongqiang, G. Chunlin, , "A Stages Compensation and Control Strategy for Series Power-Quality Regulator", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 25, Issue 4, pp. 2807-2813, 2010.
- [128] Honghao Zhong; Pingping Chen; Zhengyu Lu; Zhaoming Qian; Hao Ma, "Three-phase four-wire series hybrid active power filter with fundamental current bypass channel", in *proc. Industrial Electronics Society, IECON*, Vol. 1, pp. 536-539, Nov. 2004.
- [129] A.F. Zobaa, "The optimal passive filters to minimize voltage harmonic distortion at a load bus", *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 20, Issue 2, Part 2, pp. 1592-1597, April 2005.