

# Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica, de  
Diseño y Proyectos



## Diseño de un acondicionador activo de potencia basado en la combinación de filtro activo serie y filtro activo paralelo para la compensación de cargas trifásicas no lineales

Memoria para optar al grado de doctor  
presentada por:

**Jaime Prieto Thomas**

Fecha de lectura: 6 de marzo de 2020

Bajo la dirección del doctor:

Patricio Salmerón Revuelta

Huelva, 2020





**Universidad  
de Huelva**

**TESIS DOCTORAL:**

**DISEÑO DE UN ACONDICIONADOR ACTIVO DE  
POTENCIA BASADO EN LA COMBINACIÓN DE  
FILTRO ACTIVO SERIE Y FILTRO ACTIVO  
PARALELO PARA LA COMPENSACIÓN DE CARGAS  
TRIFÁSICAS NO LINEALES**

**PROGRAMA DE DOCTORADO:**

**CIENCIA Y TECNOLOGÍA INDUSTRIAL Y AMBIENTAL**

Doctorando: D. Jaime Prieto Thomas

Director: Dr. D. Patricio Salmerón Revuelta

Huelva - Diciembre 2019



# Índice de contenidos

---

Índice de figuras.....	VII
Índice de tablas.....	XXVII
Resumen.....	XXXI
Abstract.....	XXXII
<b>Capítulo I. Antecedentes, objetivos y planteamiento general.....</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción.....	2
1.2 Calidad de la potencia eléctrica.....	3
1.2.1 Distorsión de las formas de onda de tensión e intensidad.....	3
1.2.2 Calidad de la onda eléctrica, normativa.....	5
1.2.2.1 Calidad de la onda de tensión.....	6
1.2.2.2 Distorsión armónica de la carga.....	8
1.2.3 Corrección de la falta de calidad de la potencia eléctrica.....	9
1.3 Convertidores electrónicos de potencia.....	11
1.3.1 Estructura y principio de funcionamiento.....	11
1.3.2 Técnicas de control de las conmutaciones.....	14
1.3.3 Estrategias de control de los convertidores.....	17
1.4 Configuraciones y estrategias de compensación con Filtros Activos de Potencia.....	21
1.5 Acondicionadores Unificados de Calidad de la Potencia: estado actual...	25
1.6 Objetivos y planteamiento general de la tesis.....	32
<b>Apéndice: Normativa sobre emisión armónica de receptores eléctricos.....</b>	<b>35</b>
<b>Capítulo II. Evaluación de la calidad de la potencia eléctrica.....</b>	<b>39</b>
2.1 Introducción.....	40
2.2 Índices en el marco del estándar IEEE 1459.....	41
2.2.1 Definiciones para circuitos monofásicos no senoidales.....	41

2.2.2	Definiciones para circuitos trifásicos desequilibrados y no senoidales.....	43
2.2.3	Tratamiento de las componentes de secuencia cero.....	46
2.3	Contribución de los armónicos al desequilibrio.....	48
2.4	Ejemplo de aplicación.....	53
<b>Capítulo III. Diseño de un acondicionador activo para la compensación de la carga.....</b>		
3.1	Introducción.....	60
3.2	Topología y estrategia de compensación.....	61
3.3	Circuito de potencia y métodos de disparo.....	62
3.4	Cálculo de las referencias.....	64
3.4.1	Cálculo de la referencia de tensión.....	64
3.4.2	Cálculo de la referencia de intensidad.....	65
3.5	Diseño de los elementos pasivos.....	68
3.5.1	Análisis del circuito pasivo.....	69
3.5.2	Modificación del control.....	76
3.6	Diseño del bloque de obtención de la tensión de referencia.....	81
3.6.1	Casos prácticos.....	87
3.7	Dimensionamiento del acondicionador.....	92
3.7.1	Dimensionamiento de la tensión de compensación serie.....	92
3.7.2	Dimensionamiento de la intensidad de compensación en paralelo.....	104
3.7.3	Dimensionamiento de los condensadores de continua, los transformadores de acoplamiento y la inductancia de salida del convertidor paralelo.....	119
<b>Capítulo IV. Plataformas de ensayo y resultados de casos prácticos.....</b>		
4.1	Introducción.....	126
4.2	Plataforma de simulación.....	126
4.3	Casos prácticos.....	137
4.3.1	Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.....	138
4.3.2	Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones equilibradas y distorsionadas.....	152

4.3.3 Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y senoidales.....	157
4.3.4 Carga equilibrada no lineal tipo HVS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.....	161
4.3.5 Carga equilibrada no lineal tipo HCS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.....	166
4.3.6 Carga equilibrada no lineal tipo HVS sensible, alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.....	170
4.4 Plataforma de laboratorio.....	176
4.5 Casos prácticos.....	177
4.5.1 Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.....	178
4.5.2 Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones equilibradas y distorsionadas.....	190
<b>Capítulo V. Conclusiones.....</b>	<b>203</b>
5.1 Conclusiones y aportaciones de la tesis.....	204
5.2 Trabajos futuros.....	207
5.3 Difusión de los resultados de la tesis.....	207
<b>Anexo A. Datos complementarios de los casos prácticos de simulación.....</b>	<b>213</b>
<b>Anexo B. Plataforma experimental.....</b>	<b>283</b>
<b>Referencias bibliográficas.....</b>	<b>309</b>



## Índice de figuras

---

Figura 1.1. Rectificador con condensador electrolítico.....	4
Figura 1.2. Formas de onda características del rectificador monofásico de la figura 1.1.....	4
Figura 1.3. Filtros de absorción para corrientes armónicas.....	9
Figura 1.4. Filtro activo de conexión paralelo.....	10
Figura 1.5. Filtro híbrido activo serie – pasivo paralelo.....	10
Figura 1.6. Acondicionador de Calidad de la Potencia Unificado, UPQC.....	11
Figura 1.7. Inversor (convertidor dc - ac) básico.....	11
Figura 1.8. Construcción de una onda triangular con pulsos de anchura variable.....	12
Figura 1.9. Inversor trifásico VSI de tres conductores.....	13
Figura 1.10. Inversor VSI trifásico de cuatro conductores. Configuración de tres lados...	14
Figura 1.11. Inversor VSI trifásico de cuatro conductores. Configuración de cuatro lados.....	14
Figura 1.12. Inversor VSI monofásico. Generación PWM con modulación por onda triangular y muestreo periódico. Circuitos de potencia y de control. Ejemplo de evolución temporal de las tensiones.....	15
Figura 1.13. Inversor VSI controlado como fuente de corriente y circuito equivalente.....	16
Figura 1.14. Control por muestreo periódico.....	16
Figura 1.15. Control por banda de histéresis.....	17
Figura 1.16. Control por modulación con onda triangular.....	17
Figura 1.17. Cálculo de referencias para compensación senoidal.....	18
Figura 1.18. Compensación con factor de potencia unidad.....	19
Figura 1.19. Filtro activo paralelo.....	22
Figura 1.20. Filtro activo serie.....	23
Figura 1.21. Filtro híbrido activo paralelo, pasivo paralelo.....	23
Figura 1.22. Filtro híbrido activo-pasivo paralelo.....	24
Figura 1.23. Filtro híbrido activo serie, pasivo paralelo.....	24
Figura 1.24. Filtro activo combinado serie – paralelo.....	24



Figura 1.25. Configuración UPQC con convertidores multinivel [46, 48].....	26
Figura 1.26. Configuración multiconvertidor, UPQC-MC [46, 44].....	27
Figura 2.1. Coeficientes $b_i$ en función de $k$ : a) Diagrama polar de $b_3$ , b) Magnitudes $ b_1 $ , $ b_2 $ , $ b_3 $ .....	50
Figura 2.2. Carga equilibrada no lineal.....	54
Figura 2.3. Modelo de la red de suministro.....	55
Figura 2.4. Formas de onda de las tensiones e intensidades en terminales de la carga.....	56
Figura 2.5. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga.....	56
Figura 3.1. Estructura funcional del LCAC.....	60
Figura 3.2. Circuito de potencia del LCAC.....	63
Figura 3.3. Generación PWM de la tensión $v_C$ en el convertidor serie.....	63
Figura 3.4. Generación PS de la intensidad $i_C$ en el convertidor paralelo.....	64
Figura 3.5. Control del LCAC. Diagrama general de bloques.....	64
Figura 3.6. Diagrama de bloques del cálculo de la componente directa fundamental, regulada en amplitud: Obtención de la componente de secuencia directa fundamental, regulación de amplitud y construcción de la onda trifásica.....	65
Figura 3.7. Diagrama de bloques para el cálculo de la intensidad de compensación de carga $i_{CL}^*$ del filtro paralelo.....	66
Figura 3.8. Diagrama de bloques para la regulación de las tensiones de bus de continua.....	67
Figura 3.9. Esquema del bus de continua. Mecanismo de generación de desequilibrios en las tensiones.....	68
Figura 3.10. Circuito equivalente por fase, para el análisis de los elementos pasivos.....	69
Figura 3.11. Diagrama de bloques de un modelo en el espacio de estado, de tipo lineal e invariante.....	70
Figura 3.12. Diagrama de bloques de un modelo en el espacio de estado de tipo lineal e invariante, con separación entre entradas controladas y no controladas....	70
Figura 3.13. Funciones de transferencia del circuito pasivo. Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C/10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 20dB, - 30dB y - 40 dB.....	75
Figura 3.14. Mínima parte real negativa de los autovalores de $\mathbf{A}$ , en función de los parámetros $R$ ( $\Omega$ ) y $G$ ( $\Omega^{-1}$ ). (Perspectiva tridimensional y gráfica de curvas de nivel).....	77
Figura 3.15. Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para $R = 50$ y $G = 0'02$ . Líneas verticales de referencia	

en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C/10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 20dB, - 30dB y - 40 dB.....	78
Figura 3.16. Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para $R = 250$ y $G = 0'1$ . Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C/10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 20dB, - 30dB y - 40 dB.....	79
Figura 3.17. Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para $R = 250$ y $G = 0'1$ con prefiltrado de las señales $v_s$ e $i_L$ . Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C/10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 30dB y - 40 dB.....	80
Figura 3.18. Control del LCAC. Diagrama general de bloques modificado.....	81
Figura 3.19. Características de filtrado por secuencias, para la combinación A (adelanto de 120° de la tensión de la fase 2, retraso de 120 ° de la tensión de la fase 3).	83
Figura 3.20. Características de filtrado por secuencias, para la combinación B (adelanto de 120° de la tensión de la fase 2, adelanto de 240 ° de la tensión de la fase 3).....	84
Figura 3.21. Características de filtrado por secuencias, para la combinación C (retraso de 240° de la tensión de la fase 2, retraso de 120 ° de la tensión de la fase 3).....	84
Figura 3.22. Características de filtrado por secuencias, para la combinación D (retraso de 240° de la tensión de la fase 2, adelanto de 240 ° de la tensión de la fase 3).....	85
Figura 3.23. Respuesta dinámica de la opción A ante una entrada de tensiones senoidales de secuencia directa.....	86
Figura 3.24. Respuesta dinámica de la opción B ante una entrada de tensiones senoidales de secuencia directa.....	86
Figura 3.25. Función de transferencia del filtro pasobanda.....	87
Figura 3.26. Caso 0. Respuesta dinámica de la tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_s^* = v_s$ (línea discontinua).....	89
Figura 3.27. Caso 0. Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'1$ a $0'2$ seg.....	89
Figura 3.28. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Tensión de entrada $v_s$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua).....	91
Figura 3.29. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua).....	91

Figura 3.30. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'1$ a $0'2$ seg.....	92
Figura 3.31. Forma de onda de la tensión de alimentación $v_S$ en el ensayo de inmunidad frente a armónicos individuales, a 230 V, con un 12% del armónico 5, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia $v_L^*$ calculada y tensión de compensación $v_C^*$ necesaria.....	96
Figura 3.32. Forma de onda de la tensión de alimentación $v_S$ en el ensayo de combinación de armónicos de curva plana, a 230 V, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia $v_L^*$ calculada y tensión de compensación $v_C^*$ necesaria.....	97
Figura 3.33. Forma de onda de la tensión de alimentación $v_S$ en el ensayo de combinación de armónicos de curva de oscilación, a 230 V, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia $v_L^*$ calculada y tensión de compensación $v_C^*$ necesaria.....	97
Figura 3.34. Rectificador de diodos de onda completa, con capacidad y carga resistiva (carga DCR), alimentada con tensión senoidal e impedancia de red resistiva.....	98
Figura 3.35. Formas de onda en régimen permanente de la carga de la figura 3.32.....	99
Figura 3.36. Compensación de carga DCR con acondicionador activo serie.....	100
Figura 3.37. Carga DCR alimentada con fuente ideal de intensidad senoidal.....	100
Figura 3.38. Formas de onda de la tensión en la carga $v_L$ y la intensidad de suministro $i_S$ , para el ejemplo de la figura 3.62.....	101
Figura 3.39. Carga DCR con regulación de $i_S$ ideal. Formas de onda de la tensión de suministro $v_S$ , tensión en la carga $v_L$ y tensión de compensación $v_C^*$ necesaria. Valores referidos a la tensión eficaz nominal $U_N$ .....	102
Figura 3.40. Carga DCR con limitación de $v_C$ a $\pm 0'303 U_N$ . Formas de onda de la tensión de suministro $v_S$ , tensión de compensación $v_C^*$ y tensión carga $v_L$ resultante en los terminales de la carga. Valores referidos a la tensión eficaz nominal $U_N$ .....	103
Figura 3.41. Carga DCR con regulación de $i_S$ ideal y con armónicos en la tensión de suministro. Formas de onda de la tensión de suministro $v_S$ , tensión en la carga $v_L$ y tensión de compensación $v_C^*$ necesaria. Valores referidos a la tensión eficaz nominal $U_N$ .....	104
Figura 3.42. Carga DCR con armónicos en la tensión de suministro y limitación de $v_C$ a $\pm 0'571 U_N$ . Formas de onda de la tensión de suministro $v_S$ , tensión de	

compensación $v_C^*$ y tensión $v_L$ resultante en los terminales de la carga. Valores referidos a la tensión eficaz nominal $U_N$ .....	105
Figura 3.43. Rectificador de diodos de onda completa, con inductancia de salida y carga resistiva (carga DLR). Alimentada con tensión senoidal e impedancia de red resistiva.....	106
Figura 3.44. Formas de onda en régimen permanente de la carga DLR de la figura 3.41.....	107
Figura 3.45. Compensación de carga DLR con acondicionador activo paralelo.....	107
Figura 3.46. Compensación ideal en paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga $i_L$ , intensidad de suministro ideal $i_S^*$ e intensidad de compensación $i_C^*$ necesaria. Valores referidos a la intensidad eficaz nominal $I_N$ .....	108
Figura 3.47. Compensación paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga $i_L$ , intensidad de compensación $i_C$ limitada a $\pm 0'273 I_N$ e intensidad de suministro resultante $i_S$ . Valores referidos a la intensidad eficaz nominal $I_N$ .....	109
Figura 3.48. Compensación paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga $i_L$ , intensidad de compensación $i_C$ limitada a $\pm 0'8 I_N$ e intensidad de suministro resultante $i_S$ . Valores referidos a la intensidad eficaz nominal $I_N$ .....	109
Figura 3.49. Diagrama fasorial de las tensiones e intensidades de carga.....	111
Figura 3.50. Carga resistiva desequilibrada ( - R, R, R ) con generación en la fase 1. Esquema de la carga y diagrama fasorial.....	112
Figura 3.51. Carga reactiva desequilibrada ( C, L, L ). Esquema de la carga y diagrama fasorial.....	112
Figura 3.52. Módulo de $I_C$ para carga ( x, R, R ), según el módulo y el factor de desplazamiento de la intensidad de la fase 1. Superficie de la función y curvas de nivel ( 1/3, 2/3, 3/3, 4/3 ).....	113
Figura 3.53. Valores de $I = f ( x, m )$ para $x, m \in [-1,1]$ . Superficie de la función y curvas de nivel en ( 1/3, 2/3, 3/3, 4/3 ).....	116
Figura 3.54. Valores de $I = f ( x, m )$ para $x, m \in [0,1]$ . Superficie de la función y curvas de nivel en ( 1/3, 2/3, 3/3, 4/3 ).....	116
Figura 3.55. Balance de potencia en el LCAC, en régimen senoidal con tensión de suministro distinta de la nominal.....	118
Figura 3.56. Circuito equivalente por fase del circuito de potencia del LCAC.....	120
Figura 3.57. Generación de $i_C$ con fuente de tensión controlada.....	121

Figura 4.1. Esquema general de la plataforma de simulación del LCAC en el entorno MATLAB – Simulink.....	127
Figura 4.2. Modelo de la red de suministro, con desequilibrios y armónicos de tensión, e impedancia equivalente.....	127
Figura 4.3. Carga desequilibrada y no lineal para el caso <i>sim1</i> .....	128
Figura 4.4. Circuito de potencia del LCAC y sus elementos auxiliares.....	129
Figura 4.4.b. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Zona del convertidor serie y sus elementos auxiliares, bus de continua y agrupación de las señales de disparo de los transistores.....	130
Figura 4.4.c. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Zona del convertidor paralelo y sus elementos de salida.....	131
Figura 4.4.d. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Elementos de salida en el lado de carga, agrupación de las medidas de los sensores de tensión e intensidad.....	132
Figura 4.5. Bloque de control general del LCAC.....	133
Figura 4.6. Bloque de cálculo de las referencias de tensión.....	133
Figura 4.7. Bloque de cálculo de la tensión de referencia $v_{Lref}$ .....	134
Figura 4.8. Calculo de los ciclos de trabajo, $A_s$ , para el convertidor serie.....	134
Figura 4.9. Lógica de los circuitos de disparo de los IGBTs de los inversores.....	135
Figura 4.10. Bloque de cálculo de las referencias de intensidad. Control del filtro paralelo.....	136
Figura 4.11. Cálculo de la señal correctiva $GEvL$ para el convertidor paralelo.....	136
Figura 4.12. Cálculo de la señal correctiva $REis$ para el convertidor serie.....	137
Figura 4.13. Bloque de regulación de la tensión de los condensadores del bus de continua.....	137
Figura 4.14. Formas de onda de la tensión de suministro, antes de la conexión de la carga.....	138
Figura 4.15. Caso <i>sim1</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	139
Figura 4.16. Caso <i>sim1</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	140
Figura 4.17. Caso <i>sim1</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	140
Figura 4.18. Caso <i>sim1</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	141
Figura 4.19. Caso <i>sim1</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	142

Figura 4.20. Caso <i>sim1</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	142
Figura 4.21. Caso <i>sim1</i> . Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.....	143
Figura 4.22. Caso <i>sim1</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	144
Figura 4.23. Caso <i>sim1</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	144
Figura 4.24. Caso <i>sim1</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.....	145
Figura 4.25. Caso <i>sim1</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	145
Figura 4.26. Caso <i>sim1</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	146
Figura 4.27. Caso <i>sim1</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	146
Figura 4.28. Caso <i>sim1</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	147
Figura 4.29. Caso <i>sim1</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	147
Figura 4.30. Caso <i>sim1</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	148
Figura 4.31. Caso <i>sim1</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	148
Figura 4.32. Caso <i>sim1</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	149
Figura 4.33. Caso <i>sim1</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	149
Figura 4.34 (A.37). Caso <i>sim2</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	153
Figura 4.35 (A.38). Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	153
Figura 4.36 (A.39). Caso <i>sim2</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	154
Figura 4.37 (A.40). Caso <i>sim2</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	154
Figura 4.38 (A.56). Caso <i>sim3</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	157

Figura 4.39 (A.57). Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	157
Figura 4.40 (A.58). Caso <i>sim3</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC...	158
Figura 4.41 (A.59). Caso <i>sim3</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	159
Figura 4.42 (A.75). Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim4</i> .....	162
Figura 4.43 (A.76). Caso <i>sim4</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	162
Figura 4.44 (A.77). Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	162
Figura 4.45 (A.78). Caso <i>sim4</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC...	163
Figura 4.46 (A.79). Caso <i>sim4</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	163
Figura 4.47 (A.94). Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim5</i> .....	166
Figura 4.48 (A.95). Caso <i>sim5</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	167
Figura 4.49 (A.96). Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	167
Figura 4.50 (A.97). Caso <i>sim5</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC...	168
Figura 4.51 (A.98). Caso <i>sim5</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	168
Figura 4.52 (A.113). Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim6</i> .....	171
Figura 4.53 (A.114). Caso <i>sim6</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	171
Figura 4.54 (A.115). Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	172
Figura 4.55 (A.116). Caso <i>sim6</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.	172
Figura 4.56 (A.117). Caso <i>sim6</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC....	173
Figura 4.57 (B.1). Esquema general de la plataforma de ensayos de laboratorio.....	176
Figura 4.58. Formas de onda de la tensión de suministro, antes de la conexión de la carga.....	178
Figura 4.59. Espectro armónico de las tensiones de suministro antes de la conexión de la carga.....	178
Figura 4.60. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	179
Figura 4.61. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	180

Figura 4.62. Caso <i>lab1</i> . Tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC, durante la compensación.....	180
Figura 4.63. Caso <i>lab1</i> . Detalle de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación, en los últimos dos ciclos del periodo muestreado.....	181
Figura 4.64. Caso <i>lab1</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	182
Figura 4.65. Caso <i>lab1</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	182
Figura 4.66. Caso <i>lab1</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	183
Figura 4.67. Caso <i>lab1</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	183
Figura 4.68. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las tensiones de carga $v_{Labc}$ e intensidad $i_{La}$ antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424..	186
Figura 4.69. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las intensidades de carga $i_{Labc}$ y tensión $v_{La}$ antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424..	186
Figura 4.70. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las tensiones de carga $v_{Labc}$ e intensidad $i_{La}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	187
Figura 4.71. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las intensidades de carga $i_{Labc}$ y tensión $v_{La}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	187
Figura 4.72. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las tensiones de suministro $v_{Sabc}$ e intensidad $i_{Sa}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	188
Figura 4.73. Caso <i>lab1</i> . Formas de onda de las intensidades de suministro $i_{Sabc}$ y tensión $v_{Sa}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	188
Figura 4.74. Caso <i>lab1</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	189
Figura 4.75. Caso <i>lab1</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	189
Figura 4.76. Caso <i>lab1</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	190



Figura 4.77. Caso <i>lab1</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	190
Figura 4.78. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de la tensión de suministro, antes de la conexión de la carga.....	191
Figura 4.79. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las fuentes de tensión de suministro.....	191
Figura 4.80. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	191
Figura 4.81. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	192
Figura 4.82. Caso <i>lab2</i> . Tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC, durante la compensación.....	193
Figura 4.83. Caso <i>lab2</i> . Detalle de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación, en los últimos dos ciclos del periodo muestreado.....	193
Figura 4.84. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	194
Figura 4.85. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	194
Figura 4.86. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	195
Figura 4.87. Caso <i>lab2</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	195
Figura 4.88. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las tensiones de carga $v_{Labc}$ e intensidad $i_{La}$ antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424..	198
Figura 4.89. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las intensidades de carga $i_{Labc}$ y tensión $v_{La}$ antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424..	198
Figura 4.90. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las tensiones de carga $v_{Labc}$ e intensidad $i_{La}$ después de la compensación para el caso <i>lab2</i> , obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	199
Figura 4.91. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las intensidades de carga $i_{Labc}$ y tensión $v_{La}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	199
Figura 4.92. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las tensiones de suministro $v_{Sabc}$ e intensidad $i_{Sa}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	200

Figura 4.93. Caso <i>lab2</i> . Formas de onda de las intensidades de suministro $i_{Sabc}$ y tensión $v_{Sa}$ después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.....	200
Figura 4.94. Caso <i>lab2</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	201
Figura 4.95. Caso <i>lab2</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales, de las tensiones de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	201
Figura 4.96. Caso <i>lab2</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	202
Figura 4.97. Caso <i>lab2</i> . Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.....	202
Figura A.1. Esquema de MATLAB-Simulink para la realización de los casos prácticos..	214
Figura A.2. Detalle de cálculo de la tensión de ensayo para el caso 1 ( <i>acp</i> ).....	214
Figura A.3. Caso 0 ( <i>videal</i> ). Respuesta dinámica de la tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^* = v_S$ (línea discontinua).....	215
Figura A.4. Caso 0 ( <i>videal</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'1$ a $0'2$ seg.....	216
Figura A.5. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	217
Figura A.6. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	217
Figura A.7. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'1$ a $0'2$ seg.....	218
Figura A.8. Caso 2 ( <i>aco</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	218
Figura A.9. Caso 2 ( <i>aco</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	219
Figura A.10. Caso 2 ( <i>aco</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'1$ a $0'2$ seg.....	219
Figura A.11. Caso 3 ( <i>fp1210</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	220
Figura A.12. Caso 3 ( <i>fp1210</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	220

Figura A.13. Caso 3 ( <i>flp1210</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	221
Figura A.14. Caso 4 ( <i>fln1210</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	221
Figura A.15. Caso 4 ( <i>fln1210</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo de $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	222
Figura A.16. Caso 4 ( <i>fln1210</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	222
Figura A.17. Caso 5 ( <i>hu3010</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	223
Figura A.18. Caso 5 ( <i>hu3010</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	224
Figura A.19. Caso 5 ( <i>hu3010</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	224
Figura A.20. Caso 6 ( <i>hu6010</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	225
Figura A.21. Caso 6 ( <i>hu6010</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	226
Figura A.22. Caso 6 ( <i>hu6010</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	226
Figura A.23. Caso 7 ( <i>hu9910</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	227
Figura A.24. Caso 7 ( <i>hu9910</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	228
Figura A.25. Caso 7 ( <i>hu9910</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	228
Figura A.26. Caso 8 ( <i>dv17</i> ). Tensión de entrada $v_S$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua).....	229
Figura A.27. Caso 8 ( <i>dv17</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_S^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'3$ a $0'5$ s (figura b).....	230

Figura A.28. Caso 8 ( <i>dv17</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'3$ a $0'4$ seg.....	230
Figura A.29. Caso 9 ( <i>dv25</i> ). Tensión de entrada $v_s$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua).....	231
Figura A.30. Caso 9 ( <i>dv25</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'3$ a $0'5$ s (figura b).....	232
Figura A.31. Caso 9 ( <i>dv25</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'3$ a $0'4$ seg.....	232
Figura A.32. Caso 10 ( <i>cc1f</i> ). Tensión de entrada $v_s$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua).....	233
Figura A.33. Caso 10 ( <i>cc1f</i> ). Tensión de salida $v_L^*$ (línea continua) y referencia $v_s^*$ (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo $0'2$ a $0'4$ s (figura b).....	233
Figura A.34. Caso 10 ( <i>cc1f</i> ). Espectro armónico de la tensión de salida $v_L^*$ . Intervalo de cálculo: $t = 0'2$ a $0'3$ seg.....	234
Figura A.35. Caso <i>sim2</i> . Formas de onda de la tensión de suministro, antes de la conexión de la carga.....	235
Figura A.36. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las fuentes de tensión de suministro...	235
Figura A.37. Caso <i>sim2</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	236
Figura A.38. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	236
Figura A.39. Caso <i>sim2</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	237
Figura A.40. Caso <i>sim2</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	237
Figura A.41. Caso <i>sim2</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	238
Figura A.42. Caso <i>sim2</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	238
Figura A.43. Caso <i>sim2</i> . Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.....	239
Figura A.44. Caso <i>sim2</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	239
Figura A.45. Caso <i>sim2</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	240

Figura A.46. Caso <i>sim2</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.....	240
Figura A.47. Caso <i>sim2</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	241
Figura A.48. Caso <i>sim2</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	241
Figura A.49. Caso <i>sim2</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	241
Figura A.50. Caso <i>sim2</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	242
Figura A.51. Caso <i>sim2</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	242
Figura A.52. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	243
Figura A.53. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	243
Figura A.54. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	244
Figura A.55. Caso <i>sim2</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	244
Figura A.56. Caso <i>sim3</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	245
Figura A.57. Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	245
Figura A.58. Caso <i>sim3</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	246
Figura A.59. Caso <i>sim3</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	246
Figura A.60. Caso <i>sim3</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	247
Figura A.61. Caso <i>sim3</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	247
Figura A.62. Caso <i>sim3</i> . Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.....	248
Figura A.63. Caso <i>sim3</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	248
Figura A.64. Caso <i>sim3</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	249

Figura A.65. Caso <i>sim3</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en terminales de la carga no lineal.....	249
Figura A.66. Caso <i>sim3</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	250
Figura A.67. Caso <i>sim3</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	250
Figura A.68. Caso <i>sim3</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	250
Figura A.69. Caso <i>sim3</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	250
Figura A.70. Caso <i>sim3</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	251
Figura A.71. Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	251
Figura A.72. Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	252
Figura A.73. Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	252
Figura A.74. Caso <i>sim3</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	253
Figura A.75. Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim4</i> .....	254
Figura A.76. Caso <i>sim4</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	254
Figura A.77. Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	254
Figura A.78. Caso <i>sim4</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	255
Figura A.79. Caso <i>sim4</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	255
Figura A.80. Caso <i>sim4</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	256
Figura A.81. Caso <i>sim4</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	257
Figura A.82. Caso <i>sim4</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	257
Figura A.83. Caso <i>sim4</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	258

Figura A.84. Caso <i>sim4</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.....	258
Figura A.85. Caso <i>sim4</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	259
Figura A.86. Caso <i>sim4</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	259
Figura A.87. Caso <i>sim4</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	259
Figura A.88. Caso <i>sim4</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	260
Figura A.89. Caso <i>sim4</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	260
Figura A.90. Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	261
Figura A.91. Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	261
Figura A.92. Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	262
Figura A.93. Caso <i>sim4</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	262
Figura A.94. Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim5</i> .....	263
Figura A.95. Caso <i>sim5</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	263
Figura A.96. Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	264
Figura A.97. Caso <i>sim5</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	264
Figura A.98. Caso <i>sim5</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	265
Figura A.99. Caso <i>sim5</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	266
Figura 4.100. Caso <i>sim5</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	266
Figura A.101. Caso <i>sim5</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	267
Figura A.102. Caso <i>sim5</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	267

Figura A.103. Caso <i>sim5</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.....	268
Figura A.104. Caso <i>sim5</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	268
Figura A.105. Caso <i>sim5</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	268
Figura A.106. Caso <i>sim5</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	269
Figura A.107. Caso <i>sim5</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	269
Figura A.108. Caso <i>sim5</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	269
Figura A.109. Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	270
Figura A.110. Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	270
Figura A.111. Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	271
Figura A.112. Caso <i>sim5</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	271
Figura A.113. Carga equilibrada no lineal para el caso <i>sim6</i> .....	272
Figura A.114. Caso <i>sim6</i> . Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	272
Figura A.115. Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.....	273
Figura A.116. Caso <i>sim6</i> . Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.....	273
Figura A.117. Caso <i>sim6</i> . Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.....	274
Figura A.118. Caso <i>sim6</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.....	275
Figura A.119. Caso <i>sim6</i> . Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.....	275
Figura A.120. Caso <i>sim6</i> . Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro del LCAC.....	276
Figura A.121. Caso <i>sim6</i> . Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.....	276



Figura A.122. Caso <i>sim6</i> . Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.....	277
Figura A.123. Caso <i>sim6</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.....	277
Figura A.124. Caso <i>sim6</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.....	278
Figura A.125. Caso <i>sim6</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.....	278
Figura A.126. Caso <i>sim6</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.....	278
Figura A.127. Caso <i>sim6</i> . Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.....	279
Figura A.128. Caso <i>sim6</i> . Tensiones en el bus de continua del LCAC.....	279
Figura A.129. Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.....	280
Figura A.130. Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.....	280
Figura A.131. Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.....	281
Figura A.132. Caso <i>sim6</i> . Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.....	281
Figura B.1. Esquema general de la plataforma de ensayos de laboratorio.....	284
Figura B.2. Panel de configuración. Selectores e interruptores frontales.....	286
Figura B.3. Parte posterior del panel de configuración. Cableado y conexiones.....	286
Figura B.4. Fuente de alimentación a través de autotransformador regulable.....	286
Figura B.5. Carga trifásica desequilibrada no lineal, de cuatro hilos.....	287
Figura B.6. Módulo de dos IGBTs SKM50GB123D de Semikron.....	288
Figura B.7. Convertidores serie y paralelo del acondicionador activo.....	288
Figura B.8. Transformadores de acoplamiento del convertidor paralelo $T_P$ .....	289
Figura B.9. Inductancias $L_P$ del convertidor paralelo.....	289
Figura B.10. Ramas $R_P$ $C_P$ para el filtro activo serie - paralelo.....	289
Figura B.11. Transformadores de acoplamiento serie $T_S$ .....	290
Figura B.12. Inductancias serie $L_S$ .....	290
Figura B.13. Sensor de tensión LEM LV25-P.....	290
Figura B.14. Sensor de intensidad LEM LA35-NP.....	291

Figura B.15. Bandeja con conjunto de cuatro sensores de intensidad y tres de tensión...	291
Figura B.16. Agrupación de sensores LEM para el conjunto de medidas de la plataforma.....	292
Figura B.17. Estructura funcional de la tarjeta dSPACE DS1103.....	293
Figura B.18. PC Industrial con la tarjeta dSPACE DS1103 instalada.....	294
Figura B.19. Panel de conexiones CP1103 y cableado de las señales.....	294
Figura B.20. Pantalla en ControlDesk durante la monitorización de los casos prácticos.	295
Figura B.21. Implementación del control PS de intensidad para el convertidor paralelo.....	295
Figura B.22. Circuito de seguridad para las intensidades, $i_{CSabc}$ , del convertidor serie....	296
Figura B.23. Esquema general del archivo Simulink para los resultados experimentales. Referencias para el convertidor paralelo, $i_{CPabcREF}$ , y el convertidor serie, $A_s$ .....	297
Figura B.24. Bloque Medidas. Escalado y agrupación de las entradas.....	298
Figura B.25. Bloque <i>Trigger signals</i> . Escalado y canalización de las señales de salida de la tarjeta DSP.....	299
Figura B.26. Bloque <i>Safety</i> . Comprobaciones internas.....	299
Figura B.27. Bloque <i>Cond_Icp1</i> .....	300
Figura B.28. Bloque <i>Cond_Ics_ok</i> .....	300
Figura B.29. Bloque <i>Cond_Vdc1_max</i> .....	300
Figura B.30. Bloque <i>Cond_Vdc1_min</i> .....	300
Figura B.31. Bloque <i>Control</i> . Calculo de las referencias.....	301
Figura B.32. Bloque <i>IL_filt</i> .....	301
Figura B.33. Bloque <i>Vs_fund</i> .....	301
Figura B.34. Bloque <i>Comp_FS</i> .....	302
Figura B.35. Bloque <i>Refs_FS</i> .....	302
Figura B.36. Bloque <i>GEv</i> .....	302
Figura B.37. Bloque <i>Reg_Vdc</i> .....	302
Figura B.38. Tarjeta de control PPC 1005 de dSPACE.....	303
Figura B.39. Esquema funcional de la tarjeta PPC 1005.....	303
Figura B.40. Tarjeta de entradas analógicas DS 2003 de dSPACE y panel de conexiones CP DS2003.....	304
Figura B.41. Esquema funcional de la tarjeta DS 2003.....	304
Figura B.42. Expansión box del sistema DS 1005 y PC utilizado como interface.....	305

Figura B.43. Modelo en MATLAB/Simulink para la adquisición de los datos de medida.....	305
Figura B.44. Pantalla del diseño en ControlDesk del instrumento virtual.....	306
Figura B.45. Analizador trifásico FLUKE 434.....	306
Figura B.46. Osciloscopio WaveSurfer 424 de LeCroy.....	307

## Índice de tablas

---

Tabla 1.1. Valores de las tensiones armónicas individuales en el punto de suministro, hasta el armónico de orden 25, expresados en porcentaje de $U_n$ .....	8
Tabla 1.2. Límites para la distorsión de intensidad, en redes de baja y media tensión, según IEEE Std 519-2014.....	35
Tabla 1.3. Clasificación de los equipos según la norma UNE EN 61000-3-2.....	36
Tabla 1.4. Límites de armónicos para equipos de clase A.....	36
Tabla 1.5. Límites de armónicos para equipos de clase C.....	36
Tabla 1.6. Límites de armónicos para equipos de clase D.....	37
Tabla 1.7. Límites de emisión armónica de corriente para equipos trifásicos equilibrados, según UNE-EN 61000-3-12.....	38
Tabla 1.8. Límites de emisión armónica de corriente para equipos que no sean trifásicos equilibrados, según UNE-EN 61000-3-12.....	38
Tabla 2.1. Componentes de tensiones, intensidades y potencias, e índices relacionados...54	
Tabla 2.2. Índices y valores por fase para el caso práctico de aplicación.....	56
Tabla 2.3. Valor de las componentes de tensión, intensidad y potencia aparente, e índices relacionados, para el caso práctico de aplicación.....	57
Tabla 3.1. Valores de los componentes pasivos del circuito multipuerta.....	75
Tabla 3.2. Autovalores de la matriz <b>A</b> para los elementos pasivos de la tabla 3.1.....	75
Tabla 3.3. Autovalores de la matriz <b>A</b> con $R = 50$ y $G = 0'02$ .....	76
Tabla 3.4. Autovalores de la matriz <b>A</b> con $R = 250$ y $G = 0'1$ .....	78
Tabla 3.5. Autovalores de la matriz <b>A</b> con $R = 250$ , $G = 0'1$ y prefiltrado de las señales $v_s$ e $i_L$ .....	79
Tabla 3.6. Posibles combinaciones de filtros desfasadores.....	82
Tabla 3.7. Ensayos de simulación, para el diseño del bloque de cálculo de tensiones.....	88
Tabla 3.8. Tabla resumen de los casos prácticos. Valores resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	90

Tabla 3.9. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de $T_S$ , ante falta de regulación de la tensión de suministro ( $\Delta v_{S\beta}$ ).....	93
Tabla 3.10. Ensayos de inmunidad ante desequilibrio en la tensión de suministro para entorno de clase 3, según UNE-EN 61000-4-27. Tensiones de referencia y de compensación necesarias.....	94
Tabla 3.11. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de $T_S$ , ante desequilibrios en la tensión de suministro ( $v_{S\mu}$ ).....	94
Tabla 3.12. Valores necesarios de $v_C$ , según ensayos de inmunidad ante armónicos en la tensión de suministro definidos en la norma UNE-EN 61000-4-13 para entornos de clase 3.....	97
Tabla 3.13. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de $T_S$ , ante armónicos en la tensión de suministro.....	97
Tabla 3.14. Parámetros del circuito de la figura 3.59.....	98
Tabla 3.15. Valores necesarios de $v_C$ ante armónicos de tensión en $v_L$ , para la carga DCR.....	101
Tabla 3.16. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de $T_S$ , ante armónicos en cargas tipo fuente de armónicos de tensión ( $v_{Lh}$ ).....	102
Tabla 3.17. Valores eficaces y máximos de $v_C$ para los casos individuales.....	102
Tabla 3.18. Valores nominales por fase seleccionados para el acondicionamiento serie, en el lado de red de $T_S$ , en función de las distintas combinaciones analizadas.....	104
Tabla 3.19. Parámetros del circuito de la figura 3.41.....	105
Tabla 3.20. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de $T_P$ , ante armónicos en la intensidad de carga.....	109
Tabla 3.21. Casos de máximo $ I_C $ frente a desequilibrios en $I_L$ .....	110
Tabla 3.22. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de $T_P$ , ante desequilibrios en la intensidad de carga ( $i_{L\mu}$ ).....	112
Tabla 3.23. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de $T_P$ , ante desequilibrios y componente reactiva de la intensidad de carga ( $i_{L\mu} + i_{LQ}$ ).....	116

Tabla 3.24. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de $T_P$ , ante la compensación de las componentes fundamentales de desequilibrio y reactivas de la intensidad de carga ( $i_{LfU} + i_{LfQ}$ ).....	116
Tabla 3.25. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de $T_P$ , por la componente activa adicional de la intensidad de compensación.....	118
Tabla 3.26. Valores eficaces y máximos de $v_C$ para los casos individuales.....	118
Tabla 3.27. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo.....	119
Tabla 3.28. Valores nominales del prototipo experimental del LCAC, para la determinación de la inductancia $L_P$ .....	122
Tabla 4.1. Caso <i>sim1</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	150
Tabla 4.2. Caso <i>sim1</i> . Componentes fundamentales por fase.....	150
Tabla 4.3. Caso <i>sim1</i> . Índices y valores trifásicos.....	151
Tabla 4.4. Caso <i>sim2</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	155
Tabla 4.5. Caso <i>sim2</i> . Componentes fundamentales por fase.....	155
Tabla 4.6. Caso <i>sim2</i> . Índices y valores trifásicos.....	156
Tabla 4.7. Caso <i>sim3</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	160
Tabla 4.8. Caso <i>sim3</i> . Componentes fundamentales por fase.....	160
Tabla 4.9. Caso <i>sim3</i> . Índices y valores trifásicos.....	161
Tabla 4.10. Caso <i>sim4</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	164
Tabla 4.11. Caso <i>sim4</i> . Componentes fundamentales por fase.....	164
Tabla 4.12. Caso <i>sim4</i> . Índices y valores trifásicos.....	165
Tabla 4.13. Caso <i>sim5</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	169
Tabla 4.14. Caso <i>sim5</i> . Componentes fundamentales por fase.....	169
Tabla 4.15. Caso <i>sim5</i> . Índices y valores trifásicos.....	170
Tabla 4.16. Caso <i>sim6</i> . Valores eficaces y THD por fase.....	174
Tabla 4.17. Caso <i>sim6</i> . Componentes fundamentales por fase.....	174
Tabla 4.18. Caso <i>sim6</i> . Índices y valores trifásicos.....	175
Tabla 4.19. Caso <i>lab1</i> . Índices y valores por fase.....	184
Tabla 4.20. Caso <i>lab1</i> . Componentes fundamentales por fase.....	184
Tabla 4.21. Caso <i>lab1</i> . Índices y valores trifásicos.....	185

Tabla 4.22. Caso <i>lab2</i> . Índices y valores por fase.....	196
Tabla 4.23. Caso <i>lab2</i> . Componentes fundamentales por fase.....	196
Tabla 4.24. Caso <i>lab2</i> . Índices y valores trifásicos.....	197
Tabla A.1. Ensayos de simulación, para el diseño del bloque de cálculo de tensiones.....	215
Tabla A.2. Caso 0 ( <i>videal</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	216
Tabla A.3. Caso 1 ( <i>acp</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	217
Tabla A.4. Caso 2 ( <i>aco</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	219
Tabla A.5. Caso 3 ( <i>flp1210</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	220
Tabla A.6. Caso 4 ( <i>fln1210</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	223
Tabla A.7. Caso 5 ( <i>hu3010</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	225
Tabla A.8. Caso 6 ( <i>hu6010</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	227
Tabla A.9. Caso 7 ( <i>hu9910</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	229
Tabla A.10. Caso 8 ( <i>dv17</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	231
Tabla A.11. Caso 9 ( <i>dv25</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	232
Tabla A.12. Caso 10 ( <i>cc1f</i> ). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.....	234

## Resumen

---

Este trabajo de Tesis presenta el diseño de un filtro activo de potencia combinado serie - paralelo para el acondicionamiento completo de la carga, tanto en las tensiones con las que trabaja como en las intensidades que requiere de la red de suministro, según una estrategia de compensación diseñada al efecto. El acondicionador, denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC), está constituido por dos filtros activos de potencia, uno en serie con la red de suministro y otro en paralelo con el lado de carga, mediante la utilización de un bus de continua común. El filtro activo serie equilibra y regula las tensiones aplicadas, aislando a la carga de las distorsiones de la tensión de red. Por otro lado, el filtro activo paralelo se encarga de eliminar los armónicos de la intensidad de carga, así como las intensidades reactivas y de desequilibrio. La estrategia de compensación seleccionada permite a los convertidores actuar de forma coordinada, según un comportamiento dinámico rápido y robusto, con mínima dependencia de los valores precisos de los componentes utilizados. Esto ha permitido dotar al LCAC de una respuesta de alta estabilidad frente a las distintas condiciones de operación. La configuración establecida ha resultado adecuada para su aplicación a un amplio rango de tipos de carga y la implementación del control, expresada en variables en el dominio del tiempo, ha conducido a un diseño intuitivo y flexible de rápida respuesta dinámica.

En concreto, en el capítulo II, se revisan los criterios utilizados para la evaluación de la mejora de la calidad de la potencia conseguida con equipos de compensación activa. Se profundiza en la aplicación de los índices de calidad basados en los planteamientos del IEEE Std. 1459, analizando en detalle la interpretación de los distintos indicadores. El estudio de la contribución de las componentes armónicas al desequilibrio ha llevado a la definición de un método mejorado, tanto en el esfuerzo de cálculo como en la interpretación de los índices correspondientes. Este nuevo procedimiento se ha aplicado sistemáticamente a todos los casos analizados para la valoración de sus resultados.

En el capítulo III se describe el diseño del acondicionador activo. Sobre la base de las propuestas existentes, se establece la estrategia de compensación más adecuada para el LCAC según los objetivos propuestos. Posteriormente, se determina el procedimiento para la obtención de las señales de referencia de tensión e intensidad. Se analiza después el comportamiento de los elementos pasivos auxiliares con su modelo en el espacio de estados para determinar su respuesta dinámica y su capacidad de filtrado en altas frecuencias, así como para la sintonización de los parámetros de control. El dimensionamiento de los componentes del equipo se calcula en función de las tensiones e intensidades que tenga que suministrar según los objetivos generales planteados. Este análisis teórico se particulariza en la selección de los elementos para un prototipo de referencia, con vistas a su comprobación en una plataforma de simulación y su posterior validación con un prototipo experimental de laboratorio.

En el capítulo IV se desarrollan las plataformas de simulación y de laboratorio utilizadas, así como los distintos casos prácticos seleccionados. La plataforma de simulación se ha desarrollado en el entorno MATLAB-Simulink e incorpora un nivel considerable de detalle en su modelado, con objeto de que sus resultados sean representativos de los obtenidos con el prototipo de laboratorio. A continuación, se presentan y analizan los casos prácticos de simulación que permiten validar en un primer nivel el comportamiento del diseño propuesto, así como el método de caracterización e interpretación de los resultados. Finalmente, se describen la plataforma de laboratorio y los correspondientes casos prácticos, para la validación experimental del diseño realizado y el análisis de los resultados obtenidos.



## Abstract

---

This thesis presents the design of a combined series – parallel active power filter for a complete conditioning of the load, both in the voltages with which it works and in the currents that it requires from the supply network, with a dedicated compensation strategy. The equipment, called Load Compensation Active Conditioner, LCAC, consists of two active power filters, one in series with the supply network and another in parallel with the load side, with a common DC bus. The series active filter balances and regulates the applied voltages, isolating the load from mains voltage distortions. On the other hand, the parallel active filter compensates the harmonics of the load current, as well as the reactive and unbalance components. The selected compensation strategy allows the converters to act in a coordinated manner, with a robust and fast dynamic behavior, with a reduced dependence of the precise values of the components used, as well as a high stability response to the different operating conditions. It makes it suitable for application to a wide range of load types and the control implementation, expressed in time domain variables, allows an intuitive and flexible design with a fast dynamic response.

On the other side, chapter II studies the criteria used for the evaluation of the improvement of the power quality achieved with active compensation equipment. The determination of quality indices based on the IEEE Std. 1459 approach is analyzed, as well as the interpretation of the diverse indicators. The study of the contribution of the harmonic components to the unbalance has led to the definition of an improved method, both in calculation requirements and in the interpretation of the corresponding indices. This new procedure has been systematically applied to all the cases analyzed for the evaluation of its results.

Chapter III describes the design stage of the active conditioner. After the review of the existing proposals, the most appropriate compensation strategy for the LCAC is established according to the proposed objectives. Subsequently, the procedure for obtaining the voltage and intensity reference signals is determined. The behavior of the auxiliary passive elements is then analyzed with their state space model to evaluate their dynamic response and their high frequency filtering capacity, as well as for tuning the control parameters. The dimensioning of the components of the equipment is also calculated based on the voltages and currents that it has to supply according to the general objectives. This theoretical analysis is particularized in the selection of the elements for a reference prototype, for the purpose of verification with a simulation platform and its subsequent validation with an experimental laboratory prototype

Chapter IV presents the simulation and laboratory platforms developed, as well as the different practical cases selected. The simulation platform has been developed in the MATLAB-Simulink environment and incorporates a considerable level of detail in its modeling, in order that its results are representative of those obtained with the laboratory prototype. Next, the simulation case studies that allow a first validation of the behavior of the proposed design are presented and analyzed, as well as the method of characterization and interpretation of the results. Finally, the laboratory platform and the corresponding case studies are described, for the experimental validation of the proposed design and the evaluation procedure.

## Capítulo I

---

# ANTECEDENTES, OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO GENERAL

### Resumen

En este capítulo se plantean los objetivos generales que se pretenden alcanzar con el presente trabajo. Para ello se comienza con una descripción del fenómeno de la distorsión en los sistemas eléctricos, analizando sus posibles causas y sus efectos más significativos. A continuación se expone una visión general de las soluciones adoptadas hasta la fecha, desde los métodos convencionales con elementos lineales hasta los que utilizan convertidores electrónicos como filtros activos de potencia. Posteriormente, se revisan las características de los filtros activos de potencia: se analizan las estructuras de potencia más adecuadas según el tipo de instalación, las distintas técnicas de control de las conmutaciones de los convertidores, así como las distintas opciones relacionadas con la obtención de las tensiones o intensidades de referencia para la compensación. Por otro lado, se han contextualizado las estrategias de compensación mediante el uso de distintas configuraciones de APFs. Dichas estrategias pueden depender también del tipo de carga a compensar o de las condiciones de la red de suministro. La combinación de estos factores define la topología más apropiada así como el tipo de compensación. Finalmente, se analizan las distintas propuestas existentes que utilizan filtros activos combinados como UPQC, con el objeto de seleccionar o replantear las características más adecuadas para el diseño de un acondicionador activo para el acondicionamiento completo de la carga. Con este planteamiento general, se definen los objetivos que se pretenden alcanzar con el desarrollo de este trabajo, así como el procedimiento a seguir para su realización. El capítulo finaliza con la presentación de la estructura que se sigue en cada uno de los capítulos que conforman la presente tesis.

## 1.1. Introducción

El concepto de calidad de la potencia (Electric Power Quality, EPQ, [1]) ha adquirido una importancia creciente en las últimas décadas debido a la proliferación de receptores basados en la electrónica de potencia. Este tipo de cargas electrónicas de fuerte carácter no lineal permiten un control preciso de la energía eléctrica convertida pero incrementan sustancialmente los niveles de distorsión armónica mientras que, en contraposición, suelen ser a su vez especialmente sensibles a dicha distorsión [2].

El nivel de distorsión que producen las cargas electrónicas ha superado las capacidades técnicas de las soluciones convencionales, principalmente constituidos por elementos pasivos, que entre otros efectos provocan inestabilidades y fenómenos de resonancia. La utilización de filtros activos de potencia (Active Power Filters, APF) en los últimos años ha permitido encontrar soluciones factibles a esta nueva situación [3]. Las primeras aplicaciones estaban enfocadas a la compensación de las componentes armónicas de la intensidad de carga. De esta forma, las corrientes armónicas no circulan aguas arriba del compensador activo, minimizando su recorrido y las pérdidas correspondientes, así como reduciendo su contribución a la distorsión de la tensión de suministro. En los desarrollos posteriores se ampliaron sus prestaciones para incluir la compensación de las componentes reactivas y de desequilibrio de la intensidad, recibiendo entonces la denominación, más apropiada, de Acondicionadores Activos de Potencia (Active Power Line Conditioners, APLC) [4]. Por otro lado, la evolución en las tecnologías de fabricación de los dispositivos semiconductores ha ido ampliando al rango de aplicación de los APLCs a mayores potencias y frecuencias de conmutación. Además, los avances en instrumentación y control permiten disponer hoy en día de sensores de tensión e intensidad de mayor ancho de banda y menor coste, mientras que las tarjetas de control de procesamiento digital (Digital Signal Processing, DSP) aumentan la velocidad de control en tiempo real de los convertidores y amplían el abanico de soluciones aplicables [5].

En los últimos años el interés se ha centrado en los Acondicionadores Unificados de Calidad de la Potencia (Unified Power Quality Conditioners, UPQC) [6], que integran en un solo módulo una combinación de APFs serie y paralelo. Dicha combinación permite compensar varias magnitudes de la instalación, como las intensidades que genere una carga no lineal o las distorsiones de tensión que existan en la red de suministro. Además, el uso simultáneo de los dos convertidores permite la utilización de estrategias de control que no son realizables con ambos equipos actuando por separado. Puede, por ejemplo, definirse una función principal para cada uno de ellos así como unas funciones complementarias que coordinen su funcionamiento y amplíen las capacidades del conjunto. Por otro lado, el bus de continua común, regulado con un balance de potencia conjunto, añade un grado de libertad adicional y permite que el flujo de potencia en ambos convertidores sea más flexible mejorando las características de la compensación.

El análisis de las causas y efectos de la distorsión armónica, así como las distintas soluciones propuestas hasta el momento basadas en filtros activos de potencia, según su estructura, capacidades y funcionamiento, han conducido en esta tesis a una propuesta de diseño para el control de un acondicionador activo para la compensación genérica de cargas trifásicas denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC), constituido por una combinación de filtros activos serie y paralelo. Este acondicionador tiene como objetivo el acondicionamiento completo de la carga, proporcionando una tensión en sus terminales que sea senoidal, equilibrada y regulada en amplitud, mientras que por la red de suministro circulan unas intensidades compensadas y sin distorsión. La selección de la estrategia de compensación y el diseño de la etapa de control dotan al equipo de un comportamiento robusto y estable, tratando de forma global el proceso de compensación de la carga.

Este primer capítulo se estructura de la siguiente forma. En la sección 1.2 se analizan las causas y efectos de la distorsión armónica, la normativa relacionada, así como las distintas soluciones existentes. La sección 1.3 expone las características de los convertidores electrónicos de potencia, como elemento central de los APFs, desde sus posibles topologías hasta las distintas técnicas de control aplicables. La sección 1.4 analiza las distintas configuraciones y estrategias de compensación utilizadas en los filtros activos de potencia y en la sección 1.5 se expone el estado actual de las distintas propuestas de diseño con UPQCs. Finalmente, esta visión general permite establecer los objetivos y el planteamiento general de la tesis, así como la estructura del documento acorde a la metodología utilizada, descritos en la sección 1.6.

## **1.2. Calidad de la potencia eléctrica**

La utilización de la energía eléctrica requiere un suministro de potencia controlable, mientras que su generación y transmisión se realizan a niveles nominalmente constantes. Esta característica del suministro eléctrico necesita un acondicionamiento o conversión de la potencia que, en general, se realiza mediante circuitos no lineales.

La generación de energía eléctrica se produce generalmente a frecuencia constante, de 50 o 60 Hz, y la tensión producida en los generadores eléctricos puede considerarse prácticamente senoidal. Por otra parte, cuando una fuente de tensión senoidal se aplica a una carga no lineal, la corriente resultante ya no es senoidal. Las componentes armónicas de dicha intensidad circulan por toda la red, produciendo calentamientos adicionales en los conductores y reduciendo el rendimiento de la instalación, ya que esas corrientes no transportan potencia útil para el caso de suministro senoidal. Además, causan una caída de tensión no senoidal en las impedancias de la red y por tanto producen una distorsión de la tensión en los terminales de la carga. Dicha tensión puede afectar a receptores cercanos, modificando su comportamiento, y propagando la distorsión a través de la instalación.

La proliferación de elementos electrónicos de potencia en muchos componentes de los sistemas eléctricos actuales ha llevado a que el concepto de calidad de la potencia haya adquirido una importancia creciente dentro del campo de la ingeniería eléctrica, tanto para las compañías productoras o distribuidoras como para los fabricantes de equipos o los usuarios finales. En este sentido, un problema de calidad de la potencia puede entenderse como una perturbación que cause que las tensiones o intensidades del sistema difieran de sus valores ideales de referencia, [1]. Esta cuestión ha llevado a estudios específicos con el objetivo de identificar y cuantificar el efecto de estos fenómenos sobre la calidad de la potencia, [7-9]. La experiencia adquirida con estos desarrollos ha permitido determinar procedimientos para alcanzar unas condiciones de operación adecuadas, así como para establecer límites a la distorsión introducida por las diferentes fuentes, cuyos valores aparecen relacionados en diferentes normas nacionales e internacionales, [10].

### **1.2.1. Distorsión de las formas de onda de tensión e intensidad.**

La presencia de armónicos en los sistemas eléctricos no es un problema reciente [2, 7]. Está presente en elementos tan comunes como los transformadores y las máquinas eléctricas rotativas cuando trabajan en condiciones de saturación o a causa de la forma constructiva de los devanados. Las lámparas de descarga o los hornos de arco son también importantes fuentes convencionales de armónicos. Las soluciones a dicho problema van desde las especificaciones de diseño de los equipos (formas constructivas, tolerancias, ensayos) hasta la utilización de elementos limitadores (conexiones en triángulo de los transformadores, reactancias limitadoras). De esta forma se consiguen mantener unos niveles de distorsión admisibles en la red.

Por otro lado, los dispositivos electrónicos de potencia, si bien permiten una utilización precisa y eficiente de la energía eléctrica, trabajan intrínsecamente de forma conmutada y producen grandes

cambios en las formas de onda de tensión e intensidad. Esto puede llevar a unos niveles de distorsión mucho más elevados para los que las soluciones antes mencionadas ya no son suficientes.

A continuación se presenta, a modo ilustrativo, el funcionamiento de una carga no lineal relativamente frecuente en las instalaciones eléctricas (figura 1.1), que corresponde a un rectificador monofásico de diodos con un gran condensador  $C_L$  de filtro en el lado de continua, más una resistencia  $R_L$  que representa el consumo de las cargas conectadas en su salida. La fuente de alimentación de un equipo informático o un variador de frecuencia para motores eléctricos tienen un comportamiento de este tipo desde el punto de vista del suministro. En la figura 1.1,  $v_S$  es la tensión senoidal proporcionada por la red,  $z_S$  corresponde a la impedancia del sistema de suministro (básicamente la impedancia de cortocircuito del transformador de la instalación),  $i_S$  es la corriente demandada por el rectificador y  $v_L$  es la tensión existente a la salida del transformador.

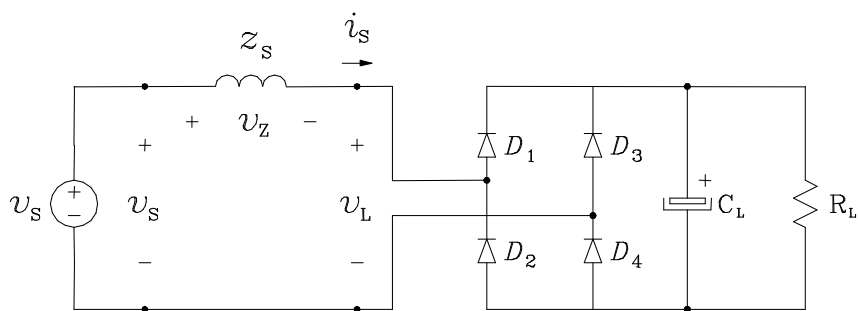


Figura 1.1. Rectificador con condensador electrolítico.

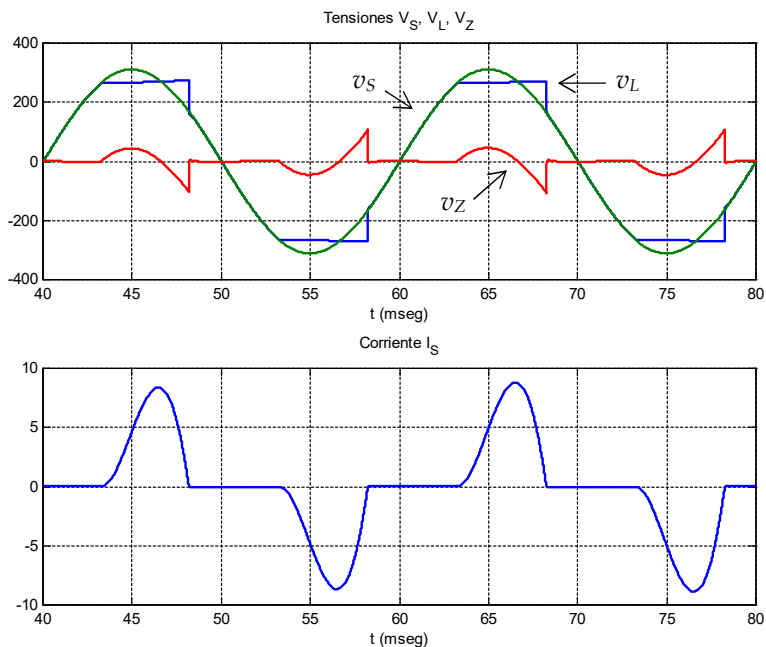


Figura 1.2. Formas de onda características del rectificador monofásico de la figura 1.1.

En la figura 1.2 se pueden observar las formas de onda características de esta carga. La corriente  $i_s$  consumida por el rectificador es fuertemente no senoidal, con componentes armónicas del mismo orden que la componente fundamental. Esto significa que el valor eficaz total de la intensidad es considerablemente mayor, para la misma potencia activa, y que las pérdidas en la línea de alimentación serán bastante más elevadas. Por otro lado, la tensión  $v_L$  en sus terminales presenta recortes apreciables en sus valores máximos durante los intervalos de conducción de los diodos. En esos momentos, la tensión  $v_L$  parece mantenerse casi constante ya que la polarización del puente conecta el condensador  $C_L$  directamente con el lado de alterna, el cual necesita una gran aportación de intensidad para variar apreciablemente su tensión. Esta distorsión de la tensión es más reducida que la de intensidad pero puede producir distintos efectos perniciosos en las cargas cercanas. Por ejemplo, una resistencia conectada en los mismos terminales consumiría una corriente no senoidal a pesar de ser una carga lineal. Además, la reducción de valor eficaz de la tensión puede alterar la energía total consumida por ese elemento en el proceso productivo en el que esté.

El fenómeno de la distorsión ilustrado en las figuras 1.1 y 1.2 presenta algunos efectos especialmente relevantes. Por un lado, se produce una disminución en el rendimiento energético del sistema de transporte, pues esta corriente no senoidal provocará pérdidas por efecto Joule adicionales en el sistema eléctrico, de forma similar a la potencia reactiva en circuitos senoidales. Algunas de las consecuencias más inmediatas de este fenómeno pueden ser: sobrecalentamientos de transformadores, disparo intempestivo de protecciones por picos de corriente, sobrecalentamiento del conductor de neutro con cargas aparentemente equilibradas, etc... Por otro lado, la distorsión de la tensión hace que este efecto local se propague por el sistema eléctrico. Esta tensión distorsionada puede afectar a otras cargas, más o menos cercanas, básicamente por dos motivos:

- En cargas con controles automáticos basados en la onda senoidal de tensión (temporizadores de procesos, relés, control de ángulo de encendido de tiristores,...) se pueden provocar malfuncionamientos y desestabilizaciones, pudiendo incluso amplificar el problema con su reacción.
- La posibilidad de amplificación de algunos armónicos como consecuencia de resonancias serie y paralelo, que afecta principalmente a los elementos capacitivos tales como los condensadores utilizados para la compensación de potencia reactiva. Estas sobrecorrientes resonantes pueden llegar a destruir dichas baterías de condensadores.

### 1.2.2. Calidad de la onda eléctrica, normativa.

Muchas actividades económicas y sociales dependen de la calidad y eficiencia de los sistemas de suministro eléctrico. Tanto las compañías eléctricas como los usuarios están interesados en que se garantice la calidad de la onda eléctrica que alimenta las instalaciones. Los problemas asociados a la falta de EPQ pueden, además, suponer un mayor coste debido al funcionamiento inadecuado de determinadas cargas sensibles a la distorsión. Por tanto, las normativas internacionales han establecido límites a la emisión de perturbaciones, así como procedimientos y técnicas de medida para la evaluación de la calidad de la potencia.

La electricidad proporcionada a los usuarios tiene diversas características que pueden variar y que afectan a la forma en que puede ser utilizada. Desde el punto de vista del consumidor, interesa que la tensión de suministro tenga una frecuencia y una amplitud constantes, y que la forma de onda sea senoidal y equilibrada en el caso trifásico. En la práctica hay numerosos factores que alejan este objetivo del ideal, y el principal de ellos es el comportamiento de los equipos receptores conectados por los propios usuarios, [11]. Por otro lado, los componentes del sistema pueden sufrir fallos que afectan a la tensión de suministro o bien causan la interrupción del suministro a uno o a varios usuarios.

Existen otros fenómenos que pueden alterar el normal funcionamiento de los equipos receptores. Algunos de ellos están asociados a los transitorios producidos por las propias cargas. Otros están causados por maniobras en la propia red o por fenómenos atmosféricos. También hay equipos que por su forma de funcionamiento introducen modificaciones en la forma de onda de la tensión, y por otro lado suelen incluir circuitos de control que pueden ser sensibles a dicha distorsión. En conjunto, se dan factores que dependen de la utilización de la energía eléctrica, y factores que dependen de su generación y distribución. En este sentido, la normativa actual busca por un lado asegurar que la tensión de suministro presente valores que garanticen la calidad de la onda eléctrica dentro de unos límites [12], y por otro lado limitar las distorsiones producidas por las cargas de los consumidores [13, 14]. También se establecen procedimientos y condiciones de medida para verificar la calidad del suministro, como es el caso de la norma UNE-EN 61000-4-30 [15].

### 1.2.2.1. Calidad de la onda de tensión

La calidad de la onda de tensión, según queda establecido en la Norma UNE-EN 50160 [12], está caracterizada por los siguientes parámetros: frecuencia, amplitud, forma de onda y simetría. Desde el punto de vista de la generación, la onda de tensión producida en las grandes centrales eléctricas puede considerarse como senoidal y equilibrada. Sin embargo, en el proceso de transporte y distribución de la energía, los mencionados parámetros pueden sufrir alteraciones que acaben afectando a los usuarios. A continuación se realiza una breve descripción de las perturbaciones que se pueden presentar en la red.

#### A) Variaciones de frecuencia

La frecuencia de la red suele ser un parámetro muy estable, salvo situaciones excepcionales, debido al elevado grado de interconexión entre los sistemas eléctricos. En un sistema como el español, hace falta un cambio de carga de 12 GW para producir una desviación de frecuencia de 0.1 Hz.

La norma UNE-EN 50160 establece la frecuencia nominal en 50 Hz en condiciones normales de operación y que el valor medio de la frecuencia fundamental, medida en periodos de 10 s, debe estar dentro de los siguientes rangos:

- a) En redes acopladas por conexiones síncronas a un sistema interconectado:
  - 50 Hz  $\pm$  1% (49.5 a 50.5 Hz) durante el 99.5% del año.
  - 50 Hz + 4 / - 6 % (47 a 52 Hz) durante el 100% del tiempo.
- b) En redes sin conexión síncrona con un sistema interconectado, como algunos sistemas insulares:
  - 50 Hz  $\pm$  2% (49 a 51 Hz) durante el 95% del tiempo, en cada semana.
  - 50 Hz  $\pm$  15% (42.5 a 57.5 Hz) durante el 100% del tiempo.

#### B) Variaciones lentas de tensión

Un factor importante para la determinación de la calidad del suministro es la amplitud de la onda de tensión y equivalentemente su valor eficaz (rms). Se consideran variaciones lentas cuando su duración supera los 10s. La norma UNE EN 50160 establece para las redes de baja tensión que la tensión normalizada es  $U_n = 230$  V entre fase y neutro para los sistemas trifásicos de cuatro conductores, y de 230 V entre fases para los sistemas trifásicos de tres conductores. Con respecto a

las variaciones de tensión, independientemente de la causa, establece como condiciones normales de operación:

- $U_n \pm 10\%$  durante el 95% de las medidas promediadas sobre 10 min, en cada semana.
- $U_n + 10 / - 15 \%$ , durante todo el tiempo, en medidas promediadas sobre 10 min.

#### C) *Fluctuaciones de tensión*

Se consideran fluctuaciones cuando las variaciones de valor eficaz se dan en un rango de varios milisegundos a 10 s, y cuya amplitud no excede el 10% del valor nominal (si las variaciones fuesen mayores se consideran huecos o interrupciones cortas del suministro). Estas fluctuaciones suelen producirse por variaciones de carga o maniobras de la red (como la conexión de hornos de arco, equipamiento de soldadura, grandes motores, etc...). Estas fluctuaciones pueden afectar a un gran número de usuarios, si bien al ser inferiores al 10%, no suelen alterar el normal funcionamiento de los equipos. Sin embargo, pueden producir variaciones en la luminosidad en los equipos de alumbrado que sí afectan a los usuarios.

#### D) *Huecos de tensión, sobretensiones e interrupciones cortas*

De acuerdo con la norma UNE-EN 50160, se define un hueco de tensión como: “una disminución temporal de la tensión eficaz en un punto de la red de alimentación por debajo del 90% de la tensión de referencia”. Convencionalmente, la duración de un hueco de tensión está entre 10 ms y 1 minuto. La profundidad del hueco de tensión se define como la diferencia entre el mínimo valor eficaz durante el hueco y su valor asignado. En caso de un valor de la tensión inferior al 5% se considera una interrupción corta del suministro o microcorte. Se considera sobretensión cuando se supera el 110% de la tensión nominal. Estos fenómenos suelen estar asociados a la conexión repentina de grandes cargas, y a los cortocircuitos y averías en la red general.

#### E) *Desequilibrios de tensión*

Existe desequilibrio en las tensiones de alimentación cuando las amplitudes y/o los desfases relativos entre ellas no son iguales. El origen de estas asimetrías se debe principalmente a la circulación de intensidades desequilibradas por el sistema. Entre sus efectos cabe destacar el aumento de intensidad y calentamiento en los motores trifásicos, y la disminución del nivel de utilización de los transformadores. La norma UNE-EN 50160 establece como límite que la componente fundamental de secuencia negativa de la tensión de alimentación debe ser inferior al 2% de la componente de secuencia positiva, en el 95% de las medidas promediadas en intervalos de 10 minutos, cada semana. En líneas parcialmente monofásicas o bifásicas se admiten desequilibrios de hasta el 3%.

#### F) *Armónicos de tensión*

Los armónicos de tensión, independientemente de su causa, pueden producir malfuncionamiento de algunos equipos electrónicos, disparos intempestivos de las protecciones o disminuir a largo plazo la vida útil de las máquinas rotativas, condensadores y transformadores de potencia. La norma UNE-EN 50160 establece que, en condiciones normales de operación, 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. En la tabla no se indican los límites correspondientes a los armónicos de orden superior a 25, que son generalmente reducidos y muy imprevisibles. Además, la tasa de distorsión armónica total (Total



Harmonic Distortion, THD) de la tensión de suministro no debe sobrepasar el 8%, comprendiendo todos los armónicos hasta el 40. En dicha norma se define el THD como:

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} u_h^2} \quad (1.1)$$

donde  $u_h$  representa la amplitud relativa del armónico de orden  $h$  respecto al armónico fundamental de la tensión.

Tabla 1.1. Valores de las tensiones armónicas individuales en el punto 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 %				

### 1.2.2.2. Distorsión armónica de la carga

Como se ha comentado anteriormente, el uso de cargas electrónicas de potencia es la principal causa de distorsión armónica en las redes eléctricas. Se hace pues necesario establecer límites a la emisión armónica de dichas cargas para mantener los niveles de distorsión de la red en valores aceptables.

Estos objetivos pueden alcanzarse desde la etapa de diseño si se siguen los procedimientos recomendados por estándares como IEEE Std 519 [10], para sistemas eléctricos que contengan cargas lineales y no lineales. Esta norma recomienda, por ejemplo, establecer límites de distorsión de tensión del 3% para cada armónico y del 5% para el THD, con objeto de reducir la interferencia entre los distintos componentes del sistema. Los niveles recomendados para las tasas de distorsión armónica de la intensidad varían en función de la relación de cortocircuito de dicha red ( $I_{CC}/I_N$ ). A medida que dicha relación aumenta, los niveles recomendados de intensidad también lo hacen pues se supone que producen menor efecto sobre las tensiones de la instalación (Ver tabla 1.2 en el Apéndice del capítulo).

Por otro lado, la normativa actual no marca límites a la circulación de corrientes armónicas en las redes de distribución, sino que más bien se centra en establecer los niveles de armónicos que las cargas pueden inyectar a la red. Así, en las normas UNE-EN 61000-3-2 [13] y UNE-EN 61000-3-12 [14] se tratan las limitaciones de las corrientes armónicas inyectadas por los equipos receptores a la red pública de suministro. La norma UNE-EN 61000-3-12 sigue un enfoque similar al del estándar IEEE Std 519, estableciendo limitaciones a las tasas de distorsión armónica individual, HD, y total, THD, en función de la relación de cortocircuito en el punto en que se conecte la carga. En la norma UNE-EN 61000-3-2, para cargas con intensidades menores de 16 A por fase, el criterio a aplicar es más variado y depende del tipo de receptor. Para los equipos de clase A, B o D se establecen límites en amperios eficaces para cada armónico, mientras que para los equipos de clase C se limita el valor del índice HD de cada armónico. Para los equipos de clase D se establece también un

segundo límite de corriente máxima admisible por vatio (mA/W), para cada armónico. Por claridad y continuidad de la exposición, los detalles relativos a las normas citadas se recogen en el Apéndice de este capítulo.

### 1.2.3. Corrección de la falta de EPQ

Los niveles de distorsión pueden reducirse en gran medida si se diseñan los equipos y las instalaciones siguiendo las recomendaciones actuales, como por ejemplo las indicadas en el estándar IEEE Std 519 "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems", [10]. Existen también diversos métodos para compensar o reducir la distorsión de las instalaciones ya existentes. Un método muy extendido es la utilización de filtros de absorción, constituidos por ramas LC sintonizadas a determinados armónicos [16]. De esta forma se proporciona un camino de baja impedancia a determinadas frecuencias para facilitar la circulación local de los armónicos cerca de los equipos que los generan, figura 1.3.

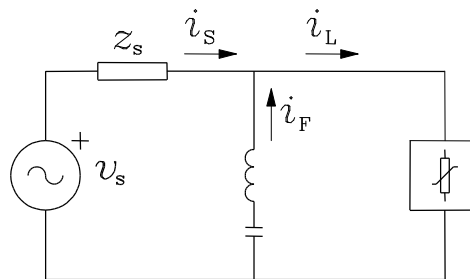


Figura 1.3. Filtros de absorción para corrientes armónicas.

Sin embargo, dicho método adolece de ciertos inconvenientes que limitan o reducen su aplicación [4]:

- La impedancia de la red afecta sensiblemente a sus características de filtrado. Ésta no se suele conocer con precisión y puede variar con la configuración del suministro.
- La dificultad y coste de su ajuste dinámico (conexiones o desconexiones de elementos del filtro pasivo) puede hacerlos ineficaces ante la rápida variación armónica en cantidad y tipo en procesos altamente automatizados.
- Su constitución predominantemente no disipativa (inductancias L y capacitancias C) los hace susceptibles de sufrir fenómenos de resonancia armónica. Por otro lado, las cargas electrónicas aumentan considerablemente el nivel y variedad de armónicos en la red con lo que aumentan las posibilidades de que se produzcan dichas resonancias.

Una alternativa a las soluciones convencionales es la utilización de elementos no lineales controlados, que inyecten las corrientes no senoidales producidas por las cargas, [17]. Dentro de esta línea se encuentran los filtros activos de potencia, APF, (figura 1.4), basados en inversores electrónicos de potencia, capaces de generar tensiones e intensidades controladas a altas frecuencias de conmutación [3]. Estos equipos tienen mayor rapidez de respuesta y flexibilidad en su comportamiento que los filtros pasivos, pudiendo trabajar de forma adaptativa según las diversas condiciones de trabajo. En otras situaciones, también pueden conectarse en serie con la red para compensar las componentes no senoidales de la tensión de suministro o para limitar las corrientes armónicas de la carga.

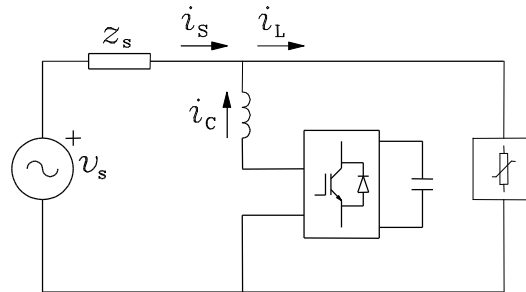


Figura 1.4. Filtro activo de conexión paralelo.

El desarrollo y posterior aplicación de los APFs hicieron que su uso se extendiera para compensar también la potencia reactiva, flickers o tensiones e intensidades de asimetría. En este caso es preferible utilizar la denominación más general de Acondicionadores Activos de Potencia, APLC, [4], como ya ha quedado indicado. En esta misma línea se propusieron también configuraciones híbridas de filtros activos y pasivos, con objeto de aprovechar y potenciar las cualidades de ambos componentes, figura 1.5.

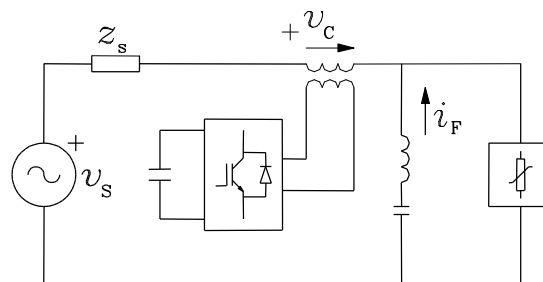


Figura 1.5. Filtro híbrido activo serie - pasivo paralelo.

Otra posibilidad es la utilización de los denominados Acondicionadores de Calidad de la Potencia Unificados, UPQC, como el que se muestra en figura 1.6. Éstos integran en un solo módulo una combinación de filtro activo serie y filtro activo paralelo con un bus de continua común, [6]. Esta configuración permite la compensación simultánea de varias magnitudes, como por ejemplo la distorsión existente en la tensión de suministro y en la intensidad de carga, para mejorar la calidad de la potencia eléctrica en el punto de conexión común (Point of Common Coupling, PCC). Su estructura y funcionamiento los hace especialmente adecuados para compensar o reducir la circulación de corrientes distorsionadas por el conjunto de la instalación, así como para mejorar las tensiones de trabajo de los distintos receptores que se conecten a dicha red. En la sección 1.4 se relacionarán las configuraciones de APFs más habituales.

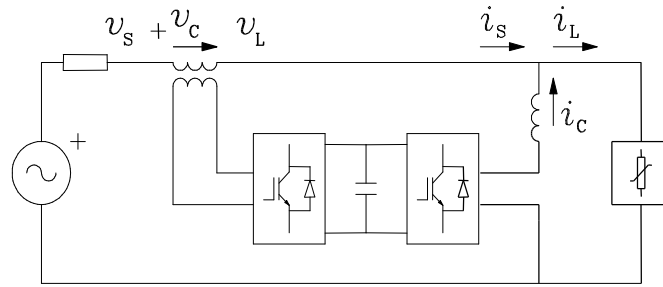


Figura 1.6. Acondicionador de Calidad de la Potencia Unificado, UPQC.

### 1.3. Convertidores electrónicos de potencia

El elemento principal de un APF es un inversor estático de potencia que, con una fuente de continua y trabajando de forma conmutada, construye a base de pulsos de tensión o intensidad, una onda lo más cercana posible al valor de referencia. Las prestaciones del acondicionador dependerán en gran medida de las características del inversor para, por ejemplo, inyectar con precisión las componentes armónicas de una corriente distorsionada en la compensación paralelo de una carga no lineal. Así, el funcionamiento de un APF puede analizarse a través de tres elementos de diseño básicos:

- 1) La estructura de potencia del convertidor: topología, dispositivos, etc...
- 2) El método de control de las conmutaciones (disparos) utilizado.
- 3) El método para obtener la forma de onda de referencia.

Los dos primeros corresponderán principalmente a la tecnología utilizada y a la estructura de la instalación en que se instalen, mientras que el último estará más ligado a los objetivos finales de la compensación.

#### 1.3.1. Estructura y principio de funcionamiento

El esquema básico para la conversión de una tensión continua en una tensión alterna monofásica, sin que ello presuponga una forma de onda predeterminada, se presenta en la figura 1.7. Consta de una fuente de continua y cuatro elementos electrónicos de potencia, descritos más adelante, que en un primer análisis se supondrán interruptores ideales.

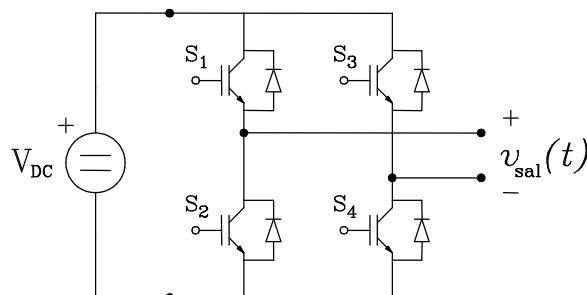


Figura 1.7. Inversor (convertidor dc - ac) básico.

Mediante la conexión y desconexión secuencial de cada par de ramas opuestas del puente ( $S_1 - S_4$  o  $S_2 - S_3$ ) se obtiene a la salida una onda de tensión rectangular  $v_{sal}(t)$  que oscila entre los valores de  $+V_{DC}$  y  $-V_{DC}$ . En función de la duración y cantidad de los pulsos positivos y negativos, dicha onda de tensión tendrá, en sus componentes de baja frecuencia, la forma de onda de tensión deseada. Aunque el tema se tratará con más detalle en el apartado siguiente, la figura 1.8 ilustra un ejemplo con modulación de la anchura de los pulsos, en el que se pretende que la tensión de salida  $v_{sal}(t)$  sea una onda de tensión triangular de baja frecuencia  $v_{ref}(t)$ , con un periodo de 20 ms (50 Hz). La señal de referencia se compara con una señal interna  $v_{tri}(t)$ , que es también una onda triangular de 1ms de periodo (1kHz). Cuando la señal de referencia  $v_{ref}$  sea mayor que la señal  $v_{tri}$  se activan los transistores  $S_1$  y  $S_4$ , con lo que la tensión de salida se hace igual a  $+V_{DC}$ . Cuando la señal de referencia sea menor se activan los transistores  $S_2$  y  $S_3$  por lo que cambia el signo de la tensión de salida. Esta comparación conduce las conmutaciones de los transistores de potencia de manera que la tensión de salida  $v_{sal}$  presenta pulsos de anchura variable según vaya cambiando la señal de referencia. La figura 1.8 también muestra la señal  $v_{sal}$  filtrada (en verde) para que se pueda apreciar gráficamente su similitud con la señal de referencia en sus componentes de baja frecuencia.

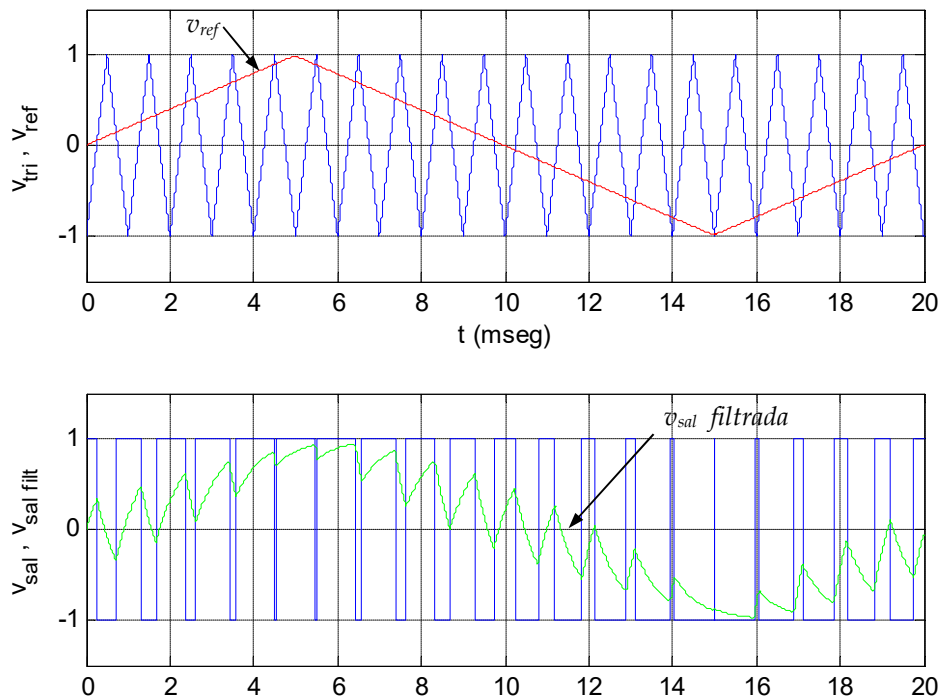


Figura 1.8. Construcción de una onda triangular con pulsos de anchura variable.

El convertidor descrito en el ejemplo se basa en una alimentación de continua de tensión constante, y recibe el nombre de inversor de fuente de tensión (Voltage-Source Inverter, VSI). En los filtros activos la fuente de tensión suele ser un condensador de suficiente capacidad para mantener una tensión constante. Otra alternativa consiste en utilizar un inversor de fuente de corriente (Current-Source Inverter, CSI), cuya fuente de continua es una bobina con un valor de inductancia adecuado. La salida de este convertidor está constituida a base de pulsos de intensidad. El circuito de potencia y los elementos utilizados por ambos tipos de convertidores son similares, si

bien en el desarrollo de los filtros activos se han utilizado preferentemente los inversores VSI, ya que con éstos se consigue un mayor rendimiento y un menor coste inicial [18].

En lo que respecta a los elementos electrónicos, cada rama del puente del inversor puede ser realizada con dispositivos autoconmutados como los MOSFETs, BJTs, IGBTs o GTOs [19], en función creciente de la potencia requerida por la aplicación. En cuanto a la máxima frecuencia de conmutación, y por tanto rapidez para construir la forma de onda de referencia, el orden creciente sería: GTOs, BJTs, IGBTs y MOSFETs. Los componentes más utilizados en potencias medias son los IGBT, como los representados en el esquema de la figura 1.7. Son unos dispositivos híbridos entre el BJT y el FET de potencia. Su comportamiento se asemeja al del BJT, pero con una intensidad de excitación muy inferior, comportándose a estos efectos como un FET.

Los diodos que aparecen en antiparalelo con los IGBTs suelen ir incluidos en los encapsulados de los dispositivos, y su función está relacionada con el posible carácter inductivo de la carga conectada a la salida del inversor. Cuando se corta el estado de conducción de un par de transistores del puente, la corriente inductiva no puede cambiar bruscamente de valor. Los diodos del otro par de transistores permiten que la corriente pueda seguir circulando temporalmente en el mismo sentido. La diferencia está en que ahora circula en sentido contrario por la fuente dc, devolviendo la energía almacenada en los elementos inductivos a la salida del inversor. Por este motivo, dichos diodos reciben el nombre de diodos de recuperación de energía o diodos de libre circulación.

Un inversor trifásico puede construirse con tres inversores monofásicos conectados a la misma fuente dc. Si el sistema trifásico es de tres conductores y se eliminan los componentes correspondientes al neutro, queda una estructura como la que se muestra en la figura 1.9. El criterio que se utilice para la conmutación de los seis elementos del puente tendrá que contemplar su interdependencia, pues la suma de las tres corrientes de salida del filtro siempre ha de ser nula.

Para sistemas trifásicos de cuatro conductores, puede optarse por la configuración de tres inversores monofásicos que permitan controlar independientemente la compensación en cada fase. No obstante, en aplicaciones de media y baja potencia suele utilizarse una única unidad según dos configuraciones de inversor VSI: las llamadas configuración de tres lados y configuración de cuatro lados, [20]. La configuración de tres lados (figura 1.10) utiliza seis dispositivos de potencia y una fuente dc dividida para permitir la conexión del neutro. La configuración de cuatro lados (figura 1.11) utiliza ocho dispositivos y una única fuente dc. Las diferencias básicas entre ambas opciones están en el número de dispositivos empleados y en las técnicas de control necesarias para cada uno, principalmente en lo que se refiere a la regulación de tensión en el lado de continua.

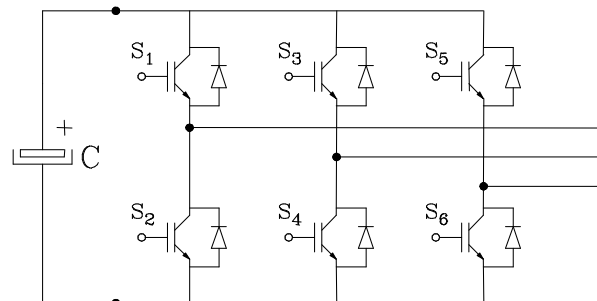


Figura 1.9. Inversor trifásico VSI de tres conductores.

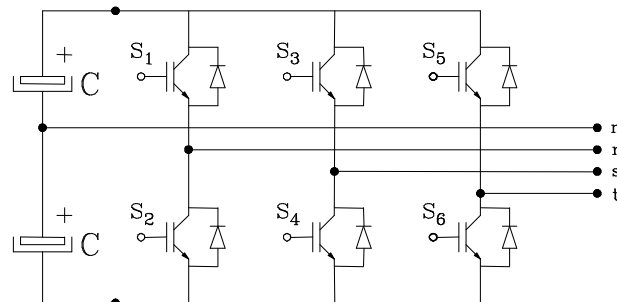


Figura 1.10. Inversor VSI trifásico de cuatro conductores. Configuración de tres lados.

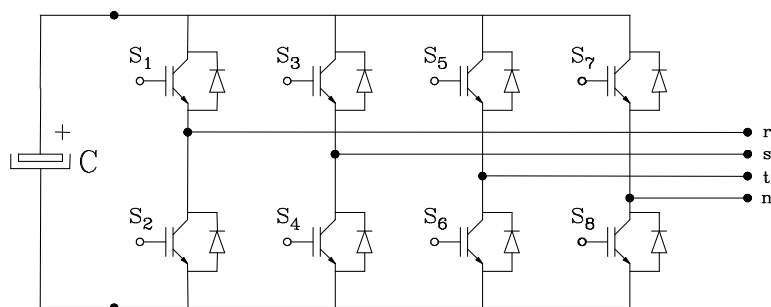


Figura 1.11. Inversor VSI trifásico de cuatro conductores. Configuración de cuatro lados.

### 1.3.2. Técnicas de control de las conmutaciones

Los dispositivos electrónicos de potencia están diseñados para funcionar de forma conmutada, en corte o saturación. Su funcionamiento en la zona activa de forma prolongada produce unas pérdidas y un grado de calentamiento del semiconductor inadmisibles para las potencias que se quieren manejar. De hecho, en el transitorio de cambio de estado se producen unas pérdidas considerables, proporcionales a la intensidad circulante y a la duración de la conmutación, [19]. Este fenómeno es el principal determinante de la máxima frecuencia de conmutación admisible del dispositivo y el causante de su limitación a la hora de conformar la señal de referencia. Cuanto más cercana está la frecuencia máxima de conmutación de las frecuencias más elevadas de la señal de referencia, más reducidas serán las prestaciones del filtro activo.

Una característica exigible a los inversores para filtros activos de potencia es precisamente su capacidad para generar formas de onda con alto contenido armónico y elevada respuesta dinámica. Por tanto, los métodos de control de las conmutaciones tienen que presentar una respuesta rápida y flexible.

A) Control de tensión: Si un APF funciona como fuente de tensión controlada, el método de control más utilizado para el convertidor es el de modulación por anchura de pulsos (Pulse Width Modulation, PWM) por comparación con una onda triangular [19]. Cuando la señal de referencia sea mayor que la onda triangular portadora el convertidor dará una salida de  $+V_{DC}$ , y cuando sea menor dará  $-V_{DC}$  (ver figuras 1.7 y 1.8). De esta forma la tensión de salida tendrá, durante cada semiperiodo de la pulsación triangular, un valor medio igual al valor medio de la referencia más una serie de componentes de alta frecuencia.

La figura 1.12 muestra una variante de dicho control, en el que la señal de referencia  $v_{ac}^*$  es muestreada y retenida cada semiperiodo  $T/2$  para establecer una señal  $v_{ac}^{*H}$  constante en cada

intervalo de muestreo; donde  $T$  define el periodo y la frecuencia de conmutación. Esta señal es la que se compara con la onda triangular portadora  $v_{tri}$  para definir el signo de la tensión de salida  $v_{ac}$ . En este caso, el valor medio de la señal de salida  $\bar{v}_{ac}$  será igual a la señal de referencia muestreada  $v_{ac}^{*H}$  en cada semiperiodo [19]. El muestreo y retención de la señal de referencia asegura una conmutación como máximo en cada semiperiodo, de manera que limita dichas conmutaciones y el calentamiento de los dispositivos. Este filtrado de la señal de referencia podría hacerse de forma analógica, con funciones de transferencia continuas, de manera que la tensión de salida se pareciera más a la señal de referencia original. Sin embargo, la etapa de muestreo y retención es ineludible si se usan controladores digitales para el APF, pues tanto la adquisición de las medidas como la generación de las referencias se presentarán de forma muestreada. Generalmente, estos controladores digitales controlan el ancho de los pulsos con contadores de tiempo dedicados, sincronizados con la adquisición de datos.

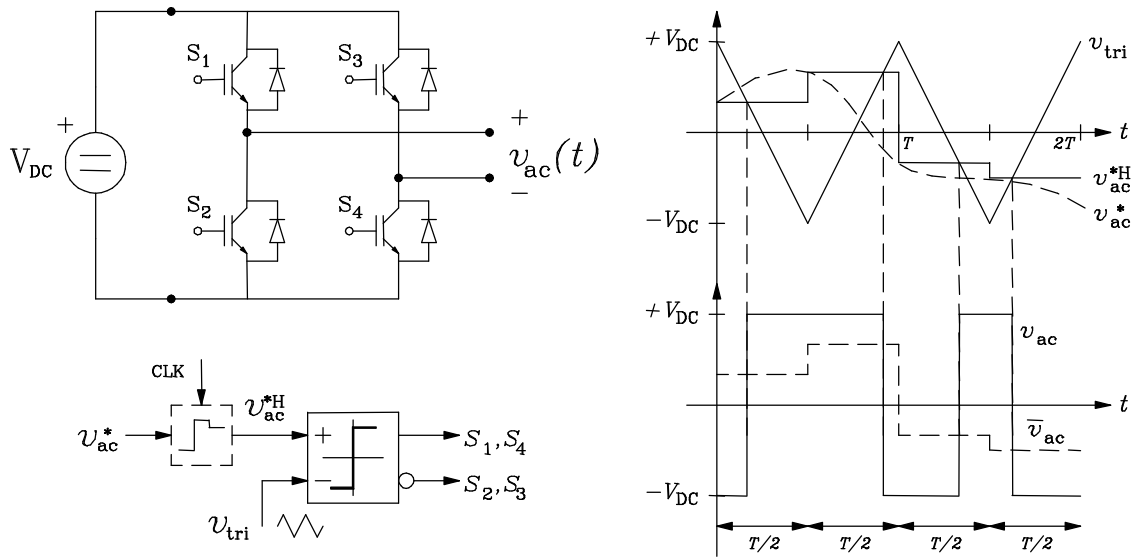


Figura 1.12. Inversor VSI monofásico. Generación PWM con modulación por onda triangular y muestreo periódico. Circuitos de potencia y de control. Ejemplo de evolución temporal de las tensiones.

B) Control de intensidad: Cuando un APF con inversor de fuente de tensión, VSI, se utiliza como fuente controlada de corriente la solución más utilizada [21] es mediante la conexión de una inductancia de filtrado a la salida del inversor, y una realimentación de dicha intensidad. Esta inductancia atenúa el efecto de las tensiones de alta frecuencia generadas por el convertidor VSI y permite un control sencillo de la corriente de salida. En todo caso, este elemento ha de ser muy poco disipativo para que el funcionamiento del APF presente el máximo rendimiento energético y su modelo de comportamiento se aproxime al ideal. La figura 1.13 muestra el esquema de un APF monofásico con control de corriente conectado a una red de suministro ideal  $v_s$ , así como el circuito simplificado que relaciona la intensidad de salida  $i_c$  con la tensión controlada  $v_c$ . Como se observa en las ecuación (1.2), el valor de  $i_c$  será una respuesta de tipo integral a las variaciones de  $v_c$ . Si se considera que, durante la duración de un pulso, las tensiones  $v_c$  y  $v_s$  son aproximadamente constantes, la intensidad evolucionará en el tiempo según una variación lineal:

$$i_c(t) = i_{c0} + \frac{1}{L} \int_0^t (v_c - v_s) dt \approx i_{c0} + \frac{v_{c0} - v_{s0}}{L} t \quad (1.2)$$



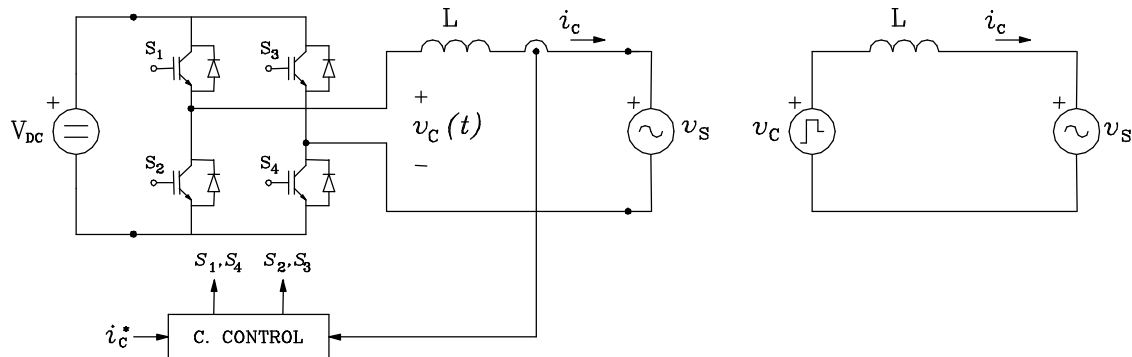


Figura 1.13. Inversor VSI controlado como fuente de corriente y circuito equivalente.

Este método de control, figura 1.13, presenta también algunas limitaciones. Por ejemplo, para que el APF pueda controlar la evolución de la intensidad,  $V_{DC}$  ha de ser mayor en valor absoluto que los valores de pico de la tensión de red  $v_S$ . De hecho, la máxima capacidad de cambio de la corriente  $i_C$  depende del cociente entre la diferencia de las tensiones de entrada y salida y del valor de la inductancia  $L$ , como se aprecia en la expresión (1.2). Además, cuando  $v_S$  supera a  $V_{DC}$ , los diodos del inversor actúan como un rectificador no controlado cargando el condensador del lado dc y se pierde temporalmente el control de la corriente. En la práctica, una relación adecuada entre  $V_{DC}$  y  $|v_S|_{max}$  estaría entre 1'5 y 2 [22].

Sobre esta base de funcionamiento se pueden plantear tres métodos básicos de control de la intensidad [21]:

- 1) Muestreo periódico (Periodic Sampling, PS): Según se observa en la figura 1.14, el inversor conmuta a intervalos fijos, definidos por una señal de reloj, en función del signo del error en el seguimiento. Es el esquema más sencillo, fácil de implementar, y que limita nítidamente la frecuencia máxima y la duración mínima entre conmutaciones. Se podría decir que es un control PWM "discreto" pues la duración base de los pulsos de tensión está definida por el muestreador.

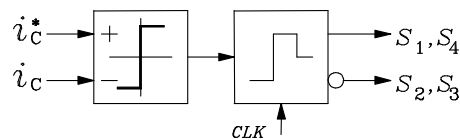


Figura 1.14. Control por muestreo periódico.

- 2) Banda de histéresis (Hysteresis Band, HB): Un comparador de histéresis continuo con banda de tolerancia prefijada, figura 1.15, define las conmutaciones y el signo de los pulsos de tensión. Es un método con una excelente respuesta dinámica ante variaciones de  $i_c^*$  y mantiene la intensidad de salida en una banda alrededor de la referencia. De hecho es el control más utilizado. La principal desventaja es que no permite el control de la frecuencia de conmutación, aunque sus valores máximos pueden estimarse en función de los elementos del APF [22].

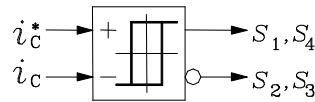


Figura 1.15. Control por banda de histéresis.

- 3) **Modulación con onda triangular (Triangular Carrier, TC):** El método se ilustra en la figura 1.16. Se compara de forma continua el error de seguimiento (la diferencia entre  $i_c$  y su referencia  $i_c^*$ ) con una onda triangular de amplitud y frecuencia fijas. La señal de error es procesada previamente por un control proporcional + integral (PI) con unas constantes ajustadas a la onda triangular.

Este método permite controlar la frecuencia de conmutación, siempre bajo la hipótesis de asumir variaciones “lentas” en la referencia. Como principal desventaja de este método, sobre todo debido al uso del control integral, está en el error de amplitud y fase de la corriente de salida.

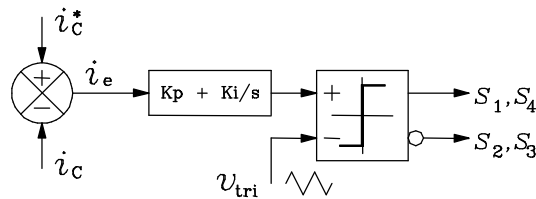


Figura 1.16. Control por modulación con onda triangular.

Por otro lado, el método de control de las conmutaciones para un APF trifásico dependerá de la topología del inversor. Cuando el APF está formado por tres inversores monofásicos con la misma fuente dc, los métodos anteriormente expuestos permiten controlar de forma independiente la compensación en cada una de las fases. En el caso de la topología de tres lados con fuente dc dividida (figura 1.10) se pueden adoptar también los citados métodos con ligeras variantes que permitan regular la tensión en los dos condensadores del lado dc [20].

En el caso de inversores de tres y cuatro conductores con una sola fuente dc (figuras 1.9 y 1.11), la conmutación de los distintos interruptores estáticos está interrelacionada y el control de todos los disparos ha de hacerse de manera global [23, 24].

En definitiva, se puede apreciar que las prestaciones del APF dependen en gran medida de la topología y el método de control seleccionados. Si se añaden los retrasos correspondientes de los circuitos de control y adquisición de datos, cálculo de las referencias y ejecución de los disparos, se pueden establecer con claridad las capacidades y limitaciones de los APF para actuar como fuente controlada, así como las perturbaciones que introducen en el sistema que se está compensando.

### 1.3.3. Estrategias de control de los convertidores

Una vez analizado el comportamiento individual de los APF como fuente controlada, esta sección se centrará en el cálculo de sus referencias de control; las cuales determinarán la forma de

onda de la tensión o intensidad que tenga que aplicar el convertidor, así como la evolución del sistema compensado en su conjunto.

En este punto es conveniente resaltar aquí otra restricción de los filtros activos de potencia. Si se quiere utilizar sin una fuente de alimentación externa (aparte del condensador del bus de continua) es necesario que el APF no absorba ni ceda potencia a la red donde se conecte, al menos en promedio. Cualquier transferencia de potencia conllevará la modificación de la energía almacenada en el condensador y por tanto de su tensión. Además, cuanto mayor sea la potencia oscilante que transfiera el filtro, mayor habrá de ser el condensador que permita mantener sensiblemente constante la tensión en el lado dc. Por este motivo, y por la imprecisión existente en los elementos de medida que se utilicen, cualquier método de cálculo de las referencias debe contemplar la necesaria regulación de la tensión en el lado de continua del APF.

En las primeras aplicaciones propuestas para los APF el objetivo fue exclusivamente la compensación armónica, y más concretamente las intensidades no senoidales producidas por cargas electrónicas. En la medida en que se desarrollaron sus posibilidades se fueron ampliando los objetivos de la compensación y los métodos de cálculo de las referencias. Dichos métodos pueden clasificarse a modo de resumen en tres grandes grupos, en función de los objetivos de la compensación:

- 1) Compensación senoidal: [25, 26] El objetivo de compensación es obtener unas tensiones o intensidades perfectamente senoidales (y equilibradas en el caso trifásico) en un determinado punto de la instalación. Generalmente se basan en el cálculo de los armónicos fundamentales de la magnitud a compensar, de manera que la referencia para la compensación será la diferencia entre la intensidad de carga y el objetivo senoidal planteado. Así, la figura 1.17 muestra el esquema propuesto en la referencia [25] para la compensación de las intensidades no senoidales de una carga. La referencia senoidal se obtiene a partir de un bucle de enganche de fase (Phase Locking Loop, PLL), que proporciona una señal senoidal pura en fase con la tensión de la fase 1,  $v_{s1}$ . Esta propuesta utiliza directamente la regulación de la tensión  $V_{DC}$  para obtener la amplitud de las intensidades activas  $|I_a^*|$  y un esquema de desfases para obtener la referencia trifásica equilibrada ( $i_{a1}^*$ ,  $i_{a2}^*$ ,  $i_{a3}^*$ ). Estos valores de  $i_a$  incluyen tanto la intensidad activa de la carga como la correspondiente a las pérdidas internas del APF. La tensión  $V_{DC}$  del condensador se ajusta a través de un control proporcional + integral (P+I) que atenúa las variaciones de  $V_{DC}$  propias de la potencia fluctuante en cada ciclo, regulando su valor medio. Los parámetros del regulador P+I habrán de ser ajustados, en función de la capacidad del condensador del APF y de las potencias fluctuantes en carga y filtro activo de potencia.

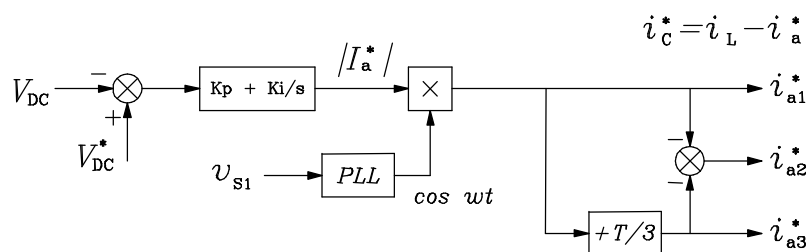


Figura 1.17. Cálculo de referencias para compensación senoidal.

La ventaja principal de los métodos de compensación senoidal es el aislamiento armónico que producen entre el lado de carga y el lado de suministro. Por ejemplo, en

el método expuesto en la figura 1.17 se puede observar que el conjunto APF + carga se comporta idealmente como una fuente de intensidad senoidal visto desde el lado de suministro.

El inconveniente más importante es la lentitud de su respuesta frente a los cambios en las condiciones de carga del circuito, del orden de un ciclo de la frecuencia fundamental. En determinadas aplicaciones con cambios frecuentes de carga podrían aparecer resonancias en el control que hicieran ineficaz la compensación.

Otro inconveniente a considerar es que no se contempla la potencia promedio que transportan otros armónicos, y que tendría que aportar el APF con los consiguientes retardos en el control de la tensión del condensador. Por ejemplo, en el método expuesto en la figura 1.17 hay que esperar a que varíe la tensión en el condensador para efectuar acciones correctivas.

- 2) Compensación con factor de potencia unidad: [27, 28] El objetivo es maximizar el rendimiento en la transmisión de energía, dotando al conjunto APF + carga de un carácter puramente resistivo.

Para el caso de la compensación de la intensidad de la carga, la intensidad objetivo tendría la misma forma de onda que la tensión de alimentación. El factor multiplicativo o conductancia equivalente se puede calcular de manera que se mantenga el balance de potencia del APF, incluyendo tanto la potencia promedio cedida a la carga como la correspondiente a las pérdidas en el APF (resistencia de la bobina, pérdidas por conmutación, etc.). A título de ejemplo, la figura 1.18 muestra un algoritmo de control con este principio:

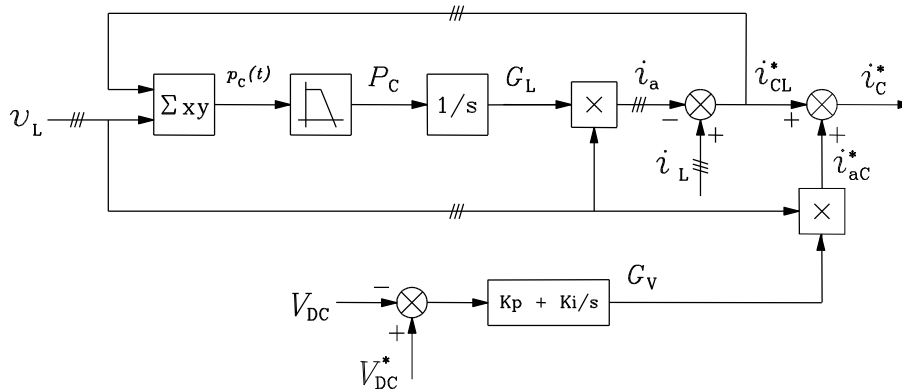


Figura 1.18. Compensación con factor de potencia unidad.

La transferencia de una potencia  $P$  desde fuente a carga requiere de las intensidades de línea:

$$i_a = G_L \cdot v_L \quad (1.3)$$

La diferencia entre las intensidades de carga y las intensidades activas determinan las corrientes de carga que no transportan potencia promedio y por tanto son compensables:

$$i_{CL}^* = i_L - i_a \quad (1.4)$$

En este método, el valor de  $G_L$  se calcula de tal forma que la potencia promedio  $P_C$  cedida por el APF sea nula, utilizando para ello un filtro paso bajo y un control integral que ajustan el valor de  $G_L$  en régimen permanente.

El control permite una regulación adicional de la tensión en el condensador, añadiendo una intensidad activa adicional  $i_{aC}^*$  a través de la conductancia  $G_V$ , que se ajusta en función de la desviación de la tensión  $V_{DC}$  respecto a su referencia. En esta parte del control está el cómputo de las pérdidas internas del APF. Si el condensador es de suficiente capacidad las variaciones de  $V_{DC}$  serán lentas y el lazo de control principal será el que ajuste la mayor proporción de las variaciones de la intensidad activa.

Además de optimizar el transporte de energía, estos métodos de cálculo permiten un control bastante rápido pues la forma de onda de referencia se obtiene de manera instantánea. De hecho, la velocidad de respuesta del control dependerá principalmente de las fluctuaciones admisibles en  $G_L$ , a través del grado de filtrado de la potencia promedio  $P_C$ .

El principal inconveniente de este método es que depende de los armónicos de la tensión de red, y puede provocar que el APF actúe como sumidero de armónicos de otras fuentes de distorsión en el lado de suministro que no pretende compensar.

- 3) Compensación a potencia constante: [29] Estos métodos de cálculo se basan en la propiedad de que los sistemas trifásicos lineales y equilibrados transmiten una potencia instantánea constante en régimen permanente. Estas propuestas permiten definir los valores mínimos de intensidad que transportan dicha potencia constante, de manera que la diferencia entre la intensidad de carga  $i_L$  y dicha intensidad pueden inyectarse desde un APF paralelo sin aporte neto de energía.

A continuación se presenta una propuesta de aquellas recogidas en [29], con el objetivo de que la fuente proporcione únicamente potencia constante. El método se basa en la teoría de la potencia instantánea, cuyo fundamento se explicará sucintamente:

Si se expresan de forma vectorial las tensiones de fase y las intensidades de línea en un determinado punto del circuito,

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

la potencia instantánea  $p(t)$  que se transfiere en ese punto se puede expresar como el producto escalar de  $\mathbf{v}$  por  $\mathbf{i}$ :

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i} = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 \quad (1.6)$$

También se puede definir una nueva magnitud  $\mathbf{q}$  que sea el producto vectorial de  $\mathbf{v}$  e  $\mathbf{i}$ . Ésta recibe el nombre de vector de potencia reactiva instantánea, y su módulo  $q$  se denomina potencia reactiva instantánea:

$$\mathbf{q} \equiv \mathbf{v} \wedge \mathbf{i} \quad (1.7)$$

A través de estas dos magnitudes se puede expresar la intensidad  $\mathbf{i}$  en dos componentes ortogonales:

$$\mathbf{i}_p \equiv \frac{p}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \mathbf{v} \quad \mathbf{i}_q \equiv \frac{\mathbf{q} \wedge \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \quad (1.8)$$

donde  $\mathbf{i}_p$  recibe el nombre de vector de intensidad activa instantánea e  $\mathbf{i}_q$  el de vector de intensidad reactiva instantánea. Sus propiedades más interesantes son dos:

En primer lugar se realiza una descomposición instantánea de la intensidad en la cual  $\mathbf{i}_q$  no transporta potencia instantánea. Por tanto, su compensación no requiere elementos almacenadores de energía [30], y podría realizarse sin fuente alguna en el lado dc del APF. Además, esta compensación instantánea lograría un factor de potencia instantáneo unidad.

En segundo lugar, si las tensiones son equilibradas y senoidales, la compensación de la potencia instantánea fluctuante conseguiría que las intensidades resultantes fueran también equilibradas y senoidales.

Por otro lado, si se quiere que la intensidad de suministro transporte una potencia constante, se puede separar el valor promedio de la potencia instantánea de su componente oscilante y definir así dos componentes para la intensidad activa instantánea:

$$\mathbf{i}_p \equiv \frac{p}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \mathbf{v} = \frac{\bar{p}}{v^2} \mathbf{v} + \frac{\tilde{p}}{v^2} \mathbf{v} \quad (1.9)$$

En este caso, la intensidad a compensar sería:

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{i}_L - \frac{\bar{p}}{v^2} \mathbf{v} = \frac{\tilde{p}}{v^2} \mathbf{v} + \frac{\mathbf{q} \wedge \mathbf{v}}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{v}} \quad (1.10)$$

La teoría de la potencia reactiva instantánea supuso un gran impulso en la aplicación de los acondicionadores activos, ya que permite un control casi instantáneo (en función del grado de filtrado de  $p$ ) y un aprovechamiento máximo de los componentes de los APF, especialmente importante para grandes potencias. La principal desventaja de la compensación a potencia constante reside en que, ante la presencia de tensiones desequilibradas y/o no senoidales (donde  $v^2$  ya no es constante), producen intensidades compensadas no senoidales. Sobre la idea de compensación instantánea de la teoría original [30] se han desarrollado otras propuestas [29 - 35], entre cuyos objetivos está resolver este fenómeno, aproximándose a los enfoques de compensación senoidal y de factor de potencia unidad.

Para finalizar esta sección, habría que señalar que los tres tipos de métodos de compensación reseñados proporcionarán en régimen permanente las mismas referencias cuando la tensión de la red sea equilibrada y senoidal.

#### 1.4. Configuraciones y estrategias de compensación con APFs

Si bien la concepción inicial de los APFs se centró en la compensación de las componentes armónicas de las intensidades, su posterior desarrollo ha permitido asignarles un número cada vez mayor de funciones. Por otro lado, la experiencia obtenida ha ido perfilando los objetivos de los acondicionadores en función de su ubicación en las redes eléctricas, [6]. Por ejemplo, el objetivo principal de los filtros activos instalados por usuarios individuales suele ser la compensación de la distorsión producida por sus propias cargas no lineales. Por otro lado, el objetivo principal de los

filtros activos instalados por los distribuidores sería la compensación de las tensiones de suministro, así como el “amortiguamiento” armónico entre sistemas de distribución.

En función de los diferentes objetivos se presentan distintas configuraciones, según el tipo de aplicación para el que estén destinadas:

- 1) **Filtro activo paralelo:** (Figura 1.19) Es la configuración más sencilla y utilizada hoy en día. Su propósito principal es la compensación de cargas no lineales mediante la inyección de las componentes armónicas de la intensidad de carga ( $i_{Lh}$ ). Así pues, su estrategia de control es:

$$i_c = i_{Lh} \quad (1.11)$$

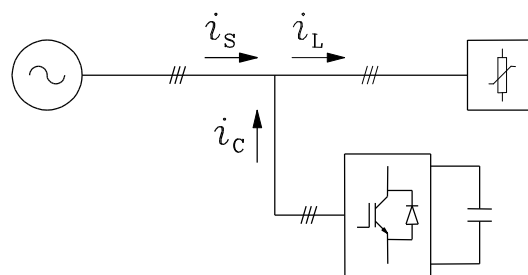


Figura 1.19. Filtro activo paralelo.

Posteriormente se le asignaron una compensación más completa de la carga, de forma que la intensidad de compensación incluyera las componentes reactivas ( $i_{LfQ}$ ) así como las componentes de desequilibrio ( $i_{LfU}$ ), tanto de secuencia inversa como homopolar, a la frecuencia fundamental:

$$i_c = i_{Lh} + i_{LfQ} + i_{LfU} \quad (1.12)$$

Este aumento de prestaciones no supone necesariamente mayores valores de intensidad de pico para los dispositivos electrónicos, aunque si puede necesitar una capacidad más elevada en el lado de continua debido al aumento de la potencia fluctuante.

Por último, cabe mencionar la capacidad del APF paralelo de amortiguar resonancias armónicas entre los distintos elementos pasivos de la red [36], actuando como una resistencia virtual. Si la intensidad de compensación se hace proporcional a las componentes armónicas de la tensión ( $v_{Lh}$ ) en el punto de conexión del APF, el equipo actúa como una resistencia en esas frecuencias atenuando los fenómenos de resonancia.

$$i_c = G \cdot v_{Lh} \quad (1.13)$$

- 2) **Filtro activo serie:** Esta configuración es más apropiada para la compensación de cargas individuales de tipo HVS (Harmonic Voltage Source) [37]. Este tipo de cargas actúa más como fuente de armónicos de tensión, con lo que una estrategia adecuada es compensarlos con la tensión controlada del filtro serie. En este caso el esquema de compensación se muestra en la figura 1.20 y la estrategia de compensación es:

$$v_c = -v_{Lh} \quad (1.14)$$

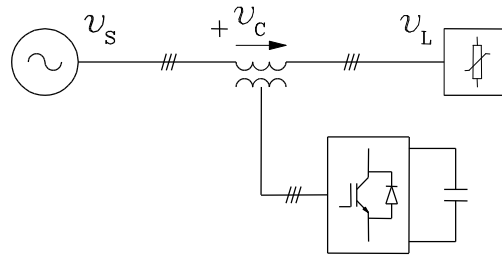


Figura 1.20. Filtro activo serie.

Otras estrategias de compensación para filtros serie se centran en la corrección de las distorsiones presentes en la red de suministro con objeto de proporcionar una tensión adecuada a las cargas conectadas aguas abajo. El planteamiento más general es el de compensar tanto los armónicos ( $v_{sh}$ ) como los desequilibrios ( $v_{sfU}$ ) de la tensión de la red de suministro [38]. En este caso la tensión de compensación viene dada por:

$$v_c = v_{sh} + v_{sfU} \quad (1.15)$$

En ambas aplicaciones se suele incluir un término de compensación armónica ( $R \cdot i_{sh}$ ), ya que en los dos casos pueden existir fuentes de tensión armónica en el lado del circuito que se pretende compensar. Este término tiene además un efecto amortiguador frente a fenómenos transitorios.

- 3) **Filtros híbridos:** (Figuras 1.21, 1.22, 1.23) [6] El coste, complejidad y rendimiento energético de los filtros activos, en comparación con los filtros pasivos de igual potencia, ha hecho que se busquen soluciones combinadas que potencien las ventajas de ambos elementos. La idea básica en muchos de ellos es reducir al mínimo la potencia nominal de los componentes activos, asignándoles funciones auxiliares complementarias a las de los filtros pasivos.

Por ejemplo, la combinación de filtro pasivo y filtro activo paralelo de la figura 1.21 permite utilizar el filtro activo como amortiguador del filtro pasivo frente a posibles resonancias. La combinación serie de filtros pasivos y filtro activo de la figura 1.22 persigue unos objetivos similares, con la diferencia de que la ubicación del filtro activo permite un control más directo del comportamiento de los filtros pasivos.

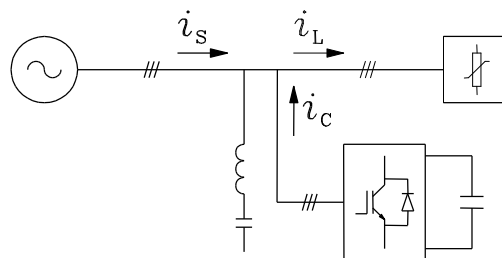


Figura 1.21. Filtro híbrido activo paralelo, pasivo paralelo.



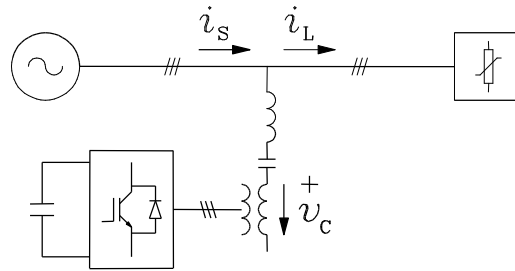


Figura 1.22. Filtro híbrido activo-pasivo paralelo.

El esquema de la figura 1.23 obedece a un principio ligeramente diferente, en el que el filtro activo serie - actuando como resistencia armónica - pretende forzar la circulación de los armónicos de la carga por el filtro pasivo, proporcionando además un amortiguamiento armónico entre fuente y carga.

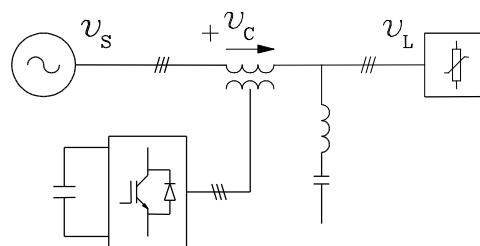


Figura 1.23. Filtro híbrido activo serie, pasivo paralelo.

- 4) Filtros combinados: (Figura 1.24) Las propiedades duales de los APF serie y paralelo ha propiciado su uso conjunto en una combinación que ha dado en llamarse Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia (Unified Power Quality Conditioner, UPQC). La compensación simultánea de tensiones e intensidades proporciona a este tipo de acondicionador la capacidad de modificar distintas magnitudes del circuito a la vez, lo que permite una gama mayor de estrategias de compensación [39 - 43].

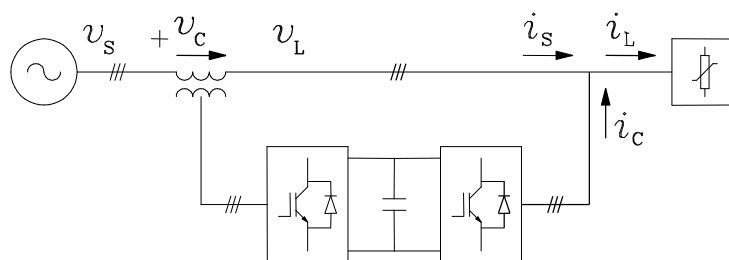


Figura 1.24. Filtro activo combinado serie - paralelo.

Esta configuración, especialmente apropiada para sistemas de distribución, combina las funciones de ambos filtros para compensar tanto la tensión de suministro como la intensidad de carga. Una estrategia de control habitual es:

$$v_C = v_{Sh} + v_{SfU} + R \cdot i_{Sh} \quad (1.16)$$

$$i_C = i_{Lh} + i_{LfU} + i_{LfQ} \quad (1.17)$$

De esta forma, el filtro serie compensa las distorsiones presentes en las tensiones de suministro ( $v_{Sh}$ ,  $v_{SfU}$ ) y proporciona amortiguamiento armónico entre ambos lados del acondicionador ( $R \cdot i_{Sh}$ ). El filtro paralelo, por su parte, compensa las componentes armónicas ( $i_{Lh}$ ), reactivas ( $i_{LfQ}$ ) y de desequilibrio ( $i_{LfU}$ ) de la intensidad de carga.

## 1.5. Acondicionadores Unificados de Calidad de la Potencia: estado actual.

Esta sección está dedicada a la revisión de la literatura científica existente sobre los UPQCs y sus estrategias de compensación. El uso conjunto de convertidores serie y paralelo con un bus de continua común permite la compensación simultánea de problemas relacionados con la corriente y con la tensión. Su configuración aparece pues como idónea para su aplicación en los sistemas de distribución modernos, que demandan una mejor calidad de la tensión suministrada y de las intensidades que circulan por la red.

Esta configuración ha recibido diversas denominaciones: Regulador/acondicionador de tensión de línea (line voltage regulator/conditioner, [43]), convertidor serie - paralelo (series - parallel converter, [42]), o sistema de acondicionamiento universal de la calidad de la potencia (universal power quality conditioning system, UPQS [44]); si bien todas ellas buscan objetivos de compensación similares para las magnitudes de tensión e intensidad. La denominación UPQC aparece en la propuesta [40] y ha acabado siendo la más utilizada por la mayoría de los investigadores [45, 46].

La estructura de un acondicionador UPQC es similar a la del Controlador Universal de Flujo de Potencia (Universal Power Flow Controller, UPFC, [41, 47]) aunque sus objetivos son diferentes. La estrategia de control del UPFC pretende modificar el flujo de las potencias activa y reactiva de la línea conectada al convertidor serie y regular la tensión en el punto de conexión del convertidor paralelo mediante la inyección de potencia reactiva. Es decir, trabaja con las componentes fundamentales de tensión e intensidad y está concebido para su aplicación en el nivel de transporte, donde la distorsión y el desequilibrio son más reducidos. El acondicionador UPQC es más apropiado para sistemas de distribución en los que los problemas de calidad de la potencia son más frecuentes. Por otro lado, las técnicas de control de los convertidores serán también diferentes pues los UPQC han de trabajar en un rango más amplio de frecuencias.

Desde las primeras investigaciones en los años noventa, se han publicado una gran cantidad de propuestas [45, 46] que han desarrollado las capacidades inherentes a esta configuración. La diversidad de las distintas aportaciones puede, sin embargo, clasificarse en tres grandes grupos según la mejora propuesta:

- Configuración del circuito de potencia.
- Mejoras de las técnicas de control.
- Nuevas estrategias de compensación.

1) Configuración del circuito de potencia:

La selección del tipo de convertidor a utilizar, bien de fuente de tensión, VSI, bien de fuente de corriente, CSI, determina el diseño del bus de continua común así como la salida de dichos convertidores, ya que esto último condiciona las técnicas de control aplicables. En este sentido, la mayoría de propuestas utiliza convertidores VSI por su mejor rendimiento, coste y flexibilidad de control. Por otro lado, el tipo de circuito en que se vaya a instalar el acondicionador también influye en la estructura de los convertidores. En las instalaciones trifásicas la estructura de los convertidores depende de la existencia del conductor de neutro. En los sistemas a tres hilos ambos convertidores son de tres ramas, como el mostrado en la figura 1.9, con un único condensador en el bus de continua. En los sistemas de cuatro conductores el convertidor serie es de tres ramas pero el convertidor paralelo puede ser de tres o cuatro ramas en función de si se diseña un bus de continua con toma intermedia o no (figuras 1.10 y 1.11). En la configuración con toma intermedia hay que regular la tensión de los dos condensadores, pero el control de cada fase es independiente de las demás tanto para el convertidor paralelo como para el convertidor serie.

Una opción más elaborada es la utilización de convertidores multinivel [48,49], figura 1.25. La principal ventaja es la de disponer de varios niveles de tensión a la salida del convertidor con la consiguiente mejora en la forma de onda a la salida del inversor para la misma frecuencia de conmutación. El inconveniente más destacado es el número necesario de transistores de potencia y de condensadores en el bus de continua, así como la regulación de la tensión de dichos condensadores, en función del número de niveles que se quiera utilizar.

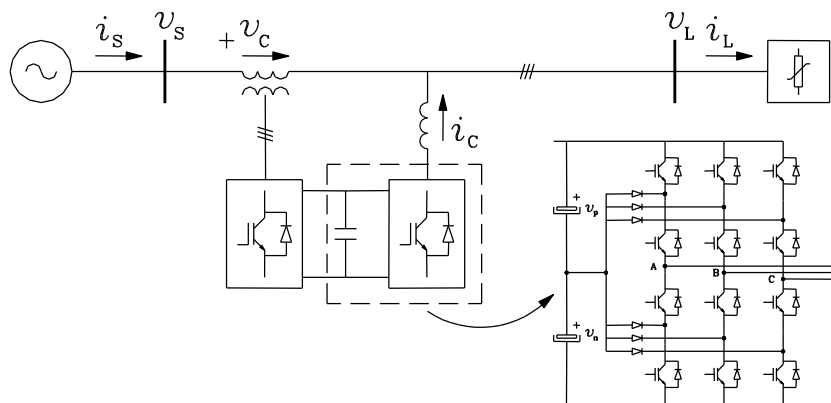


Figura 1.25. Configuración UPQC con convertidores multinivel [46, 48].

Otro aspecto importante en la caracterización del UPQC es la ubicación de los convertidores. La configuración más utilizada corresponde al convertidor serie en el lado de suministro y el convertidor paralelo en el lado de carga, como ya se mostró en la figura 1.24. De esta forma el convertidor paralelo compensa las intensidades distorsionadas provenientes de la carga y el convertidor serie compensa las distorsiones de la tensión en el lado de suministro. Existen, sin embargo, propuestas en las que el convertidor serie está aguas abajo del convertidor paralelo [40]; en este caso la prioridad es el acondicionamiento de tensión de las denominadas cargas sensibles. Esta configuración es menos utilizada, pues las intensidades de carga aún no compensadas pasan al completo por el filtro serie con la consiguiente pérdida de rendimiento y prestaciones.

Una opción que extienda las prestaciones iniciales del UPQC es la incorporación de un tercer convertidor en el bus de continua, bien conectado a la red de suministro [44] como refuerzo en la regulación de tensión del condensador (figura 1.26), bien conectado a otro tipo de suministro como un equipo de generación distribuida [49-52]. Esta última opción potencia las características de

ambos sistemas en el mismo punto, mejorando la calidad de la potencia producida y la regulación del UPQC especialmente si se cuenta con algún sistema de almacenamiento de energía.

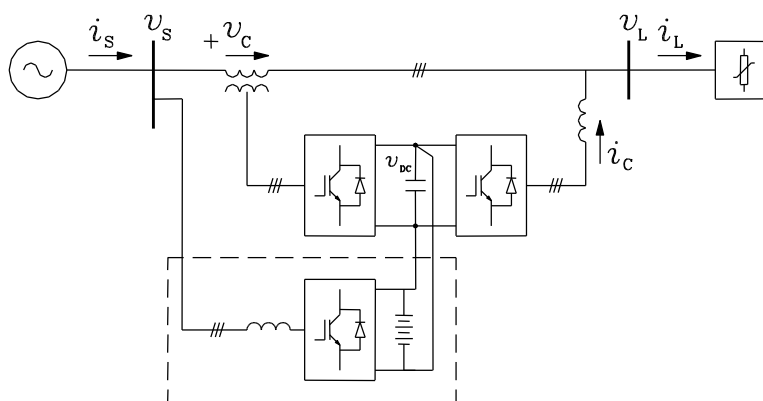


Figura 1.26. Configuración multiconvertidor, UPQC-MC [46, 44].

## 2) Técnicas de control:

Un aspecto fundamental en el diseño de los acondicionadores activos de potencia es el de las técnicas de control utilizadas. Estas determinan en gran medida las prestaciones del filtro y la calidad de la compensación efectuada. Pueden mejorar el seguimiento de las señales de referencia de los convertidores (tracking control) reduciendo las distorsiones que éstos introducen, o mejorar la respuesta dinámica del filtro. También pueden reducir o minimizar el acoplamiento y las interferencias que se puedan dar entre convertidores, como en el caso de los UPQC, o mejorar la robustez del diseño para hacer frente a las inexactitudes de los elementos de medida, las imprecisiones en el modelado del equipo, o los cambios imprevistos en el comportamiento de la carga o la red de suministro.

El diseño del control de los UPQC puede estructurarse en tres niveles: el control de las conmutaciones de los transistores, el cálculo de las señales de referencia y la estrategia de control global que determine las funciones del acondicionador. El primer nivel está más relacionado con la implementación específica de los convertidores y sus circuitos de control, mientras que el último nivel define la relación del equipo con el conjunto de la instalación. Si bien estos niveles están fuertemente interrelacionados, su análisis por separado permite valorar las características propuestas para cada uno de ellos y su influencia en el diseño final.

En el nivel más básico se tienen las técnicas de modulación para el control de las conmutaciones, que tienen como objetivo la utilización de los convertidores como fuentes de tensión o intensidad controlables de alta calidad y rápida respuesta dinámica. En ese sentido, puede aprovecharse la experiencia adquirida en el desarrollo previo de los filtros activos serie y paralelo, como las expuestas en la sección 1.3.2, para una correcta modelización de su comportamiento. Por ejemplo, la mayoría de las propuestas existentes [45, 46] utilizan el convertidor serie como fuente de tensión controlada por modulación por anchura de pulso, PWM, con o sin etapa previa de muestreo y retención (Figura 1.12). Algunas propuestas como [41] utilizan una realimentación de tensión a la salida del filtrado pasivo del convertidor serie para mejorar las características de la tensión de compensación, aunque sea a costa de asumir el pequeño retardo producido en dichos elementos pasivos y la consiguiente reducción del ancho de banda.

Para el control del filtro paralelo como fuente de intensidad controlada, las técnicas más utilizadas son el control por muestreo periódico (PS, Figura 1.14) y el control por banda de histéresis (HB, figura 1.15). Ambas técnicas son de fácil implementación y rápida respuesta

dinámica, y su elección suele depender de la necesidad de limitar las máximas frecuencias de conmutación o de la utilización de sistemas DSP para implementar estrategias de compensación más complejas pero que trabajan con señales muestreadas.

Otras propuestas intercambian la función principal de ambos convertidores [43, 49, 53-55], de manera que el filtro serie actúa directamente como fuente de corriente controlada ajustando la intensidad de suministro a su valor ideal, y el filtro paralelo actúa como fuente de tensión controlada para acondicionar el voltaje en el lado de carga. De esta forma, cada convertidor se centra en uno de los objetivos del control y en principio podría suponer una simplificación en su realización.

En segundo lugar se tienen los métodos de cálculo de las señales de referencia para cada uno de los convertidores ( $v_c^*$ ,  $i_c^*$ ). Un cálculo rápido de dichas referencias minimiza el tiempo de respuesta ante los cambios en la red o la carga, reduciendo el transitorio de ajuste correspondiente y las fluctuaciones de potencia que se produzcan. De esta forma se podrá reducir al máximo la necesidad de almacenamiento de energía en el bus de continua del acondicionador, [30]. Muchas propuestas se centran en mejorar dicho cálculo, pudiéndose agrupar en tres grandes grupos: las que utilizan alguna de las formulaciones de la teoría de la potencia instantánea,  $pq$  [41, 50, 52], las que utilizan marcos de referencia síncronos,  $dq$  [40, 42, 44, 47-49, 51, 54, 55], y los que calculan las referencias directamente en variables de fase,  $abc$  [43, 53].

Los métodos que utilizan marcos de referencia síncronos transforman las componentes de frecuencia fundamental en señales de continua, con lo que son fáciles de separar mediante filtros paso bajo y las referencias correspondientes se pueden calcular a partir de dichos valores de continua. En este caso es necesario un bucle de enganche de fase (Phase Locking Loop, PLL) para conformar el marco de referencia. Una vez establecido éste, su respuesta dinámica depende fundamentalmente del filtrado paso bajo antes referido. En este sentido, algunas propuestas [56, 57] aportan mejoras en el diseño de bucle PLL que aumentan su velocidad de respuesta y los hace más efectivos frente a fenómenos rápidos como los huecos de tensión, o mejoran su precisión haciéndolos más adecuados para su funcionamiento con tensiones de entrada distorsionadas y desequilibradas.

Los métodos basados en la teoría de la potencia instantánea utilizan el valor medio de dicha potencia como valor de referencia, por lo que también se aplican filtros paso bajo para su determinación. Por otro lado, la teoría  $pq$  original [30] muestra limitaciones cuando las tensiones están distorsionadas o desequilibradas. Esto ha llevado a modificaciones de dichos métodos para solventar esos problemas, como la formulación  $pqr$  [52], e incluso han sido aplicados a sistemas monofásicos [58, 59]. Generalmente, estos métodos suelen utilizar un marco de referencia estacionario  $\alpha\beta$  que no necesita ningún sistema de sincronización PLL, aunque si es necesario calcular la transformación  $\alpha\beta$  inversa y así poder obtener las señales de control en coordenadas de fase para el control de las conmutaciones.

Otros métodos calculan las señales de referencia directamente en coordenadas de fase  $abc$  con el objeto de evitar el cálculo de las transformaciones de los métodos anteriores. Algunos hacen uso de conceptos de la teoría de la potencia instantánea [60-62], si bien el filtrado paso bajo para la extracción de las componentes internas de continua del control es el que determina principalmente la rapidez de su respuesta dinámica.

### 3) Estrategias de compensación.

Por último, se presentan las propuestas que se centran en el tercer nivel de diseño del control: el correspondiente a la estrategia global de compensación. Ésta define las señales de las magnitudes objetivo de la compensación y determina de qué forma se van a compensar entre los dos convertidores. Un tipo de estrategia muy utilizada en los UPQC [46] es la estrategia de compensación senoidal; esto es, entendiéndola como senoidal y equilibrada para los sistemas

trifásicos. En ella se define como objetivo del control que las tensiones en la carga,  $v_L$ , así como las intensidades de suministro,  $i_s$ , sean senoidales y equilibradas. Se busca también que estas corrientes estén en fase con las tensiones de suministro  $v_s$ . Si el valor ideal  $v_L^*$  para la tensión en la carga es la componente fundamental equilibrada de la tensión de suministro, puede determinarse la tensión de compensación del filtro serie como:

$$v_C^* = v_s - v_L^* \approx v_{sh} + v_{sfu} \quad (1.18)$$

De esta forma, el filtro serie compensa los armónicos ( $v_{sh}$ ) y los desequilibrios ( $v_{sfu}$ ) de la tensión de suministro  $v_s$ . Por otro lado, si la referencia ideal para la intensidad de suministro  $i_s^*$  es proporcional a la señal ideal de tensión, entonces puede asignarse al filtro paralelo la compensación de la diferencia:

$$i_C^* = i_L - i_s^* \approx i_{Lh} + i_{Lfu} + i_{Lfq} \quad (1.19)$$

Así pues, se compensan las componentes armónicas ( $i_{Lh}$ ), de desequilibrio ( $i_{Lfu}$ ), y reactiva ( $i_{Lfq}$ ) de la intensidad de carga. Esta estrategia de compensación es la más sencilla de implementar una vez obtenidas las referencias senoidales. La calidad de la compensación dependerá principalmente de la capacidad de los convertidores en el seguimiento de sus referencias de control  $v_C^*$  e  $i_C^*$ .

Por otro lado, esta estrategia básica presenta algunos inconvenientes tanto conceptuales como de aplicación. Por ejemplo, si se quiere compensar una carga tipo HVS, intentar establecer una tensión puramente senoidal en sus terminales incrementará sustancialmente sus armónicos de corriente, [37]. Además, desde el punto de vista de su implementación, este control del filtro serie puede ser bastante sensible a errores de medida e incrementar notablemente la desviación de la intensidad de suministro respecto a su referencia, [63, 64]. Por otro lado, el control por separado de ambos convertidores puede producir interferencias y efectos de resonancia entre ellos que reduzcan la calidad final de la compensación.

Las propuestas presentadas para solventar estos inconvenientes son numerosas y diversas [45, 46], si bien pueden clasificarse en dos grandes grupos:

- Las propuestas que modifican los objetivos generales de la compensación, bien para adaptar la respuesta de la instalación, o bien para optimizar los esfuerzos de los convertidores.
- Las propuestas que mantienen los objetivos de control originales y utilizan técnicas ya establecidas en otros campos de la teoría del control para optimizar su robustez y su respuesta dinámica, generalmente tratando a todo el acondicionador como un problema de control multivariable.

Dentro del primer grupo, una técnica muy utilizada [40, 41] es la inclusión de un término amortiguador en el filtro serie ( $R \cdot \Delta i_s$ ) de manera que la referencia para  $v_C^*$  es la indicada en la ecuación (1.16). La inclusión de dicho término mejora la respuesta transitoria del sistema y hace más robusto el control del filtro serie. Esto implica, sin embargo, que la tensión en la carga se aleje de su referencia ideal, lo que puede afectar a la respuesta de ésta; especialmente si se modifican las componentes fundamentales. De hecho, en alguna referencia, [40], dicho término excluye las componentes fundamentales de intensidad. Así, no se modifica el objetivo de la tensión de carga en régimen permanente, aunque sí durante el transitorio producido por un cambio de carga, mientras se recalculan las componentes fundamentales.

Otra estrategia de compensación que modifica el objetivo de la tensión en la carga es la que se ha dado en llamar UPQC-Q [65]. Esta propuesta aplica en el filtro serie una tensión en cuadratura con la de la red para mantener el nivel de tensión en la carga durante un hueco de tensión. De esta forma el acondicionador no proporciona potencia activa, modificando la inyección de potencia reactiva. Esto implica la modificación del ángulo de fase de las tensiones en el lado de carga

durante ese transitorio, con lo que habría que analizar la respuesta de la carga a dicho cambio. Por otro lado, la tensión de compensación en el filtro serie podría ser bastante elevada en ciertos casos, lo que afectaría al dimensionamiento de esta parte del acondicionador.

Dentro de esta misma línea son posibles dos enfoques más que modifican la fase de la tensión de carga. Se denominan UPQC-S [50, 66] y UPQC-VA<sub>min</sub> [67], y en ambos casos se incluye una componente fundamental de tensión en el filtro serie para optimizar el régimen de trabajo del UPQC. En el caso UPQC-VA<sub>min</sub> se minimiza la potencia aparente total de los dos convertidores, compartiendo la inyección de potencia activa y reactiva entre ambos. En el caso UPQC-S se maximiza la capacidad disponible del filtro serie para inyectar tanto potencia activa como reactiva y así descargar al filtro paralelo. En ambos casos, la técnica se concibe para régimen permanente y los cálculos se realizan sobre las componentes fundamentales. En este sentido, los cambios de las referencias deben hacerse a un ritmo adecuado, que tenga en cuenta la respuesta transitoria de la carga ante la variación de tensión en sus terminales al modificarse el ángulo de fase.

En el segundo grupo de estrategias de compensación global están aquellas que utilizan una técnica de control avanzado para optimizar el comportamiento del conjunto o de una parte del UPQC, sin modificar explícitamente los objetivos del control.

Una de las primeras propuestas, [42], aplica la técnica de control en tiempo finito a todo el conjunto del acondicionador. Esta técnica es propia de los sistemas en tiempo discreto y proporciona la respuesta más rápida posible ubicando todos los polos de la función de transferencia en bucle cerrado en  $z = 0$ . Trabaja con un modelo multivariable en el espacio de estados [68] de todo el sistema, discretizado a la frecuencia de muestreo del equipo de control. Para poder aplicar este método se necesita la realimentación de todas las variables de estado, por lo que usa una configuración de elementos pasivos sencilla: una inductancia por fase a la salida de cada convertidor y un condensador en paralelo con la carga. Para un sistema de filtrado pasivo más complejo necesitaría un mayor número de medidas o la construcción de un observador para aquellas que no son medidas, con la consiguiente dependencia de la precisión de ese observador. La referencia [69] también usa una técnica de desplazamiento de polos en un modelo en tiempo discreto para mejorar su respuesta dinámica.

En la referencia [70] se propone también una técnica de control óptimo por realimentación de estado. En este caso, las señales de control se hacen proporcionales a la diferencia entre las variables de estado y su referencia ideal. Al ser un sistema multivariable, aparece una matriz de ganancias  $K$  con tantas filas como variables de control y tantas columnas como variables de estado. En esta propuesta las ganancias de la matriz  $K$  se determinan con un algoritmo de optimización por "enjambre" de partículas (Particle Swarm Optimization, PSO). Este método es similar a los algoritmos genéticos, aunque más simple en su formulación y cálculo. Evalúa muchas opciones a la vez, con la inclusión de variaciones aleatorias, para recorrer todo el espacio de soluciones y encontrar el óptimo global. Tiene además la ventaja de que el cálculo de la matriz  $K$  se realiza en la etapa de diseño, por lo que puede implementarse en el prototipo de laboratorio en tiempo real con un reducido esfuerzo de cálculo. A priori necesita la medida de todas las variables de estado, aunque también podría encontrar óptimos parciales si alguna variable no se pudiera medir o no se quisiera utilizar. Por otro lado, estos métodos de optimización son básicamente de tipo heurístico, en el sentido de que no se puede garantizar que se encuentre el óptimo global. Habría que contrastar además el comportamiento real de los elementos del acondicionador en todo el rango de frecuencias con el modelo matemático utilizado en la optimización, para comprobar el grado de robustez de su implementación.

Otras referencias [71, 72] utilizan técnicas de control robusto tipo  $H_\infty$ . Dicha técnica busca reducir al mínimo el efecto de los ruidos y distorsiones del sistema sobre los objetivos del control. Para ello se diseña el bloque de control de forma que minimice los valores máximos de las funciones de transferencia en bucle cerrado del sistema multivariable. Si el sistema está adecuadamente modelado y las fuentes de distorsión bien localizadas, se consigue un comportamiento robusto y estable. En la referencia [72] se propone además un control en adelanto

(feedforward, FF) que ajuste las señales de control de forma directa analizando las ecuaciones del sistema. Si la respuesta del control FF fuera ideal, esta compensación sería suficiente. Sin embargo, es un control en lazo abierto y está sujeto a sensibilidades y ruidos del sistema. Añade pues un control por realimentación (feedback, FB) con técnicas de control robusto  $H_\infty$  que minimice ese efecto; calculando la matriz de ganancias de la realimentación que consigue dicho propósito. Sin embargo, este método requiere la selección de unas funciones de pre-compensación y post-compensación, antes y después de la matriz de ganancias, que amplifican o reducen el efecto de ciertas frecuencias o bandas de frecuencia. Este paso del método tiene una fuerte componente heurística, pues depende de la experiencia del diseñador y del comportamiento real de la planta. Ahora bien, este cálculo se realiza off line por lo que una vez definido puede implementarse fácilmente. Por otro lado, para el control en adelanto FF, la referencia [72] propone la utilización de un observador de estado externo (*exosystem*) que identifique los distintos armónicos de tensión e intensidad para poder calcular las señales de control adecuadas en cada frecuencia con técnicas de cálculo fasorial. Este observador se basa en osciladores resonantes y tiene dos estados internos por cada armónico que se quiera identificar. Si se quieren compensar en adelanto gran cantidad de armónicos, esto conllevaría un esfuerzo mayor de cálculo y tiempo de ejecución.

También se han utilizado redes neuronales (Artificial Neural Networks, ANN) para el control de los filtros combinados. Estas técnicas son adecuadas para el control de sistemas complejos y no lineales con gran número de entradas y salidas. En su aplicación en los UPQC se han utilizado para algunas partes del control, como la determinación de las componentes fundamentales de referencia de las intensidades de carga para la compensación con el convertidor paralelo, [73]. Por el contrario, en la referencia [74] se utiliza la ANN para extraer las componentes armónicas de la intensidad de carga en vez de las componentes fundamentales, también para su uso en el control del APF paralelo. Por su parte, la propuesta [75] aplica una ANN previamente entrenada para la mejora del lazo de control de la tensión del bus de continua.

Entre las técnicas de análisis de señales destacan aquellas basadas en la transformada wavelet. Trabajan en un dominio conjunto tiempo-frecuencia, y tienen una rápida respuesta dinámica en la estimación de componentes periódicas con poca sensibilidad a las desviaciones de la frecuencia fundamental respecto a la nominal. Esta propiedad las hace especialmente interesantes para la detección de huecos de tensión que mejoren la función la regulación de tensión de los UPQC. En las propuestas [76-78] se utilizan para la detección rápida de las componentes fundamentales de tensión e intensidad. Con dichos datos calculan la componente fundamental equilibrada correspondiente y compensan la diferencia. Cada una de las propuestas utiliza diferentes funciones wavelet, analizando su respuesta dinámica y su sensibilidad a las variaciones de frecuencia.

La referencia [79] presenta otra técnica de control no lineal basada en la linealización exacta por realimentación. A partir de las ecuaciones dinámicas del sistema localiza combinaciones de variables que transforman al sistema en lineal. Mediante la utilización de dichas combinaciones como variables internas se puede establecer un control lineal de estas variables con una dinámica definida. Posteriormente se pueden calcular las variables de control correspondientes de las expresiones no lineales originales. Este diseño trabaja con un marco de referencia síncrono  $dq$  y uno de los parámetros internos del modelo no lineal es la frecuencia de funcionamiento estimada en el lazo de enganche de fase. Además, el sistema de ecuaciones incluye la dinámica de la tensión del bus de continua, y por el conjunto de variables internas que define, permite diseñar esta parte del control con especificaciones independientes del resto de variables internas. Por otro lado, esta técnica necesita la medida de todas las variables de estado internas para su implementación, lo que puede conllevar un elevado número de entradas al sistema de control para configuraciones del circuito de potencia más complejas. La propuesta presenta únicamente resultados de simulación, en los que el comportamiento del acondicionador es acorde al modelo de cálculo utilizado.

Como se puede apreciar a la vista de la elevada cantidad de propuestas existentes, el diseño de los UPQC representa un problema de control complejo en el que los convertidores son a la vez elementos de control y fuentes de distorsión en alta frecuencia. A esto hay que añadir un margen de incertidumbre en lo que respecta al comportamiento de los distintos componentes en todo el



rango de frecuencias, así como la sensibilidad al ruido y el ancho de banda de los transductores utilizados para la adquisición de las medidas. Por otro lado, la complejidad de los cálculos o el número de medidas necesarias puede incrementar el coste del equipo de control o reducir su frecuencia de muestreo, con el consiguiente deterioro en la compensación efectuada. Desde este punto de vista, se hace necesario que los criterios de diseño posean un alto grado de robustez y estabilidad en su comportamiento, así como su posterior validación experimental a través de prototipos de laboratorio, [46].

## 1.6. Objetivos y planteamiento general de la tesis

Este trabajo se plantea como objetivo general el diseño de un equipo que permita el acondicionamiento completo de la carga, tanto en tensiones como en intensidades, en las condiciones más generales posibles. Específicamente se centra en la aplicación de filtros activos de potencia combinados serie - paralelo dado su potencial para la compensación simultánea de ambas magnitudes.

Por un lado, desde el punto de vista de la compensación de la carga, han de plantearse dos objetivos específicos: establecer una tensión adecuada en los terminales de la carga para su correcto funcionamiento, así como compensar las componentes distorsionantes de la corriente demandada con el fin de mejorar las intensidades que circulan por el sistema de suministro. Por otro lado, desde el punto de vista de la instalación en su conjunto, es necesario establecer una estrategia de compensación que presente un comportamiento dinámico estable, con reducida sensibilidad a parámetros internos o externos, como la impedancia equivalente de la red de suministro o las modificaciones en la configuración de las cargas a compensar. Así, el diseño del acondicionador activo busca dotar a éste de las máximas capacidades para el acondicionamiento completo del sistema:

- Compensación de las componentes armónicas, reactivas y de desequilibrio de la corriente de carga, de forma que desde el suministro se proporcione únicamente la intensidad activa necesaria.
- Acondicionamiento de la tensión en la carga, independientemente de las condiciones de la tensión de suministro.
- Establecimiento de un diseño aplicable a un amplio rango de cargas, para su aplicación en distribuidores genéricos con receptores eléctricos no necesariamente identificados.
- Desarrollo de un control que establezca un comportamiento dinámico rápido y robusto, con mínima dependencia de los valores concretos de los componentes utilizados, así como una respuesta de alta estabilidad frente a las distintas condiciones de operación.
- Determinación de una estrategia de compensación general, expresada en el dominio del tiempo, que permita un diseño intuitivo y flexible de rápida respuesta dinámica.

Dichos objetivos llevan, en el presente trabajo, a la propuesta de diseño de un acondicionador activo de potencia para la compensación completa de cualquier tipo de carga, denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC). El acondicionador está constituido por dos filtros activos de potencia, uno en serie con la red de suministro y otro en paralelo con el lado de carga; con un bus de continua común. El filtro activo serie equilibra y regula las tensiones aplicadas, aislando a la carga de los armónicos de la red. Por otro lado, el filtro activo paralelo se encarga de eliminar los armónicos de la intensidad de carga, así como las intensidades reactivas y de desequilibrio. Además, como se

verá más adelante, cada filtro desarrolla una función específica mediante un control unificado que trata de forma global el proceso de acondicionamiento de la carga. Su aplicación a distintos casos límite permitirá estudiar las capacidades del acondicionador, así como definir con precisión las especificaciones prácticas de compensación en dichas situaciones.

La metodología seguida en el diseño del acondicionador ha constado de las siguientes fases:

- Recopilación de las propuestas existentes al problema del acondicionamiento activo de la carga y su análisis a la luz de los objetivos propuestos.
  - Selección de las topologías más adecuadas y definición de una estrategia de compensación que permita realizar de manera general la compensación de un amplio rango de cargas.
  - Selección de los componentes del acondicionador y de los valores internos de regulación para un control completo y flexible. Análisis del comportamiento del acondicionador a través de su modelo en el espacio de estados. Dimensionamiento de sus elementos en función de los objetivos de diseño.
  - Determinación de los casos de prueba: Elección de los tipos de carga más representativos y significativos. Selección de las condiciones de alimentación según los ensayos de las normas de compatibilidad electromagnética, CEM.
- Simulación del control propuesto frente a los casos previstos según dos etapas:
  - Simulación de los convertidores como fuentes controladas ideales para la comprobación de las propiedades de la estrategia de compensación en la instalación compensada.
  - Simulación del sistema completo (fuente + acondicionador + carga) con modelos más precisos de los componentes y del sistema de control, acordes con su posterior implementación en un prototipo de laboratorio. Esta fase se ha realizado en paralelo con el desarrollo experimental, con objeto de mejorar la precisión de la plataforma de simulación y el análisis de los resultados.
- Realización del prototipo de laboratorio e implementación de los casos prácticos con control en tiempo real:
  - Sintonización completa del control respecto a parámetros no analizables en la simulación, como la respuesta a largo plazo, los errores en los sensores de medida, la discretización de los valores en el sistema de control, etc...
  - Análisis y validación de los resultados.
- Sumario de conclusiones y trabajos futuros.

Este documento es el resultado de dichos trabajos y está estructurado en cinco capítulos: En este primer capítulo se describen las causas y efectos de la distorsión armónica, así como la evolución de las soluciones utilizadas para su mitigación. Se analiza también la estructura y los métodos de control de los filtros activos de potencia existentes, desde el control de las conmutaciones hasta las diferentes estrategias de compensación, con objeto de seleccionar los más adecuados para el diseño final. En el capítulo II se analizan los procedimientos existentes para evaluar el resultado de la compensación, así como sus criterios de valoración. Dicho análisis ha permitido la definición de un método mejorado de definición de los índices de Calidad de la Potencia, EPQ, con una reducción del coste computacional y una mejora en la interpretación de los resultados obtenidos. En el

capítulo III se expone el diseño del acondicionador activo para la compensación de la carga así como sus objetivos y propiedades. Se define la estructura del circuito de potencia, el dimensionamiento de los componentes, la implementación del equipo y la selección de la estrategia de control. A través del análisis en el espacio de estados, se establecen los valores de los parámetros de control y se evalúa la estabilidad y robustez del sistema. En el capítulo IV se describen las plataformas de simulación y de laboratorio desarrolladas específicamente para la validación del diseño propuesto, así como los resultados obtenidos en distintos casos prácticos. Finalmente, el capítulo V recoge las conclusiones y las posibles líneas de trabajo futuras derivadas de esta investigación.

## Apéndice: Normativa sobre emisión armónica de receptores eléctricos

Este apéndice expone de forma más detallada los aspectos más relevantes de la normativa referenciada en la sección 1.2.2.2., relativos a los límites impuestos a la emisión armónica de las cargas no lineales. Se recogen aquí tanto las recomendaciones expresadas en el estándar IEEE Std 519-2014: “IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems” [10], para el diseño de sistemas eléctricos que contengan cargas no lineales, así como las normas UNE-EN 61000-3-2: “Compatibilidad Electromagnética (CEM). Límites para las emisiones de corriente armónica (equipos con corriente de entrada  $\leq 16$  A por fase).”, [13], y UNE-EN 61000-3-12: “Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-12: Límites para las corrientes armónicas producidas por los equipos conectados a las redes públicas de baja tensión con corriente de entrada  $> 16$  A y  $\leq 75$  A por fase.”, [14], que recogen los límites de las corrientes armónicas que las cargas correspondientes pueden inyectar a la red pública de suministro.

Por un lado, el estándar IEEE Std 519 establece procedimientos recomendados para el diseño de sistemas eléctricos que contengan cargas lineales y no lineales. Se analizan las formas de onda que pueden aparecer a lo largo del sistema y se establecen objetivos de distorsión para el diseñador del sistema. El objetivo de estos niveles de distorsión es el de reducir la interferencia entre los distintos componentes del sistema con la ayuda de determinadas reglas de diseño y mantener así los niveles de distorsión de la tensión de red en valores aceptables. Recomienda por ejemplo, para redes de baja y media tensión, límites de distorsión de tensión del 3% para cada armónico y del 5% para el THD, usando como referencia la tensión nominal del sistema en lugar de su componente fundamental. También indica que dichos valores se consideren como “peor caso” para el diseño de equipos, incluso con la consideración de que en periodos cortos pueda admitirse un 50% más. Con ese criterio, la tabla 1.2 muestra los niveles recomendados para los distintos armónicos de corriente en redes de baja y media tensión, en función de la relación de cortocircuito de dicha red ( $I_{CC}/I_N$ ). A medida que dicha relación aumenta, se observa que los niveles recomendados de intensidad también lo hacen pues se supone que producen menor efecto sobre las tensiones de la red. Dichos valores se consideran con respecto a la intensidad nominal de la línea en vez de la componente fundamental.

Tabla 1.2. Límites para la distorsión de intensidad, en redes de baja y media tensión, según IEEE Std 519-2014.

Rel. corto $I_{CC} / I_N$	Armónicos individuales impares (%)					Total THD (%)
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
$< 20$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$> 1000$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Armónicos pares: 25% de los impares.						
Límites para periodos cortos: admisible un 50 % más.						

Por otro lado, las normas UNE-EN 61000-3-2 [13] y UNE-EN 61000-3-12 [14] especifican las limitaciones de las corrientes armónicas inyectadas por las cargas a la red pública de suministro. En la norma UNE-EN 61000-3-2 se especifican los límites de las componentes armónicas de intensidad que pueden ser producidas por equipos, ensayados en condiciones específicas, limitada a cargas con corriente de entrada menor de 16 A por fase. Según ésta, las cargas se clasifican en cuatro tipos, tal y como se muestra en la tabla 1.3, en función de su comportamiento básico. La tabla 1.4 muestra los límites para los equipos de clase A, como valores eficaces de corriente máxima

admisible para cada armónico. En el caso de los equipos de clase B, se admiten los indicados en la tabla 1.4, multiplicados por un factor de 1.5.

Tabla 1.3. Clasificación de los equipos según la norma UNE EN 61000-3-2.

	Equipos
Clase A	- 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 clases.
Clase B	- Herramientas portátiles.
	- Equipos de soldadura por arco que no sean equipos profesionales.
Clase C	- Equipos de iluminación.
Clase D	- Ordenadores personales y pantallas de ordenadores personales.
	- Receptores de televisión.
	- Frigoríficos y congeladores que tengan uno o más controladores de velocidad variable para controlar el (los) motor(es) de compresión.

Tabla 1.4. Límites de armónicos para equipos de clase A.

Orden del armónico h	Corriente máxima admisible (A)
<b>Armónicos impares</b>	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot 15/h$
<b>Armónicos pares</b>	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$

La tabla 1.5 indica los límites para los equipos de clase C, como porcentaje de la componente fundamental de la corriente. Finalmente, la tabla 1.6 muestra los límites para los equipos de clase D, expresados tanto en amperios eficaces como en carga máxima por vatio (mA/W).

Tabla 1.5. Límites de armónicos para equipos de clase C.

Orden del armónico (h)	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
$15 \leq h \leq 39$	3

\*  $\lambda$  es el factor de potencia del circuito

Tabla 1.6. Límites de armónicos para equipos de clase D.

Orden del armónico h	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 ≤ h ≤ 39 Sólo armónicos impares	3.85/h	Véase la tabla correspondiente a clase A.

Las tablas 1.7 y 1.8 muestran los límites de emisión de las componentes armónicas individuales para equipos de más de 16 A y menores o iguales a 75 A por fase, según la norma UNE-EN-61000-3-12. La tabla 1.7 se aplica a equipos trifásicos equilibrados y la tabla 1.8 a aquellos que no lo sean. En ellas se observa que los valores límite dependen de la relación de cortocircuito  $R_{sc}$ , con el mismo enfoque del estándar IEEE Std 519 en el sentido de limitar el efecto de la distorsión armónica de la corriente de la carga en la tensión de la red. Las definiciones específicas de los términos que aparecen en las tablas son las siguientes:

- Relación de cortocircuito  $R_{sc}$ : Es el cociente entre la potencia de cortocircuito  $S_{sc}$  en el punto de conexión común y la potencia aparente asignada del equipo  $S_{equ}$ . Para equipos trifásicos:

$$R_{sc} = S_{sc} / S_{equ} \quad (1.20)$$

- Potencia aparente asignada del equipo  $S_{equ}$ : Potencia aparente del equipo según su intensidad asignada y la tensión nominal de la red, con la particularidad de considerar el valor máximo de las tres fases para equipos no equilibrados.
- Intensidad de referencia  $I_{ref}$ : Valor de la corriente eficaz de entrada del equipo, en las condiciones de ensayo especificadas en la norma.
- Corriente armónica total,  $THC$ : Valor eficaz total de las componentes armónicas de corriente de orden 2 al 40.

$$THC = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} i_h^2} \quad (1.21)$$

- Corriente armónica ponderada parcial,  $PWHC$ : Valor eficaz total de componentes armónicas de orden superior (del 14 al 40), ponderado con el armónico de orden  $h$ .

$$PWHC = \sqrt{\sum_{h=14}^{40} h \cdot i_h^2} \quad (1.22)$$

Tabla 1.7. Límites de emisión armónica de corriente para equipos trifásicos equilibrados, según UNE-EN 61000-3-12.

$R_{sc}$ mínimo	Corriente armónica individual admisible $I_h/I_{ref}$ (%)				Parámetros armónicos admisibles (%)	
	$I_5$	$I_7$	$I_{11}$	$I_{13}$	$THC/I_{ref}$	$PWHC/I_{ref}$
33	10,7	7,2	3,1	2	13	22
66	14	9	5	3	16	25
120	19	12	7	4	22	28
250	31	20	12	7	37	38
$\geq 350$	40	25	15	10	48	46

Los valores relativos de los armónicos pares de orden inferior o igual a 12 no deben sobrepasar 16/h %. Los armónicos pares de orden superior a 12 se tienen en cuenta en el *THC* y en el *PWHC* de la misma manera que los armónicos de orden impar.

La interpolación lineal entre valores de  $R_{sc}$  está permitida.

Tabla 1.8. Límites de emisión armónica de corriente para equipos que no sean trifásicos equilibrados, según UNE-EN 61000-3-12.

$R_{sc}$ mínimo	Corriente armónica individual admisible $I_h/I_{ref}$ (%)						Parámetros armónicos admisibles (%)	
	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$	$I_{13}$	$THC/I_{ref}$	$PWHC/I_{ref}$
33	21,6	10,7	7,2	3,8	3,1	2	23	23
66	24	13	8	5	4	3	26	26
12	27	15	10	6	5	4	30	30
250	35	20	13	9	8	6	40	40
$\geq 350$	41	24	15	12	10	8	47	47

Los valores relativos de los armónicos pares de orden inferior o igual a 12 no deben sobrepasar 16/h %. Los armónicos pares de orden superior a 12 se tienen en cuenta en el *THC* y en el *PWHC* de la misma manera que los armónicos de orden impar.

La interpolación lineal entre valores de  $R_{sc}$  está permitida.

## Capítulo II

---

# EVALUACIÓN DE LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA

### Resumen

Este capítulo estudia los métodos para evaluar la calidad de la potencia eléctrica a través del cálculo de indicadores representativos, esto es, factores de mérito basados en la descomposición de la potencia aparente. A través de estos indicadores es posible valorar las mejoras conseguidas en la compensación con filtros activos de potencia. Se analizará la normativa existente, así como sus métodos de aplicación, y la interpretación actual de sus indicadores. A partir de ahí, se introducirá un procedimiento mejorado para la evaluación de la calidad de la potencia en condiciones de desequilibrio y distorsión armónica en el entorno del estándar IEEE Std 1459. Por último, se incluyen ejemplos que explican la valoración e interpretación de los índices resultantes, con objeto de aplicar dicho procedimiento en la evaluación de los distintos casos prácticos de los capítulos posteriores.



## 2.1. Introducción

La evaluación de la calidad de la potencia eléctrica es un elemento de gran importancia en el diseño y operación de los sistemas eléctricos actuales [1,10]. La experiencia adquirida en las últimas décadas ha permitido identificar y cuantificar el efecto de los fenómenos que afectan a la EPQ [7,8], estableciendo límites que aparecen reflejados en diferentes normas nacionales e internacionales [10,12-14]. Una primera valoración de la calidad de la potencia es la comprobación de las restricciones marcadas en dichas normas, de manera que los parámetros de la tensión o la intensidad estén dentro de los rangos establecidos. Sin embargo, para analizar la calidad de la potencia eléctrica de forma completa es conveniente disponer de un modelo que identifique las causas e indique los posibles procedimientos para su mejora. En este sentido, el estándar IEEE Std. 1459 [80] representa hoy en día el modelo más extendido para la descomposición de los términos de la potencia aparente en condiciones de asimetría y distorsión, así como para la determinación de índices para su evaluación.

El IEEE Std. 1459 nació de la necesidad de establecer un modelo de la potencia aparente que pudiera aplicarse en los nuevos equipos de medida digitales que se estaban desarrollando, sin pretender de forma explícita resolver las controversias teóricas más generales sobre el concepto de potencia aparente [81]. La descomposición de la potencia aparente no es un problema reciente, pues ya desde los inicios del uso de la corriente alterna se tomó conciencia de la importancia del desfase entre la tensión y la intensidad en la transmisión de energía eléctrica. Desarrollos posteriores llevaron a la definición de la potencia aparente, y al factor de potencia (como cociente entre la potencia promedio transferida y la potencia aparente) como indicador de eficiencia para el suministro eléctrico. Su cálculo y valoración no presenta problemas en el caso de circuitos monofásicos o trifásicos equilibrados senoidales. Sin embargo, su aplicación a circuitos trifásicos senoidales no equilibrados mostró tempranamente dificultades a la hora de definirla de forma unívoca para los distintas situaciones. Comenzó por tanto la búsqueda de un modelo de la potencia aparente que caracterizase adecuadamente dichos desequilibrios, así como los correspondientes a los casos con formas de onda no senoidales. Durante las siguientes décadas no se consiguió encontrar un modelo definitivo, apareciendo diversas propuestas y generándose una cierta controversia sobre el significado de los distintos términos de potencia. Tanto es así, que en el diccionario estándar de IEEE se mantuvieron durante largo tiempo dos definiciones diferentes de la potencia aparente que llevaban a dos valores del factor de potencia distintos [82].

Dentro de las distintas propuestas, una de las propiedades que se han considerado más importantes es la de que la potencia aparente represente la máxima potencia transmisible en un determinado punto del circuito, para una tensión y una intensidad dadas. Se relacionaría así con el tamaño de los equipos y con las pérdidas en el transporte. Otra propiedad exigible a cualquier propuesta es que permita la determinación de la componente activa de las intensidades, así como la componente no activa. Esto permitiría su mitigación a nivel local mediante equipos de compensación sin necesidad de recurrir a una generación o almacenamiento neto de energía.

En 1992 se crea un grupo de trabajo (IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations) [81], no tanto para resolver las controversias teóricas como para buscar un consenso en la definición de los términos de potencia que pudiera utilizarse de forma práctica en la determinación de los equipos de medida y las cantidades a medir con fines de facturación. Dicho trabajo derivó en la creación del estándar IEEE Std 1459-2000 [83], "Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Imbalanced Conditions", así como en su revisión posterior en 2010 [80], que han alcanzado gran aceptación.

En el primer desarrollo se planteó la separación de las componentes fundamentales de tensión e intensidad de sus componentes armónicas, considerando aquellas como el objetivo principal de la red en una situación ideal. Este enfoque facilita el tratamiento por separado de los términos de potencia a la frecuencia fundamental según el mismo enfoque que el caso monofásico senoidal, y a

su vez proporciona un índice del grado de “polución” armónica de la red a partir de las componentes no fundamentales de tensión e intensidad. Por otro lado, para el tratamiento de los desequilibrios, se considera como única fuente de asimetría a aquella debida a la componente fundamental. Se adopta de nuevo el enfoque de separar las componentes fundamentales equilibradas de las no equilibradas, considerándolas como el objetivo principal y una distorsión respectivamente. Así, el cociente entre las magnitudes de ambos componentes permite valorar el grado de desequilibrio del circuito.

En la siguiente sección de este capítulo se presentan los índices de calidad de la potencia en el marco del IEEE Std 1459. Así, se exponen las formulaciones de la potencia aparente, tanto para los casos monofásicos como los trifásicos, y se establecen los índices correspondientes. Dicho estudio nos ha conducido al desarrollo de un nuevo método para la descomposición de la potencia aparente para sistemas trifásicos que reduce el esfuerzo computacional y mejora la capacidad explicativa de dicho modelo, expuesto en la sección 2.3. Por último, se analiza un ejemplo en el que se ilustran las propiedades de los índices resultantes.

## 2.2. Índices de calidad de la potencia en el entorno del estándar IEEE Std 1459

El estándar IEEE Std. 1459 formula una partición de la potencia aparente en varios términos asociados a distintos aspectos de la transmisión de energía eléctrica de tal forma que, a partir de ellos, permite definir unos índices que pueden usarse para valorar el nivel de desequilibrio y de distorsión armónica de la instalación. Propone una definición, basada en unas determinadas tensiones e intensidades efectivas, que lleva a una partición de la potencia aparente que adopta las siguientes propiedades:

- a) La potencia aparente fundamental, con sus componentes activa y reactiva, está separada de la potencia aparente no fundamental.
- b) Provee una referencia de medida de la distorsión armónica a través de la potencia aparente no fundamental.
- c) Proporciona una media del desequilibrio a través de la potencia aparente fundamental de desequilibrio.

Además, el cálculo de los términos de potencia se basa a su vez en la partición de las tensiones e intensidades efectivas en sus respectivas componentes, de manera que proporciona una relación entre los índices de distorsión de dichas magnitudes y las de los términos de potencia aparente correspondientes.

En los siguientes tres apartados se exponen dichos planteamientos; para el caso de circuitos monofásicos no senoidales, para los circuitos trifásicos desequilibrados y no senoidales, así como para el tratamiento específico de las componentes de secuencia cero.

### 2.2.1. Definiciones para circuitos monofásicos no senoidales

En régimen permanente, la tensión y la intensidad en el punto de medida pueden expresarse como:

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h) \quad (2.1)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \beta_h) \quad (2.2)$$

donde  $V_0, I_0$  son las componentes de continua,  $V_h$  e  $I_h$  los valores eficaces para cada armónico, y  $\alpha_h, \beta_h$  los ángulos de fase del armónico de orden  $h$ . Así, los valores eficaces de tensión e intensidad son:

$$V = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_h^2} \quad , \quad I = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_h^2} \quad (2.3)$$

La separación de las componentes fundamentales  $V_1, I_1$ , de las componentes armónicas  $V_H, I_H$  permite la siguiente partición de la tensión y la intensidad:

$$V^2 = V_1^2 + V_H^2 = V_1^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2 \quad , \quad I^2 = I_1^2 + I_H^2 = I_1^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2 \quad (2.4)$$

Lo que a su vez lleva a la definición de los siguientes términos de potencia:

$$S^2 = (VI)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 = S_1^2 + S_N^2 \quad (2.5)$$

El término  $S_1$  se denomina potencia aparente fundamental y sólo abarca el primer producto, correspondiente a las componentes fundamentales, que a su vez puede ser analizado en la forma clásica:

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad , \quad P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad , \quad Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1 \quad , \quad \theta_1 = \alpha_1 - \beta_1 \quad (2.6)$$

El término  $S_N$  es la potencia aparente no fundamental y comprende la potencia de distorsión de corriente,  $V_1 I_H$ , la potencia de distorsión de tensión,  $V_H I_1$ , y la potencia aparente armónica,  $V_H I_H$ :

$$S_N^2 = D_I^2 + D_V^2 + S_H^2 \quad (2.7)$$

La potencia aparente armónica  $S_H$  puede dividirse en dos términos: la potencia activa armónica total,  $P_H$ , y la potencia armónica total no activa,  $N_H$ :

$$S_H^2 = P_H^2 + N_H^2 \quad , \quad P_H = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h \quad , \quad \theta_h = \alpha_h - \beta_h \quad (2.8)$$

Como se puede observar, esta partición define unos términos de potencia para la frecuencia fundamental que tienen una interpretación directa. Del resto de términos de potencia, sólo la potencia activa armónica tiene un sentido físico claro. Sin embargo, esta partición formal permite definir indicadores útiles para valorar el grado de distorsión armónica del circuito. Por ejemplo, a partir de las expresiones (2.5) y (2.7) se puede obtener la siguiente expresión:

$$S_N^2 = \left( \frac{I_H}{I_1} \right)^2 S_1^2 + \left( \frac{V_H}{V_1} \right)^2 S_1^2 + \left( \frac{V_H I_H}{V_1 I_1} \right)^2 S_1^2 \quad (2.9)$$

Esta expresión puede reformularse en función de los índices de distorsión armónica total, THD, de la tensión y la intensidad, de manera que la proporción entre la potencia aparente no fundamental y la potencia aparente fundamental establece una relación explícita con los indicadores de distorsión armónica:

$$\left( \frac{S_N}{S_1} \right)^2 = THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_I \cdot THD_V)^2 \quad (2.10)$$

donde

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} \quad , \quad THD_V = \frac{V_H}{V_1} \quad (2.11)$$

La expresión (2.10) permite valorar de forma directa la aportación y el peso relativo de cada componente. Por ejemplo, en situaciones en que la distorsión de tensión sea mucho menor que la de intensidad, dicha relación es muy similar al valor de  $THD_I$ . En general, este índice es mejor indicador del nivel de "polución armónica" que el valor de  $P_H$ . El aumento de la distorsión de corriente no siempre implica un aumento de  $P_H$ , pero sí de la componente  $I_H$  y del término de potencia  $S_N$ .

Por otro lado, la expresión del factor de potencia es:

$$PF = \frac{P_1 + P_H}{S} \quad (2.12)$$

Esta formulación del factor de potencia permite valorar la aportación de las componentes armónicas en el transporte de energía, así como el efecto de las distintas componentes de la potencia aparente. Se define también el factor de potencia de desplazamiento, utilizando únicamente las componentes fundamentales:

$$dPF = PF_1 = \frac{P_1}{S_1} = \cos \theta_1 \quad (2.13)$$

Esta última expresión permite analizar por separado la relación entre la potencia activa, reactiva y aparente a la frecuencia fundamental según (2.6), lo que permite una mejor monitorización del flujo de potencia fundamental de la red así como un uso directo en las técnicas clásicas de compensación del factor de potencia y de control de la potencia reactiva en la gestión de los sistemas eléctricos de potencia.

## 2.2.2. Definiciones para circuitos trifásicos desequilibrados y no senoidales

Los sistemas trifásicos equilibrados pueden analizarse según el esquema planteado en la sección anterior. Sin embargo los sistemas desequilibrados requieren de consideraciones adicionales. El planteamiento adoptado en [81] fue definir la potencia aparente a través de los valores equivalentes o efectivos de la tensión y la intensidad en el circuito trifásico:

$$S_e = 3 V_e I_e \quad (2.14)$$

donde

$$V_e = \sqrt{\frac{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}{3}} \quad , \quad I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (2.15)$$

en el que  $V_a, V_b, V_c$  son los valores eficaces de las tensiones entre fase y neutro en sistemas de cuatro conductores; e  $I_a, I_b, I_c$  son los valores eficaces de las intensidades de línea. Para sistemas de tres conductores se propuso utilizar la misma expresión para las tensiones, siendo éstas medidas entre las fases y un neutro artificial determinado por una carga virtual compuesta a partir de tres resistencias iguales conectadas en estrella. También se puede usar una expresión equivalente a partir de las tensiones de línea:

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{9}} \quad (2.16)$$

Las definiciones (2.15) o (2.16) se basan en el valor eficaz de las magnitudes. Dado que éste corresponde al valor cuadrático medio, esto permite separar las componentes fundamentales del resto utilizando la relación ya expuesta en la ecuación (2.4) para la tensión y la intensidad. Así, la tensión e intensidad efectivas pueden descomponerse como:

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad , \quad I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (2.17)$$

donde el subíndice "1" hace referencia a los valores eficaces de las componentes fundamentales,

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2}{3}} \quad , \quad I_{e1} = \sqrt{\frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2}{3}} \quad (2.18)$$

y el subíndice "H" se refiere al valor eficaz total del resto de componentes:

$$V_{eH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left( \frac{V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2}{3} \right)} \quad , \quad I_{eH} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left( \frac{I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2}{3} \right)} \quad (2.19)$$

Esta partición de la tensión e intensidad efectivas permite una definición de los términos de potencia similar al caso monofásico, separando la potencia aparente fundamental del resto:

$$S_e^2 = (3V_e I_e)^2 = (3V_{e1} I_{e1})^2 + (3V_{e1} I_{eH})^2 + (3V_{eH} I_{e1})^2 + (3V_{eH} I_{eH})^2 = S_{e1}^2 + D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \quad (2.20)$$

Su estructura formal es idéntica a (2.5) y la interpretación de los términos de potencia aparente debidos a los armónicos es parecida. Por ejemplo, el término  $D_{e1}$  se denomina potencia aparente efectiva de distorsión de corriente y su relación con la potencia aparente efectiva fundamental es

$$D_{e1} = 3V_{e1} I_{eH} = 3S_{e1} (THD_{e1}) \quad (2.21)$$

donde

$$THD_{e1} = \frac{I_{eH}}{I_{e1}} \quad (2.22)$$

es la distorsión armónica total de la corriente efectiva. Los otros dos términos de potencia armónicos pueden relacionarse de forma similar con las tasas de distorsión de la tensión y de la intensidad:

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_{e1}} \quad (2.23)$$

$$D_{eV} = 3V_{eH} I_{e1} = 3S_{e1} (THD_{eV}) \quad (2.24)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH} I_{eH} = 3S_{e1} (THD_{e1}) (THD_{eV}) \quad (2.25)$$

La potencia aparente efectiva armónica,  $S_{eH}$ , incluye como en el caso monofásico la potencia activa,  $P_H$ , transmitida por las componentes armónicas de todas las fases y se puede descomponer en dicha potencia activa armónica y el resto (potencia armónica total no activa):

$$D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_H^2} \quad (2.26)$$

Por otro lado, para el análisis de las componentes fundamentales se adoptó el enfoque de separar las componentes de secuencia directa del resto. Este planteamiento considera que las componentes de secuencia positiva de tensión e intensidad son las magnitudes principales del sistema y que las

componentes de secuencia negativa y cero son una “polución” o distorsión de las condiciones de funcionamiento ideal. Si se separan dichas componentes de las componentes fundamentales de tensión e intensidad se pueden definir las siguientes expresiones:

$$V_{e1}^2 = V_{b1}^2 + V_{u1}^2 \quad , \quad I_{e1}^2 = I_{b1}^2 + I_{u1}^2 \quad (2.27)$$

donde  $V_{b1}$ ,  $I_{b1}$  corresponden al valor eficaz de la componente fundamental de secuencia positiva; y  $V_{u1}$ ,  $I_{u1}$  incorporan en un solo parámetro el valor eficaz restante, asociado a las componentes fundamentales de secuencia negativa y cero. El subíndice  $b$  proviene de considerar estas componentes como equilibradas (B, balanced), mientras que las otras dos se consideran componentes de desequilibrio fundamental (U, unbalanced). Esta división de las tensiones e intensidades lleva a la siguiente expresión para la potencia aparente fundamental:

$$S_{e1}^2 = (3V_{b1}I_{b1})^2 + (3V_{b1}I_{u1})^2 + (3V_{u1}I_{b1})^2 + (3V_{u1}I_{u1})^2 = S_{b1}^2 + S_{u1}^2 \quad (2.28)$$

El término  $S_{b1}$  incluye únicamente el producto de las componentes de secuencia directa y se denomina potencia aparente equilibrada fundamental, mientras que el término  $S_{u1}$  incluye los otros tres sumandos relacionados con la existencia de tensiones o intensidades desequilibradas y se denomina potencia aparente de desequilibrio fundamental. Además, la potencia aparente equilibrada fundamental puede expresarse de forma clásica en función de las potencias activa y reactiva de las componentes de secuencia directa:

$$S_{e1}^2 = S_{b1}^2 + S_{u1}^2 = P_{1+}^2 + Q_{1+}^2 + S_{u1}^2 \quad (2.29)$$

El último término de (2.29),  $S_{u1}$ , representa la potencia aparente de desequilibrio fundamental, que agrupa en un solo componente los tres productos que incluyen tensiones o intensidades desequilibradas. Esto permite definir un índice conjunto de desequilibrio fundamental como el cociente entre ambas potencias aparentes:

$$SUF = \frac{S_{u1}}{S_{b1}} \quad (2.30)$$

Sin embargo, si se analiza la expresión (2.28) se puede establecer una relación directa entre el índice de desequilibrio fundamental de la potencia y los correspondientes de la tensión y la intensidad:

$$VUF = \frac{V_{u1}}{V_{b1}} \quad , \quad IUF = \frac{I_{u1}}{I_{b1}} \quad (2.31)$$

$$SUF^2 = IUF^2 + VUF^2 + IUF^2 \cdot VUF^2 \quad (2.32)$$

La expresión (2.32) permite valorar la contribución del desequilibrio de la tensión o la intensidad en el grado del desequilibrio global. A semejanza con los índices de distorsión armónica, en situaciones en las que el desequilibrio de intensidades sea bastante mayor que el de tensión, la expresión se puede simplificar a una relación casi directa entre SUF e IUF.

Por tanto, teniendo en cuenta los planteamientos establecidos para la partición de la potencia aparente, se llega a una descomposición formada por siete componentes:

$$S_e^2 = P_{1+}^2 + Q_{1+}^2 + S_{u1}^2 + S_{eN}^2 = P_{1+}^2 + Q_{1+}^2 + S_{u1}^2 + D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + P_H^2 + D_{eH}^2 \quad (2.33)$$

Según [81] dicho enfoque aporta las siguientes ventajas:

- El objetivo principal  $P_{1+}$  se separa de las demás componentes de la potencia activa. Normalmente el valor de la potencia activa armónica  $P_H$  y las de las componentes de

desequilibrio suele ser muy reducido en comparación con  $P_{1+}$ . El valor de  $P_H$  puede presentar valores incluso negativos en determinadas situaciones.

- La potencia reactiva fundamental de secuencia directa  $Q_{1+}$  permite determinar las dimensiones de las baterías de condensadores necesarias o la regulación de reactiva con máquinas síncronas.
- La potencia aparente no fundamental  $S_{eN}$  permite obtener una primera valoración conjunta del grado de distorsión armónica, así como el peso relativo de la distorsión de tensión o de intensidad.

### 2.2.3. Tratamiento de las componentes de secuencia cero

Los desarrollos anteriores pueden pasar por alto las características específicas de las componentes de secuencia cero. Por ejemplo, la definición de la intensidad efectiva en (2.15) puede resultar en una misma cantidad para diferentes valores de la intensidad de neutro, con lo que ya no podría considerarse un indicador del nivel de pérdidas en los conductores de la línea. Por otro lado, si se contemplan las pérdidas en vacío de la instalación como una función de las tensiones de red, sucedería algo similar para la definición de la tensión efectiva.

El estándar actual [80] define una intensidad efectiva equivalente que mantenga las mismas pérdidas en los conductores de la línea que el sistema original. Si se considera una línea de cuatro conductores, con resistencia  $r$  por fase y  $r_n$  en el conductor de neutro, las pérdidas  $\Delta P$  por efecto Joule son:

$$\Delta P = r(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) + r_n I_n^2 \quad (2.34)$$

Por otro lado, la intensidad efectiva se corresponde con un sistema de referencia ideal equilibrado. Así pues, las pérdidas correspondientes en la línea quedan como:

$$\Delta P = 3rI_e^2 \quad (2.35)$$

Igualando ambas expresiones se obtiene la siguiente formulación para la intensidad efectiva:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_n^2}{3}}, \quad \rho = \frac{r_n}{r} \quad (2.36)$$

Si se expresa en función de las componentes simétricas, adopta la forma:

$$I_e = \sqrt{I_P^2 + I_N^2 + (1 + 3\rho)I_Z^2} \quad (2.37)$$

donde  $I_P$  es el valor eficaz de las componentes de secuencia positiva,  $I_N$  es el de las componentes de secuencia negativa e  $I_Z$  el de las componentes de secuencia cero. En esta expresión se aprecia que tanto  $I_N$  como  $I_Z$  contribuyen al aumento de la intensidad efectiva (y por tanto de la potencia aparente), con un peso relativo mayor para las corrientes que circulan por el neutro. Una situación habitual en las instalaciones es que el neutro tenga la misma sección que las fases, con lo que el valor de  $\rho$  es igual a uno y el factor de la componente  $I_Z$  alcanza un valor de cuatro. En instalaciones con una sección del neutro menor puede alcanzar valores más elevados.

Con la formulación de la tensión efectiva sucede algo similar. Las pérdidas en vacío (en la conductancia de los aislamientos o en la resistencia de pérdidas en el hierro de las máquinas eléctricas) para el mismo valor de tensión de secuencia cero, pueden variar en función del tipo de conexión, Y o  $\Delta$ , de los distintos elementos de la red [83]. No obstante, la última interpretación del estándar, [84], lo plantea de una manera diferente aunque se llegue a una definición equivalente. El

enfoque se centra en las cargas y en la máxima potencia que pudiese transferirse a las mismas con una tensión de alimentación determinada. Así, las cargas conectadas en triángulo no pueden hacer uso de las tensiones de secuencia cero, mientras que las cargas conectadas en estrella sí. Si se considera la fracción de cargas en estrella como una carga resistiva equilibrada,  $R_Y$ , y la fracción de cargas conectadas en triángulo por otra carga equilibrada,  $R_\Delta$ , la potencia total suministrada es:

$$P_T = \frac{V_{an}^2 + V_{bn}^2 + V_{cn}^2}{R_Y} + \frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{R_\Delta} \quad (2.38)$$

La misma potencia, suministrada a las mismas cargas por una tensión efectiva ideal, tiene la expresión:

$$P_T = \frac{3V_e^2}{R_Y} + \frac{9V_e^2}{R_\Delta} = P_Y + P_\Delta \quad (2.39)$$

Las potencias  $P_Y$  y  $P_\Delta$  pueden interpretarse como la potencia que puede transmitirse a esas cargas, según su tipo de conexión con una tensión dada  $V_e$  entre fase y neutro. Si se define una variable  $\xi$  como la proporción entre ambas potencias, se tiene:

$$\xi = \frac{P_\Delta}{P_Y} = \frac{9V_e^2 / R_\Delta}{3V_e^2 / R_Y} = \frac{3R_Y}{R_\Delta} \quad (2.40)$$

Entonces la tensión efectiva resultante de las expresiones (2.38) y (2.39) queda como:

$$V_e = \sqrt{\frac{3(V_{an}^2 + V_{bn}^2 + V_{cn}^2) + \xi(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)}{9(1 + \xi)}} \quad (2.41)$$

O bien en función de las componentes simétricas:

$$V_e = \sqrt{V_P^2 + V_N^2 + \frac{1}{1 + \xi} V_Z^2} \quad (2.42)$$

La ecuación (2.42) es la que mejor explica la influencia de las tensiones de secuencia cero y su relación con el tipo de conexión de las cargas. Si todas las cargas están conectadas en estrella,  $\xi = 0$  y el peso relativo de  $V_Z$  es el mismo que el de las componentes de secuencia positiva y negativa. Si todas las cargas están conectadas en triángulo,  $\xi = \infty$ , y la tensión efectiva solo depende de las componentes positiva y negativa, como en un sistema de tres conductores. Para valores de potencias iguales,  $\xi = 1$ , y el peso relativo de  $V_Z$  es  $1/2$ ; que es el valor que recomienda el estándar si no se dispone de datos suficientes. Este parámetro es más difícil de establecer que el valor de  $\rho$  de la ecuación (2.36), especialmente si se trata de cargas cambiantes en un distribuidor genérico que alimenta a varios usuarios. En todo caso, el valor de  $V_Z$  suele ser muy reducido en los sistemas eléctricos de potencia, por lo que el efecto del parámetro  $\xi$  en el cálculo de la tensión efectiva suele ser muy reducido.

Por último, es conveniente resaltar que las modificaciones en las definiciones de las tensiones e intensidades efectivas no cambian el proceso general de definición de los términos de potencia. Se pueden separar las componentes fundamentales de las componentes armónicas según el mismo procedimiento efectuado en 2.2.2. De igual manera se pueden separar las componentes de secuencia directa de las de desequilibrio, a la frecuencia fundamental. Por tanto, pueden utilizarse las expresiones (2.14) a (2.33) con la consideración adicional de los pesos relativos de las componentes de secuencia cero a través de los parámetros  $\rho$  y  $\xi$ .



### 2.3. Contribución de los armónicos al desequilibrio

Si bien el estándar IEEE Std 1459 es el modelo más extendido para la descomposición de la potencia aparente, éste no incluye una evaluación adecuada del desequilibrio originado por la carga [85]. Esto es particularmente significativo en relación a la contribución al desequilibrio producido por el conjunto de armónicos diferentes del fundamental. Este inconveniente se acentúa aún más cuando se utilizan equipos modernos de compensación, como es el caso de los filtros activos de potencia de conexión paralelo o equipos combinados de compensación serie - paralelo [5, 35, 46, 62, 86]. Por un lado, estos equipos son capaces de compensar la distorsión armónica y el desequilibrio de intensidades y tensiones mediante una estrategia de compensación adecuada. Por otro lado, generan una distorsión propia de los convertidores electrónicos de potencia, en función de las técnicas de control utilizadas. Esta característica puede implicar la generación de formas de onda de tensión e intensidad variables en el tiempo, con la consiguiente aparición de componentes armónicas e interarmónicas en el espectro en frecuencia. Además, la norma UNE-EN 61000-4-30 [15] establece específicamente una resolución de 5 Hz para el análisis espectral de las medidas de tensión e intensidad y el análisis de Fourier de sus formas de onda proporciona resultados para dicha frecuencia de 5 Hz y todos sus múltiplos enteros.

En el análisis de los sistemas trifásicos no senoidales y equilibrados, los armónicos de tensión e intensidad pueden dividirse en tres grupos con diferentes secuencias de fase. El conjunto de armónicos de orden  $3h+1$  (para  $h = 0,1,2, \dots$ ) presentan una secuencia de fases positiva o directa, el conjunto de armónicos de orden  $3h+2$  tienen una secuencia de fases negativa o inversa, y el conjunto de armónicos de orden  $3h+3$  están en fase entre sí (secuencia cero u homopolar). Sin embargo, en un sistema desequilibrado y no senoidal, esa regla ya no se mantiene. Por ello, se establecerá un procedimiento que permita separar las componentes armónicas correspondientes a un sistema equilibrado, de aquellas que no lo son. Las propuestas [87,88] desarrollan un modelo de descomposición de la potencia aparente en el marco del estándar IEEE Std. 1459 que establece explícitamente la contribución de los armónicos al desequilibrio, e introduce la definición de varios índices para su caracterización. En la propuesta [89] se presenta un procedimiento para obtener las componentes equilibradas y desequilibradas de señales de tensión o intensidad que incluyan interarmónicos. Para ello, se utiliza una matriz de transformación  $T_r$  con la que calcular las denominadas componente equilibrada  $X_{br}$ , componente primera de desequilibrio  $X_{u'r}$  y componente segunda de desequilibrio  $X_{u''r}$  a partir de los fasores  $X_{Ar}$ ,  $X_{Br}$  y  $X_{Cr}$  de las tensiones o intensidades de cada fase, y esto para cada frecuencia angular  $r \cdot \omega_F$ :

$$\begin{bmatrix} X_{br} \\ X_{u'r} \\ X_{u''r} \end{bmatrix} = T_r \cdot \begin{bmatrix} X_{Ar} \\ X_{Br} \\ X_{Cr} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_k & \alpha_{2k} \\ 1 & \alpha_{k+1} & \alpha_{2k+2} \\ 1 & \alpha_{k+2} & \alpha_{2k+1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{Ar} \\ X_{Br} \\ X_{Cr} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Los fasores  $X_{Ar}$ ,  $X_{Br}$  y  $X_{Cr}$ , se obtienen con la transformada de Fourier de los valores instantáneos de tensión o intensidad, con una ventana de medida de longitud  $T_F = 2\pi/\omega_F$  (donde  $\omega_F$  define la resolución en frecuencia de la transformada de Fourier y el número de ciclos de frecuencia fundamental  $\omega_1$  que se consideran en cada medición). El índice  $r$  representa el orden del armónico con respecto a la frecuencia base  $\omega_F$  de la ventana de medida y el índice  $k = r \omega_F / \omega_1$  es el orden armónico referido a la frecuencia fundamental  $\omega_1$ . Este último índice toma valores enteros para los armónicos de  $\omega_1$  y valores no enteros para las restantes frecuencias (interarmónicos). La matriz de transformación  $T_r$  se define a través de los versores, que responden a la siguiente notación:

$$\alpha_{(\cdot)} = e^{j \frac{2\pi}{3} (\cdot)} \quad (2.44)$$

Así pues, los coeficientes de la matriz  $T_r$  son números complejos con magnitud unidad y con un argumento que es función del índice armónico relativo  $k$ .

Una propiedad importante de esta matriz de transformación es que satisface, para todo  $k$ , la propiedad de ortogonalidad:

$$T_r^* \cdot T_r^T = T_r^T \cdot T_r^* = \frac{1}{3} I \quad (2.45)$$

donde el superíndice  $*$  representa el conjugado,  $T$  la traspuesta, e  $I$  es la matriz identidad. Dicha propiedad permite establecer la siguiente relación entre las magnitudes de los valores de cada fase y los de las componentes de equilibrio/desequilibrio:

$$X_{Ar}^2 + X_{Br}^2 + X_{Cr}^2 = 3(X_{br}^2 + X_{u'r}^2 + X_{u''r}^2) \quad (2.46)$$

Esta relación es de gran utilidad para definir las componentes equilibradas y desequilibradas de las tensiones e intensidades, pues la definición de los valores efectivos  $V_e$  and  $I_e$  en el estándar IEEE Std. 1459 [80] está basada en expresiones cuadráticas de sus magnitudes.

No obstante, antes de exponer el desarrollo de los diferentes términos, es conveniente analizar la relación entre las componentes de equilibrio/desequilibrio y las componentes simétricas de Fortescue. En primer lugar, porque las componentes simétricas del espectro armónico pueden calcularse de manera más eficiente utilizando la transformada rápida de Fourier, FFT, aplicado al vector de Park de las señales trifásicas, reduciendo su coste computacional [90, 91]. En segundo lugar, porque la relación explícita ayuda a entender cómo se transforman las componentes simétricas en las componentes de equilibrio/desequilibrio [92, 93].

Las magnitudes de fase  $X_{Ar}$ ,  $X_{Br}$ ,  $X_{Cr}$  pueden obtenerse desde las componentes simétricas según la expresión:

$$\begin{bmatrix} X_{Ar} \\ X_{Br} \\ X_{Cr} \end{bmatrix} = T_F \cdot \begin{bmatrix} X_{Pr} \\ X_{Nr} \\ X_{Zr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha_2 & \alpha_1 & 1 \\ \alpha_1 & \alpha_2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{Pr} \\ X_{Nr} \\ X_{Zr} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

donde  $X_{Pr}$ ,  $X_{Nr}$  y  $X_{Zr}$  son las componentes simétricas de secuencia positiva, negativa y cero en esa frecuencia; y los coeficientes  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los correspondientes desfases de  $120^\circ$  y  $240^\circ$  de la transformación de Fortescue, expresados según la misma notación que los coeficientes  $\alpha_{(\cdot)}$  de la expresión (2.44). Por tanto, la transformación directa de las componentes simétricas en las componentes de equilibrio/desequilibrio se realiza a través de la matriz:

$$T_{rF} = T_r \cdot T_F = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_k & \alpha_{2k} \\ 1 & \alpha_{k+1} & \alpha_{2k+2} \\ 1 & \alpha_{k+2} & \alpha_{2k+1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha_2 & \alpha_1 & 1 \\ \alpha_1 & \alpha_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Si se desarrolla dicho producto se obtiene:

$$T_{rF} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + \alpha_{k+2} + \alpha_{2k+1} & 1 + \alpha_{k+1} + \alpha_{2k+2} & 1 + \alpha_k + \alpha_{2k} \\ 1 + \alpha_{k+3} + \alpha_{2k+3} & 1 + \alpha_{k+2} + \alpha_{2k+4} & 1 + \alpha_{k+1} + \alpha_{2k+2} \\ 1 + \alpha_{k+4} + \alpha_{2k+2} & 1 + \alpha_{k+3} + \alpha_{2k+3} & 1 + \alpha_{k+2} + \alpha_{2k+1} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Y teniendo en cuenta que  $\alpha_3 = 1$ , la relación resultante es:

$$\begin{bmatrix} X_{br} \\ X_{u'r} \\ X_{u''r} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 \\ b_3 & b_1 & b_2 \\ b_2 & b_3 & b_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{Pr} \\ X_{Nr} \\ X_{Zr} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

donde los coeficientes  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  tienen las expresiones:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= 1 + \alpha_{k+2} + \alpha_{2(k+2)} \\
 b_2 &= 1 + \alpha_{k+1} + \alpha_{2(k+1)} \\
 b_3 &= 1 + \alpha_k + \alpha_{2k}
 \end{aligned}
 \tag{2.51}$$

Los tres coeficientes tienen la misma estructura funcional y son periódicos para la variable  $k$ , con periodo 3. Por ejemplo, la expresión para  $b_3$  puede representarse como:

$$b_3 = 1 + \alpha_k + \alpha_{2k} = \left(1 + 2 \cos \frac{2\pi k}{3}\right) e^{j\frac{2\pi k}{3}}
 \tag{2.52}$$

La figura 2.1a muestra el diagrama en coordenadas polares de la expresión (2.52) y la figura 2.1b presenta las magnitudes de los coeficientes complejos  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  en función de  $k$ . Los tres valores evolucionan cíclicamente, cambiando la contribución de las componentes simétricas a las componentes de equilibrio/desequilibrio. Por ejemplo, cuando  $k = 1$ , la matriz de transformación en (2.50) es la matriz identidad. En este caso, la componente de secuencia positiva  $X_{Pr}$  se identifica con la componente equilibrada  $X_{br}$  y las componentes de secuencia negativa y cero con la primera y la segunda componentes de desequilibrio, respectivamente. Cuando  $k = 2$  la componente equilibrada es la componente simétrica de secuencia negativa  $X_{Nr}$  y cuando  $k = 3$  la componente equilibrada es la componente de secuencia cero  $X_{Zr}$ . Estas figuras permiten también visualizar la contribución de cada componente simétrica en las componentes de equilibrio/desequilibrio cuando  $k$  presenta valores no enteros. Por ejemplo, para interarmónicos cercanos a la frecuencia fundamental, la mayor contribución a la componente equilibrada  $X_{br}$  es de la secuencia positiva  $X_{Pr}$ .

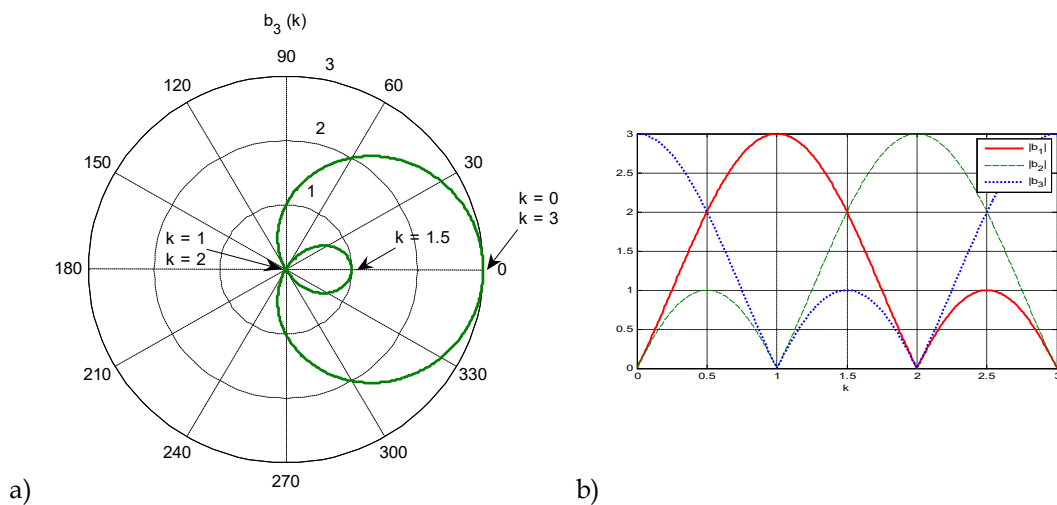


Figura 2.1. Coeficientes  $b_i$  en función de  $k$ : a) Diagrama polar de  $b_3$ , b) Magnitudes  $|b_1|$ ,  $|b_2|$ ,  $|b_3|$ .

Además de esclarecer la contribución de las componentes simétricas al desequilibrio, el procedimiento descrito tiene tres ventajas adicionales:

- La matriz de transformación  $T_{Fr}$  es ortogonal, como la matriz  $T_r$ , si bien en este caso se tiene:

$$T_{Fr}^* \cdot T_{Fr}^T = (T_r \cdot T_F)^* \cdot (T_r \cdot T_F)^T = T_r^* \cdot T_F^* \cdot T_F^T \cdot T_r^T = T_r^* \cdot 3I \cdot T_r^T = I
 \tag{2.53}$$

Por tanto, la relación entre la magnitud de las componentes simétricas y las de equilibrio/desequilibrio se establece como:

$$X_{Pr}^2 + X_{Nr}^2 + X_{Zr}^2 = X_{br}^2 + X_{ur}^2 + X_{ur}^2 \quad (2.54)$$

en la que no aparece el factor 3 de la ecuación (2.46).

- Se puede obtener un ahorro de coste computacional en el cálculo de las componentes simétricas utilizando la FFT. El vector de Park de un conjunto de tres tensiones o intensidades se define como:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_p &= \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + \alpha_1 v_b + \alpha_2 v_c) \\ \mathbf{i}_p &= \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + \alpha_1 i_b + \alpha_2 i_c) \end{aligned} \quad (2.55)$$

donde los coeficientes complejos  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  utilizan la misma notación que los coeficientes  $\alpha_{(.)}$  de la expresión (2.44). La transformada FFT de un vector de Park para un conjunto de M muestras temporales resulta en un espectro armónico igual a las componentes de secuencia positiva en la primera mitad del espectro, y el conjugado de las componentes de secuencia negativa en la segunda mitad del espectro, ordenados en sentido inverso [90, 91]. Esto es,

$$V_{FFTvp}(k) = \begin{cases} V_{Ph} & \text{para } k = h < M/2 \\ V_{Nh}^* & \text{para } k = M - h > M/2 \end{cases} \quad (2.56)$$

Se tienen por tanto las componentes de secuencia positiva y negativa, hasta la frecuencia de Nyquist, con una sola transformada. Las componentes de secuencia cero han de obtenerse de una transformada FFT adicional. Se observa pues una reducción significativa en el número de operaciones, ya que la etapa de cálculo del espectro armónico es la que requiere mayores recursos de cómputo en este procedimiento. Además, si el sistema es de tres conductores, no se tienen componentes de secuencia cero y solo hace falta una transformada FFT.

- Por otro lado, se obtiene también un pequeño ahorro en el cálculo de los coeficientes de la matriz de transformación. La matriz  $Tr$  tiene seis coeficientes distintos, mientras que la matriz  $T_{Fr}$  sólo requiere tres. En ambos casos los coeficientes son funciones periódicas para la variable  $k$ , con periodo 3, por lo que los valores utilizados hasta el tercer armónico pueden almacenarse y reutilizarse para todo el rango de frecuencias.

En lo que sigue, se desarrollarán las expresiones de la tensión e intensidad efectivas en función de las componentes de equilibrio/desequilibrio. En primer lugar, el cálculo de dichos valores efectivos puede ser formulado a través de las componentes simétricas de Fortescue según IEEE Std. 1459 [80]:

$$\begin{aligned} V_e^2 &= \sum_{\forall k} V_{ek}^2 = \sum_{\forall k} \left[ V_{Pk}^2 + V_{Nk}^2 + \frac{V_{Zk}^2}{1 + \xi} \right] \\ I_e^2 &= \sum_{\forall k} I_{ek}^2 = \sum_{\forall k} \left[ I_{Pk}^2 + I_{Nk}^2 + (1 + 3\rho) I_{Zk}^2 \right] \end{aligned} \quad (2.57)$$

donde  $\xi$  y  $\rho$  son los parámetros introducidos en la sección 2.2.3 para el tratamiento de las componentes de secuencia cero. En segundo lugar, cada una de las componentes simétricas de

(2.57) se divide en sus componentes equilibrada y desequilibrada, a partir de la expresión (2.50), con lo que los valores efectivos de tensión e intensidad pueden también separarse en dichos componentes para cada frecuencia  $k\omega_1$ :

$$V_{ek}^2 = \left[ V_{Pbk}^2 + V_{Pu'k}^2 + V_{Pu''k}^2 + V_{Nbk}^2 + V_{Nu'k}^2 + V_{Nu''k}^2 + \frac{V_{Zbk}^2 + V_{Zu'k}^2 + V_{Zu''k}^2}{1 + \xi} \right] \quad (2.58)$$

$$I_{ek}^2 = I_{Pbk}^2 + I_{Pu'k}^2 + I_{Pu''k}^2 + I_{Nbk}^2 + I_{Nu'k}^2 + I_{Nu''k}^2 + (1 + 3\rho)(I_{Zbk}^2 + I_{Zu'k}^2 + I_{Zu''k}^2) \quad (2.59)$$

Finalmente, estos términos pueden a su vez agruparse en componentes equilibradas ( $_{bk}$ ) y desequilibradas ( $_{uk}$ ) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} V_{ek}^2 &= V_{ebk}^2 + V_{euk}^2 \\ V_{ebk}^2 &= \left[ V_{Pbk}^2 + V_{Nbk}^2 + \frac{V_{Zbk}^2}{1 + \xi} \right] \\ V_{euk}^2 &= \left[ V_{Pu'k}^2 + V_{Pu''k}^2 + V_{Nu'k}^2 + V_{Nu''k}^2 + \frac{V_{Zu'k}^2 + V_{Zu''k}^2}{1 + \xi} \right] \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} I_{ek}^2 &= I_{ebk}^2 + I_{euk}^2 \\ I_{ebk}^2 &= I_{Pbk}^2 + I_{Nbk}^2 + (1 + 3\rho)I_{Zbk}^2 \\ I_{euk}^2 &= I_{Pu'k}^2 + I_{Pu''k}^2 + I_{Nu'k}^2 + I_{Nu''k}^2 + (1 + 3\rho)(I_{Zu'k}^2 + I_{Zu''k}^2) \end{aligned} \quad (2.61)$$

El procedimiento así establecido permite calcular la contribución de las tensiones e intensidades al desequilibrio para cada frecuencia, incluidos los pesos relativos de las componentes homopolares. Por otro lado, según el mismo criterio del estándar, se toman por separado los componentes fundamentales, con lo que se llega a la siguiente partición de la tensión efectiva:

$$V_e^2 = V_{b1}^2 + V_{u1}^2 + V_{bh}^2 + V_{uh}^2 \quad (2.62)$$

donde  $V_{b1}$  es la componente fundamental equilibrada de la tensión efectiva, identificada con la componente simétrica de secuencia positiva,  $V_{u1}$  es la componente de desequilibrio fundamental, relacionada con las componentes de secuencia negativa y cero, y  $V_{bh}$ ,  $V_{uh}$  son las componentes armónicas equilibrada y desequilibrada respectivamente. De igual manera, puede efectuarse una partición similar con las intensidades:

$$I_e^2 = I_{b1}^2 + I_{u1}^2 + I_{bh}^2 + I_{uh}^2 \quad (2.63)$$

Como resultado se tienen un total de dieciséis términos para la potencia aparente, los cuales se agrupan en cuatro componentes siguiendo los planteamientos de las propuestas [87] y [89]:

$$S_e^2 = S_{b1}^2 + S_{u1}^2 + S_{bh}^2 + S_{uh}^2 \quad (2.64)$$

$$S_{b1}^2 = 9V_{b1}^2 I_{b1}^2 \quad (2.65)$$

$$S_{u1}^2 = 9(V_{b1}^2 I_{u1}^2 + V_{u1}^2 I_{b1}^2 + V_{u1}^2 I_{u1}^2) \quad (2.66)$$

$$S_{bh}^2 = 9(V_{b1}^2 I_{bh}^2 + V_{bh}^2 I_{b1}^2 + V_{bh}^2 I_{uh}^2) \quad (2.67)$$

$$S_{uh}^2 = S_e^2 - S_{b1}^2 - S_{u1}^2 - S_{bh}^2 \quad (2.68)$$

El primer término es la potencia aparente equilibrada fundamental  $S_{b1}$ . Esta componente sólo hace referencia a los valores objetivo de tensión e intensidad para una utilización ideal de la red y se tomará como valor base para el cálculo de los índices relativos del resto de componentes. El segundo término es la potencia aparente de desequilibrio fundamental  $S_{u1}$ . Esta potencia aparente contiene los tres sumandos correspondientes a los productos en los que solo aparecen las componentes equilibradas y desequilibradas a la frecuencia fundamental. El tercer término es la potencia aparente armónica equilibrada y contiene los tres sumandos correspondientes a los productos en los que solo aparecen las componentes equilibradas de la componente fundamental y armónica. El cuarto término es la potencia aparente armónica desequilibrada y engloba el resto de sumandos de la potencia aparente, todos con alguna componente desequilibrada de tensión o de intensidad.

La descomposición de la potencia aparente en estos cuatro términos permite definir tres índices relativos, mediante la utilización de la potencia aparente equilibrada fundamental como valor base:

$$SUF = \frac{S_{u1}}{S_{b1}} \quad (2.69)$$

$$SBH = \frac{S_{bh}}{S_{b1}} \quad (2.70)$$

$$SUH = \frac{S_{uh}}{S_{b1}} \quad (2.71)$$

El índice de desequilibrio fundamental,  $SUF$ , es igual al de la definición (2.31) del estándar. Sin embargo la separación de las componentes armónicas en equilibradas y no equilibradas permite definir también los índices de distorsión armónica equilibrada,  $SBH$ , y de distorsión armónica no equilibrada,  $SUH$ . Por otro lado, es posible definir el índice de distorsión armónica total,  $STHD$ , como el cociente entre las componentes armónicas y las fundamentales, de manera que puede relacionarse con los índices de las expresiones anteriores:

$$STHD = \sqrt{\frac{SBH^2 + SUH^2}{1 + SUF^2}} \quad (2.72)$$

Por último, se puede definir un índice de distorsión de desequilibrio total,  $STUD$ , como el cociente entre las componentes desequilibradas y equilibradas, y que incluye tanto el desequilibrio existente en las componentes fundamentales como el producido por las componentes armónicas:

$$STUD = \sqrt{\frac{SUF^2 + SUH^2}{1 + SBH^2}} \quad (2.73)$$

Estos cinco indicadores pueden definirse de manera análoga para las particiones de la tensión y la intensidad efectivas. La tabla 2.1 muestra de forma conjunta los correspondientes componentes de tensión, intensidad y potencia, así como los índices relativos asociados a cada uno de ellos. En el desarrollo propuesto se obtienen términos e índices indicados con una importante reducción de coste computacional y una mejora en la interpretación de los resultados para la evaluación de los niveles de distorsión armónica y de desequilibrio.

## 2.4. Caso práctico de aplicación

Para ilustrar los conceptos expuestos se va a aplicar dicho procedimiento en el cálculo de los índices de desequilibrio y distorsión armónica para una carga no lineal equilibrada y alimentada

por un sistema senoidal y equilibrado de tensiones, en el entorno MATLAB-Simulink. La carga es un rectificador trifásico de diodos de onda completa, con una inductancia de 50 mH y una resistencia de carga de 150 Ω en el lado de continua, así como tres inductancias de alisado de 17 mH en el lado de alterna. En el puente de diodos se dispone de ramas RC como snubber, de 500 Ω y 1 μF respectivamente. La figura 2.2 muestra el esquema de MATLAB-Simulink para dicha carga. La figura 2.3 muestra el modelo de red de suministro utilizado, con tensiones senoidales y equilibradas de 230 V eficaces y 50 Hz. La impedancia de red está modelada por una impedancia RL serie de 1 Ω y 1 mH, respectivamente.

Tabla 2.1. Componentes de tensiones, intensidades y potencias, e índices relacionados.

	Tensión	Intensidad	Potencia aparente
Componentes	$V_e^2 = V_{b1}^2 + V_{u1}^2 + V_{bh}^2 + V_{uh}^2$	$I_e^2 = I_{b1}^2 + I_{u1}^2 + I_{bh}^2 + I_{uh}^2$	$S_e^2 = S_{b1}^2 + S_{u1}^2 + S_{bh}^2 + S_{uh}^2$
Componente equilibrada fundamental	$V_{b1}$	$I_{b1}$	$S_{b1}^2 = 9V_{b1}^2 I_{b1}^2$
Componente de desequilibrio fundamental	$V_{u1}$	$I_{u1}$	$S_{u1}^2 = 9(V_{b1}^2 I_{u1}^2 + V_{u1}^2 I_{b1}^2 + V_{u1}^2 I_{u1}^2)$
Componente armónica equilibrada	$V_{bh}$	$I_{bh}$	$S_{bh}^2 = 9(V_{b1}^2 I_{bh}^2 + V_{bh}^2 I_{b1}^2 + V_{bh}^2 I_{bh}^2)$
Componente armónica desequilibrada	$V_{uh}$	$I_{uh}$	$S_{uh}^2 = S_e^2 - S_{b1}^2 - S_{u1}^2 - S_{bh}^2$
Índices			
Índice de desequilibrio fundamental	$VUF = V_{u1} / V_{b1}$	$IUF = I_{u1} / I_{b1}$	$SUF = S_{u1} / S_{b1}$
Índice de distorsión armónica equilibrada	$VBH = V_{bh} / V_{b1}$	$IBH = I_{bh} / I_{b1}$	$SBH = S_{bh} / S_{b1}$
Índice de distorsión armónica desequilibrada	$VUH = V_{uh} / V_{b1}$	$IUH = I_{uh} / I_{b1}$	$SUH = S_{uh} / S_{b1}$
Índice de distorsión armónica total	$VTHD = \sqrt{\frac{VBH^2 + VUH^2}{1 + VUF^2}}$	$ITHD = \sqrt{\frac{IBH^2 + IUH^2}{1 + IUF^2}}$	$STHD = \sqrt{\frac{SBH^2 + SUH^2}{1 + SUF^2}}$
Índice de distorsión de desequilibrio total	$VTUD = \sqrt{\frac{VUF^2 + VUH^2}{1 + VBH^2}}$	$ITUD = \sqrt{\frac{IUF^2 + IUH^2}{1 + IBH^2}}$	$STUD = \sqrt{\frac{SUF^2 + SUH^2}{1 + SBH^2}}$

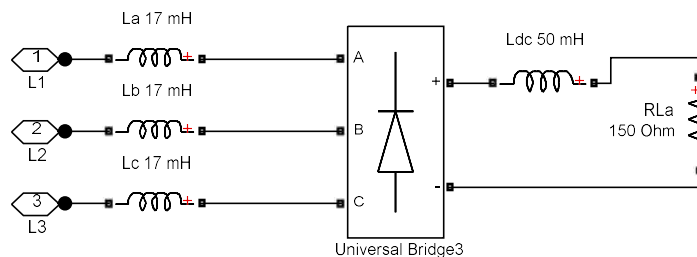


Figura 2.2. Carga equilibrada no lineal.

La simulación se ha realizado en un intervalo de 400 ms, y se han tomado los últimos 200 ms como ventana de medida para reducir los efectos de los transitorios iniciales de la simulación. Los datos se han recogido con una frecuencia de muestreo de 6.4 kHz, siguiendo las recomendaciones de la norma UNE-EN 61000-4-30 [15]. La figura 2.4 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada desde la red de suministro seleccionada. En ella se observan las formas de onda correspondientes a este tipo de carga. Por otro lado, la corriente de neutro es nula al tratarse de una carga de tres terminales. La figura 2.5 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades. La carga presenta unos elevados componentes

armónicos en los índices 5 y 7, con valores máximos en torno al 20% y el 10% para los armónico quinto y séptimo, respectivamente; así como valores apreciables en los armónicos 11, 13 o 17. Se aprecia también la simetría entre los tres espectros. Por otro lado, la tensión en terminales de la carga presenta un cierto grado de distorsión armónica producida por las caídas de tensión de las corrientes distorsionadas del consumo en la impedancia de red. Sin embargo, sus valores máximos son mucho más reducidos que los de intensidad, por debajo del 0.5 %.

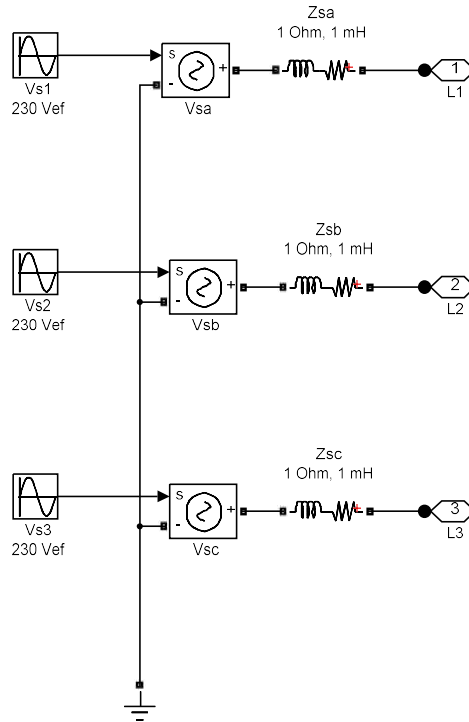


Figura 2.3. Modelo de la red de suministro.

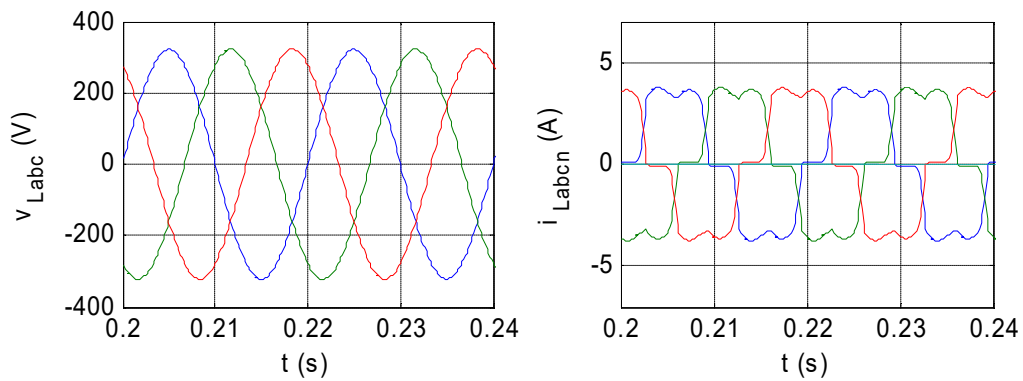


Figura 2.4. Formas de onda de las tensiones e intensidades en terminales de la carga.



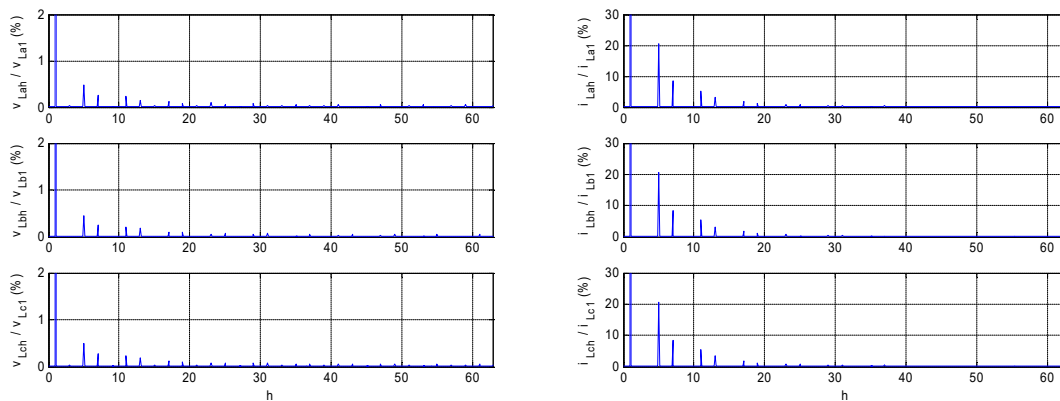


Figura 2.5. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga.

La tabla 2.2 muestra el valor eficaz, la distorsión armónica total THD y la componente fundamental de las tensiones e intensidades de cada fase de la carga. En ella se observa que las intensidades de la carga muestran un elevado índice de distorsión armónica, en torno al 23.28%. Por otro lado, las tensiones en los terminales de la carga muestran valores de THD en torno al 0.66% y una caída de tensión de unos 2.8 V (1.2%) producidos por la circulación de la corriente por las impedancias de red. A nivel de las componentes fundamentales, las tres intensidades de línea presentan un ángulo de fase de unos 12.6° en atraso con respecto a sus tensiones correspondientes, con un factor de desplazamiento  $PF_{T+}$  de 0.976.

Tabla 2.2. Índices y valores por fase para el caso práctico de aplicación.

Magnitud	Valor eficaz	THD	Componente fundamental
$i_a$	2.802 A	23.28 %	2.729 A / -99.8 °
$i_b$	2.801 A	23.23 %	2.729 A / 140.1 °
$i_c$	2.801 A	23.31 %	2.728 A / 20.2 °
$v_a$	227.1 V	0.658 %	227.1 V / -87.2 °
$v_b$	227.2 V	0.640 %	227.2 V / 152.8 °
$v_c$	227.2 V	0.690 %	227.1 V / 32.7 °

La tabla 2.3 muestra los índices trifásicos correspondientes, calculados con el procedimiento expuesto en la sección anterior y con la misma estructura que la tabla 2.1. Los índices de intensidad presentan un nivel de distorsión armónica equilibrada elevada (IBH = 23.27%) y unos índices de desequilibrio fundamental y armónico muy reducidos (IUF = 0.03%, IUH = 0.31%). Con estos valores numéricos el valor de ITHD es prácticamente igual al índice IBH y el índice de desequilibrio total, ITUD, es similar el valor de IUH. Dichos valores corresponden a lo esperado: una carga trifásica equilibrada y no senoidal. Por otro lado, la tensión muestra valores de los índices muy reducidos, siendo los más elevados VBH y VTHD, en torno al 0.66%, debidos a las distorsiones producidas por la intensidad. Por otro lado, los índices de la potencia aparente reflejan una situación similar a la indicada por los índices de intensidad. Los indicadores SBH y STHD son casi iguales a los de la corrientes (los índices de tensión son mucho menores), mientras que los índices SUF y SUH muestran valores residuales con una aportación similar entre los índices de tensión y los de intensidad, aun siendo estos últimos algo más altos.

Tabla 2.3. Valor de las componentes de tensión, intensidad y potencia aparente, e índices relacionados, para el caso práctico de aplicación.

	Tensión	Intensidad	Potencia aparente
Valor efectivo	$V_e = 227.2 \text{ V}$	$I_e = 2.802 \text{ A}$	$S_e = 1909 \text{ VA}$
Componente equilibrada fundamental	$V_{b1} = 227.1 \text{ V}$	$I_{b1} = 2.729 \text{ A}$	$S_{b1} = 1859 \text{ VA}$
Componente de desequilibrio fundamental	$V_{u1} = 0.037 \text{ V}$	$I_{u1} = 0.0008 \text{ A}$	$S_{u1} = 0.62 \text{ VA}$
Componente armónica equilibrada	$V_{bh} = 1.48 \text{ V}$	$I_{bh} = 0.635 \text{ A}$	$S_{bh} = 432.9 \text{ VA}$
Componente armónica desequilibrada	$V_{uh} = 0.28 \text{ V}$	$I_{uh} = 0.008 \text{ A}$	$S_{uh} = 6.17 \text{ VA}$
	<i>Índices</i>		
Índice de desequilibrio fundamental	$VUF = 0.016 \%$	$IUF = 0.029 \%$	$SUF = 0.033 \%$
Índice de distorsión armónica equilibrada	$VBH = 0.651 \%$	$IBH = 23.27 \%$	$SBH = 23.28 \%$
Índice de distorsión armónica desequilibrada	$VUH = 0.123 \%$	$IUH = 0.307 \%$	$SUH = 0.332 \%$
Índice de distorsión armónica total	$VTHD = 0.663 \%$	$ITHD = 23.27 \%$	$STHD = 23.28 \%$
Índice de distorsión de desequilibrio total	$VTUD = 0.124 \%$	$ITUD = 0.300 \%$	$STUD = 0.325 \%$

Como se puede apreciar en el ejemplo, se dispone de un método para valorar la aportación de las distintas componentes de distorsión y desequilibrio del sistema de forma más completa que aquel recogido en el estándar. El nuevo procedimiento utilizado para el cálculo de las componentes del desequilibrio reduce el coste computacional, y clarifica la relación entre las componentes simétricas de Fortescue y las de equilibrio/desequilibrio para todas las frecuencias. Asimismo, cuando se compensen dichas fuentes de perturbación, se podrá cuantificar adecuadamente el grado de mejora de calidad de la potencia conseguido, tal y como se verá en los casos prácticos realizados con un equipo LCAC en los capítulos siguientes.



## Capítulo III

---

# DISEÑO DE UN ACONDICIONADOR ACTIVO PARA LA COMPENSACIÓN DE LA CARGA

### Resumen

Este capítulo presenta y desarrolla el diseño de un Acondicionador Unificado para la Calidad de la Potencia con la finalidad de proporcionar un acondicionamiento completo para un amplio rango de tipos de carga. A este acondicionador le hemos denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC) y conlleva un diseño específico para mejorar las tensiones aplicadas a la carga así como las corrientes que circulen por el suministro. Se estudian las diferentes propuestas existentes con objeto de definir la topología y la estrategia de compensación más adecuada para el LCAC, según los objetivos propuestos en la sección 1.6. Posteriormente se determina el procedimiento para la obtención de las señales de referencia de tensión e intensidad. Se analiza después el comportamiento de los elementos pasivos auxiliares con su modelo en el espacio de estados para determinar su respuesta dinámica y su capacidad de filtrado en altas frecuencias, así como para la sintonización de los parámetros de control. Se calcula también el dimensionamiento de los componentes del equipo en función de las tensiones e intensidades que tenga que suministrar según los objetivos generales planteados. Este análisis teórico se particulariza en la selección de los elementos para un prototipo de referencia, con vistas a su comprobación en una plataforma de simulación en el entorno MATLAB - Simulink y a la realización de un prototipo experimental de laboratorio para su posterior validación.

### 3.1. Introducción

La mayoría de las soluciones para la mejora de la calidad de la potencia eléctrica están centradas en la compensación de la distorsión introducida por las cargas no lineales. Tanto los filtros pasivos de absorción como los APF paralelo buscan corregir la distorsión de las intensidades producidas por aquellas. Por otro lado, gran parte de las aplicaciones de los APF serie están concebidas para la compensación de los armónicos de tensión generados por cargas tipo HVS. Sin embargo, la utilización generalizada de la electrónica de potencia en todos los niveles de las redes eléctricas (Flexible AC Transmission Systems, FACTS, Generación Distribuida, DG) está originando que parte de la distorsión existente se dé en las instalaciones de suministro y las fuentes de alimentación del mismo, además de la producida por otras cargas cercanas. Por otro lado, las cargas basadas en electrónica de potencia tienen un comportamiento bastante más complejo que los equipos clásicos y que puede ser sensible a dicha distorsión. Así pues, un acondicionamiento completo de la carga deberá incluir también una compensación de la distorsión de las tensiones de alimentación.

El objetivo general de esta compensación es tanto la distorsión y el desequilibrio de tensión y corriente producidos por las cargas no lineales, como la existente en la propia red de suministro. Con una estrategia de compensación adecuada es posible obtener unas intensidades de suministro senoidales, equilibradas y en fase con la componente fundamental de secuencia directa de las tensiones de suministro, así como un voltaje aplicado a la carga equilibrado, senoidal y regulado en amplitud. Desde este punto de vista, la combinación de filtros activos de potencia serie y paralelo se considera una de las configuraciones más adecuadas [46], y la topología mostrada en la figura 3.1 ha demostrado la capacidad de cumplir con dichos requerimientos.

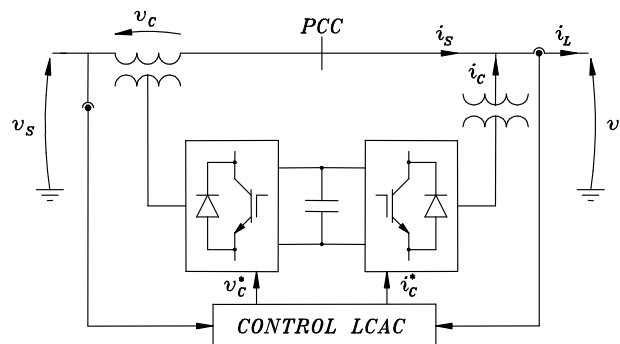


Figura 3.1. Estructura funcional del LCAC.

Otro objetivo relevante en el diseño del acondicionador debe ser que le capacite para compensar cualquier tipo de carga, independientemente de su carácter armónico, [37]. Esto permitiría su aplicación en la compensación de circuitos o instalaciones no definidas [6], es decir, aquellos circuitos genéricos en los que no se conoce a priori el tipo de cargas o receptores que se van a alimentar. Es deseable también que tenga un comportamiento dinámico rápido, estable y robusto, así como una estrategia de compensación que permita un diseño flexible que lleve a cabo el acondicionamiento completo de la carga y mejore las condiciones de funcionamiento del conjunto de la instalación.

Este capítulo presenta el desarrollo del diseño de este equipo, denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC) y que conlleva un diseño específico para mejorar las tensiones aplicadas a la carga así como las corrientes proporcionadas por el suministro. El objetivo del diseño del LCAC es por tanto que sea capaz de

compensar cualquier tipo de carga, independientemente de su carácter no lineal o su grado de desequilibrio. Y respecto a la tensión, el equipo ha de proporcionar una tensión  $v_L$  adecuada a las cargas: senoidal, equilibrada y regulada en amplitud, con independencia de las condiciones de la tensión de suministro  $v_S$ . Los criterios de diseño del LCAC han de tener también en cuenta las restricciones técnicas al mismo, como son la capacidad de almacenamiento del equipo en el bus de continua, el tamaño y la frecuencia de conmutación máxima de los convertidores, el rizado y/o ruido producido por dichos convertidores, el tamaño y coste relativo de los componentes auxiliares, así como su rendimiento global, para lograr unas tensiones de alimentación  $v_L$  y corrientes de suministro  $i_S$  adecuadas para la instalación.

En la siguiente sección, 3.2, se seleccionan la configuración y la estrategia de compensación más adecuadas, a la luz de los objetivos propuestos, y la sección 3.3 describe el circuito de potencia y los métodos de control de las conmutaciones adoptados. La sección 3.4 explica los procedimientos utilizados para el cálculo de las referencias de control. La sección 3.5 analiza el comportamiento dinámico de los elementos pasivos del LCAC, así como las modificaciones del control para mejorar la robustez de su respuesta. La sección 3.6 analiza en detalle la implementación del bloque de cálculo de la tensión de referencia y sus características dinámicas. Finalmente, la sección 3.7 estudia el dimensionamiento del acondicionador en función de los objetivos de compensación. Esto permitirá, al final de esta sección, la determinación de los elementos del LCAC para un diseño de referencia de 230 V, 3 kW, 50 Hz, para su comprobación a nivel de simulación y su validación posterior en laboratorio.

### 3.2. Topología y estrategia de compensación

A la vista de las topologías analizadas en la sección 1.5, la más adecuada para los objetivos expuestos es la que corresponde al convertidor serie en el lado de suministro y el convertidor paralelo en el lado de carga, tal y como aparece en la figura 3.1. La acción del filtro paralelo al compensar las corrientes de la carga permite que el filtro serie trabaje principalmente con intensidades sin distorsión. De forma recíproca, la compensación de las tensiones de suministro por el filtro serie determina que el filtro paralelo trabaje con unas tensiones de salida más adecuadas.

La estrategia de compensación básica del acondicionador se deriva de sus objetivos de funcionamiento. Así, el convertidor serie aplicará una tensión igual a las componentes armónicas ( $v_{Sh}$ ) y de desequilibrio ( $v_{SfU}$ ) de las tensiones de suministro, para compensar las distorsiones de tensión del lado de red. También incluirá un término de tensión equilibrada de secuencia directa a la frecuencia fundamental ( $\Delta v_{SfB}$ ) para la regulación del nivel de tensión aplicada a la carga. La expresión (3.1) resume dicha estrategia de compensación. Por otro lado, el convertidor paralelo proporcionará las componentes armónicas ( $i_{Lh}$ ), de desequilibrio ( $i_{LfU}$ ) y reactiva ( $i_{LfQ}$ ) de las intensidades que demande la carga con objeto de evitar que éstas tengan que circular por la red de suministro. Otra función usual del convertidor paralelo es la de regular las tensiones en el lado de continua de los convertidores a través de una componente activa de corriente ( $i_{aDCreg}$ ) adicional para compensar las pérdidas internas del acondicionador:

$$v_C^* = v_{Sh} + v_{SfU} + \Delta v_{SfB} \quad (3.1)$$

$$i_C^* = i_{Lh} + i_{LfU} + i_{LfQ} - i_{aDCreg} \quad (3.2)$$

Esta estrategia básica de compensación puede mejorarse si se incluye un término proporcional a las componentes armónicas de la intensidad de suministro ( $R \cdot i_{Sh}$ ) en el filtro serie, por las razones expuestas en la sección 1.4. Este término amortigua la respuesta dinámica frente a transitorios o posibles resonancias y proporciona aislamiento armónico cuando se compensan cargas tipo HVS [37]. En este punto es importante aclarar que las cargas tipo HVS “puras” deberían ser compensadas con métodos específicos para ellas, como filtros activos serie o inductancias de

alisado. En caso contrario, dichas cargas no podrían ser conectadas a fuentes ideales de tensión senoidal, pues las corrientes resultantes podrían exceder los valores máximos de sus propios dispositivos electrónicos. Por ejemplo, si se analiza el caso expuesto en las figuras 1.1 y 1.2 se aprecia que la intensidad de la carga presenta unos picos que dependen fuertemente de la impedancia de la red  $z_s$ . Cuanto más reducida sea ésta (y por tanto más senoidal la tensión en los terminales de la carga), más pronunciados y estrechos serán dichos picos de intensidad, [19].

Es conveniente asimismo incluir un término correctivo en las intensidades de compensación del filtro paralelo que tenga en cuenta las tensiones en el lado de carga ( $G \cdot v_{Lh}$ ). Por ejemplo, cuando el acondicionador se aplica a una carga con un acusado comportamiento como fuente armónica de tensión, o los cambios en la corriente de carga son más rápidos que la capacidad de seguimiento del convertidor paralelo, el término corrector del filtro serie ( $R \cdot i_{Sh}$ ) alcanza valores significativos y por tanto las tensiones en la carga difieren sustancialmente de sus valores de referencia. Con este nuevo término adicional, el convertidor paralelo puede inyectar la corriente requerida con rapidez y la distorsión en la tensión de carga se verá minimizada. En caso contrario, debe asumirse que las tensiones de carga permanecerán distorsionadas (considerando que dicha distorsión está causada por la propia carga y que aparece solo en dicho lado) y que el esfuerzo de amortiguación se realizará sólo en el convertidor serie. Con ambos términos correctivos, los esfuerzos de estabilización del acondicionador se comparten entre los dos convertidores y el transitorio resultante se reduce. Así, las señales de referencia para el control del LCAC vienen dadas por:

$$v_C^* = v_{Sh} + v_{SfU} + \Delta v_{Sf+} + R \cdot i_{Sh} \quad (3.3)$$

$$i_C^* = i_{Lh} + i_{LfU} + i_{LfQ} - i_{aDCreg} - G \cdot v_{Lh} \quad (3.4)$$

Por otro lado, los valores de ambos términos correctivos deben limitarse en la implementación del control para mantener los valores de las tensiones e intensidades del acondicionador en valores aceptables. En todo caso, éstos actúan como una realimentación del proceso general de compensación para mejorar la respuesta dinámica del equipo, como se mostrará en la sección 3.5. De esta forma, cada convertidor realizará una función específica, utilizando una estrategia unificada de control que tratará de forma global el proceso de compensación de la carga.

### 3.3. Circuito de potencia y métodos de disparo

La figura 3.2 muestra el circuito de potencia del Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga, LCAC. Está compuesto por dos convertidores de potencia que comparten un bus de continua común, así como los elementos pasivos para el filtrado de las componentes de alta frecuencia. Uno de los convertidores está conectado en serie con el suministro, a través de un transformador de acoplamiento, y el otro se conecta en paralelo con la carga. Ambos convertidores son de tipo fuente de tensión, con control de los disparos por modulación de anchura de pulsos (pulse width modulation, PWM). En los desarrollos más recientes, para sistemas trifásicos de cuatro conductores, estos convertidores se implementan con dispositivos IGBT según una configuración de tres ramas (ver sección 1.3.1) y un bus de continua con toma intermedia para la conexión del conductor de neutro [41].

La figura 3.2 muestra también la ubicación de los elementos pasivos para el filtrado de altas frecuencias. Las impedancias de salida de los convertidores ( $L_{S1}$ ,  $L_P$ ) presentan una impedancia elevada a la frecuencia de conmutación, de manera que reducen el contenido armónico de sus intensidades en ese rango de frecuencias. La disposición de los elementos junto al filtro serie ( $L_{S1}$ ,  $R_S$ ,  $C_S$ ,  $L_{S2}$ ) conforman una trampa de armónicos que reduce el efecto de los armónicos de tensión de alta frecuencia generados por este convertidor en la intensidad de suministro  $i_S$ . Las ramas  $R_P$ ,  $C_P$  proveen un camino de baja impedancia para los armónicos altos de  $i_C$  o  $i_L$ , menor que la impedancia presentada por los elementos del filtro serie, de forma que circulen principalmente por aquellas. La configuración completa atenúa también los efectos de los armónicos altos de  $v_S$  o  $i_L$

sobre las tensiones en el lado de carga  $v_L$  o las intensidades de suministro  $i_s$ , al presentar una impedancia elevada a la entrada del acondicionador así como una impedancia reducida en paralelo con la carga para altas frecuencias, tal y como se verá en el análisis de su funcionamiento expuesto en la sección 3.5.

El control de las conmutaciones de los convertidores está basado en las señales de referencia  $v_c^*$ ,  $i_c^*$  generadas por el control del LCAC siguiendo la estrategia de control anteriormente expuesta en (3.3) y (3.4). La construcción de la tensión  $v_c$  para el convertidor serie se realiza según el esquema mostrado en la figura 3.3. Es un control por modulación de anchura de pulso, por comparación de la señal de referencia con una onda triangular, para una frecuencia de conmutación de 20 kHz. El muestreador-retenedor de la señal de referencia  $v_c^*$ , cada 50  $\mu s$ , asegura la frecuencia máxima de conmutación, así como una implementación sencilla en sistemas de control muestreados.

La figura 3.4 muestra el esquema de control aplicado a la generación de la corriente  $i_c$  en el convertidor paralelo. El control de las conmutaciones se realiza por muestreo periódico, PS, con una frecuencia de conmutación fija de 20 kHz. Este método de control facilita una implementación sencilla en sistemas DSP, que permitirá además explorar las capacidades de la estrategia de compensación y las técnicas de control adoptadas para conseguir una compensación completa, robusta y precisa.

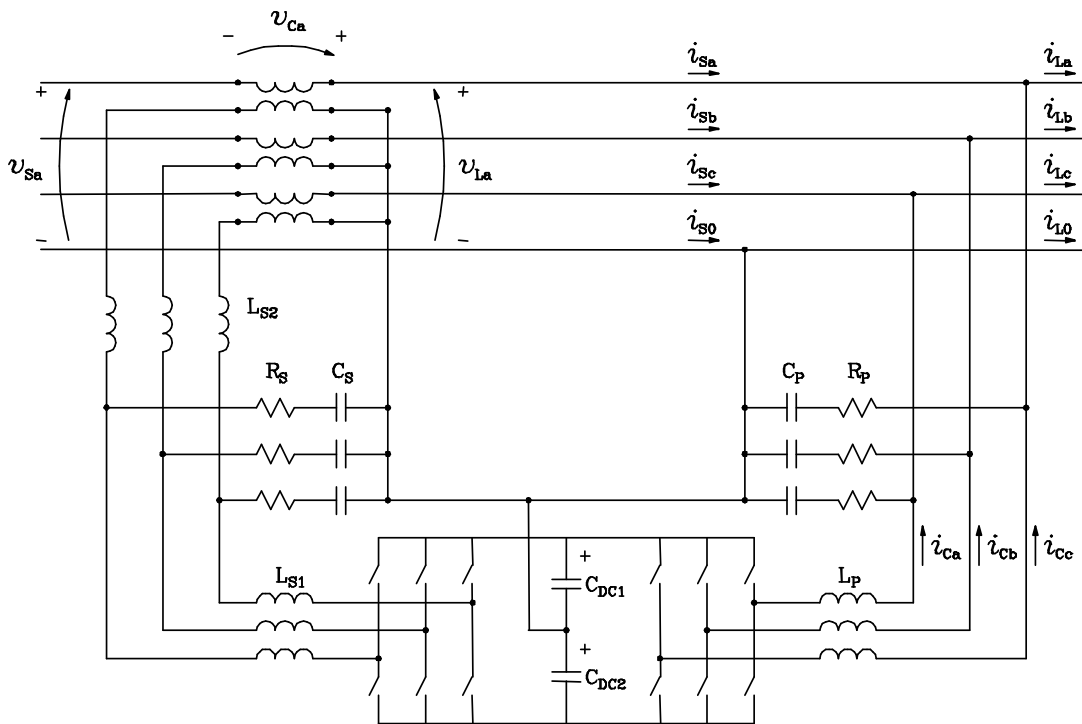


Figura 3.2. Circuito de potencia del LCAC.

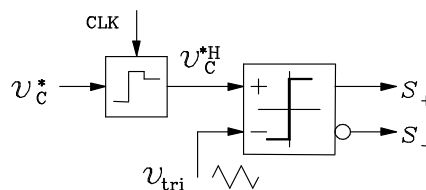


Figura 3.3. Generación PWM de la tensión  $v_c$  en el convertidor serie.



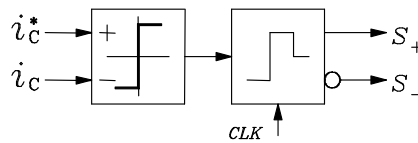


Figura 3.4. Generación PS de la intensidad  $i_c$  en el convertidor paralelo.

### 3.4. Cálculo de las referencias

El control del LCAC permite al acondicionador llevar a cabo una función dual. Por un lado, el filtro serie trabaja como una fuente de tensión controlada para compensar la parte de las tensiones de suministro que difieren de una forma de onda senoidal y equilibrada y regulada en amplitud. Esto es, el filtro serie elimina las componentes armónicas y de desequilibrio para proporcionar un sistema de secuencia directa; y al mismo tiempo regula el nivel de tensión aplicado a la carga. Por otro lado, el filtro paralelo ubicado aguas abajo del filtro serie, compensará las componentes armónicas, reactivas y de desequilibrio que existan en las intensidades de la carga, compensando también de esta forma la intensidad de neutro. Se encargará igualmente de la regulación de las tensiones en el bus de continua común del acondicionador.

La figura 3.5 muestra el esquema general de cálculo de las referencias del control, donde cada filtro realiza una función específica a través de un control unificado que trata de forma global el proceso de compensación de la carga. La tensión de referencia de compensación del filtro serie,  $v_c^*$ , se obtiene por comparación entre la tensión de suministro,  $v_s$ , y su componente de secuencia directa a la frecuencia fundamental regulada en amplitud,  $v_{1,reg}^+$ , según se describe más adelante. Dicha componente  $v_{1,reg}^+$  se utiliza también para el cálculo de la intensidad de compensación,  $i_c^*$ , del filtro paralelo a partir del cálculo de la intensidad activa de la carga [33] y el balance de potencia interno del acondicionador. La utilización de  $v_{1,reg}^+$  como señal de tensión permite que estas intensidades activas,  $i_a$ , sean senoidales y equilibradas.

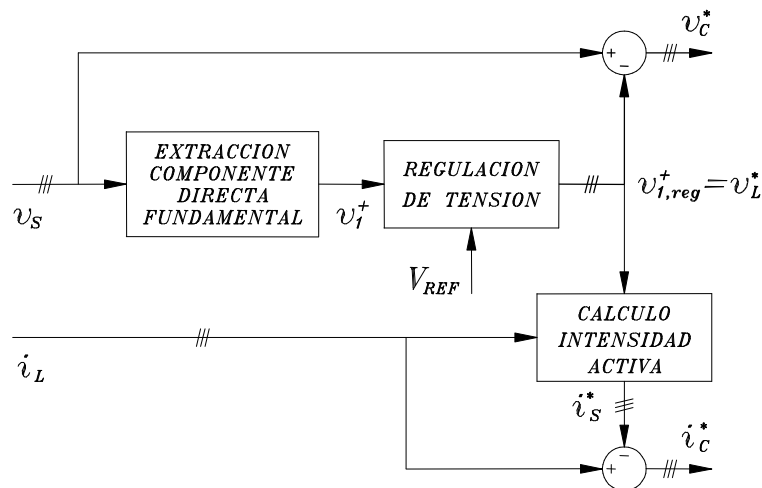


Figura 3.5. Control del LCAC. Diagrama general de bloques.

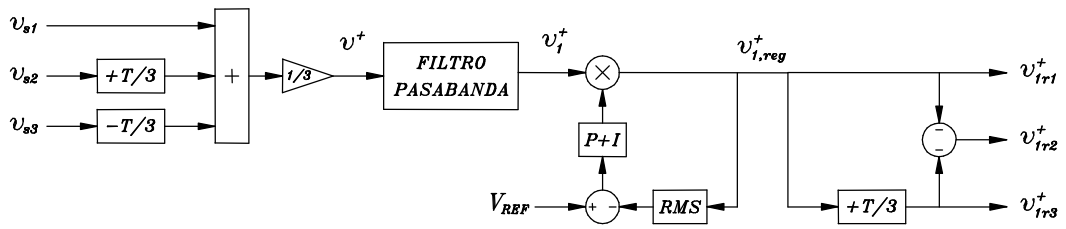
#### 3.4.1. Cálculo de la referencia de tensión de carga ( $v_L^* = v_{1,reg}^+$ )

El control del filtro serie busca la obtención de un suministro de tensión ideal: tensiones equilibradas sin distorsión. La figura 3.6 muestra el diagrama de bloques para esta parte del

circuito de control. La primera etapa es la obtención de la componente de secuencia directa ( $v^+$ ) de las tensiones de alimentación. El desfase de  $\pm 1/3$  de ciclo de las tensiones de las fases 2 y 3, y su posterior promedio permite obtener una señal periódica cuyo armónico fundamental es la componente de secuencia directa ( $v_1^+$ ):

$$\begin{aligned} v^+(t) &= \frac{1}{3} \left( v_1(t) + v_2\left(t - \frac{T}{3}\right) + v_3\left(t + \frac{T}{3}\right) \right) \\ &= V^+ \cos(\omega t + \varphi^+) + \sum_{h=2}^{\infty} V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) + V_{dc} \end{aligned} \quad (3.5)$$

En la ecuación (3.5) se han separado tres sumandos: la componente simétrica básica del armónico fundamental, el resto de las componentes de los armónicos superiores y una eventual componente de valor medio distinto de cero. Posteriormente, a través de un filtro paso banda, se eliminan las componentes armónicas y de continua, obteniéndose la señal  $v_1^+$ . En una segunda etapa, un lazo de control regula el valor eficaz de  $v_1^+$  a un valor prefijado,  $V_{REF}$ . La elección del ancho de banda del filtro paso banda ( $\pm 2\% f_N$ ) está orientada a la atenuación de las variaciones rápidas de amplitud de la tensión (Voltage Flicker [40]), y en combinación con el lazo de control de amplitud permite una adecuada regulación de la tensión. Finalmente se construye la onda trifásica correspondiente ( $v_{1r1}^+(t)$ ,  $v_{1r2}^+(t)$ ,  $v_{1r3}^+(t)$ ). La utilización de un doble restador para la obtención de la señal de la fase 2 proporciona una componente homopolar nula de forma permanente y simplifica el esquema.



**Figura 3.6.** Diagrama de bloques del cálculo de la componente directa fundamental, regulada en amplitud: Obtención de la componente de secuencia directa fundamental, regulación de amplitud y construcción de la onda trifásica.

### 3.4.2. Cálculo de la referencia de intensidad de suministro ( $i_S^* = i_a + i_{aDCreg}$ )

Uno de los objetivos del acondicionador es que la intensidad de suministro transporte únicamente la potencia activa necesaria. En este sentido, la referencia para dicha intensidad es la suma de dos componentes: la intensidad activa  $i_a$  correspondiente al suministro de la potencia activa de la carga (considerando el acondicionador como ideal) y la componente  $i_{aDCreg}$  correspondiente a las pérdidas internas del equipo, que se obtiene del proceso de regulación de la tensión del bus de continua.

La obtención de la señal  $i_a$  está basada en el cálculo de la intensidad activa de la carga y su diagrama de bloques se muestra en la figura 3.7. Esta componente activa se obtiene utilizando las tensiones de referencia anteriormente descritas ( $v_{1,reg}^+$ ), por lo que dichas señales son senoidales y equilibradas en esta parte del control. Su cálculo se basa en la determinación de las intensidades mínimas (intensidades activas, [33]) para la transferencia de una potencia activa  $P$  desde fuente a carga:

$$i_{a1} = \frac{P}{V^2} v_1; \quad i_{a2} = \frac{P}{V^2} v_2; \quad i_{a3} = \frac{P}{V^2} v_3 \quad (3.6)$$

$$V^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (v_1^2 + v_2^2 + v_3^2) dt \quad (3.7)$$

donde  $V$  es el valor eficaz de la tensión trifásica. La diferencia entre las intensidades de carga  $i_L$  y las intensidades activas  $i_a$  determinan las componentes que no transportan potencia útil y por tanto son compensables:

$$i_{CL}^* = i_L - i_a \quad (3.8)$$

La determinación de la potencia activa  $P$  requiere un filtro paso-bajo que elimine la componente oscilatoria de la potencia instantánea  $p(t)$  con una frecuencia de corte de al menos la frecuencia de red. La utilización de un bucle de realimentación y un integrador permiten llegar, en régimen permanente, a unos valores de  $i_C^*$  cuya potencia media  $P_C$  sea nula. Como consecuencia, la salida  $G_C$  del integrador permanece sin cambio en el valor previamente estimado de  $P/V^2$ . Esta será la situación hasta que varíe el régimen de carga.

La velocidad de adaptación ante variaciones de carga dependerá básicamente de la respuesta dinámica del conjunto filtro paso-bajo + integrador, así como las variaciones admitidas en los valores de  $G_C$ . La utilización de  $v_{1,reg}^+$  permite que las referencias para las intensidades  $i_a$  sean senoidales y equilibradas si la conductancia equivalente  $G_C$  permanece constante. Si la potencia instantánea  $p(t)$  no es constante, debido a la presencia de armónicos o desequilibrios, debe adoptarse un compromiso entre la velocidad de respuesta del bucle de realimentación y las oscilaciones admisibles en la señal  $G_C$ .

Además de este bucle principal, el esquema incluye también el flujo de potencia a través del filtro serie ( $v_C^* \cdot i_S^*$ ) en la señal de potencia instantánea para mejorar la previsión del balance de potencia del LCAC. Al añadir la potencia promedio del filtro serie se incorpora la potencia prevista para la función de regulación de tensión. En ese sentido la señal  $i_a$  incluye toda la potencia necesaria para el acondicionamiento de la carga. Si el balance de potencia es preciso, la tensión en el bus de continua se mantendrá estable en su valor medio. Por otro lado, la referencia para la intensidad de suministro  $i_S^*$  será esa intensidad activa  $i_a$  más la componente  $i_{aDCreg}$  de la expresión (3.2) necesaria para la compensación de las pérdidas internas del acondicionador, ya que no se encuentran incluidas en el lazo de control anterior.

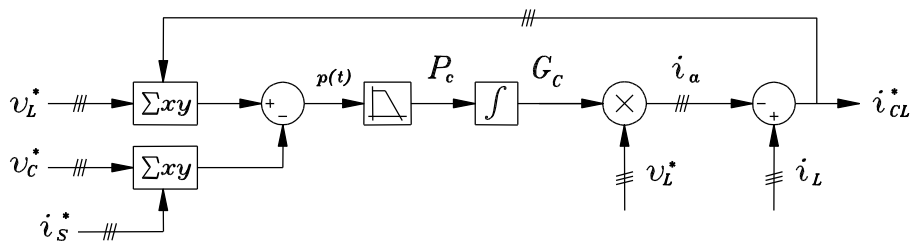


Figura 3.7. Diagrama de bloques para el cálculo de la intensidad de compensación de carga  $i_{CL}^*$  del filtro paralelo.

La figura 3.8 muestra el diagrama de bloques de la regulación directa de las tensiones del bus de continua  $v_{DC1}$  y  $v_{DC2}$ . En la parte superior de la figura se tiene el lazo de control que regula la tensión total ( $v_{DC1} + v_{DC2}$ ) [55, 57]. A través de un filtro paso bajo se determina su valor medio y se compara con su valor de referencia  $V_{DC}^*$ . Esta diferencia genera una señal  $G_V$ , a través de un control proporcional + integral, que define la amplitud de la componente activa adicional  $i_{aDCreg}$ . La utilización de la señal  $v_L^+$  hace que dichas intensidades sean también senoidales y equilibradas.

Además, de forma similar al control expuesto en la figura 3.7, habrá que adoptar un compromiso entre la velocidad de respuesta de este lazo de control y las oscilaciones admisibles en  $G_v$ .

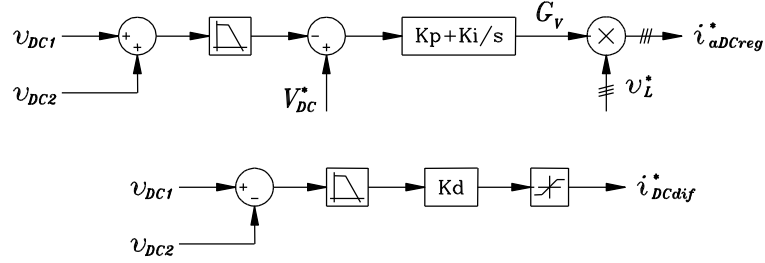


Figura 3.8. Diagrama de bloques para la regulación de las tensiones de bus de continua.

Por otro lado, la utilización de un bus de continua con toma intermedia requiere de la regulación de la diferencia de tensión entre ambos condensadores [20, 41]. La circulación de corrientes de secuencia cero por el acondicionador produce un desequilibrio entre ambas tensiones que puede empeorar o parar la compensación. La figura 3.9 muestra un circuito con el convertidor paralelo y el bus de continua dividido. Las tensiones en ambos condensadores dependen de las intensidades que circulan por ellos:

$$i_{C1} = C \frac{dv_{DC1}}{dt}; \quad i_{C2} = C \frac{dv_{DC2}}{dt}; \quad C = C_1 = C_2 \quad (3.9)$$

donde se ha supuesto que las capacidades de ambos condensadores son iguales.

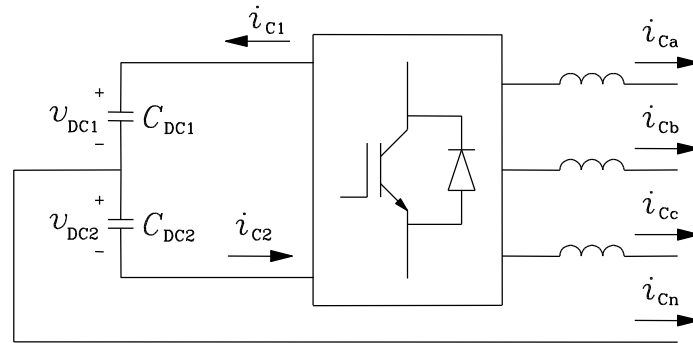


Figura 3.9. Esquema del bus de continua. Mecanismo de generación de desequilibrios en las tensiones.

Así, la diferencia entre ambas tensiones depende de la diferencia de las intensidades,  $i_{Cn}$ , que circula por el neutro del convertidor. Por tanto:

$$v_{DC1} - v_{DC2} = \frac{1}{C} \int i_{Cn} dt \quad (3.10)$$

Es decir, la variación de la diferencia de tensiones depende de las componentes de secuencia cero que tenga que inyectar el filtro paralelo. Las componentes de corriente alterna de dicha corriente producirán una variación cíclica, mientras que la componente de continua provoca un crecimiento

continuado. Si se genera una componente de continua adicional  $i_{DCdif}$ , que sea función de esa diferencia de tensiones, se puede revertir y/o anular esa tendencia manteniendo así el error medio en valores reducidos. En la parte inferior de la figura 3.8 se muestra dicha regulación. Se utiliza un filtro paso bajo para determinar el valor medio de la diferencia de tensiones y una ganancia  $K_d$  para determinar la componente de continua  $i_{DCdif}^*$ . Se añade al final un bloque de saturación para limitar su valor a un rango reducido ( $\pm 5\% I_N$ ). En este sentido, el lazo de control está concebido para equilibrar las tensiones del bus de continua en el funcionamiento normal del acondicionador. Se ha considerado que las cargas a compensar no producen componentes de continua, ya que dicho tipo de cargas generan importantes problemas en las instalaciones al saturar los transformadores de potencia, por lo que está desaconsejado su uso salvo circunstancias especiales (UNE-EN 61000-3-2 [13]) o directamente no están permitidas (UNE-EN 61000-3-12[14]).

Finalmente, deben definirse los términos de control correctivo cruzados que se presentan en las ecuaciones (3.3) y (3.4). Dichas componentes tienen un fuerte efecto amortiguador en la respuesta del acondicionador y pueden analizarse conjuntamente con el comportamiento dinámico de los componentes pasivos del circuito de potencia. Esto permitirá mejorar la selección de ambos elementos, tal y como se explica en la siguiente sección.

### 3.5. Diseño de los elementos pasivos

En una primera etapa se analizará el comportamiento de los elementos pasivos auxiliares y su efecto en los resultados de la compensación. Dicho estudio se realiza a través de su modelo en el espacio de estados, para determinar su respuesta dinámica y su comportamiento en régimen permanente. Este análisis permitirá comprobar que mitigan adecuadamente los armónicos de alta frecuencia de las conmutaciones de los convertidores y que no amplifican determinados rangos de frecuencia por posibles resonancias, así como que ofrezcan una respuesta dinámica rápida que reduzca la duración de los transitorios que se puedan producir. Los términos cruzados de control de las ecuaciones (3.3) y (3.4) se añaden en una segunda etapa con un análisis similar, expuesto en la sección 3.5.2, para el estudio de su comportamiento conjunto en los diferentes rangos de frecuencias.

La figura 3.2 muestra la ubicación de los elementos pasivos del acondicionador en el circuito equivalente por fase. Dichos componentes tienen la función de filtrar los armónicos de alta frecuencia (aquellos superiores a  $f_c / 10$ , siendo  $f_c$  la máxima frecuencia de conmutación de los convertidores). Entre estos armónicos se encuentran los generados por los propios inversores, que presentan un espectro de frecuencia que depende de la técnica de control que se utilice. Usualmente, el convertidor serie utiliza una modulación PWM y genera armónicos con frecuencias cercanas a la frecuencia de conmutación [19, 41], con una amplitud igual a la tensión existente en su lado de continua. Y el conjunto convertidor paralelo más inductancia de salida,  $L_P$ , genera armónicos de corriente de amplitud más reducida y a frecuencias más bajas [21, 22]. Por otro lado, a semejanza de los filtros híbridos, se puede asignar a estos elementos pasivos la mitigación de las componentes armónicas de alta frecuencia generadas en los lados de carga y suministro. Finalmente, sus valores deben afectar lo menos posible al funcionamiento del LCAC en bajas frecuencias, principalmente para minimizar el esfuerzo de control adicional en los convertidores y mantener al máximo el rendimiento energético del acondicionador.

La figura 3.10 presenta el circuito equivalente por fase del acondicionador, en el que el transformador de acoplamiento serie se ha contemplado como ideal y la carga se ha modelado como una fuente de corriente. El convertidor serie, junto con su control PWM, se ha considerado como una fuente de tensión controlada  $v_C$  y el convertidor paralelo, junto con su impedancia de salida, como una fuente de intensidad controlada,  $i_C$ .

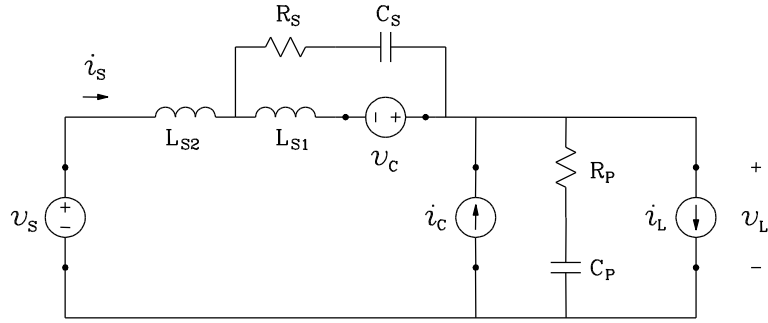


Figura 3.10. Circuito equivalente por fase, para el análisis de los elementos pasivos.

### 3.5.1. Análisis del circuito pasivo

Se puede considerar el circuito pasivo de la figura 3.10 como un circuito multipuerta [42, 68], que relaciona entre sí las bipuertas correspondientes a los puntos de suministro, carga e inversores serie y paralelo del LCAC. Esa relación puede expresarse con un modelo en el espacio de estado, de formulación matricial, como:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u} + \mathbf{B}_2\mathbf{w} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}_1\mathbf{u} + \mathbf{D}_2\mathbf{w} \end{aligned} \quad \equiv \quad \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cap} \\ i_{ind} \end{bmatrix} &= \mathbf{A} \begin{bmatrix} v_{cap} \\ i_{ind} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1 \begin{bmatrix} v_C \\ i_C \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2 \begin{bmatrix} v_S \\ i_L \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_L \\ i_S \end{bmatrix} &= \mathbf{C} \begin{bmatrix} v_{cap} \\ i_{ind} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_1 \begin{bmatrix} v_C \\ i_C \end{bmatrix} + \mathbf{D}_2 \begin{bmatrix} v_S \\ i_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

donde  $\mathbf{u} = [v_C i_C]^T$  son las variables controladas por los convertidores del LCAC,  $\mathbf{w} = [v_S i_L]^T$  son las variables correspondientes a las distorsiones introducidas en el sistema desde los lados de suministro y carga respectivamente,  $\mathbf{y} = [i_S v_L]^T$  son las variables de salida objeto del control y  $\mathbf{x}$  son las variables internas de estado del circuito pasivo, que normalmente se identifican con los elementos almacenadores de energía (tensiones en las capacidades,  $v_{cap}$ , e intensidades en las inductancias,  $i_{ind}$ ). Para el caso del circuito de la figura 3.10 se tiene un vector  $\mathbf{x}$  con cuatro variables internas de estado, dos entradas controladas  $\mathbf{u}$ , dos entradas no controladas  $\mathbf{w}$  y dos variables en el vector de salida  $\mathbf{y}$ .

El circuito de la figura 3.10 corresponde a un sistema dinámico lineal e invariante, si las distintas impedancias son de valor constante. Dichos sistemas son los que admiten la representación matricial (3.11), en la que las matrices son de coeficientes constantes. La figura 3.11 muestra el diagrama de bloques de un modelo genérico en el espacio de estado de tipo lineal e invariante [68]. En este diagrama la matriz  $\mathbf{A}$ , o matriz del sistema, define el comportamiento propio de los estados internos  $\mathbf{x}$  del sistema dinámico ante señales de entrada  $\mathbf{u}$  nulas. La matriz  $\mathbf{B}$ , o matriz de entradas, define las proporciones en las que cada entrada  $\mathbf{u}$  afecta a cada uno de los estados internos  $\mathbf{x}$ . La matriz  $\mathbf{C}$ , o matriz de salida, define la relación entre las variables de salida  $\mathbf{y}$  y los estados internos  $\mathbf{x}$ , y la matriz  $\mathbf{D}$  define la relación directa de las entradas  $\mathbf{u}$  con las salidas  $\mathbf{y}$  del sistema.

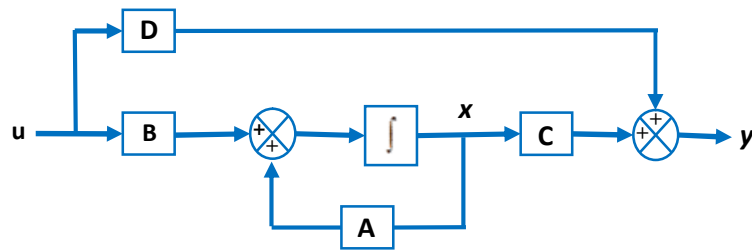


Figura 3.11. Diagrama de bloques de un modelo en el espacio de estado, de tipo lineal e invariante.

Para el análisis que nos ocupa se ha considerado conveniente separar las entradas del sistema  $\mathbf{u}$  en dos grupos: el de las entradas controlables por los convertidores, denominado específicamente  $\mathbf{u}$  en la expresión (3.11), y el de las entradas no controlables, denominado  $\mathbf{w}$ , que juega el papel de una fuente de ruido o distorsión en el sistema. Esta separación define dos conjuntos de matrices ( $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{D}_1$  y  $\mathbf{B}_2$ ,  $\mathbf{D}_2$ ), que permiten una formulación más clara de las variables de control  $\mathbf{u}$  en función del resto de magnitudes del sistema, figura 3.12.

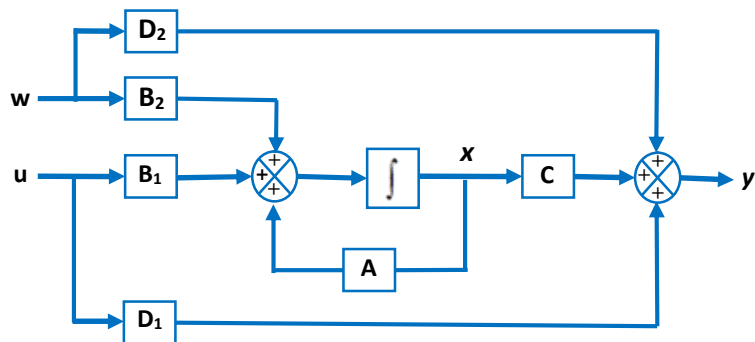


Figura 3.12. Diagrama de bloques de un modelo en el espacio de estado de tipo lineal e invariante, con separación entre entradas controladas y no controladas.

Para el caso de la figura 3.10, las matrices  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$  y  $\mathbf{D}$  pueden obtenerse de forma explícita a partir de las ecuaciones del circuito:

$$\begin{aligned}
 -v_S + L_{S2} \frac{di_S}{dt} + R_S i_{cs} + v_{cs} + v_L &= 0 \\
 L_{S1} \frac{di_{s1}}{dt} + v_C - R_S i_{cs} - v_{cs} &= 0 \\
 v_L &= R_P i_{cp} + v_{cp} \\
 i_S &= i_{cs} + i_{s1} \\
 i_S + i_C &= i_{cp} + i_L \\
 C_S \frac{dv_{cs}}{dt} &= i_{cs} \\
 C_P \frac{dv_{cp}}{dt} &= i_{cp}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

donde  $v_{cs}$  y  $v_{cp}$  son las tensiones en los condensadores  $C_S$  y  $C_P$ ,  $i_{cs}$  e  $i_{cp}$  son las intensidades que circulan por ellos, e  $i_{s1}$  es la corriente por la inductancia  $L_{S1}$ . Dentro de las múltiples expresiones del modelo en el espacio de estados, se pueden escoger como variables de estado  $\mathbf{x}$  a las magnitudes representativas de los elementos almacenadores de energía. En este caso serían las intensidades en las inductancias  $i_S$  e  $i_{s1}$ , así como las tensiones en las capacidades  $v_{cs}$  y  $v_{cp}$ . Las intensidades  $i_{cs}$  e  $i_{cp}$  quedarían como variables auxiliares que pueden sustituirse por el resto de intensidades utilizando las igualdades cuarta y quinta del sistema de ecuaciones (3.12). La magnitud  $v_L$  también puede sustituirse por una expresión lineal de las entradas y variables de estado del sistema, con lo que puede formularse como:

$$\begin{aligned}
 L_{S2} \frac{di_S}{dt} &= v_S + (-R_S - R_P)i_S + R_S i_{s1} - v_{cs} - v_{cp} + R_P i_L - R_P i_C \\
 L_{S1} \frac{di_{s1}}{dt} &= R_S i_S - R_S i_{s1} + v_{cs} - v_C \\
 C_S \frac{dv_{cs}}{dt} &= i_S - i_{s1} \\
 C_P \frac{dv_{cp}}{dt} &= i_S + i_C - i_L \\
 v_L &= R_P i_S + v_{cp} + R_P i_C - R_P i_L \\
 i_S &= i_S
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

donde las cuatro primeras ecuaciones corresponden a la dinámica interna de las variables de estado, y las últimas dos ecuaciones a las magnitudes de salida  $\mathbf{y}$  en función del resto de variables ( $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{u}$  y  $\mathbf{w}$ ). Este sistema de ecuaciones se puede expresar en forma matricial como:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L_{S2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_S \\ i_{s1} \\ v_{cs} \\ v_{cp} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_S - R_P & R_S & -1 & -1 \\ R_S & -R_S & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_{s1} \\ v_{cs} \\ v_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -R_P \\ -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R_P \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_S \\ i_L \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} v_L \\ i_S \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_P & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_{s1} \\ v_{cs} \\ v_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & R_P \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -R_P \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_S \\ i_L \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Lo que nos permite identificar explícitamente las matrices del modelo en el espacio de estados:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -(R_S + R_P)/L_{S2} & R_S/L_{S2} & -1/L_{S2} & -1/L_{S2} \\ R_S/L_{S1} & -R_S/L_{S1} & 1/L_{S1} & 0 \\ 1/C_S & -1/C_S & 0 & 0 \\ 1/C_P & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & -R_P/L_{S2} \\ -1/L_{S1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1/C_P \end{bmatrix} & \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} 1/L_{S2} & R_P/L_{S2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1/C_P \end{bmatrix} \\
 \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} -R_P & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & R_P \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -R_P \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

El análisis de las ecuaciones de estado puede realizarse desde varios puntos de vista. Por ejemplo, se pueden obtener explícitamente las funciones de transferencia entre cada una de las entradas ( $\mathbf{u}$ ,  $\mathbf{w}$ ) y cada una de las salidas del sistema ( $\mathbf{y}$ ), si se expresan las ecuaciones en el dominio de Laplace y se despeja el vector de salidas  $\mathbf{Y}(s)$ :



$$\mathbf{Y}(s) = [\mathbf{C}(\mathbf{I}s - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_1 + \mathbf{D}_1] \mathbf{U}(s) + [\mathbf{C}(\mathbf{I}s - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_2 + \mathbf{D}_2] \mathbf{W}(s) \quad (3.16)$$

Estas funciones de transferencia permiten evaluar el grado de atenuación con que la distorsión presente en las entradas se refleja en las variables de salida objeto del control, en función de los valores de los elementos pasivos de la multipuerta. Además, los autovalores de la matriz  $\mathbf{A}$  coincidan con las raíces del polinomio característico de dichas funciones de transferencia:

$$[\mathbf{I}s - \mathbf{A}]^{-1} = \frac{Adj[\mathbf{I}s - \mathbf{A}]^T}{\det[\mathbf{I}s - \mathbf{A}]} \quad (3.17)$$

Así pues, dichos autovalores definen los polos del sistema dinámico, los modos de su respuesta natural y su grado de estabilidad.

Por otro lado, si el circuito multipuerta es lineal, se puede considerar la respuesta del mismo como la superposición debida a distintas excitaciones. Así, se puede separar la respuesta de las fuentes de control  $\mathbf{u}$  en dos partes: el valor ideal  $\mathbf{u}^{id}$  que obtendría los valores deseados de  $\mathbf{y}$  ( $v_L^*$  e  $i_S^*$ ); y la señal  $\mathbf{u}_E$ , que modelaría las desviaciones introducidas por los propios convertidores, tales como los armónicos de alta frecuencia generados por los inversores o sus limitaciones de control. De esta forma se puede modelar el comportamiento del circuito pasivo frente a las perturbaciones con una formulación similar a (3.11), con la diferencia de que ahora  $\mathbf{u} = \mathbf{u}_E$  y  $\mathbf{w} = \mathbf{w}_E$  representan las perturbaciones sobre el control ideal, e  $\mathbf{y} = \mathbf{y}_E$  representa los efectos de dichas fuentes de ruido sobre las variables objetivo  $v_L$  e  $i_S$ .

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\mathbf{x}^{id} + \mathbf{x}_E) &= \mathbf{A}(\mathbf{x}^{id} + \mathbf{x}_E) + \mathbf{B}_1(\mathbf{u}^{id} + \mathbf{u}_E) + \mathbf{B}_2(\mathbf{w}^{id} + \mathbf{w}_E) \\ (\mathbf{y}^* + \mathbf{y}_E) &= \mathbf{C}(\mathbf{x}^{id} + \mathbf{x}_E) + \mathbf{D}_1(\mathbf{u}^{id} + \mathbf{u}_E) + \mathbf{D}_2(\mathbf{w}^{id} + \mathbf{w}_E) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Los valores ideales de las entradas de control del circuito de la figura 3.10 pueden obtenerse de forma explícita si se sustituyen las variables objetivo ( $i_S$ ,  $v_L$ ) por su referencia ideal ( $i_S^*$ ,  $v_L^*$ ) en el sistema de ecuaciones (3.12) expresado en el dominio de Laplace. Así, para la intensidad ideal del filtro paralelo se tiene:

$$\begin{aligned} I_C^{id} &= I_L - I_S^* + I_{cp}^{id} \\ I_{cp}^{id} &= \frac{V_L^*}{Z_p} = \frac{sC_p}{sR_pC_p + 1} V_L^* \\ Z_p &= R_p + \frac{1}{sC_p} \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$I_C^{id} = I_L - I_S^* + \frac{sC_p}{sR_pC_p + 1} V_L^* \quad (3.20)$$

Si las referencias  $i_S^*$  y  $v_L^*$  son senoidales y sin distorsión, el valor ideal de  $i_C$  puede definirse según la última expresión, con valores acotados si la intensidad de carga está dentro de sus límites. Por otro lado, el valor ideal de la referencia de tensión para el convertidor serie se puede encontrar con un análisis de circuitos similar:

$$\begin{aligned}
 V_C^{id} &= V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^* - sL_{S1}I_{S1}^{id} \\
 I_{cs}^{id} &= \frac{V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^*}{Z_S} = \frac{sC_S}{sR_S C_S + 1} (V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^*) \\
 Z_S &= R_S + \frac{1}{sC_S} \\
 I_{S1}^{id} &= I_S^* - I_{cs}^{id} = I_S^* - \frac{sC_S}{sR_S C_S + 1} (V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^*)
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

$$V_C^{id} = V_S - V_L^* - s(L_{S1} + L_{S2})I_S^* + \frac{s^2 L_{S1} C_S}{sR_S C_S + 1} (V_S - V_L^*) - \frac{s^3 L_{S1} L_{S2} C_S}{sR_S C_S + 1} I_S^* \tag{3.22}$$

La expresión para el valor ideal de  $v_C$  es más compleja que la correspondiente a la intensidad del filtro paralelo. Aquí, de nuevo, si los valores de  $i_S^*$  y  $v_L^*$  son senoidales, los términos correspondientes de la expresión (3.22) pueden determinarse fácilmente. Sin embargo, el cuarto término de la expresión presenta una función de transferencia de mayor orden en el numerador que en el denominador. Como dicho término depende de la señal  $v_S$  y sus derivadas, puede alcanzar valores elevados que superen los valores de diseño del convertidor serie y que habría que delimitar convenientemente.

Por otro lado, los valores ideales de las variables de estado  $\mathbf{x}^{id}$  también pueden determinarse según el procedimiento anterior y corresponden a las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 I_S^{id} &= I_S^* \\
 I_{S1}^{id} &= I_S^* - \frac{sC_S}{sR_S C_S + 1} (V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^*) \\
 V_{cs}^{id} &= \frac{1}{sR_S C_S + 1} (V_S - V_L^* - sL_{S2}I_S^*) \\
 V_{cp}^{id} &= \frac{1}{sR_P C_P + 1} V_L^*
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Dichas expresiones indican que los valores ideales para las variables de estado están acotados y definidos, si lo están los objetivos del control y las entradas no controladas del sistema. En todo caso, los valores ideales de las entradas de control  $\mathbf{u}^{id}$  y de los estados internos  $\mathbf{x}^{id}$  pueden obtenerse explícitamente en función de los objetivos del control  $\mathbf{y}^*$  ( $v_L^*$ ,  $i_S^*$ ) y del resto de entradas del sistema  $\mathbf{w}$  ( $v_S$ ,  $i_L$ ).

Estos valores ideales se corresponden con el control en adelanto (*feedforward*) que habría que aplicar en los convertidores para alcanzar los objetivos de la compensación. Si se observan los primeros dos términos de las expresiones (3.20) y (3.22) se aprecia que coinciden con la estrategia de compensación básica de las expresiones (3.1) y (3.2). El resto de términos de las expresiones (3.20) y (3.22) corresponden a controles adicionales debido a la presencia de los elementos pasivos. Algunas propuestas recogen el uso de un control en adelanto [42, 72], sobre el supuesto de se conocen los valores precisos de los componentes y que su comportamiento es ideal en todo el espectro de frecuencias. En el diseño del LCAC se prescinde de dichos términos adicionales y se analiza por separado la respuesta de los elementos pasivos a las distintas fuentes de distorsión así como su grado de atenuación o amplificación. Además, en la sección 3.5.2 se incluyen los términos de control cruzado de las expresiones (3.3) y (3.4); y su análisis mostrará que dichos controles son suficientes para una compensación completa y robusta, con independencia de los valores precisos de los componentes.

Así pues, tal y como se formuló en la expresión (3.18), la respuesta del sistema puede separarse en dos partes: el comportamiento “ideal” y las desviaciones con respecto a éste, ambos con la misma estructura. La formulación (3.24) expresa la relación entre las fuentes de perturbación (desviaciones y limitaciones del control y los elementos de medida) y las salidas del sistema. La señal  $\mathbf{u}_E$  incluye las perturbaciones producidas por los propios convertidores y las técnicas de conmutación empleadas. El vector  $\mathbf{w}_E$  corresponde a los errores de medida y el ruido introducido por los transductores de medida de dichas magnitudes, e incluso a las variaciones rápidas de  $i_L$  o  $v_S$  que lleven al límite al convertidor correspondiente, según las expresiones (3.20) o (3.22). El modelo dinámico (3.24) permite cuantificar el efecto de las perturbaciones sobre las variables de salida y con el fin de valorar en qué grado afectan a las mismas.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_E &= \mathbf{A} \mathbf{x}_E + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_E + \mathbf{B}_2 \mathbf{w}_E \\ \mathbf{y}_E &= \mathbf{C} \mathbf{x}_E + \mathbf{D}_1 \mathbf{u}_E + \mathbf{D}_2 \mathbf{w}_E \end{aligned} \quad (3.24)$$

El análisis efectuado con la formulación en el espacio de estados se ha basado en dos criterios:

- Los diagramas de Bode de las funciones de transferencia (3.24) de  $\mathbf{y}_E$  respecto a  $\mathbf{u}_E$  y  $\mathbf{w}_E$ , que mostrarán el grado de atenuación de las perturbaciones sobre los objetivos del control.
- Los autovalores de la matriz  $\mathbf{A}$  que indican la estabilidad del sistema y representan su respuesta natural, determinando el comportamiento del circuito frente a perturbaciones bruscas o condiciones iniciales del circuito alejadas de los valores de régimen permanente, como ocurre en el arranque del LCAC. Cuanto mayor sea la parte real negativa de un autovalor, más rápida será su respuesta.

Como ya ha sido indicado, el análisis se ha llevado a cabo sobre el modelo equivalente monofásico (Figura 3.10), donde se ha considerado el filtro activo serie como una fuente de tensión controlada y el filtro activo paralelo como una fuente de intensidad controlada. La selección de los valores de los elementos pasivos se ha realizado básicamente con esta herramienta de análisis, a través de los autovalores resultantes y las funciones de transferencia. El objetivo principal ha sido la comprobación del grado de filtrado de los armónicos de conmutación de los inversores, en donde se ha buscado una elevada atenuación (-40dB), especialmente a partir de  $f_c / 10$ . Esta capacidad de filtrado atenúa también el efecto de las fuentes de distorsión sobre las variables objetivo del control, especialmente en el rango de altas frecuencias en el que el control de los convertidores es menos preciso. Por otro lado, no existe un método generalizado para la selección de estos valores, [45, 46]; en parte debido a la imprecisión en el comportamiento real de los elementos en todo el rango de frecuencias, y en parte debido a que los criterios de optimización son múltiples y a menudo contradictorios entre sí, como la utilización de valores reducidos pero que a la vez bloqueen los armónicos de ciertas frecuencias, o que sean poco disipativos pero que no presenten resonancias. Todas estas consideraciones llevan a que sea especialmente importante su comprobación experimental por medio de prototipos de laboratorio, así como a la adecuación de los modelos de simulación al comportamiento real. Existe pues todavía una considerable componente heurística en la selección de los valores, que en este caso se ha determinado en concordancia con los resultados de laboratorio, de simulación y los proporcionados por esta herramienta de análisis. Así, los valores utilizados para los componentes se muestran en la tabla 3.1 y los autovalores correspondientes en la tabla 3.2.

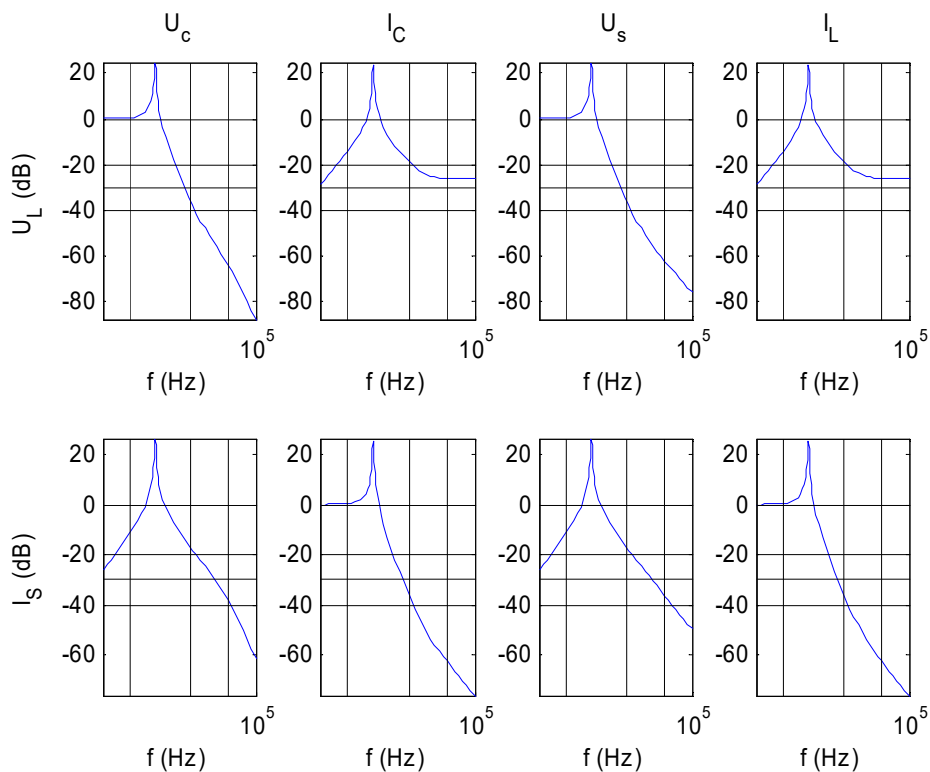
Tabla 3.1. Valores de los componentes pasivos del circuito multipuerta.

$L_{S1}$	5 mH	$L_{S2}$	25 mH
$R_S$	800 $\Omega$	$R_P$	2'5 $\Omega$
$C_S$	1 $\mu$ F	$C_P$	15 $\mu$ F

Tabla 3.2. Autovalores de la matriz **A** para los elementos pasivos de la tabla 3.1.

Autovalores de <b>A</b> ( $s^{-1}$ )
$-42'30 \pm 1.489j$ (237 Hz)
- 1.259
- 190.756

Además, la figura 3.13 presenta los módulos de las funciones de transferencia correspondientes a dichos valores, en función de la frecuencia. Para una mejor interpretación de los resultados, el sistema ha sido representado con valores en por unidad, siendo 230 V y 4'35 A (=1000 VA / 230 V) los valores base para las tensiones e intensidades respectivamente. En las figuras se han añadido varias líneas auxiliares para una mejor interpretación. Las tres líneas verticales muestran valores de referencia de la frecuencia: 50 Hz, 2 kHz ( $f_c/10$ ) y 20 kHz ( $f_c$ ); y las tres líneas horizontales marcan los niveles de atenuación de - 20 dB, - 30 dB y - 40 dB.



**Figura 3.13.** Funciones de transferencia del circuito pasivo. Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_c/10$ ) y 20 kHz ( $f_c$ ). Líneas horizontales de referencia en -20dB, -30dB y -40 dB.

En las ocho funciones de transferencia se puede apreciar una atenuación adecuada para frecuencias mayores de 2 kHz. También se observa una fuerte resonancia en 237 Hz, con una respuesta transitoria lenta, según el primer autovalor de la matriz **A** en la tabla 3.2. La constante de tiempo  $\tau$  característica de este modo de su comportamiento natural es de 23'64 ms ( $1/42'30 \text{ s}^{-1}$ ), por lo que su respuesta temporal puede abarcar más de un ciclo de la frecuencia fundamental. Los otros dos autovalores representan un comportamiento amortiguado y constantes de tiempo mucho más reducidas (0'794 ms y 5'24  $\mu\text{s}$  respectivamente). Además, cualquier imprecisión en la generación de las tensiones de compensación  $v_C$  o las intensidades  $i_C$  en el entorno de la frecuencia de resonancia se vería amplificada por un factor mayor de diez y podría deteriorar las prestaciones finales del acondicionador.

### 3.5.2. Modificación del control

Ciertamente no es fácil evitar el tipo de resonancias mostrado en la figura 3.13 en la elección de los valores de los componentes pasivos, ya que estos componentes habrían de ser lo menos disipativos posible. Sin embargo, se pueden utilizar los filtros activos para que actúen como "resistencias" armónicas y amortigüen esa respuesta oscilante. Así, en este trabajo se han añadido dos señales de corrección al control básico del acondicionador: a la tensión  $v_C$  de compensación del filtro serie se le añade la señal  $R (i_S^* - i_S)$ , y a la referencia de intensidad  $i_C$  del filtro paralelo se le añade el valor de  $G (v_L^* - v_L)$ . Es decir, señales de control proporcionales a la desviación de las variables objetivo,  $y$ , con respecto a sus valores ideales de referencia, aplicadas sobre el convertidor opuesto al que debería controlar dichos valores. Su efecto se puede analizar incluyendo esta ley de control sobre  $u_E$  en las ecuaciones de la multipuerta (3.24) y recalculando sus funciones de transferencia así como los autovalores correspondientes

Los valores de  $R$  y  $G$  han de ser elegidos para hacer lo más rápido posible el ajuste de las variables objetivo,  $y$ , a sus referencias de control, así como para reducir la magnitud de las funciones de transferencia. Por otro lado, será conveniente que esos valores no sean demasiado elevados para evitar innecesarias esfuerzos de control y circulaciones de potencia por el interior del acondicionador. La figura 3.14 muestra el efecto de estos parámetros sobre los autovalores de la matriz **A** modificada. La superficie que aparece en el gráfico tridimensional representa el valor del autovalor más "lento" de la matriz **A** para cada valor de  $R$  y  $G$  (El valor mínimo de la parte real negativa de los autovalores de **A**). El autovalor cuya parte real negativa sea más reducida puede considerarse como el que define la respuesta transitoria más lenta, por lo que dicha gráfica permite determinar una selección inicial de los parámetros  $R$  y  $G$ . La figura de la derecha representa las curvas de nivel de dicha superficie en la que se observa que, para valores de  $R$  mayores de 50  $\Omega$  y  $G$  de 0'02  $\Omega^{-1}$ , el autovalor más lento presenta valores de su parte real de  $-1.230 \text{ s}^{-1}$ , lo que equivale a una constante de tiempo  $\tau$  de 0'81 ms. Valores más altos de  $R$  o  $G$  no conllevarían mejoras sustanciales en términos de rapidez de respuesta.

La figura 3.15 muestra las nuevas funciones de transferencia obtenidas con esos valores de  $R$  y  $G$ . Se observa que la amplificación en los 237 Hz desaparece y que el sistema está mejor amortiguado frente a posibles perturbaciones. La tabla 3.3 muestra los correspondientes autovalores de la matriz **A** modificada. El polo más lento de la respuesta natural tiene un valor de  $-1.259 \text{ s}^{-1}$ . El segundo valor de la tabla muestra un par de polos complejos conjugados, con una frecuencia natural de 222 Hz, pero mucho más amortiguados que los correspondientes de la tabla 3.2.

Tabla 3.3. Autovalores de la matriz **A** con  $R = 50$  y  $G = 0'02$ .

Autovalores de la matriz <b>A</b> ( $\text{s}^{-1}$ )
- 1.259
-1.521 $\pm$ 1.396j (222 Hz)
- 189.062

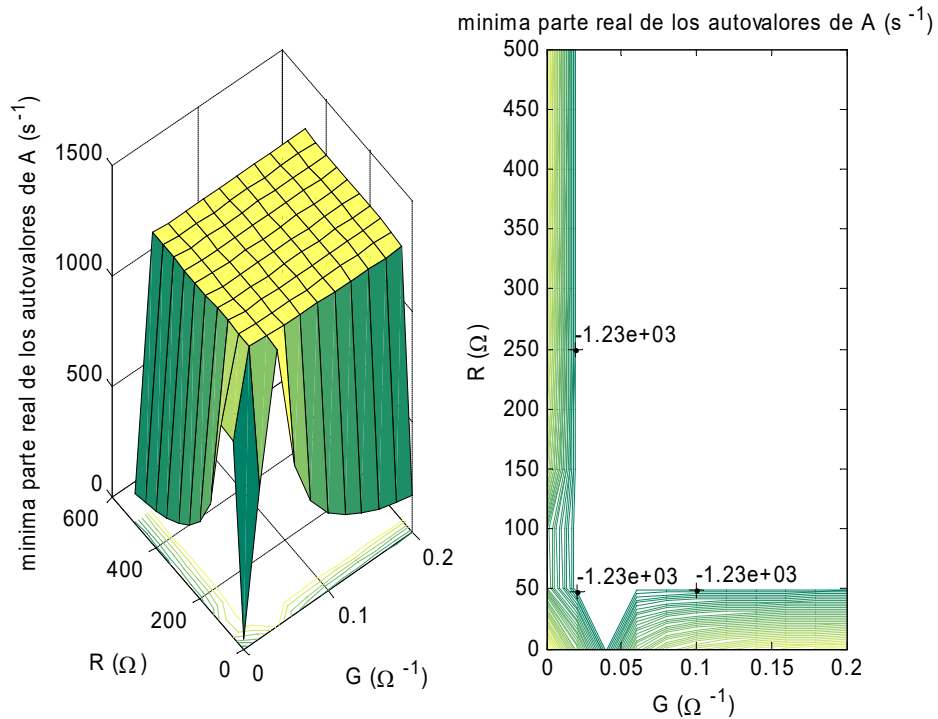


Figura 3.14. Mínima parte real negativa de los autovalores de A, en función de los parámetros R ( $\Omega$ ) y G ( $\Omega^{-1}$ ). (Perspectiva tridimensional y gráfica de curvas de nivel).

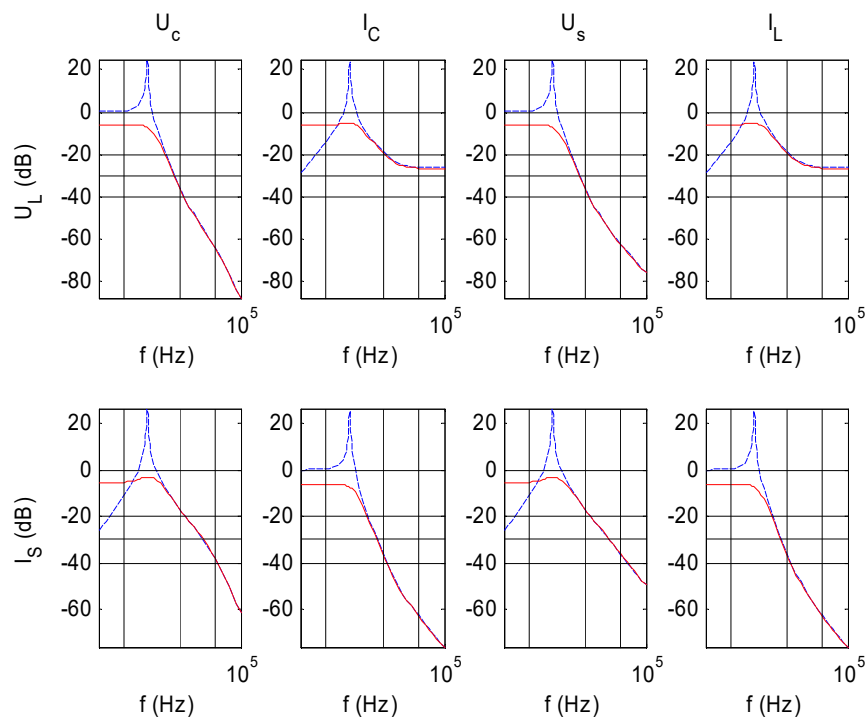


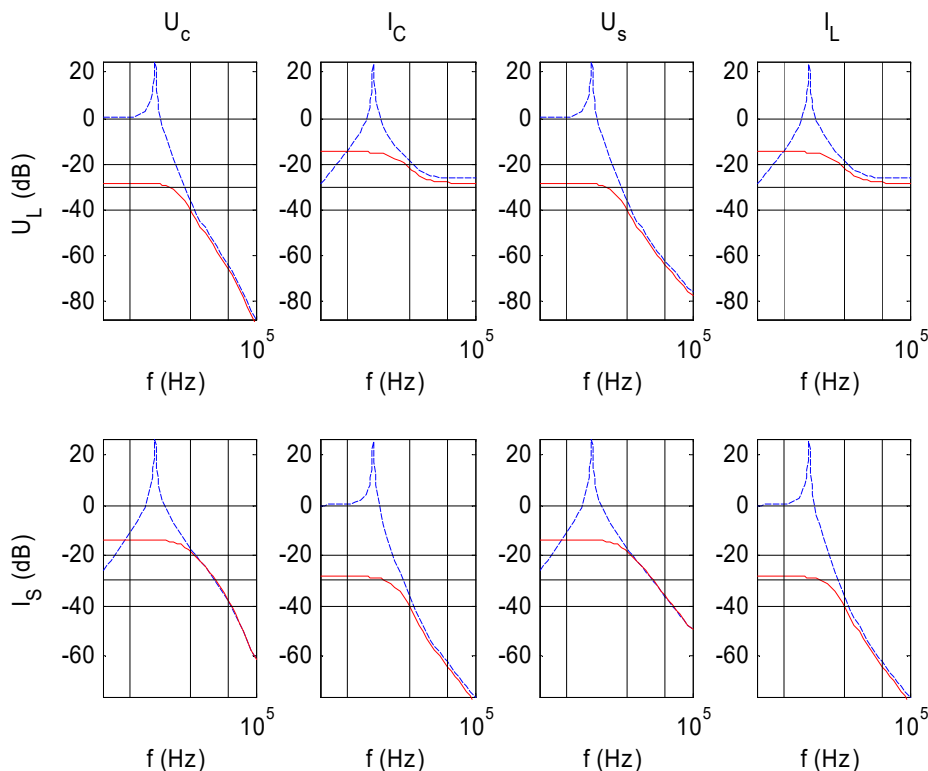
Figura 3.15. Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para R = 50 y G = 0'02. Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C / 10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 20dB, - 30dB y - 40 dB.

Si consideramos ahora el comportamiento en régimen permanente, los grados de atenuación de las funciones de transferencia que nos muestra la figura 3.15 parecen reducidos en el rango de las bajas frecuencias. Esto implica, por ejemplo, que cualquier imprecisión en el control de los convertidores aparecerá casi en la misma proporción en las variables objetivo  $v_L$  e  $i_S$ . Para mejorar este grado de atenuación se puede aumentar el valor de los parámetros R y G, sin cambiar significativamente la velocidad de respuesta, como se mostró en la figura 3.14. La tabla 3.4 muestra los autovalores correspondientes a los valores de R y G de 250  $\Omega$  y 0'1  $\Omega^{-1}$ , respectivamente, y la figura 3.16 presenta las funciones de transferencia resultantes.

El primer y el último autovalor de la tabla 3.4 son similares a los mostrados en la tabla 3.3, y el par de polos restantes presenta una respuesta dinámica más rápida y amortiguada. Además, el grado de atenuación de las funciones de transferencia que muestra la figura 3.16 mejora significativamente en el rango de bajas frecuencias.

Tabla 3.4. Autovalores de la matriz **A** con R = 250 y G = 0'1.

Autovalores de la matriz <b>A</b> ( $s^{-1}$ )
- 1.249
-5.817
-8.390
- 181.957



**Figura 3.16.** Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para R = 250 y G = 0'1. Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C/10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en - 20dB, - 30dB y - 40 dB.

El análisis realizado hasta ahora ha mostrado la capacidad de los términos de control cruzados de las expresiones (3.3) y (3.4) para amortiguar la respuesta dinámica del sistema y reducir el efecto de las perturbaciones sobre las variables objetivo del control. Conviene ahora completar el análisis incluyendo los términos de compensación directa de dicha estrategia de control. Las distorsiones existentes en la tensión de suministro  $v_s$  y la intensidad de carga  $i_L$  pueden ser compensadas directamente con el correspondiente convertidor. Sin embargo, es usual compensar sólo una fracción de estas señales (típicamente el 95%) para prevenir posibles realimentaciones positivas debidas a inexactitudes en los elementos de medida o retrasos en el sistema de control. Otra posibilidad es retirar las componentes de alta frecuencia de dichas señales, que pueden ser filtradas por los componentes pasivos y amortiguadas por los términos de control cruzados. Esto puede reducir también los esfuerzos de los convertidores en el rango de altas frecuencias, mejorando su rendimiento energético.

Teniendo en cuenta que los convertidores pueden construir señales con precisión hasta aproximadamente  $f_c/10$ , las señales de entrada  $v_s$  e  $i_L$  son filtradas con un filtro paso bajo de segundo orden tipo Butterworth con una frecuencia de corte de 2 kHz:

$$v_C^* = v_L^* - G_1(s) \cdot v_s + R \cdot (i_s^* - i_s) \quad (3.25)$$

$$i_C^* = G_1(s) i_L - i_s^* + G \cdot (v_L^* - v_L) \quad (3.26)$$

donde  $G_1(s)$  es:

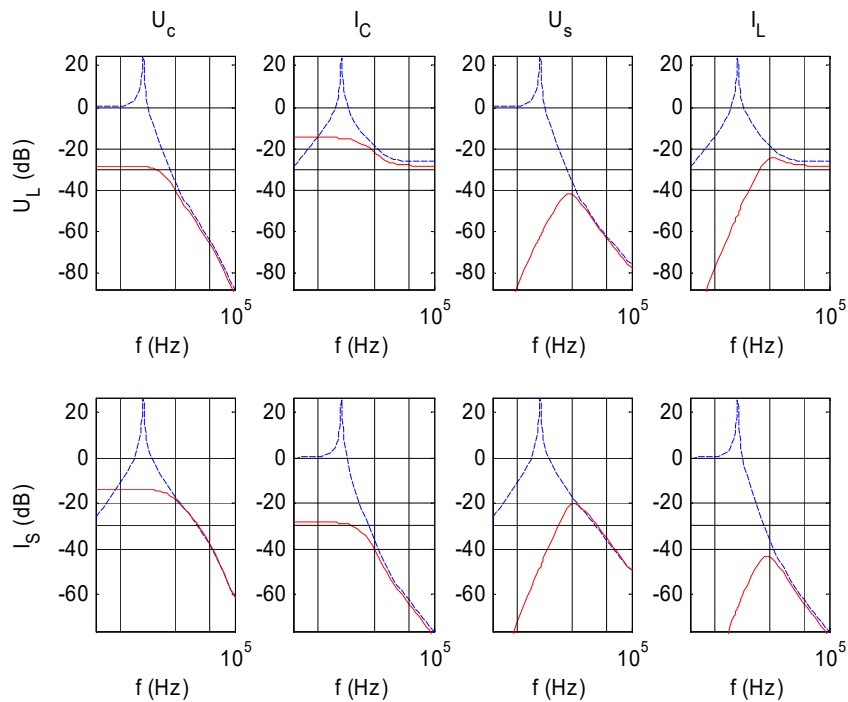
$$G_1(s) = \frac{\sqrt{2} \frac{s}{\omega_f} + 1}{\frac{s^2}{\omega_f^2} + \sqrt{2} \frac{s}{\omega_f} + 1} \quad (3.27)$$

El efecto del filtrado de señal puede también analizarse incluyendo esta ley de control sobre las variables del vector  $\mathbf{u}_E$  de las ecuaciones de estado (3.24) y recalculando las correspondientes funciones de transferencia y autovalores. La figura 3.17 presenta las funciones de transferencia y la tabla 3.5 los autovalores resultantes. Los primeros cuatro autovalores son iguales a los de la tabla 3.4 y los cuatro últimos polos complejos conjugados corresponden con los introducidos por los filtros Butterworth (3.27). Las funciones de transferencia también indican que la atenuación de fuentes de perturbación en las variables  $v_C$  o  $i_C$  permanece sin cambios, mientras que las correspondientes a  $v_s$  o  $i_L$  quedan muy reducidas, especialmente en el rango de baja frecuencia.

Tabla 3.5. Autovalores de la matriz  $\mathbf{A}$  con  $R = 250$ ,  $G = 0'1$  y prefiltrado de las señales  $v_s$  e  $i_L$ .

Autovalores de la matriz $\mathbf{A}$ ( $s^{-1}$ )
- 1.259
- 5.187
- 8.390
- 181.957
-8.886 ± 8.886j (1.414 Hz) (doble)





**Figura 3.17.** Funciones de transferencia del circuito pasivo (línea discontinua) y con el control modificado para  $R = 250$  y  $G = 0.1$  con prefiltro de las señales  $v_s$  e  $i_L$ . Líneas verticales de referencia en 50 Hz ( $f_N$ ), 2 kHz ( $f_C / 10$ ) y 20 kHz ( $f_C$ ). Líneas horizontales de referencia en -30dB y -40 dB.

Como resumen de este apartado, el análisis del comportamiento de los elementos pasivos y su capacidad de atenuación de las diferentes fuentes de distorsión da como resultado una mejora en la estrategia de control. El control cruzado de las referencias proporciona continuidad y estabilidad en la compensación a las distintas frecuencias. La figura 3.18 muestra el nuevo esquema global de compensación, sustitutivo del correspondiente a la figura 3.5, en el que se ha mantenido el mismo cálculo de las referencias de tensión  $v_L^*$  e intensidad  $i_s^*$ . Aparecen ahora los términos correctivos  $R \cdot (i_s^* - i_s)$  y  $G \cdot (v_L^* - v_L)$  en las referencias de control de los filtros serie y paralelo respectivamente, así como el filtrado de las componentes de alta frecuencia de  $v_s$  e  $i_L$ . Si bien dicho filtrado reduce la respuesta dinámica del control principal, también compensa la mayor parte de la distorsión de la tensión de suministro y la intensidad de carga en el ancho de banda en el que los inversores pueden construir sus formas de onda con cierta precisión. Por otro lado, teóricamente el control con los términos  $R$  y  $G$  podría ser suficiente para asegurar un control estable del acondicionador. Sin embargo, dichos términos corresponden a un control correctivo de tipo proporcional, que estará sujeto a errores en régimen permanente. Este control adicional tiene como función principal la atenuación de perturbaciones e inexactitudes del esquema básico, actuando como un enlace entre el control a baja frecuencia y el filtrado pasivo a altas frecuencias.

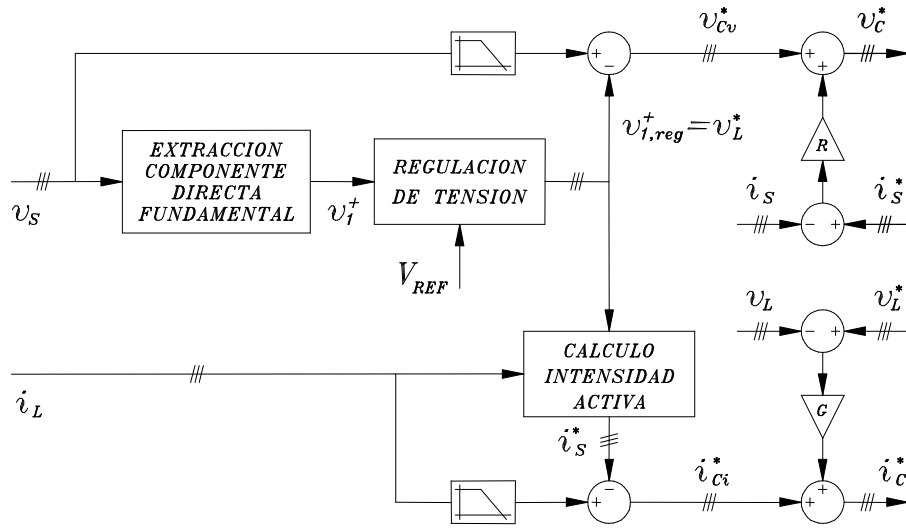


Figura 3.18. Control del LCAC. Diagrama general de bloques modificado.

### 3.6. Diseño del bloque de cálculo de la tensión de referencia

En este apartado se desarrolla la implementación del bloque de cálculo de la tensión de referencia  $v_L^*$ , cuyo esquema general se presentó en la figura 3.6. En ella se aprecian tres etapas: la primera es la obtención de la componente fundamental de secuencia directa  $v_1^+$  de las tensiones de entrada, la segunda regula la amplitud de dicha señal en  $v_{1,reg}^+$ ; y finalmente la tercera etapa construye la onda trifásica que actúa como referencia para la tensión de carga,  $v_L^*$ .

La primera etapa se divide a su vez en dos pasos: Un primer paso que detecta la componente de secuencia directa de la componente fundamental mediante desfases, y un segundo paso que filtra las componentes armónicas y de continua remanentes de la expresión (3.5). Para realizar este desfase  $\pm 1/3$  de ciclo de las tensiones de las fases 2 y 3, se pueden utilizar filtros paso - todo desfases, bien en adelanto (3.28), bien en retraso (3.29), cuyas expresiones se indican a continuación:

$$H_p(s) = \frac{s - a\omega_0}{s + a\omega_0}; H_p(j\omega) = \frac{j\omega - a\omega_0}{j\omega + a\omega_0} = 1[\alpha_p; \alpha_p = 180^\circ - 2\text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega}{a\omega_0}\right) \in [0^\circ, +180^\circ] \quad (3.28)$$

$$H_n(s) = \frac{a\omega_0 - s}{a\omega_0 + s}; H_n(j\omega) = \frac{a\omega_0 - j\omega}{a\omega_0 + j\omega} = 1[\alpha_n; \alpha_n = -2\text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega}{a\omega_0}\right) \in [0^\circ, -180^\circ] \quad (3.29)$$

donde  $\omega_0$  es la pulsación a la frecuencia fundamental y  $a$  es un parámetro de ajuste para seleccionar el ángulo de desfase ( $\alpha_p$  ó  $\alpha_n$ ) a la frecuencia requerida. Para conseguir un desfase de  $+120^\circ$  o  $-120^\circ$  a la frecuencia fundamental las expresiones de ambos filtros son:

$$H_{+120^\circ}(s) = \frac{s - \omega_0\sqrt{3}}{s + \omega_0\sqrt{3}}; H_{-120^\circ}(s) = \frac{\omega_0/\sqrt{3} - s}{\omega_0/\sqrt{3} + s} \quad (3.30)$$

Otra posibilidad es utilizar dos bloques consecutivos, doblando así el desfase obtenido. Por ejemplo, con dos bloques de  $+120^\circ$  se obtendrá un desfase de  $+240^\circ$ , equivalente a  $-120^\circ$ . Con dos posibilidades para cada una de las fases 2 y 3 se tiene un total de cuatro combinaciones, como se muestra en la tabla 3.6:

Tabla 3.6. Posibles combinaciones de filtros desfasadores.

Combinación	Desfase aplicado a $v_2$	Desfase aplicado a $v_3$
A	$+120^\circ$	$-120^\circ$
B	$+120^\circ$	$+240^\circ$
C	$-240^\circ$	$-120^\circ$
D	$-240^\circ$	$+240^\circ$

Cada una de las cuatro opciones da diferentes grados de filtrado de las componentes directa, inversa u homopolar a las distintas frecuencias. La función de transferencia para una entrada de tensiones con una secuencia específica se puede obtener analíticamente. Si se tiene un conjunto de tensiones senoidales ( $v_{S1}$ ,  $v_{S2}$ ,  $v_{S3}$ ) de amplitud unidad y secuencia de fases positiva, se pueden representar en forma exponencial compleja de la siguiente forma:

$$v_{S1} = e^{j0} = 1 \quad ; \quad v_{S2} = e^{-j2\pi/3} \quad ; \quad v_{S3} = e^{j2\pi/3} \quad (3.31)$$

Al aplicar los desfasadores  $H_p$  y  $H_n$  (correspondiente a la combinación A de la tabla 3.6) en las fases dos y tres, se modifica su fase pero no su amplitud. Finalmente, la señal  $v^+$  de salida de esta etapa tiene la expresión:

$$v_{(+)}^+ = \left[ 1 + e^{j(-2\pi/3 + \alpha_p)} + e^{j(2\pi/3 + \alpha_n)} \right] / 3 = \left[ 1 + e^{j(\pi/3 - 2\text{tg}^{-1}(\frac{\omega}{a\omega_0}))} + e^{j(2\pi/3 - 2\text{tg}^{-1}(\frac{\omega}{a\omega_0}))} \right] / 3 \quad (3.32)$$

donde  $\alpha_p$  y  $\alpha_n$  son los desfases indicados en (3.28) y (3.29), que varían en función de la frecuencia  $f$  en estudio respecto a la frecuencia fundamental  $f_0$ . Si las tensiones de entrada tienen secuencia de fase negativa o cero, cambian las fases de partida en (3.31), con lo que el valor de la señal  $v^+$  correspondiente es:

$$\begin{aligned} v_{(-)}^+ &= \left[ 1 + e^{j(2\pi/3 + \alpha_p)} + e^{j(-2\pi/3 + \alpha_n)} \right] / 3 \\ v_{(0)}^+ &= \left[ 1 + e^{j\alpha_p} + e^{j\alpha_n} \right] / 3 \end{aligned} \quad (3.33)$$

La figura 3.19 muestra el diagrama de Bode de estas tres funciones de transferencia. Las líneas azules muestran la magnitud y fase de la señal  $v^+$  cuando la entrada es de secuencia directa ( $v_+$ ), las líneas verdes cuando la entrada es de secuencia inversa ( $v_-$ ) y las líneas rojas cuando la entrada es de secuencia homopolar ( $v_0$ ). Las figuras 3.20 a 3.22 muestran las funciones de transferencia correspondientes a las combinaciones de desfasadores B, C o D respectivamente, calculadas con el procedimiento expuesto.

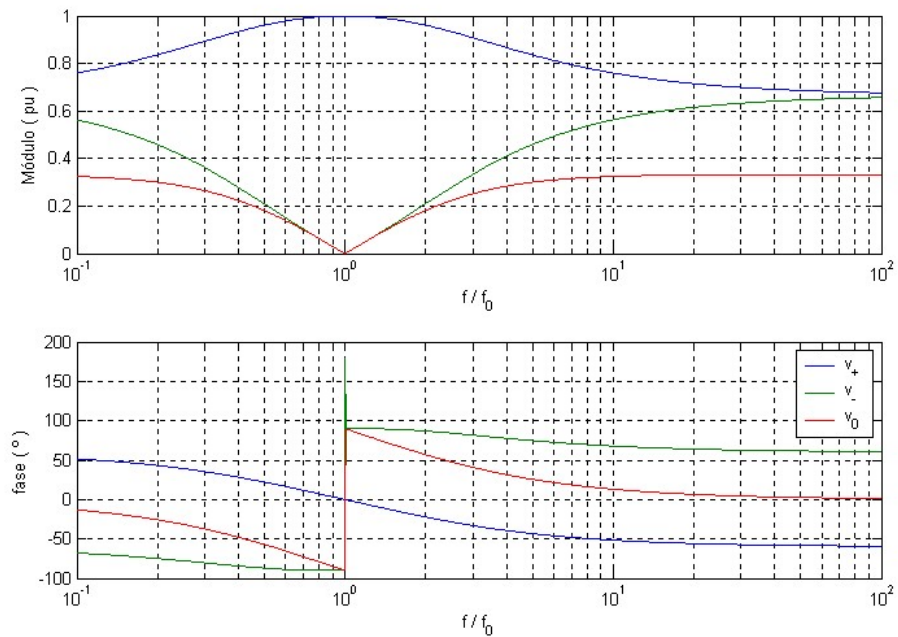


Figura 3.19. Características de filtrado por secuencias, para la combinación A (adelanto de  $120^\circ$  de la tensión de la fase 2, retraso de  $120^\circ$  de la tensión de la fase 3).

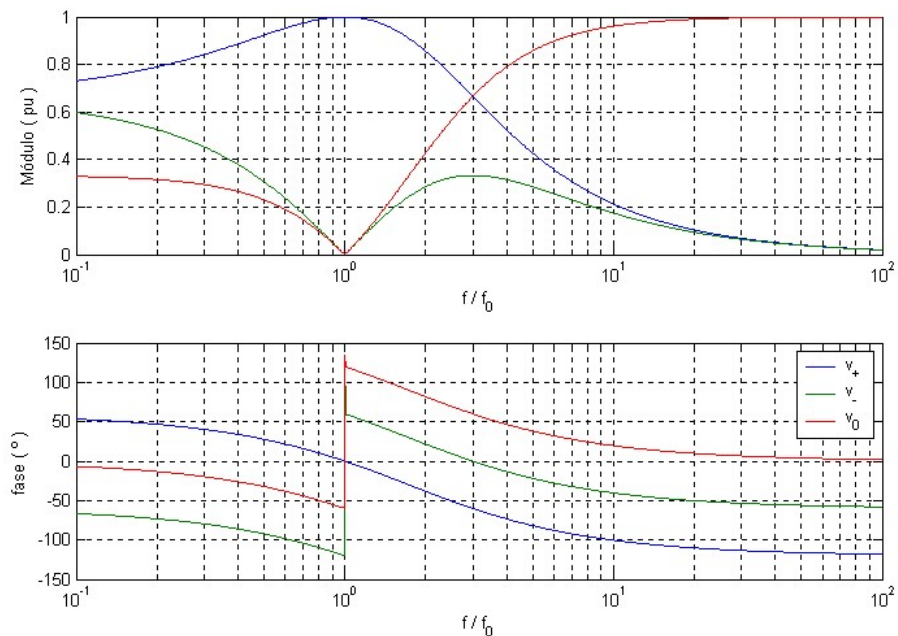


Figura 3.20. Características de filtrado por secuencias, para la combinación B (adelanto de  $120^\circ$  de la tensión de la fase 2, adelanto de  $240^\circ$  de la tensión de la fase 3).

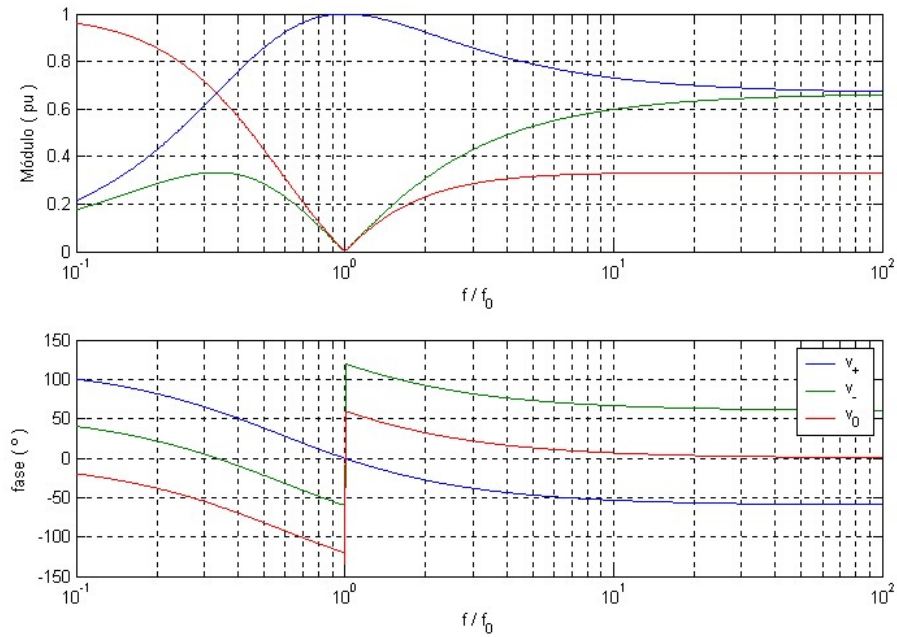


Figura 3.21. Características de filtrado por secuencias, para la combinación C (retraso de  $240^\circ$  de la tensión de la fase 2, retraso de  $120^\circ$  de la tensión de la fase 3).

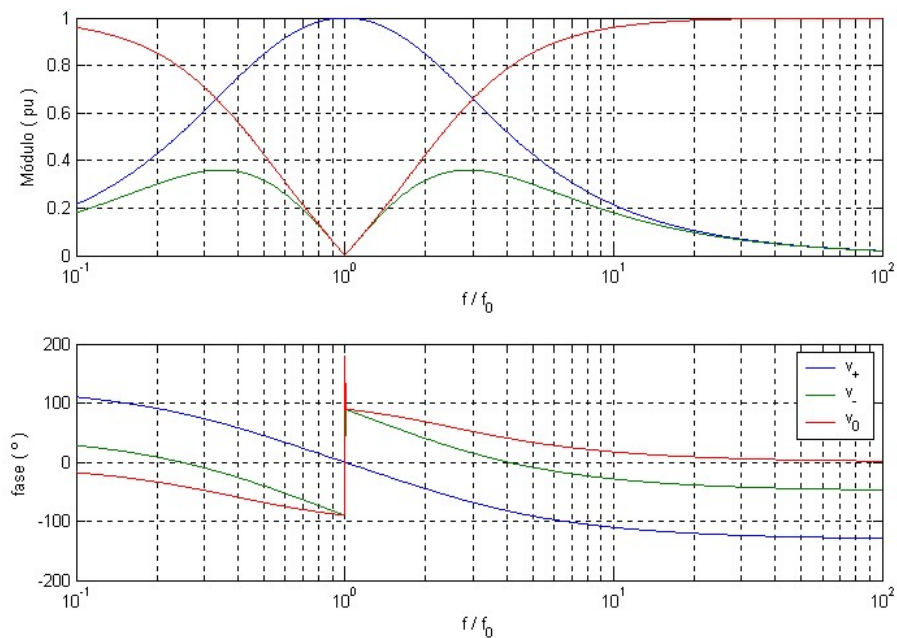


Figura 3.22. Características de filtrado por secuencias, para la combinación D (retraso de  $240^\circ$  de la tensión de la fase 2, adelanto de  $240^\circ$  de la tensión de la fase 3).

En todas ellas se puede observar el correcto filtrado de las componentes inversa y homopolar a la frecuencia fundamental ( $\omega/\omega_0 = 1$ ), manteniéndose la componente de secuencia directa sin atenuación ni desfase. Para las distintas frecuencias armónicas el grado de atenuación es variable. Las opciones A y C atenúan las componentes de secuencia homopolar hasta a un 33% en armónicos altos, y las componentes de secuencia inversa hasta a un 66%. Las opciones B y D atenúan poco la secuencia homopolar en frecuencias altas, pero sí la secuencia inversa.

Desde este punto de vista, la opción A parece la más adecuada por sencillez y objetivos en régimen permanente. Sin embargo, desde el punto de vista dinámico, la opción B es la más rápida. Si se analizan las expresiones en (3.30) se observa que el tiempo característico de respuesta del bloque de  $+120^\circ$  es tres veces más rápido que el de  $-120^\circ$ . En concreto, para una frecuencia fundamental de 50 Hz, estos valores serían:

$$\begin{aligned}\tau_{+120^\circ} &= 1/(100\pi\sqrt{3}) = 1'83 \text{ ms} \rightarrow 5\tau_{+120^\circ} = 9'2 \text{ ms} \\ \tau_{-120^\circ} &= \sqrt{3}/(100\pi) = 5'51 \text{ ms} \rightarrow 5\tau_{-120^\circ} = 27'5 \text{ ms}\end{aligned}\tag{3.34}$$

Por tanto, si se utilizan dos desfasadores de  $+120^\circ$  para la tensión de la fase 3, el tiempo de respuesta es del orden de medio ciclo; mientras que utilizando un desfasador de  $-120^\circ$  estaría en un ciclo y medio. Las figuras 3.23 y 3.24 muestran la respuesta transitoria de las opciones A y B ante una entrada de tensiones senoidales y equilibradas. En ellas se puede apreciar como las señales a la salida de los desfasadores para las fases 2 (línea verde) y 3 (línea roja) se aproximan a la señal de referencia de la fase 1 (línea azul) con diferente rapidez según se haya utilizado la opción A o B. Comprando ambas figuras se observa que esta última opción presenta un transitorio de menor duración.

Además, y en cualquier caso, es necesaria una etapa posterior de filtrado para eliminar los armónicos de tensión de cualquier secuencia. Dicho filtrado se realiza mediante un filtro pasobanda que elimine tanto las componentes armónicas como las de continua. Se ha utilizado un filtro tipo Butterworth de 2º orden, cuya función de transferencia puede expresarse como:

$$H_{PB}(s) = \frac{q\omega_0 s}{s^2 + q\omega_0 s + \omega_0^2}\tag{3.35}$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia central, y  $q$  representa el ancho de banda del filtro en por unidad. Si se elige un ancho de banda del 2% de la frecuencia fundamental se pueden filtrar también las variaciones lentas de la tensión (Voltage Flicker [40]). La figura 3.25 muestra la función de transferencia de este filtro, en la que se observa la correcta atenuación de las componentes armónicas y de continua. La respuesta dinámica de este filtro es inversamente proporcional al ancho de banda seleccionado, que para este caso corresponde a una constante de tiempo característica de aproximadamente 16 ciclos de la frecuencia fundamental (318.3 ms). Esto reduce el efecto de las variaciones lentas de tensión en el lado de suministro, y en conjunto con el lazo de regulación de amplitud posterior permite establecer una tensión adecuadamente regulada en el lado de carga.

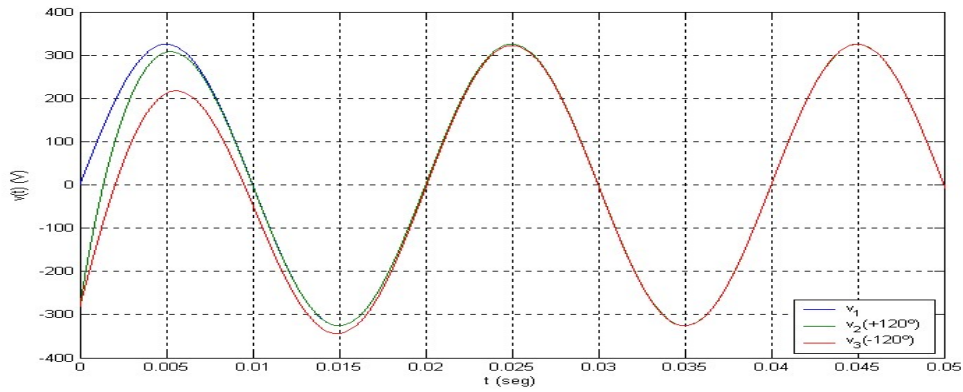


Figura 3.23. Respuesta dinámica de la opción A ante una entrada de tensiones senoidales de secuencia directa.

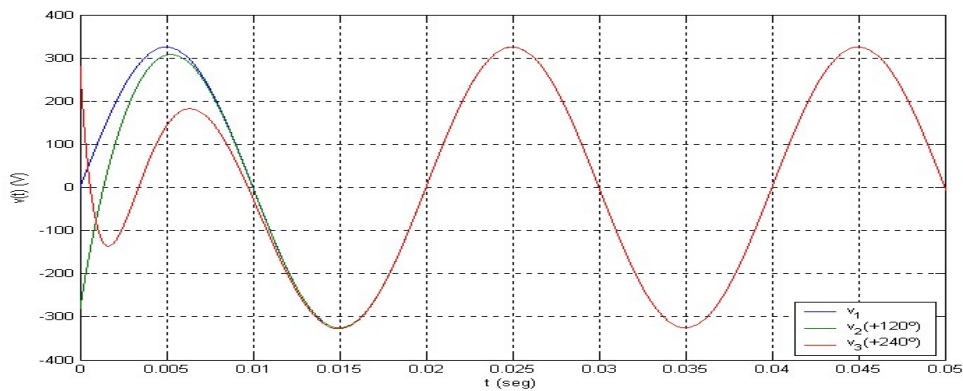


Figura 3.24. Respuesta dinámica de la opción B ante una entrada de tensiones senoidales de secuencia directa.

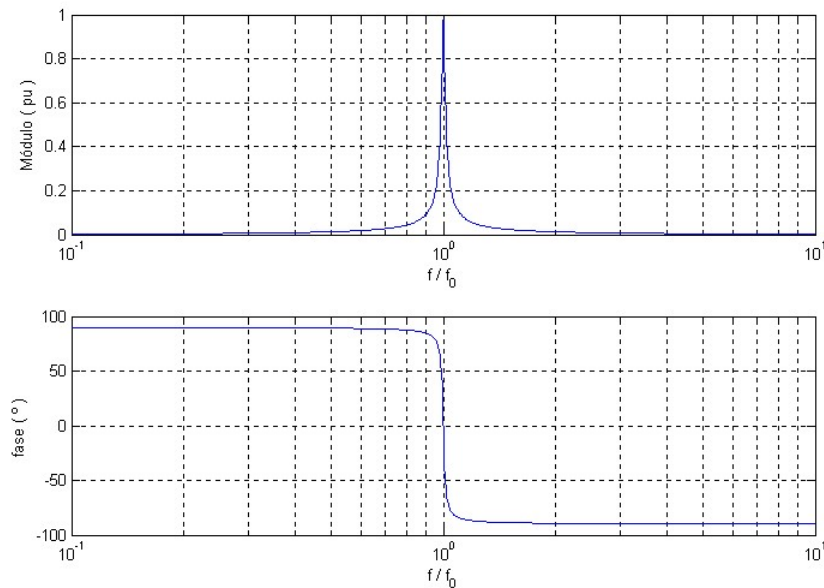


Figura 3.25. Función de transferencia del filtro pasobanda.

En la salida del filtro paso banda se tiene el lazo de control regula el valor eficaz de  $v_l^+$  a un valor prefijado,  $V_{REF}$ . El cálculo del valor eficaz se realiza por medio de un multiplicador y un filtro paso bajo. Dicho valor se compara con la referencia  $V_{REF}$ , y se ajusta la amplitud de la señal  $v_{l,reg}^+$  por medio de un control integral.

El filtro paso bajo para el cálculo del valor eficaz es de 2º orden tipo Butterworth, con una frecuencia de corte de 25 Hz. La constante de tiempo del control integral es de 20 ms. Por tanto, el lazo de regulación tiene un tiempo de respuesta característico de aproximadamente tres ciclos de señal. En combinación con la respuesta dinámica del filtro paso banda de la etapa anterior permite una adecuada regulación de la tensión.

Finalmente se construye la onda trifásica correspondiente  $v_{1r1}^+(t)$ ,  $v_{1r2}^+(t)$ ,  $v_{1r3}^+(t)$ . La utilización de un doble restador para la fase 2 proporciona una componente homopolar nula de forma permanente y simplifica el esquema. Como se ha explicado anteriormente, el bloque desfásador elemental de mejor respuesta dinámica es el de  $+120^\circ$ , por lo que es la fase 3 la que se construye con dicho elemento.

### 3.6.1. Casos prácticos

Para verificar las características del bloque de obtención de las tensiones de referencia se han realizado una serie de simulaciones en el entorno Matlab – Simulink. Se han contemplado diversos casos que permitan observar su respuesta ante la presencia de armónicos, desequilibrios o variaciones de amplitud de la tensión.

Como casos significativos se han seleccionado los ensayos indicados por la norma UNE-EN 61.000-4-30 “Compatibilidad Electromagnética (CEM). Parte 4-30. Técnicas de ensayo y medida. Métodos de medida de Calidad del suministro.”, [15]. Esta norma describe los ensayos de inmunidad que han de superar los equipos frente a diversas perturbaciones en la tensión de alimentación, con niveles de aplicación en función de la clase o entorno en que se vayan a instalar dichos equipos. La clase 3, correspondiente a un entorno industrial, es en la que se presuponen mayores niveles de distorsión; y la clase 1, de redes protegidas, corresponde a los equipos más sensibles a una alimentación inadecuada.

La norma UNE-EN 61.000-2-4 “Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 2-4: Entorno. Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia en las instalaciones industriales.”, [94], indica los márgenes admisibles para los distintos entornos. Estos niveles son menores que los correspondientes a los ensayos de inmunidad y dan un margen de seguridad para el correcto funcionamiento de los equipos.

Por tanto, el criterio para seleccionar y valorar los casos de simulación ha sido el de aplicar unas tensiones de entrada  $v_S$  con las perturbaciones más elevadas, correspondientes a los ensayos de inmunidad para la clase 3, y comprobar que la tensión de referencia  $v_L^*$  obtenida cumple con los niveles de compatibilidad para la clase 1. De esta forma, y en lo que respecta a esta parte del control, se podría asegurar el adecuado acondicionamiento de cargas sensibles instaladas en entornos con altos niveles de distorsión.

Además, a los efectos de poder apreciar adecuadamente la respuesta dinámica, se ha calculado analíticamente la referencia ideal  $v_S^*$  correspondiente a la tensión aplicada en cada ensayo y hacia la cual debería tender la respuesta del sistema diseñado.

La tabla 3.7 muestra los casos seleccionados, tomando como referencia el caso base de una tensión regulada, equilibrada y senoidal correspondiente al caso 0 (*videal*). Los casos 1 (*acp*) y 2 (*aco*) corresponden a la distorsión armónica en la tensión característica de redes con determinados tipos de cargas no lineales. Los casos 3 y 4 analizan la respuesta ante fluctuaciones tanto positivas como negativas en el valor eficaz de las tensiones. Los casos 5, 6 y 7 analizan su comportamiento ante huecos de tensión de diferentes profundidades. Los casos 8 y 9 estudian su comportamiento ante



desequilibrios, y finalmente el caso 10 analiza su respuesta ante un cortocircuito fase - neutro. Este último caso no aparece indicado en la norma UNE-EN 61000-4-30 pero se ha considerado una situación representativa de presencia simultánea de desequilibrio y de reducción de la tensión.

Tabla 3.7. Ensayos de simulación, para el diseño del bloque de cálculo de tensiones.

	Descripción de la tensión aplicada
Caso 0 ( <i>videal</i> )	Tensión senoidal, equilibrada y regulada al valor nominal
Caso 1 ( <i>acp</i> )	Tensión equilibrada con armónicos, curva plana (UNE-EN 61000-4-13, [95]).
Caso 2 ( <i>aco</i> )	Tensión equilibrada con armónicos, curva de oscilación (UNE-EN 61000-4-13).
Caso 3 ( <i>flp1210</i> )	Fluctuación de tensión positiva de + 12% $V_N$ , durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-14, [96]).
Caso 4 ( <i>fln1210</i> )	Fluctuación de tensión negativa de - 12% $V_N$ , durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-14).
Caso 5 ( <i>hu3010</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 30%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11, [97]).
Caso 6 ( <i>hu6010</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 60%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11).
Caso 7 ( <i>hu9910</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 99%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11).
Caso 8 ( <i>dv17</i> )	Tensión senoidal desequilibrada un 17 % durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-27, [98]).
Caso 9 ( <i>dv25</i> )	Tensión senoidal desequilibrada un 25 % durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-27).
Caso 10 ( <i>cc1f</i> )	Cortocircuito en la tensión de la fase 1, durante 10 ciclos.

Dada la cantidad de casos contemplados, se ha considerado conveniente presentarlos en un anexo aparte (Anexo A) y exponer aquí los resultados generales así como un par de casos a modo ilustrativo. La tabla 3.8 recoge los valores e índices más relevantes de los once casos, como las componentes fundamentales, el THD y la regulación de tensión en cada fase, donde  $\Delta V$  indica en porcentaje la desviación de la tensión respecto a su valor nominal. La columna derecha de la tabla recoge el análisis de sus componentes simétricas ( $V_{L+}$ ,  $V_{L-}$ ,  $V_{L0}$ ) con los índices asociados. El término  $\Delta V_+$  indica la desviación en amplitud de la componente de secuencia positiva respecto a su valor nominal. Los índices  $k_{u2}$  y  $k_{u0}$  representan el cociente entre la magnitud de la componente de secuencia inversa y la de secuencia positiva ( $V_{L-}/V_{L+}$ ), y entre la componente de secuencia cero y la de secuencia directa ( $V_{L0}/V_{L+}$ ), respectivamente, expresadas en porcentaje.

La figura 3.26 (figura A.3 del Anexo A) muestra la respuesta dinámica del caso 0 para una tensión de alimentación ideal. En ella se aprecia la respuesta dinámica de la regulación de tensión, y cómo se alcanza el régimen permanente en aproximadamente tres ciclos de señal; en que la tensión de salida  $v_L^*$  queda perfectamente regulada, senoidal, equilibrada y en fase con la tensión de alimentación. La línea discontinua marca la referencia de tensión ideal de  $v_s$ , que en este caso coincide con ella misma.

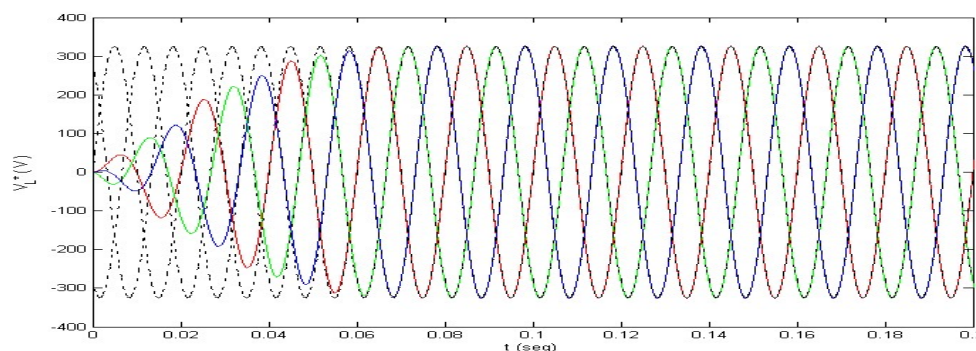


Figura 3.26. Caso 0. Respuesta dinámica de la tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^* = v_s$  (línea discontinua).

La figura 3.27 (figura A.4 del Anexo A) muestra los valores calculados de la distorsión armónica de las tensiones de  $v_L^*$  en el intervalo entre 0'1 y 0'2 segundos, una vez establecido el régimen permanente, y las tres primeras filas de la tabla 3.8 recogen los valores numéricos más relevantes. En ambas se aprecia como las imperfecciones en la referencia de tensión son prácticamente residuales, estando muy por debajo de los niveles permitidos para la clase 1, tanto en desequilibrios como en armónicos o en regulación de la tensión. El único valor significativo es la aparición de pequeñas componentes del tercer armónico como consecuencia del cálculo del valor eficaz en el lazo de regulación de amplitud.

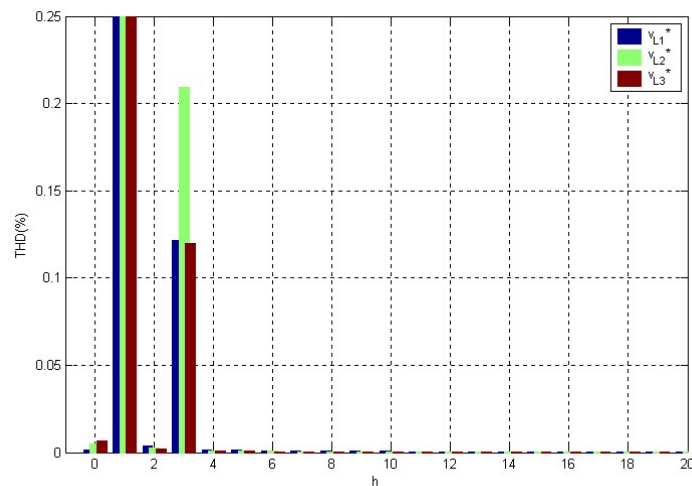


Figura 3.27. Caso 0. Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'1$  a  $0'2$  seg.

El segundo caso que se expone en detalle en este capítulo corresponden al caso 1 (*acp*) de tensión de entrada equilibrada con armónicos, en una combinación denominada “de curva plana”, [95]. La figura 3.28 (figura A.5 del Anexo A) muestra el aspecto de las tensiones de entrada, características de instalaciones con cargas del tipo fuentes de armónicos de tensión. La línea discontinua indica el valor instantáneo de su componente fundamental de secuencia directa regulada en amplitud, calculada previamente al ensayo. En la figura 3.29 (figura A.6 del Anexo A) se observa cómo la tensión  $v_L^*$  obtenida se ajusta al valor requerido en aproximadamente tres ciclos, como en los casos anteriores. En la figura 3.30 (figura A.7 del Anexo A) y en el segundo bloque de la tabla 3.8 se observa como los valores en régimen permanente de la tensión  $v_L^*$  obtenida se ajustan adecuadamente a los requisitos para una carga en entorno de clase 1. Se observa también que el espectro armónico de la figura 3.30 es muy similar al del caso anterior, en el que la señal de entrada no contenía armónicos. Se aprecia, pues, con mayor claridad que el pequeño contenido armónico a la salida del bloque es producto de su propia dinámica interna.

Finalmente, en la tabla 3.8 se puede observar que el resto de los casos ofrece resultados muy similares. En todos ellos se obtienen valores de THD por fase muy reducidos, perfectamente compatibles con los requisitos para el entorno de clase 1. También los índices de asimetría ( $k_{u2}$ ,  $k_{u0}$ ) de las componentes fundamentales presentan valores prácticamente residuales. Respecto al índice de regulación de tensión,  $\Delta V$ , aparecen variaciones algo más significativas, especialmente en los casos en que se ensaya con huecos de tensión. Los casos 5 y 6 presentan variaciones de tensión reducidas, compatibles con el entorno de clase 1. El caso 7, con un hueco de tensión del 99%, presenta una tensión un 9% menor que la nominal. Este valor excede el 8% indicado para los equipos en el entorno de clase 1, pero es aceptable en términos generales según la norma UNE-EN 50160 que admite variaciones de  $\pm 10\%$ . Por otro lado, en el caso 10 de cortocircuito franco en la

fase 1 el índice de regulación de tensión se mantiene en 1'65%, para una condición de trabajo tan severa como ésta.

Tabla 3.8. Tabla resumen de los casos prácticos. Valores resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Componente fundamental	THD	$\Delta V$	Componentes simétricas			
<i>Caso 0 (videal)</i>							
$V_{L1}^*$	230'5 V / -0'23°	0'13 %	- 0'22 %	$V_{L+}^*$	230'5 V / -0'23°	$\Delta V_+$	- 0'22 %
$V_{L2}^*$	230'5 V / 239'77°	0'21 %	- 0'22 %	$V_{L-}^*$	0'006 V / 150'44°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	230'5 V / 119'77°	0'12 %	- 0'22 %	$V_{L0}^*$	3 · 10 <sup>-14</sup> V / -129'81°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 1 (acp)</i>							
$V_{L1}^*$	230'0 V / -0'23°	0'10 %	0 %	$V_{L+}^*$	229'9 V / -0'24°	$\Delta V_+$	0'04 %
$V_{L2}^*$	229'9 V / 239'75°	0'16 %	0'04 %	$V_{L-}^*$	0'055 V / 32'47°	$k_{u2}$	0'02 %
$V_{L3}^*$	229'9 V / 119'77°	0'10 %	0'04 %	$V_{L0}^*$	1 · 10 <sup>-14</sup> V / -45'00°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 2 (aco)</i>							
$V_{L1}^*$	230'4 V / -0'22°	0'16 %	- 0'17 %	$V_{L+}^*$	230'5 V / -0'22°	$\Delta V_+$	0'04 %
$V_{L2}^*$	230'5 V / 239'78°	0'27 %	- 0'22 %	$V_{L-}^*$	0'005 V / 150'44°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	230'5 V / 119'78°	0'16 %	- 0'22 %	$V_{L0}^*$	4 · 10 <sup>-14</sup> V / -26'57°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 3 (fp1210)</i>							
$V_{L1}^*$	231'4 V / -0'19°	0'15 %	- 0'61 %	$V_{L+}^*$	231'5 V / -0'19°	$\Delta V_+$	- 0'65 %
$V_{L2}^*$	231'5 V / 239'81°	0'23 %	- 0'65 %	$V_{L-}^*$	0'015 V / 150'44°	$k_{u2}$	0'01 %
$V_{L3}^*$	231'5 V / 119'81°	0'14 %	- 0'65 %	$V_{L0}^*$	4 · 10 <sup>-14</sup> V / 165'96°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 4 (fn1210)</i>							
$V_{L1}^*$	229'1 V / -0'17°	0'12 %	0'39 %	$V_{L+}^*$	229'1 V / -0'17°	$\Delta V_+$	0'39 %
$V_{L2}^*$	229'1 V / 239'83°	0'21 %	0'39 %	$V_{L-}^*$	0'001 V / -29'57°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	229'1 V / 119'83°	0'12 %	0'39 %	$V_{L0}^*$	2 · 10 <sup>-14</sup> V / 126'87°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 5 (hu3010)</i>							
$V_{L1}^*$	226'8 V / -0'15°	0'13 %	1'39 %	$V_{L+}^*$	226'7 V / -0'15°	$\Delta V_+$	1'43 %
$V_{L2}^*$	226'7 V / 239'85°	0'20 %	1'43 %	$V_{L-}^*$	0'009 V / -29'56°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	226'7 V / 119'85°	0'14 %	1'43 %	$V_{L0}^*$	4 · 10 <sup>-14</sup> V / 135'00°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 6 (hu6010)</i>							
$V_{L1}^*$	221'2 V / -0'12°	0'13 %	3'83 %	$V_{L+}^*$	221'2 V / -0'12°	$\Delta V_+$	3'83 %
$V_{L2}^*$	221'2 V / 239'88°	0'20 %	3'83 %	$V_{L-}^*$	0'004 V / -29'56°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	221'2 V / 119'88°	0'14 %	3'83 %	$V_{L0}^*$	6 · 10 <sup>-14</sup> V / 170'54°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 7 (hu9910)</i>							
$V_{L1}^*$	209'2 V / -0'04°	0'13 %	9'04 %	$V_{L+}^*$	209'3 V / -0'05°	$\Delta V_+$	9'00 %
$V_{L2}^*$	209'3 V / 239'96°	0'20 %	9'00 %	$V_{L-}^*$	0'080 V / 150'44°	$k_{u2}$	0'04 %
$V_{L3}^*$	209'3 V / 119'93°	0'14 %	9'00 %	$V_{L0}^*$	3 · 10 <sup>-14</sup> V / -80'54°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 8 (dv17)</i>							
$V_{L1}^*$	228'8 V / -2'24°	0'32 %	0'52 %	$V_{L+}^*$	228'7 V / -2'24°	$\Delta V_+$	0'56 %
$V_{L2}^*$	228'6 V / 237'73°	0'35 %	0'61 %	$V_{L-}^*$	0'111 V / -4'22°	$k_{u2}$	0'05 %
$V_{L3}^*$	228'6 V / 117'78°	0'33 %	0'61 %	$V_{L0}^*$	4 · 10 <sup>-14</sup> V / -75'96°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 9 (dv25)</i>							
$V_{L1}^*$	228'2 V / -1'93°	0'32 %	0'78 %	$V_{L+}^*$	228'1 V / -1'93°	$\Delta V_+$	0'83 %
$V_{L2}^*$	228'1 V / 238'05°	0'35 %	0'83 %	$V_{L-}^*$	0'106 V / -2'93°	$k_{u2}$	0'05 %
$V_{L3}^*$	228'1 V / 118'10°	0'33 %	0'83 %	$V_{L0}^*$	2 · 10 <sup>-14</sup> V / -90'00°	$k_{u0}$	0 %
<i>Caso 10 (cc1f)</i>							
$V_{L1}^*$	226'2 V / 0'13°	0'13 %	1'65 %	$V_{L+}^*$	226'2 V / -0'11°	$\Delta V_+$	1'65 %
$V_{L2}^*$	226'2 V / 239'89°	0'20 %	1'65 %	$V_{L-}^*$	0'011 V / -29'56°	$k_{u2}$	0 %
$V_{L3}^*$	226'2 V / 119'89°	0'14 %	1'65 %	$V_{L0}^*$	8 · 10 <sup>-14</sup> V / 165'07°	$k_{u0}$	0 %

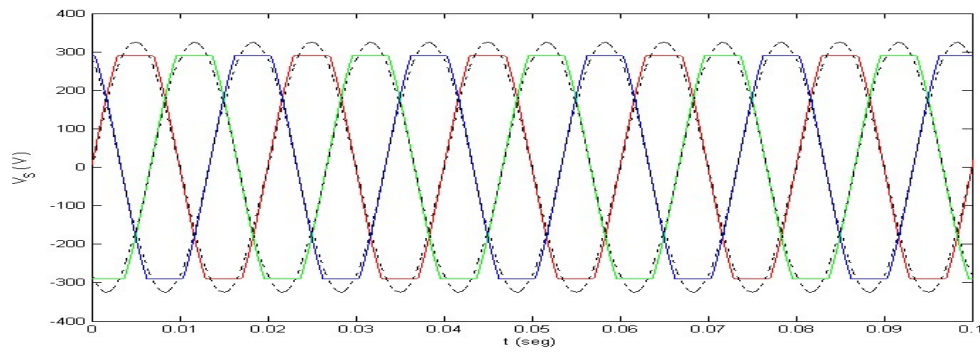


Figura 3.28. Caso 1 (acp). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

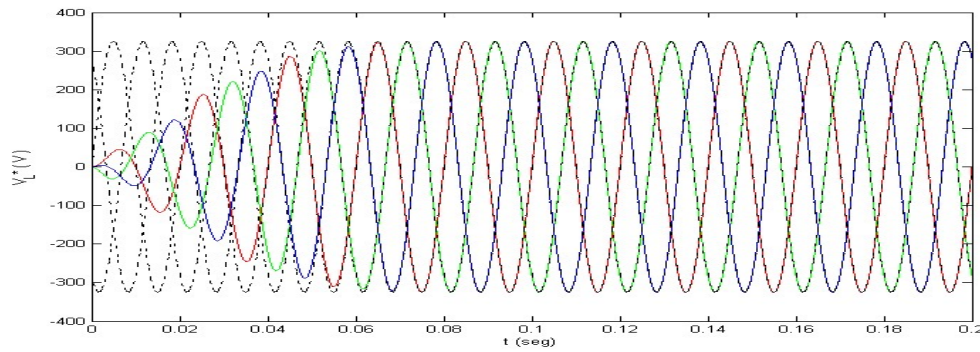


Figura 3.29. Caso 1 (acp). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

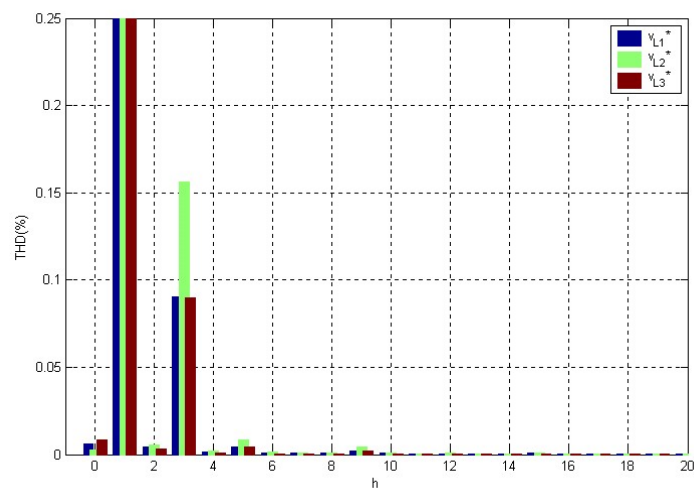


Figura 3.30. Caso 1 (acp). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'1$  a  $0'2$  seg.

### 3.7. Dimensionamiento del LCAC

En esta sección se analizará el dimensionamiento de los elementos del acondicionador según los objetivos generales planteados y la estrategia de compensación adoptada. Se definirán los valores máximos necesarios de la tensión de compensación serie y la intensidad de compensación paralelo, y se efectuará un análisis del valor de cada una de las componentes que tienen que compensar. Esto permitirá seleccionar los valores nominales de los dispositivos de los convertidores y los transformadores de acoplamiento, así como los condensadores del bus de continua y sus tensiones de trabajo.

#### 3.7.1. Dimensionamiento de la tensión de compensación serie

El valor nominal de los componentes del convertidor serie dependerá de la magnitud de las tensiones de compensación  $v_C$  que haya que interponer entre el suministro y la carga para su correcto funcionamiento como compensador. Según la estrategia de compensación adoptada la referencia principal para la tensión en el convertidor serie es la diferencia entre la tensión de suministro  $v_S$  y la referencia obtenida como tensión ideal en la carga  $v_L^*$ . De esta forma, se busca compensar las posibles componentes armónicas, de desequilibrio o de falta de regulación de la tensión de suministro:

$$v_C^* = v_S - v_L^* \cong v_{Sh} + v_{sFu} + \Delta v_{sFB} \quad (3.36)$$

Para determinar los valores necesarios de la tensión  $v_C$ , y por tanto el dimensionamiento del convertidor serie, se analizará inicialmente por separado el efecto, en determinados casos significativos, de sus diferentes componentes:

- a) Falta de regulación de la tensión de suministro ( $\Delta v_{sFB}$ )
- b) Desequilibrio en la tensión de suministro ( $v_{sFu}$ )
- c) Tensiones armónicas en el suministro ( $v_{Sh}$ )
- d) Tensiones armónicas en la carga ( $v_{Lh}$ )

El último factor,  $v_{Lh}$ , no aparece de forma explícita en la expresión (3.36). Sin embargo es necesario contemplarlo a efectos del dimensionamiento ya que en el caso de compensación de una carga HVS "pura", [37], el filtro serie debe intercalar una tensión igual a la diferencia de la distorsión de tensión existente en ambos lados del equipo ( $v_{Sh} - v_{Lh}$ ) para que la intensidad de suministro si sea senoidal.

Una vez determinada la tensión necesaria para cada factor concreto, se estudiará de forma conjunta la combinación de los mismos para definir las condiciones más restrictivas y el dimensionamiento elegido para el convertidor serie.

##### 3.7.1.1.- Falta de regulación en la tensión de suministro ( $\Delta v_{sFB}$ )

Desde el punto de vista de compensar una tensión de suministro senoidal pero fuera de sus márgenes, el valor máximo podría llegar a ser del 100 % para hacer frente a interrupciones breves de tensión. Estaríamos entonces ante un equipo del tamaño de un sistema de alimentación ininterrumpida, S.A.I [99], con el problema añadido del dimensionamiento de la capacidad de almacenamiento en el lado de continua para poder suministrar energía a la carga mientras dure la interrupción. Un valor más aceptable sería considerar una banda entre +10 % y -15 % de la tensión asignada  $U_N$ , como establece la norma UNE-EN 50160 [12] para largos periodos de tiempo. De esta forma, el acondicionador sería capaz de regular la tensión aplicada  $v_L$  en un gran porcentaje del

tiempo. Cuando la tensión  $v_S$  exceda estos límites, no podría garantizarse una compensación perfecta aunque si parcial.

Desde el punto de vista de la implementación del acondicionador habrá que considerar tanto los valores eficaces como los valores máximos de la tensión  $v_C$  necesaria. El valor eficaz afectará a la potencia nominal del transformador de acoplamiento  $T_S$  y a elementos similares según criterios de tipo térmico. Los valores máximos de  $v_C$  y de  $i_S$  determinarán por su parte la potencia necesaria de los dispositivos electrónicos que se utilicen.

Considerando que la intensidad de suministro  $i_S$  quede completamente compensada, con valores de plena carga, el transformador  $T_S$  ha de tener una potencia aparente mínima del 15% de la nominal del sistema  $S_N$ , si se considera que la tensión  $v_C$  es únicamente el 15% de la tensión nominal para mantener la regulación de tensión en el lado de carga. En lo que concierne al convertidor electrónico, los valores máximos de  $i_S$  y  $v_C$ , expresados en el lado de red de  $T_S$  (o los valores transformados equivalentes en el lado del convertidor, según la relación de espiras de  $T_S$ ) determinan una potencia aparente en valores de pico del 30% de  $S_N$ . La tabla 3.9 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento serie (en el lado de red) ante falta de regulación de la tensión de suministro. Las cantidades se expresan en tanto por uno (pu), así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase (4'35 A/fase).

Tabla 3.9. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de  $T_S$ , ante falta de regulación de la tensión de suministro ( $\Delta v_{S\beta}$ ).

$V_{CN}$	$V_{CN \max}$	$I_{SN \max}$	$S_{N T_S}$	$S_{N \max}$
0'150 pu	0'212 pu	1'414 pu	0'150 pu	0'300 pu
34'5 V	$\pm 48'8$ V	$\pm 6'15$ A	150 VA	300 VA

### 3.7.1.2.- Desequilibrio en la tensión de suministro ( $v_{S\beta}$ )

Según la norma UNE-EN 50160 "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", se admite en baja tensión un desequilibrio de hasta el 3% para la componente inversa en instalaciones con líneas parcialmente monofásicas o bifásicas. La norma UNE-EN 61000-2-4 "Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia, en plantas industriales", [94], indica también en su tabla 1, un máximo del 3% para la componente de secuencia inversa, en entornos electromagnéticos de clase 3.

Sin embargo, la norma UNE-EN 61000-4-27 "Compatibilidad electromagnética. Técnicas de ensayo y medida. Ensayos de inmunidad a los desequilibrios", [98], plantea ensayos de inmunidad con condiciones más exigentes; y es la que se ha contemplado para el dimensionamiento del acondicionador. Para equipos a instalar en entornos de clase 3 (entorno industrial) considera ensayos con niveles de desequilibrio de tensiones de hasta un 25% y una duración de varios segundos. La tabla 1 "Niveles de ensayo" de dicha norma indica las tensiones correspondientes en cada fase en los distintos niveles de ensayo, para cada una de las clases de entorno electromagnético. A partir de dichos valores se puede calcular la tensión de referencia como la componente de secuencia directa, regulada al valor nominal. La tensión  $v_C$  que ha de aplicarse en el convertidor serie será la diferencia entre las tensiones a aplicar en cada ensayo y su referencia equilibrada.

En la tabla 3.10 se indican los valores aplicados en los distintos ensayos para entorno de clase 3, así como las componentes simétricas correspondientes y los factores de desequilibrio resultantes, utilizando el valor 100 como referencia de la tensión eficaz nominal  $U_N$ . A partir de ellos se calcula la referencia de tensión ideal  $V_L^*$  y la tensión serie de compensación  $V_C^*$  necesaria en valor eficaz para cada fase.

Como se puede apreciar el ensayo del nivel 3, correspondiente al mayor grado de desequilibrio, es el caso que precisa mayores niveles para  $v_C$ . En la fase 2 es necesaria una tensión de compensación senoidal del 40'4% de  $U_N$  con valores máximos de pico de  $\pm 57'1\%$   $U_N$ . La tabla 3.11 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento serie (en el lado de red de  $T_S$ ) ante desequilibrios en la tensión de suministro. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.10. Ensayos de inmunidad ante desequilibrio en la tensión de suministro para entorno de clase 3, según UNE-EN 61000-4-27. Tensiones de referencia y de compensación necesarias.

Nivel de ensayo	Ensayo 1	Ensayo 2	Ensayo 3
Tensiones de fase			
$V_1$	100 / 0°	100 / 0°	110 / 0°
$V_2$	93'5 / -127°	87'0 / -134°	66'0 / -139°
$V_3$	87'0 / -240°	74'0 / -238°	71'0 / -235°
Componentes simétricas			
$V_h$	0'2 / 71,7°	0'1 / 0°	8'2 / 37'4°
$V_d$	93'9 / -2,3°	86'3 / 0°	81'2 / -3'6°
$V_i$	7'6 / 28,2°	15'0 / 0°	22'5 / 0'4°
Coeficientes de desequilibrio			
$k_h$	0'3 %	0'2 %	10'1 %
$k_i$	8'1 %	17'4 %	27'7 %
Tensión de referencia			
$V_{L1}^*$	100 / -2'3°	100 / -4'1°	100 / -3'6°
$V_{L2}^*$	100 / -122'3°	100 / -124'1°	100 / -123'6°
$V_{L3}^*$	100 / 117'7°	100 / 115'9°	100 / 116'4°
Tensión de compensación			
$V_{C1}^*$	4'1 / 88'8°	7'1 / 88'0°	12'0 / 31'6°
$V_{C2}^*$	10'2 / 105'8°	20'7 / 102'2°	40'4 / 82'1°
$V_{C3}^*$	13'5 / -77'5°	27'6 / -80'6°	31'6 / -83'2°

Tabla 3.11. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de  $T_S$ , ante desequilibrios en la tensión de suministro ( $v_{Sfi}$ ).

$V_{CN}$	$V_{CN \max}$	$I_{CN \max}$	$S_{N Ts}$	$S_{N \max}$
0'404 pu	0'571 pu	1'414 pu	0'404 pu	0'808 pu
92'9 V	$\pm 131$ V	$\pm 6'15$ A	404 VA	808 VA

### 3.7.1.3.- Armónicos en la tensión de suministro ( $v_{Sh}$ )

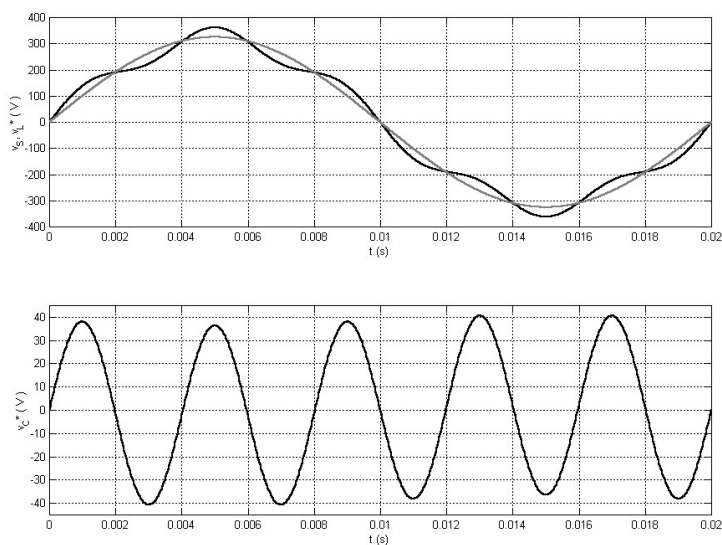
La norma UNE-EN 50160 permite una distorsión armónica total, THD, de la tensión suministrada de hasta un 8 %, con valores máximos para cada armónico individual que oscilan entre el 6% para el armónico 5 y el 0'5 % para armónicos altos.

La norma UNE-EN 61000-2-2 "Compatibilidad electromagnética. Entorno. Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes de suministro público de baja tensión", [100], permite niveles similares de distorsión armónica total e individual. Para situaciones transitorias, menores de 3 segundos, permite un THD de hasta el 11% y valores de los armónicos individuales que van desde el 7'8% para el armónico 5, hasta un 0'33% en armónicos altos.

La norma UNE-EN 61000-2-4 para entornos industriales admite hasta un 10% de THD en entornos de clase 3, con valores para los armónicos individuales desde el 8% para el armónico 5, hasta el 1% en armónicos altos.

La norma UNE-EN 61000-4-13 define los ensayos de inmunidad a realizar en los equipos frente a la presencia de armónicos en la tensión de alimentación. Hay ensayos frente a armónicos individuales, así como frente a determinadas combinaciones de éstos. Los ensayos de armónicos individuales para entornos de clase 3 van desde un 12% para el armónico 5, hasta un 1'5% para el armónico 40. Los ensayos de combinación de armónicos son dos, denominados de "curva plana" y de "curva de oscilación", que representan de forma acusada dos tipos de distorsión de tensión habituales en los entornos industriales. El primero suele estar causado por cargas tipo rectificador con condensador en el lado de continua. El segundo caso suele ser debido a las resonancias producidas en la instalación ante la inyección de determinadas corrientes armónicas.

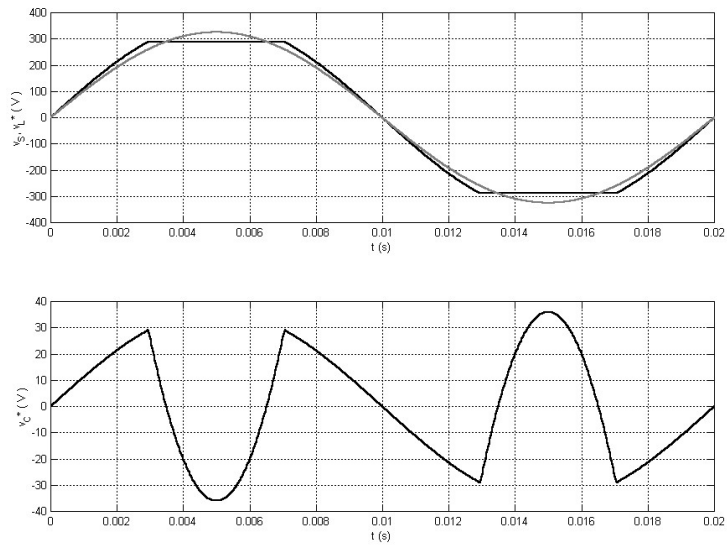
En el rango de los ensayos frente a armónicos individuales, el máximo valor aplicado corresponde al 12% del armónico 5, para un entorno de clase 3. La tensión  $v_C$  se puede calcular tomando como tensión de referencia ideal  $v_L^*$  a la correspondiente a la componente fundamental de la onda de tensión, ajustada en amplitud al valor nominal. La figura 3.31 muestra las formas de onda de la tensión de red, la tensión de referencia calculada, así como la tensión de compensación necesaria para un circuito a 230 V. De forma similar, las figuras 3.32 y 3.33 muestran las formas de onda resultantes para los dos ensayos de combinación de armónicos, de "curva plana" y "curva de oscilación" respectivamente.



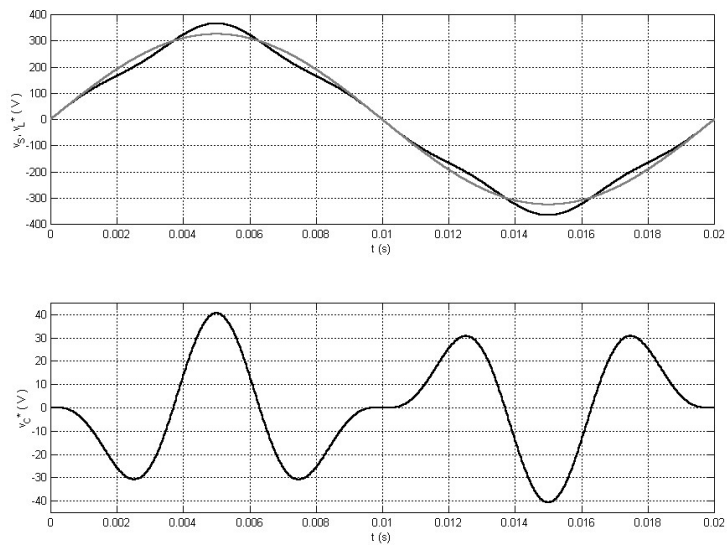
**Figura 3.31.** Forma de onda de la tensión de alimentación  $v_S$  en el ensayo de inmunidad frente a armónicos individuales, a 230 V, con un 12% del armónico 5, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia  $v_L^*$  calculada y tensión de compensación  $v_C^*$  necesaria.

La tabla 3.12 muestra los valores más significativos para los tres casos. En todos ellos ha de ajustarse el valor eficaz de  $v_S$  al valor nominal  $U_N$  (según la norma UNE-EN 61000-4-13), con lo que las componentes fundamentales correspondientes varían ligeramente. Para cada caso se ha determinado tanto el valor eficaz  $V_C$  como el máximo  $V_{Cmax}$  de la tensión de compensación. Se observa así que el mayor valor eficaz es de 0'119  $U_N$  en el ensayo del armónico 5, y sin embargo los valores máximos los define el ensayo de curva de oscilación, en  $\pm 0'177 U_N$ .





**Figura 3.32.** Forma de onda de la tensión de alimentación  $v_s$  en el ensayo de combinación de armónicos de curva plana, a 230 V, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia  $v_L^*$  calculada y tensión de compensación  $v_C^*$  necesaria.



**Figura 3.33.** Forma de onda de la tensión de alimentación  $v_s$  en el ensayo de combinación de armónicos de curva de oscilación, a 230 V, según UNE-EN 61000-4-13. Tensión de referencia  $v_L^*$  calculada y tensión de compensación  $v_C^*$  necesaria.

Tabla 3.12. Valores necesarios de  $v_C$ , según ensayos de inmunidad ante armónicos en la tensión de suministro definidos en la norma UNE-EN 61000-4-13 para entornos de clase 3.

Caso	$V_S$	$V_{Sh1}$	THD $v_S$	$V_C$	$V_{Cmax}$
Armónico 5°	$U_N$	$0'993 U_N$	12'0 %	<b>0'119 <math>U_N</math></b>	$\pm 0'176 U_N$
Ejemplo (230 V)	230 V	228'4 V	"	27'5 V	$\pm 40'6 V$
Curva plana	$U_N$	$0'996 U_N$	9'0 %	$0'090 U_N$	$\pm 0'156 U_N$
Ejemplo (230 V)	230 V	229'1 V	"	20'6 V	$\pm 36'0 V$
Curva oscilación	$U_N$	$0'996 U_N$	9'4 %	$0'094 U_N$	<b><math>\pm 0'177 U_N</math></b>
Ejemplo (230 V)	230 V	229'0 V	"	21'6 V	$\pm 40'7 V$

La tabla 3.13 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento serie (en el lado de red de  $T_S$ ) ante armónicos en la tensión de suministro. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.13. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de  $T_S$ , ante armónicos en la tensión de suministro ( $v_{Sh}$ ).

$U_{CN}$	$V_{CN max}$	$I_{CN max}$	$S_{N Ts}$	$S_{N max}$
0'119 pu	0'177 pu	1'414 pu	0'119 pu	0'250 pu
27'5 V	$\pm 40'7 V$	$\pm 6'15 A$	119 VA	250 VA

### 3.7.1.4.- Armónicos en la tensión de carga ( $v_{Lh}$ )

Como se explicó al principio de la sección 3.7.1, cuando se quieran compensar cargas de tipo HVS puras, [37], no se conseguirá una tensión senoidal en el lado de carga. Para conseguir que la intensidad de suministro si sea senoidal el filtro serie debe intercalar una tensión igual a la diferencia de la distorsión de tensión existente en ambos lados del equipo ( $v_{Sh} - v_{Lh}$ ). Esta sección analiza el dimensionamiento de esta componente de la tensión de compensación.

Un caso significativo de carga tipo HVS es el de un rectificador monofásico de diodos de onda completa con un gran condensador en el lado de continua (carga DCR). La figura 3.34 muestra un ejemplo de esta carga DCR, alimentada desde una red con una impedancia de tipo resistivo. La tabla 3.14 muestra los valores numéricos utilizados en la simulación para los distintos componentes del circuito, con una tensión de 230 V y una resistencia de carga  $R_L$  que corresponde a un consumo aproximado de 1 kW.

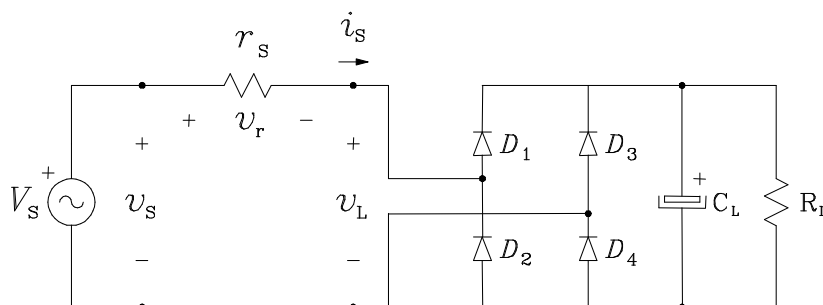


Figura 3.34. Rectificador de diodos de onda completa, con capacidad y carga resistiva (carga DCR), alimentada con tensión senoidal e impedancia de red resistiva.

Tabla 3.14. Parámetros del circuito de la figura 3.59.

$V_s$	$r_s$	$C_L$	$R_L$
230 V	2'5 $\Omega$ (5%)	1 mF	75 $\Omega$

En la figura 3.35 se presentan en régimen permanente la tensión ideal de suministro  $v_s$ , la tensión en la carga  $v_L$  así como la corriente de suministro  $i_s$ . Se puede observar como la tensión  $v_L$  permanece prácticamente constante – e igual a la del condensador de continua – mientras los diodos correspondientes estén en estado de conducción. En esos momentos, la corriente absorbida puede hacerse muy elevada pues viene limitada básicamente por la impedancia de red. Esta impedancia  $r_s$  es un 5% de la impedancia nominal del sistema y los picos de intensidad alcanzan valores de 17 A, aproximadamente 4 veces la intensidad nominal. De manera aproximada se podría describir a esta carga como un equipo que intenta mantener la tensión casi constante mientras se carga el condensador, y comportarse por tanto como una fuente de armónicos de tensión.

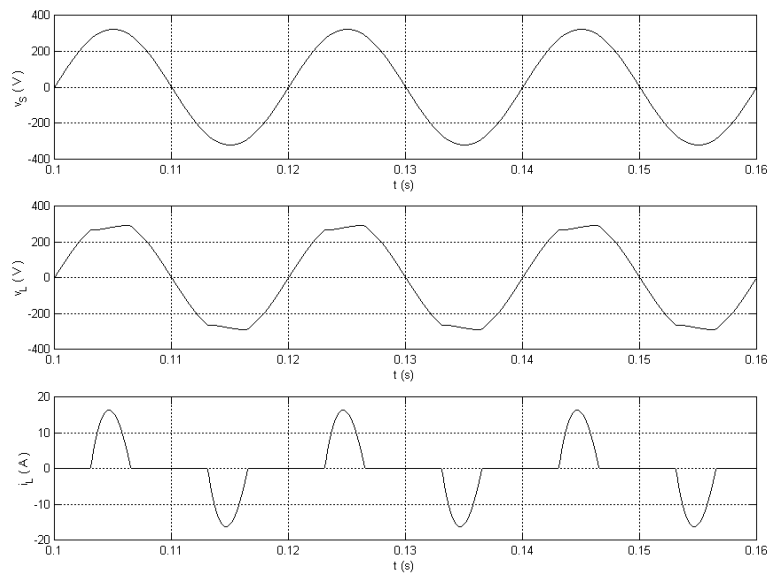


Figura 3.35. Formas de onda en régimen permanente de la carga de la figura 3.32.

Considérese ahora la situación de la figura 3.36 en la que se compensa la carga por medio de un filtro activo serie. Si la estrategia de compensación bloquea de manera ideal cualquier componente armónica de la corriente, la intensidad de suministro  $i_s$  será senoidal. Si además se compensa la potencia reactiva necesaria,  $i_s$  estará en fase con la tensión  $v_s$ . De hecho, al fijar una intensidad de suministro  $i_s$  senoidal quedan determinadas las tensiones a ambos lados del filtro serie en régimen permanente. De esta forma puede determinarse la tensión  $v_C$  necesaria en éste, tanto la debida a las distorsiones de la tensión de suministro como a las existentes en el lado de la carga HVS. Respecto al lado de suministro, se supone una alimentación de tensión senoidal y regulada por lo que la tensión a la entrada del filtro serie,  $v_s$ , será también senoidal. La diferencia entre ambas será la correspondiente a la caída de tensión en la impedancia de red  $Z_s$  producida por la intensidad senoidal.

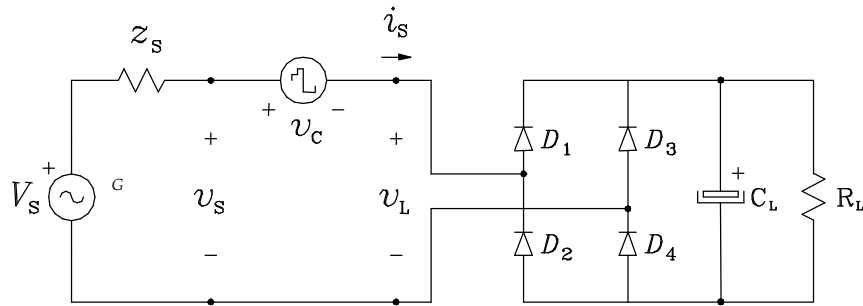


Figura 3.36. Compensación de carga DCR con acondicionador activo serie.

Para dimensionar la componente  $v_{Lh}$  hace falta conocer la forma de onda de la tensión en los terminales de la carga  $v_L$ . Ésta puede determinarse, según el razonamiento anterior, analizando el funcionamiento del convertidor ante una entrada de corriente senoidal. Cuando la corriente  $i_s$  sea positiva, los diodos  $D_1$  y  $D_4$  están directamente polarizados y la tensión  $v_L$  es igual a la existente en el condensador  $C_L$ . Cuando  $i_s$  sea negativa, los diodos que están conduciendo son  $D_2$  y  $D_3$ , de manera que  $v_L$  es igual a la tensión en el condensador pero con la polaridad cambiada. Si el condensador es de gran capacidad, su tensión variará poco cada medio ciclo y por tanto la forma de onda de la tensión  $v_L$  será aproximadamente una onda cuadrada.

Para ilustrar dicho comportamiento, se muestra aquí el caso de la carga DCR alimentada con una fuente de intensidad senoidal (ver figura 3.37), que idealiza el control del convertidor serie. Las formas de onda resultantes se presentan en la figura 3.38, en la que se aprecia que la tensión  $v_L$  tiene una forma aproximada de onda cuadrada, con ligeras variaciones cada medio ciclo en función del grado de carga o descarga del condensador. En régimen permanente, la tensión de dicho condensador dependerá básicamente de la potencia de salida del rectificador a la resistencia  $R_L$  y de la amplitud seleccionada para  $I_s$ .

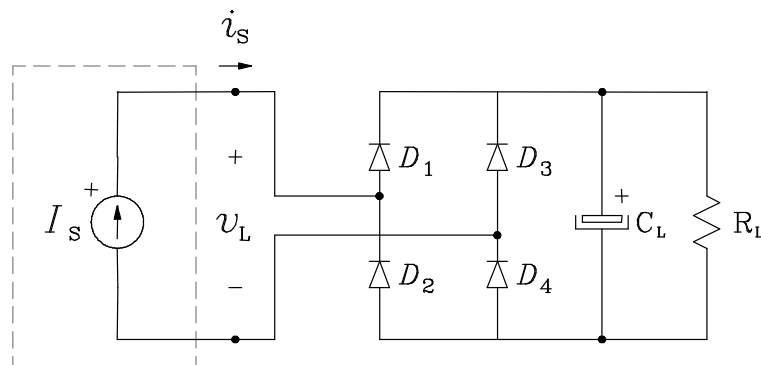


Figura 3.37. Carga DCR alimentada con fuente ideal de intensidad senoidal.

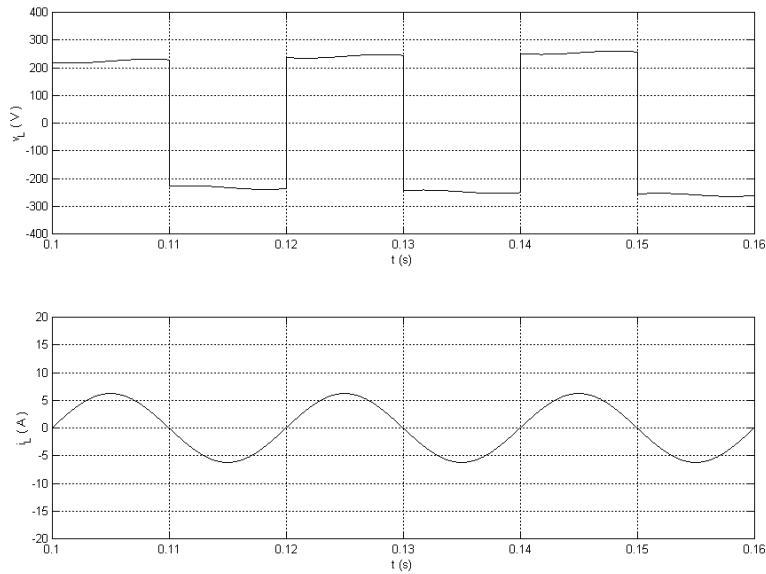


Figura 3.38. Formas de onda de la tensión en la carga  $v_L$  y la intensidad de suministro  $i_S$ , para el ejemplo de la figura 3.62.

Ahora bien, volviendo al caso de la compensación serie, los valores de  $v_S$  y  $v_L$  han de estar relacionados para que el filtro serie no proporcione ni reciba potencia activa en régimen permanente. Esta condición proporcionará por tanto los valores de  $v_L$  para una tensión de suministro dada; con los que podrán determinarse los valores máximos de  $v_C^*$  necesarios para una compensación ideal de esta carga. La potencia activa proporcionada por el suministro, considerando una tensión  $v_S$  ideal, sería:

$$P_S = \int_0^T v_S i_S dt = V_S I_S \quad (3.37)$$

donde  $V_S$  e  $I_S$  son los valores eficaces correspondientes a ambas ondas senoidales. Por otro lado, la potencia activa consumida por la carga sería:

$$P_L = \int_0^T v_L i_S dt = V_{L1} I_S \quad (3.38)$$

donde  $V_{L1}$  es el valor eficaz de la componente fundamental de la onda cuadrada correspondiente a la tensión  $v_L$ . Igualando las potencias de entrada y salida del filtro serie se deduce que  $V_{L1}$  ha de ser igual a  $V_S$ . Ahora bien, como la componente fundamental de una onda cuadrada es  $4/\pi$  veces su amplitud, dicha amplitud  $V_L$  ha de ser un 111'1 % del valor eficaz de la tensión  $v_S$ . Por lo que las tensiones a ambos lados del convertidor serie quedan como:

$$v_S = \sqrt{2} U_N \text{sen} \omega t, \quad v_L = \sqrt{2} V_S \pi / 4 \text{signo}(\text{sen} \omega t) = 1,111 U_N \text{signo}(\text{sen} \omega t) \quad (3.39)$$

Con las expresiones de (3.39) se calcula la forma de onda de la tensión  $v_C$  necesaria para la compensación de la carga DCR. La figura 3.39 muestra dichos resultados, tomando el valor de  $U_N$  como la unidad. La tensión  $v_C$  tiene un máximo absoluto en 1'111  $U_N$  en los momentos cercanos a la conmutación de la carga, y un máximo relativo de 0'303  $U_N$  en los máximos de  $v_S$ .

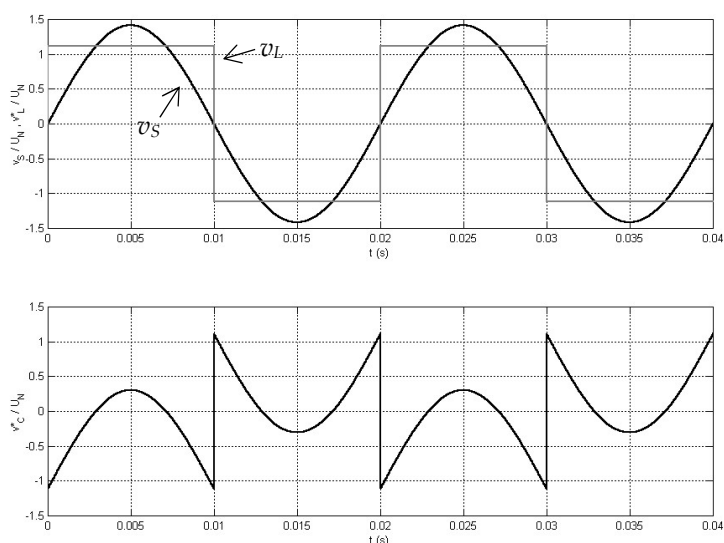


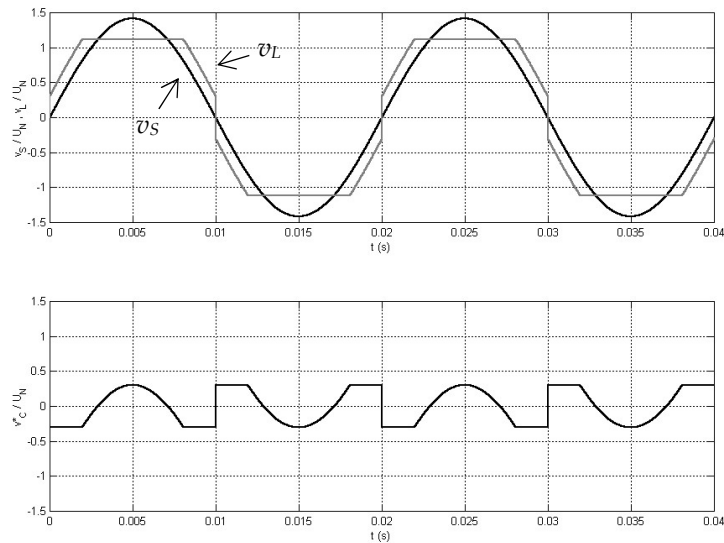
Figura 3.39. Carga DCR con regulación de  $i_s$  ideal. Formas de onda de la tensión de suministro  $v_s$ , tensión en la carga  $v_L$  y tensión de compensación  $v_C^*$  necesaria. Valores referidos a la tensión eficaz nominal  $U_N$ .

En primera instancia este caso implica valores elevados para la tensión de compensación serie. Sin embargo, si se analiza el comportamiento de la carga DCR, según el ejemplo de las figuras 3.34 y 3.35, se concluye que los valores necesarios de  $v_C$  son sólo aquellos en los que se evita que la tensión de entrada supere, de forma no controlada, la tensión en el condensador  $C_L$  (valores que se presentan en los máximos de la onda senoidal de  $v_s$  de la figura 3.39). Es decir, que  $v_C$  debe alcanzar como mínimo el máximo relativo de  $\pm 0'303 U_N$ . No alcanzar el máximo absoluto de  $1'111$  no supondría una distorsión importante de la corriente, pues en esos instantes la tensión de alimentación es inferior a la tensión del condensador de continua con lo que el puente de diodos entra en corte y el lado de continua de la carga queda temporalmente desconectado. La tabla 3.15 muestra los resultados mas relevantes para ambos casos, en lo que concierne al dimensionamiento para la compensación serie de la carga DCR.

Tabla 3.15. Valores necesarios de  $v_C$  ante armónicos de tensión en  $v_L$ , para la carga DCR.

Caso	$V_S$	$V_L$	$V_C$	$V_{C \max}$
Comp. ideal	$U_N$	$1'111 U_N$	$0'483 U_N$	$\pm 1'111 U_N$
Ejemplo (230 V)	230 V	255'5 V	111'2 V	$\pm 255'5 V$
Limitación $v_C$	$U_N$	$0'989 U_N$	$0'248 U_N$	$\pm 0'303 U_N$
Ejemplo (230 V)	230 V	227'5 V	57'1 V	$\pm 69'8 V$

En la figura 3.40 se expone el caso en que se limita  $v_C$  a dicho valor. Se observa que la tensión  $v_L$  ya no mantiene la forma de onda cuadrada, y el condensador  $C_L$  sólo se cargará cuando la tensión de alimentación alcance sus máximos. En este caso, la intensidad  $i_s$  se alejará de la forma senoidal en los momentos cercanos al paso por cero de  $v_s$ . Si se considera además la participación del convertidor paralelo del LCAC, éste puede inyectar estas pequeñas componentes de la corriente sin que el puente de diodos de la carga entre en conducción, consiguiendo una intensidad de suministro  $i_s$  senoidal.



**Figura 3.40.** Carga DCR con limitación de  $v_C$  a  $\pm 0'303 U_N$ . Formas de onda de la tensión de suministro  $v_S$ , tensión de compensación  $v_C^*$  y tensión carga  $v_L$  resultante en los terminales de la carga. Valores referidos a la tensión eficaz nominal  $U_N$ .

Finalmente, la tabla 3.16 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento serie (en el lado de red de  $T_S$ ) ante armónicos en cargas tipo fuente de armónicos de tensión. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.16. Valores nominales por fase para el acondicionamiento serie, en el lado de red de  $T_S$ , ante armónicos en cargas tipo fuente de armónicos de tensión ( $v_{Lh}$ ).

$U_{CN}$	$V_{CN \max}$	$I_{CN \max}$	$S_{N T_S}$	$S_{N \max}$
0'248 pu	0'303 pu	1'414 pu	0'248 pu	0'428 pu
57'1 V	$\pm 69'8$ V	$\pm 6'15$ A	248 VA	428 VA

### 3.7.1.5.- Combinación de factores para el dimensionamiento del filtro serie

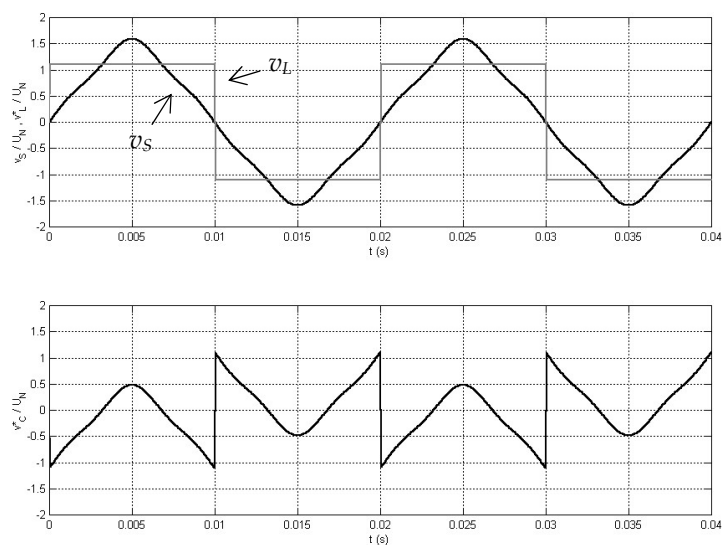
En esta sección se va a analizar la combinación de los factores que componen la tensión de compensación  $v_C$ , a tenor de lo expuesto en los casos particulares descritos anteriormente. La tabla 3.17 recoge el resumen de los valores seleccionados para dichos casos particulares. Si se considera individualmente cada uno de los factores, el caso de desequilibrios en la tensión de suministro es el que necesita mayores valores ( $0'404 U_N$  para el valor eficaz y  $\pm 0'571 U_N$  para los valores de pico).

Tabla 3.17. Valores eficaces y máximos de  $v_C$  para los casos individuales.

<b>Factor</b>	$V_{CN} / U_N$	$V_{CN \max} / U_N$
Regulación de la tensión	0'150	$\pm 0'212$
Desequilibrios en $v_S$	0'404	$\pm 0'571$
Armónicos en $v_S$	0'119	$\pm 0'177$
Armónicos en $v_L$	0'248	$\pm 0'303$

En cuanto al estudio conjunto de los distintos factores, se contemplarán únicamente las combinaciones de cargas tipo fuente de armónicos de tensión con los distintos factores correspondientes a la tensión de suministro (armónicos, desequilibrios y falta de regulación). Esto es debido a que los casos estudiados en los que la distorsión está en la tensión del lado de suministro corresponden a ensayos de inmunidad que se realizan de forma separada en los equipos a probar, y que suponen condiciones más exigentes de las que se dan habitualmente en la clase de entorno correspondiente. Sin embargo, alguna de estas tres condiciones de la tensión de suministro podrían darse puntualmente en combinación con el acondicionamiento de una carga tipo fuente de armónicos de tensión, que añade una distorsión de tensión adicional en el lado de carga del acondicionador.

Según lo expuesto en el apartado 3.7.1.4, las condiciones más restrictivas para los valores necesarios de  $v_C$  son aquellas en las que la tensión de suministro es más elevada en sus valores máximos. En este caso, una tensión  $v_C$  limitada a  $\pm 0'303 U_N$  no podría restringir la intensidad demandada por la carga DCR y se producirían picos de corriente no controlados. Desde este punto de vista, el ensayo de armónicos de curva de oscilación (ver figura 3.31) es el que presenta máximos de  $v_S$  más acusados, con un valor de  $0'177 U_N$  (tabla 3.17). La figura 3.41 muestra la situación correspondiente a esta combinación así como la tensión de compensación necesaria. Así pues, el máximo relativo de  $v_C$  aumenta hasta  $0'480 U_N$  y el valor eficaz a  $0'525 U_N$ .



**Figura 3.41.** Carga DCR con regulación de  $i_S$  ideal y con armónicos en la tensión de suministro. Formas de onda de la tensión de suministro  $v_S$ , tensión en la carga  $v_L$  y tensión de compensación  $v_C^*$  necesaria. Valores referidos a la tensión eficaz nominal  $U_N$ .

Si se utiliza el criterio del apartado anterior procedería limitar  $v_C$  a  $\pm 0'480 U_N$ . La figura 3.42 muestra la tensión resultante en bornes de la carga, que no supera la tensión límite marcada por la carga DCR. En este caso, el valor eficaz de  $v_C$  es de  $0'415 U_N$ .

Finalmente, comparando estos resultados con los de la tabla 3.17 se comprueba que el ensayo frente a desequilibrios en la tensión de suministro sigue siendo el caso más exigente para los valores máximos ( $\pm 0'571 U_N$ ). Tiene además el agravante de que si no se compensan las tensiones de forma completa aparecerán distorsiones en la tensión del lado de carga, mientras que no las hay en el lado de suministro. Sin embargo, el valor eficaz de  $v_C$  es mayor en el último caso expuesto, con un valor de  $0'415 U_N$ . Por tanto, la tabla 3.18 muestra los valores nominales seleccionados para



el acondicionamiento serie en el lado de red de  $T_S$ . Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase – neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.18. Valores nominales por fase seleccionados para el acondicionamiento serie, en el lado de red de  $T_S$ , en función de las distintas combinaciones analizadas.

$V_{CN}$	$V_{CN \max}$	$I_{CN \max}$	$S_{N T_S}$	$S_{N \max}$
0'415 pu	0'571 pu	1'414 pu	0'415 pu	0'808 pu
95'4 V	$\pm 131$ V	$\pm 6'15$ A	415 VA	808 VA

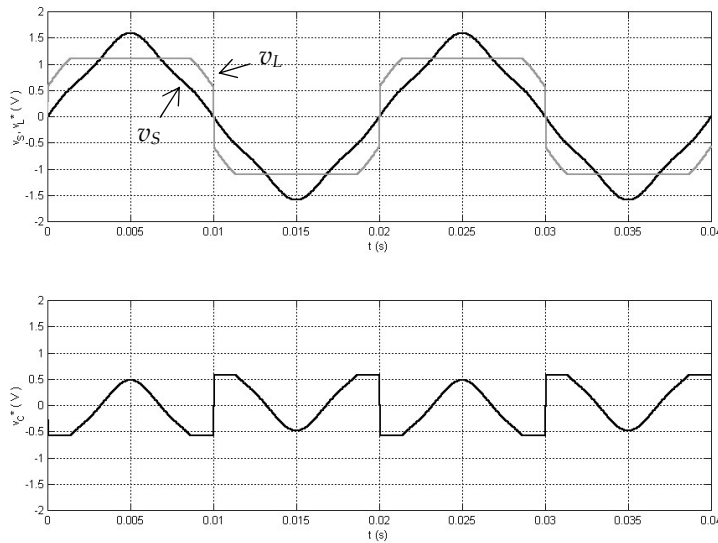


Figura 3.42. Carga DCR con armónicos en la tensión de suministro y limitación de  $v_C$  a  $\pm 0'571 U_N$ . Formas de onda de la tensión de suministro  $v_S$ , tensión de compensación  $v_C^*$  y tensión  $v_L$  resultante en los terminales de la carga. Valores referidos a la tensión eficaz nominal  $U_N$ .

### 3.7.2. Dimensionamiento de la intensidad de compensación en paralelo

El tamaño del convertidor paralelo dependerá de los valores máximos de intensidad de compensación  $i_C$  necesarios para proporcionar a la carga las intensidades armónicas, reactivas o de desequilibrio que demande. A esto habrá que añadir una componente activa adicional correspondiente a la regulación de la tensión en el lado de continua del LCAC, bien debido a las pérdidas internas del acondicionador, bien debido a la potencia activa adicional en caso de que la tensión de suministro sea inferior a la nominal. Según la estrategia de compensación adoptada la referencia básica para la intensidad a inyectar por el convertidor paralelo es la diferencia entre la intensidad de carga  $i_L$  y la referencia obtenida como corriente ideal de suministro  $i_S^*$ , más la componente activa adicional  $i_{aC}$ :

$$i_C^* = i_L - i_S^* - i_{aC} \cong i_{Lh} + i_{LjU} + i_{LjQ} - i_{aC} \quad (3.40)$$

Para determinar los valores necesarios de la intensidad  $i_C$  se procederá de forma similar a la estimación de los valores de  $v_C$  en el apartado anterior. Se analizará en primer lugar el efecto correspondiente a cada componente:

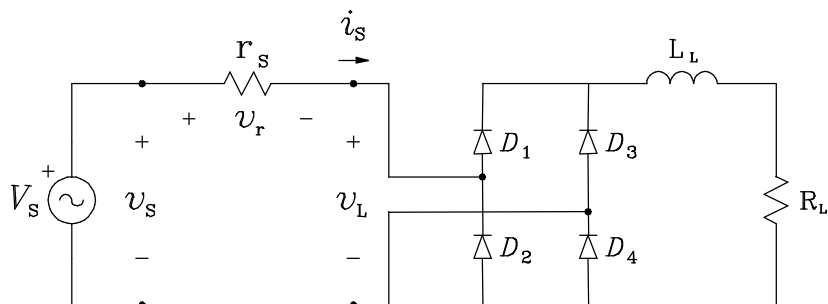
- a) Componentes armónicas de la intensidad de carga ( $i_{Lh}$ )
- b) Desequilibrio en carga ( $i_{Lfu}$ )
- c) Componentes fundamentales reactivas ( $i_{Lfo}$ )
- d) Componente activa adicional de la intensidad de compensación ( $i_{ac}$ )

Una vez determinada la intensidad  $i_c$  necesaria para cada factor concreto, se estudiará de forma conjunta la combinación de los mismos para definir las condiciones más restrictivas y el dimensionamiento elegido para la compensación en paralelo.

### 3.7.2.1.- Componentes armónicas de la intensidad de carga ( $i_{Lh}$ )

Considérense ahora los requisitos impuestos por las cargas no lineales. Como se vio en el apartado de dimensionamiento de la compensación serie, las cargas del tipo fuente de armónicos de tensión se compensan principalmente por bloqueo de las corrientes armónicas. En el caso de la carga DCR que se estudió para la limitación de la tensión  $v_c$ , la intensidad de compensación necesaria desde el convertidor paralelo es muy reducida. No es el caso para las cargas tipo fuente de armónicos de corriente. Las conmutaciones de estas cargas, con elementos fuertemente inductivos, provocan cambios bruscos en la corriente de suministro, del orden de la intensidad nominal.

La figura 3.43 muestra el caso de una carga compuesta por un rectificador de diodos de onda completa, con una gran inductancia en el lado de continua, carga DLR. Este tipo de carga podría corresponder al sistema de excitación de un generador síncrono o de un motor de corriente continua. La figura 3.44 muestra las formas de onda resultantes en régimen permanente, utilizando los parámetros indicados en la tabla 3.19 para un consumo aproximado de potencia de 1 kW. Los valores de la corriente demandada por el rectificador se aproximan a una onda cuadrada, más próxima cuanto mayor sea la inductancia  $L_L$ . En los momentos en que se produce la conmutación, la red de suministro se ve sometida a un brusco cambio de corriente y se producen deformaciones de la tensión por efecto de la impedancia de red.



**Figura 3.43.** Rectificador de diodos de onda completa, con inductancia de salida y carga resistiva (carga DLR). Alimentada con tensión senoidal e impedancia de red resistiva.

Tabla 3.19. Parámetros del circuito de la figura 3.41.

$v_s$	$r_s$	$L_L$	$R_L$
230 V, 50 Hz	2'5 $\Omega$ (5%)	5 H	40 $\Omega$

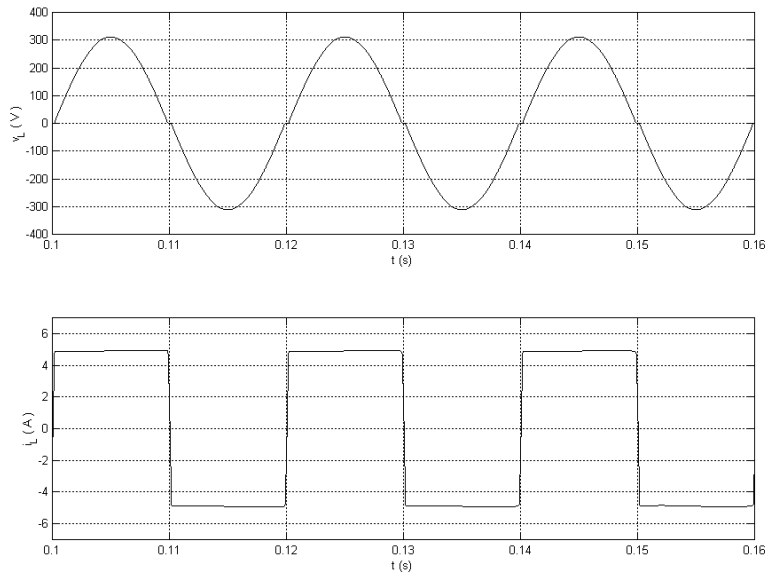


Figura 3.44. Formas de onda en régimen permanente de la carga DLR de la figura 3.41.

La figura 3.45 muestra el esquema para la compensación de la carga DLR mediante un acondicionador activo paralelo. Este acondicionador inyectará la corriente  $i_c$  para compensar las componentes no activas de la intensidad de carga  $i_L$ . Si se considera una intensidad de carga  $i_L$  ideal con forma de onda cuadrada, y una tensión de suministro  $v_s$  ideal, con una impedancia de red  $z_s$  despreciable, se puede calcular la intensidad  $i_c$  necesaria como la diferencia entre  $i_L$  y su armónico fundamental. Ahora bien, el máximo valor aceptable de la intensidad de carga corresponde a un valor eficaz igual a la intensidad nominal del sistema  $I_N$ . Dado que el valor máximo de la componente fundamental de  $i_L$  es  $4/\pi$  veces su amplitud, la máxima potencia utilizable sin incurrir en condiciones de sobrecarga es:

$$P_L = V_S I_{L_f} = U_N \frac{I_{L_f \max}}{\sqrt{2}} = U_N \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_N = 0'900 S_N \quad (3.41)$$

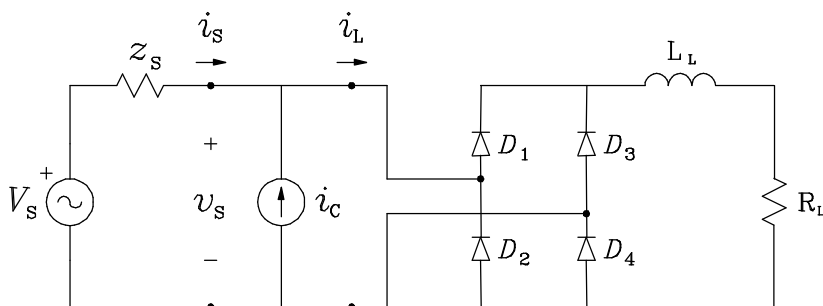
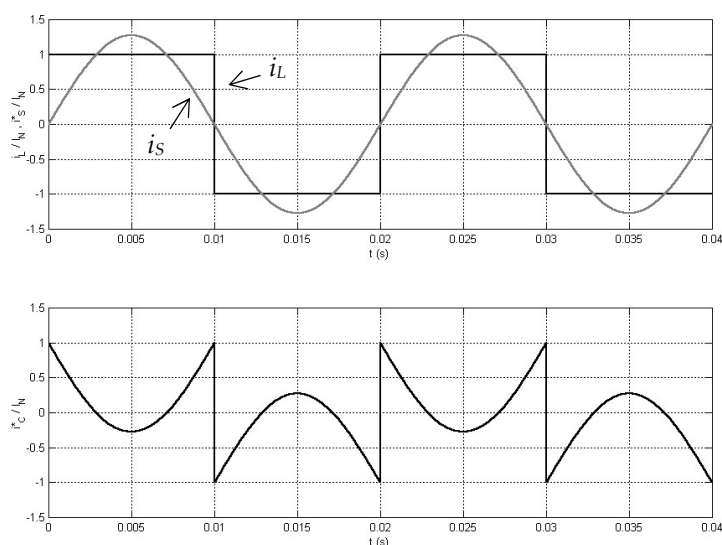


Figura 3.45. Compensación de carga DLR con acondicionador activo paralelo.

La figura 3.46 muestra las formas de onda y los valores calculados de la intensidad  $i_C$  necesaria para la compensación de esta carga en función de  $I_N$ . A partir de la relación entre la amplitud de la onda cuadrada de la intensidad de carga y su componente fundamental se puede calcular que la intensidad de compensación tiene un valor eficaz de  $0'435 I_N$ , presenta un máximo absoluto en  $I_N$  y otro relativo en  $0'273 I_N$ .

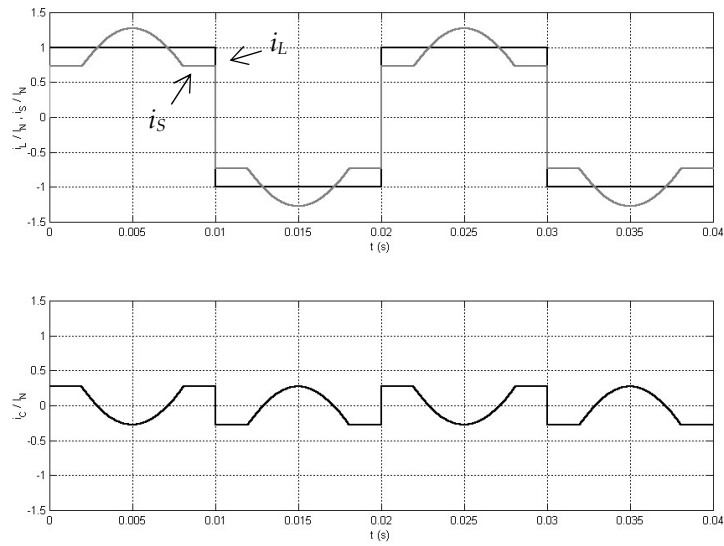


**Figura 3.46.** Compensación ideal en paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga  $i_L$ , intensidad de suministro ideal  $i_s^*$  e intensidad de compensación  $i_c^*$  necesaria. Valores referidos a la intensidad eficaz nominal  $I_N$ .

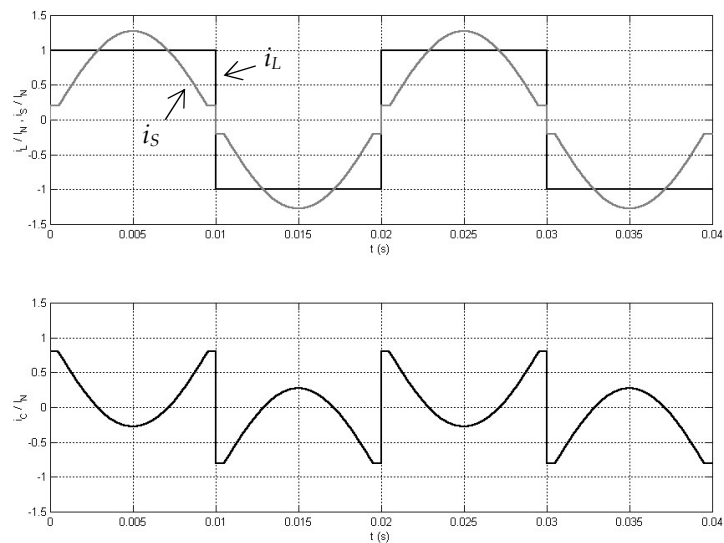
Si se limita  $i_C$  a  $\pm 0'273 I_N$ , de forma análoga al análisis con la carga DCR, la intensidad de suministro  $i_s$  resultante ya no será senoidal. La figura 3.47 muestra las formas de onda correspondientes, en las que se observa que  $i_s$  está fuertemente distorsionada. El THD calculado es del 26'9%, muy superior al 5% recomendado por el estándar IEEE Std 519-2014 [10] para instalaciones con una relación de cortocircuito menor de 20. Para conseguir valores del orden del estándar hay que subir el límite de  $i_C$  a aproximadamente  $\pm 0'8 I_N$ . La figura 3.48 muestra las formas de onda para este caso, en las que se ve que  $i_s$  ya es mucho más parecida a una onda senoidal; con un THD del 4,1%.

Por el momento no se va a calcular este límite con mayor detalle, pues el seguimiento de la referencia  $i_C^*$  en el convertidor paralelo incluirá otros factores más determinantes. Asimismo, como se verá en los siguientes apartados, se darán casos con valores eficaces y máximos mas elevados. Si se adopta temporalmente el último caso, se tendrá para  $i_C$  un valor eficaz de  $0'415 I_N$  con valores máximos en  $\pm 0'8 I_N$ .

De forma similar a como se consideró en el dimensionamiento de la tensión de compensación serie, ahora el valor eficaz de  $i_C$  determinará la potencia nominal del transformador de acoplamiento  $T_P$  así como a la inductancia de alisado  $L_P$ . Los valores máximos de  $i_C$  afectarán por su parte la potencia de los dispositivos electrónicos que se utilicen.



**Figura 3.47.** Compensación paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga  $i_L$ , intensidad de compensación  $i_C$  limitada a  $\pm 0'273 I_N$  e intensidad de suministro resultante  $i_s$ . Valores referidos a la intensidad eficaz nominal  $I_N$ .



**Figura 3.48.** Compensación paralelo de una carga DLR. Intensidad de carga  $i_L$ , intensidad de compensación  $i_C$  limitada a  $\pm 0'8 I_N$  e intensidad de suministro resultante  $i_s$ . Valores referidos a la intensidad eficaz nominal  $I_N$ .

Si se considera que la tensión en la carga  $v_L$  queda completamente compensada, a los valores nominales, entonces el transformador  $T_P$  ha de tener una potencia aparente mínima del 41'5% de la nominal del sistema,  $S_N$ . Los valores máximos de  $v_L$  e  $i_C$  determinarán por su parte una potencia aparente de pico del 113% de  $S_N$  como valor de partida para la selección de los componentes electrónicos, a determinar posteriormente en función de la topología o los métodos de control utilizados con el inversor paralelo del LCAC. La tabla 3.20 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento paralelo (en el lado de red de  $T_P$ ) ante armónicos en la intensidad de carga. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.20. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de  $T_p$ , ante armónicos en la intensidad de carga ( $i_{Lh}$ ).

$I_{CN}$	$I_{CN \max}$	$V_{LN \max}$	$S_{N T_p}$	$S_{N \max}$
$0'415 I_N$	$0'800 I_N$	$1'414 U_N$	$0'415 S_N$	$1'131 S_N$
$1'80 \text{ A}$	$\pm 3'48 \text{ A}$	$\pm 325 \text{ V}$	$415 \text{ VA}$	$1131 \text{ VA}$

### 3.7.2.2.- Componentes de desequilibrio fundamental de la intensidad de carga ( $i_{Lfi}$ )

Considérese ahora el desequilibrio en las componentes fundamentales de la intensidad de carga. Así como con las tensiones de suministro se limitan los desequilibrios hasta un 3%, desde el punto de vista de la carga pueden darse con frecuencia grandes desequilibrios en las intensidades, principalmente en instalaciones parcialmente monofásicas o bifásicas. Si se contemplan únicamente las componentes fundamentales de las intensidades de carga, puede calcularse de forma analítica el máximo necesario para las intensidades de compensación y analizar los casos correspondientes a dichos máximos. Los tres fasores de las intensidades de carga se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} I_{L1} &= I_{L1} \angle \varphi_1 \\ I_{L2} &= I_{L2} \angle \varphi_2 - 120^\circ = a^2 I_{L2} \angle \varphi_2 \\ I_{L3} &= I_{L3} \angle \varphi_3 + 120^\circ = a I_{L3} \angle \varphi_3 \end{aligned} \quad (3.42)$$

donde  $a = 1 \angle +120^\circ$  .;  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  $I_{L3}$  son los valores eficaces de las intensidades, y  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  los desfases de éstas respecto a sus tensiones correspondientes  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ . La figura 3.49 muestra el diagrama fasorial, en el que el marco de referencia son las tensiones de carga, que se consideran senoidales y equilibradas de secuencia directa.

En este apartado, las intensidades de compensación  $I_c$  son igual a la diferencia entre las intensidades de carga  $I_L$  y su componente de secuencia directa  $I_{L^+}$  :

$$I_c = I_L - I_{L^+} \quad (3.43)$$

Las componentes de secuencia directa de la intensidad de carga son:

$$\begin{aligned} I_{L1^+} &= (I_{L1} + a I_{L2} + a^2 I_{L3}) / 3 \\ I_{L2^+} &= a^2 (I_{L1} + a I_{L2} + a^2 I_{L3}) / 3 = (a^2 I_{L1} + I_{L2} + a I_{L3}) / 3 \\ I_{L3^+} &= a (I_{L1} + a I_{L2} + a^2 I_{L3}) / 3 = (a I_{L1} + a^2 I_{L2} + I_{L3}) / 3 \end{aligned} \quad (3.44)$$

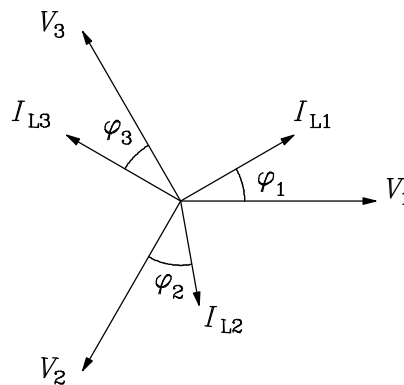


Figura 3.49. Diagrama fasorial de las tensiones e intensidades de carga.

Por tanto, los fasores de la intensidad de compensación serán:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= (2 I_{L1} - a I_{L2} - a^2 I_{L3}) / 3 \\ I_{C2} &= (- a^2 I_{L1} + 2 I_{L2} - a I_{L3}) / 3 = (- I_{L1} + 2a I_{L2} - a^2 I_{L3}) a^2 / 3 \\ I_{C3} &= (- a I_{L1} - a^2 I_{L2} + 2 I_{L3}) / 3 = (- I_{L1} - a I_{L2} + 2a^2 I_{L3}) a / 3 \end{aligned} \quad (3.45)$$

Que expresándose en función de las componentes de  $I_L$  según (3.42) quedan:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= (2 I_{L1} \angle \varphi_1 - I_{L2} \angle \varphi_2 - I_{L3} \angle \varphi_3) / 3 \\ I_{C2} &= (- I_{L1} \angle \varphi_1 + 2 I_{L2} \angle \varphi_2 - I_{L3} \angle \varphi_3) a^2 / 3 \\ I_{C3} &= (- I_{L1} \angle \varphi_1 - I_{L2} \angle \varphi_2 + 2 I_{L3} \angle \varphi_3) a / 3 \end{aligned} \quad (3.46)$$

Formulado de esta manera se observa que las tres expresiones son equivalentes entre sí. La condición de máximo módulo para cada fase se dará cuando los tres fasores de cada suma estén alineados, sumándose directamente sus módulos parciales. Por ejemplo, para que  $I_{C1}$  sea máximo se ha de cumplir que:

$$\varphi_2 = \varphi_3 = \varphi_1 + 180^\circ \quad (3.47)$$

Y suponiendo que el valor máximo de las intensidades de carga es  $I_N$ , entonces:

$$\begin{aligned} | I_{C1} | &= | 2 I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} | = 4/3 I_N \\ | I_{C2} | &= | - I_{L1} - 2 I_{L2} + I_{L3} | = 2/3 I_N \\ | I_{C3} | &= | - I_{L1} + I_{L2} - 2 I_{L3} | = 2/3 I_N \end{aligned} \quad (3.48)$$

Por tanto, el valor eficaz máximo para  $I_C$  corresponde a  $4/3 I_N = 1'333 I_N$ ; con valores de pico de  $\pm 1'886 I_N$ . En función del ángulo  $\varphi_1$  se pueden determinar algunos casos significativos que cumplan esta condición. La tabla 3.21 muestra cuatro ejemplos correspondientes a  $\varphi_1$  igual a  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . Cada caso se asocia a una carga determinada, con valores eficaces nominales. Las fases que aparecen representadas como - R corresponden a una carga monofásica que inyecta hacia el suministro la potencia nominal, ya sea transitoriamente o de forma permanente.

Tabla 3.21. Casos de máximo  $|I_C|$  frente a desequilibrios en  $I_L$ .

Caso	$\varphi_1$	$\varphi_2 = \varphi_3$	Carga	$I_{C1}$
<i>f0</i>	$0^\circ$	$180^\circ$	( R, - R, - R )	$4/3 I_N \angle 180^\circ$
<i>f90</i>	$90^\circ$	$-90^\circ$	( C, L, L )	$4/3 I_N \angle -90^\circ$
<i>f180</i>	$180^\circ$	$0^\circ$	( - R, R, R )	$4/3 I_N \angle 0^\circ$
<i>f270</i>	$-90^\circ$	$+90^\circ$	( L, C, C )	$4/3 I_N \angle +90^\circ$

Las figuras 3.50 y 3.51 representan los casos *f90* y *f180* respectivamente, con la carga correspondiente y el diagrama fasorial de las corrientes de carga.

Los casos representados en la tabla 3.21 representan el mayor esfuerzo para  $i_C$ , más corresponden a casos teóricos extremos. Los casos "resistivos" *f0* y *f180* suponen generación de potencia activa en la carga, y los casos "reactivos" *f90* y *f270* suponen cargas con factor de potencia cero. Si por ejemplo se limita el rango a cargas que no generen potencia activa, los dos únicos casos que lo cumplen son los mencionados *f90* y *f270*; como se puede demostrar por medio de las restricciones sobre  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$ .

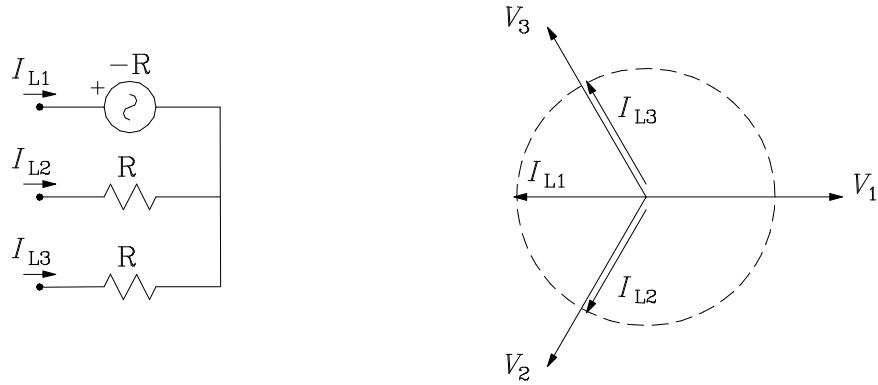


Figura 3.50. Carga resistiva desequilibrada (-R, R, R) con generación en la fase 1. Esquema de la carga y diagrama fasorial.

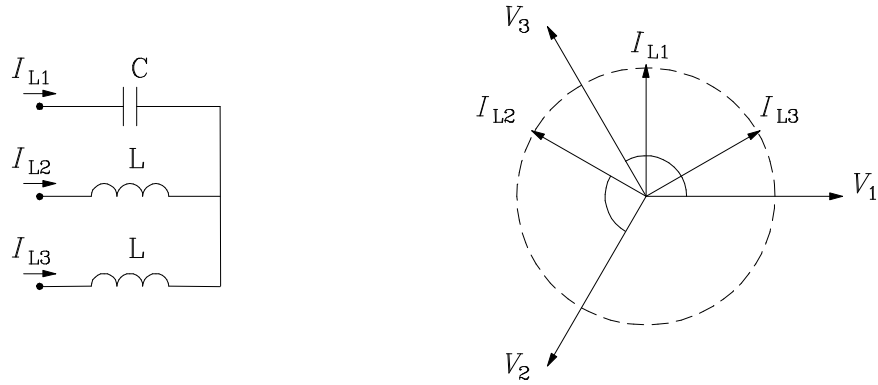


Figura 3.51. Carga reactiva desequilibrada (C, L, L). Esquema de la carga y diagrama fasorial.

A modo de ejemplo se puede analizar un caso más probable, (x, R, R), en que las fases 2 y 3 tienen cargas resistivas nominales, y determinar las intensidades de compensación según la carga de la fase 1 (representada por la variable x). Aplicando estas condiciones a la expresión (3.48) se obtienen las intensidades de compensación:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= (2 I_{L1} \cos \varphi_1 - 2 I_N) / 3 \\ I_{C2} &= (- I_{L1} \cos \varphi_1 + I_N) a^2 / 3 \\ I_{C3} &= (- I_{L1} \cos \varphi_1 + I_N) a / 3 \end{aligned} \quad (3.49)$$

Los módulos  $I_{C2}$  y  $I_{C3}$  tienen como valor máximo posible  $2/3 I_N$ , mientras que  $I_{C1}$  puede alcanzar  $4/3 I_N$  como se vio en el caso  $f180$ . Si se expresa  $I_{L1}$  en forma binómica, con sus componentes activa  $I_{L1p}$  y reactiva  $I_{L1q}$ , el valor de  $I_{C1}$  se expresa como:

$$|I_{C1}| = \frac{2}{3} I_N \sqrt{\left(\frac{I_{L1p}}{I_N} - 1\right)^2 + \left(\frac{I_{L1q}}{I_N}\right)^2} \quad (3.50)$$

Se observa por ejemplo que el valor de  $I_{C1}$  no depende del signo de la componente reactiva  $I_{L1q}$ , sino sólo de su magnitud. Se puede expresar  $I_{C1}$  por tanto en función del módulo  $M = I_{L1} / I_N$  y de su factor de desplazamiento  $F = I_{L1p} / I_{L1}$ :

$$I_{C1} = \frac{2}{3} I_N \sqrt{M^2 - 2M \cdot F + 1} \quad (3.51)$$



En la figura 3.52 se muestran los valores de  $I_{C1}$  en función del módulo y el factor de potencia. Se observa que las condiciones que necesitan un valor mayor que  $2/3 I_N$  corresponden a casos singulares de carga, bien con un factor de desplazamiento negativo (se está entregando potencia activa desde la fase 1), bien con un factor de potencia muy bajo. En la figura de la derecha se muestran curvas de nivel correspondientes a los valores  $(1/3 \ 2/3 \ 3/3 \ 4/3)$  y se aprecia que para factores de potencia mayores de 0'5 la intensidad de compensación ha de ser como máximo  $2/3 I_N$ .

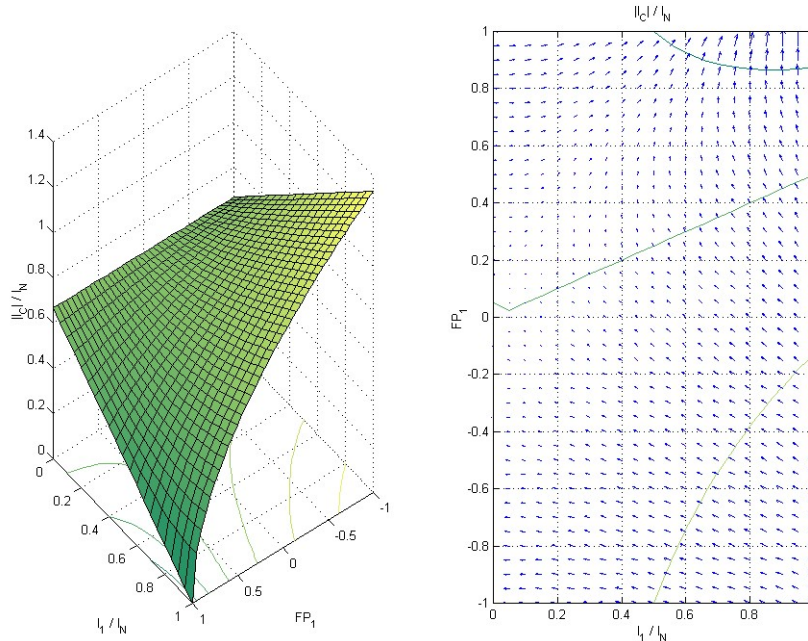


Figura 3.52. Módulo de  $I_C$  para carga (x, R, R), según el módulo y el factor de desplazamiento de la intensidad de la fase 1. Superficie de la función y curvas de nivel  $(1/3, 2/3, 3/3, 4/3)$ .

Hechas estas consideraciones, y observando las situaciones de carga mas factibles, se ha determinado un nivel máximo de  $I_C$  de  $2/3 I_N$ , con valores de pico de  $\pm 0'943 I_N$ . La tabla 3.22 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento paralelo (en el lado de red de  $T_P$ ) ante desequilibrios en la intensidad de carga. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.22. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de  $T_P$ , ante desequilibrios en la intensidad de carga ( $i_{Lfi}$ ).

$I_{CN}$	$I_{CN \max}$	$V_{LN \max}$	$S_{N T_P}$	$S_{N \max}$
$0'667 I_N$	$0'943 I_N$	$1'414 U_N$	$0'667 S_N$	$1'333 S_N$
2'90 A	$\pm 4'10$ A	$\pm 325$ V	667 VA	1333 VA

### 3.7.2.3.- Componentes fundamentales de desequilibrio y reactivas de la intensidad de carga ( $i_{Lfi} + i_{LfiQ}$ )

En este apartado correspondería analizar la aportación de las componentes fundamentales reactivas  $i_{LfiQ}$  al dimensionamiento de  $i_C$ . En este sentido, la acotación de  $|I_C|$  es bastante directa pues corresponde a la compensación completa de las componentes reactivas de cada fase de la intensidad de carga. Si hay fases con carga puramente reactiva el limite sería  $I_N$ ; y si se suponen

factores de potencia mayores de 0'5 entonces el límite se situaría en 0'866  $I_N$ . Cualquiera de los dos casos impone un límite mayor que el valor de 0'667  $I_N$  antes adoptado.

Ahora bien, si se utiliza el procedimiento de análisis realizado en el apartado anterior, se puede determinar de forma analítica el efecto conjunto de las componentes reactivas y de desequilibrio; es decir, de las componentes fundamentales no activas de la intensidad de carga. En este caso la intensidad de compensación  $I_C$  será la diferencia entre  $I_L$  y su componente activa fundamental de secuencia directa  $I_{Lp}^+$  :

$$I_C = I_L - I_{Lp}^+ \quad (3.52)$$

La componente fundamental de secuencia directa  $I_L^+$  se puede expresar, a partir de (3.42) y (3.44) como:

$$\begin{aligned} I_{L1}^+ &= (I_{L1} + a I_{L2} + a^2 I_{L3}) / 3 = (I_{L1} \angle \varphi_1 + I_{L2} \angle \varphi_2 + I_{L3} \angle \varphi_3) / 3 \\ I_{L2}^+ &= a^2 I_{L1}^+ = (I_{L1} \angle \varphi_1 + I_{L2} \angle \varphi_2 + I_{L3} \angle \varphi_3) a^2 / 3 \\ I_{L3}^+ &= a I_{L1}^+ = (I_{L1} \angle \varphi_1 + I_{L2} \angle \varphi_2 + I_{L3} \angle \varphi_3) a / 3 \end{aligned} \quad (3.53)$$

Se puede observar la similitud entre las tres componentes, tanto en módulo como en desfase respecto a sus tensiones de fase correspondientes. Para la fase 1, las componentes activa  $I_{L1p}^+$  y reactiva  $I_{L1q}^+$  serán:

$$\begin{aligned} I_{L1p}^+ &= \text{Re} (I_{L1}^+) = (I_{L1p} + I_{L2p} + I_{L3p}) / 3 \\ I_{L1q}^+ &= \text{Im} (I_{L1}^+) = (I_{L1q} + I_{L2q} + I_{L3q}) / 3 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Las componentes para las fases 2 y 3 tendrán un valor equivalente, respecto a sus tensiones  $V_2$  y  $V_3$ . Por tanto, el valor de las intensidades de compensación  $I_C$  puede expresarse como:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{L1} - I_{L1p}^+ = (3 I_{L1p} + j 3 I_{L1q} - I_{L1p} - I_{L2p} - I_{L3p}) / 3 \\ I_{C2} &= I_{L2} - I_{L2p}^+ = (3 I_{L2p} + j 3 I_{L2q} - I_{L1p} - I_{L2p} - I_{L3p}) a^2 / 3 \\ I_{C3} &= I_{L3} - I_{L3p}^+ = (3 I_{L3p} + j 3 I_{L3q} - I_{L1p} - I_{L2p} - I_{L3p}) a / 3 \end{aligned} \quad (3.55)$$

Donde se vuelve a hacer patente la simetría de las tres componentes expresando los valores referidos a cada fase. Así, el módulo de  $I_{C1}$  es:

$$|I_{C1}| = \frac{1}{3} \sqrt{(2I_{L1p} - I_{L2p} - I_{L3p})^2 + (3I_{L1q})^2} \quad (3.56)$$

En esta expresión se puede observar claramente que su valor se debe a la compensación de las componentes activas no equilibradas, más la componente reactiva completa de la fase correspondiente. Se pueden apreciar además otros dos aspectos:

- El valor de la función no depende del signo de  $I_{L1q}$  sino tan sólo de su magnitud. Es por tanto simétrica respecto a esta variable, independientemente del carácter inductivo o capacitivo de la carga.
- El valor de la función depende conjuntamente de la suma  $I_{L2p} + I_{L3p}$ .

Para buscar los valores máximos del módulo  $|I_{C1}|$ , en función de la referencia  $I_N$ , la expresión (3.56) se puede formular como:

$$I = \sqrt{\frac{4}{9}(x-m)^2 + y^2}$$

$$\text{donde } \begin{cases} I = |I_{C1}| / I_N \\ m = (I_{L2p} + I_{L3p}) / 2 \in [-1,1] \\ x = I_{L1p} / I_N \\ y = I_{L1q} / I_N \\ \text{s.a. } x^2 + y^2 \leq 1 \end{cases} \quad (3.57)$$

Si se limitase el rango a cargas que por fase no generen potencia activa entonces  $x$  y  $m$  estarían limitadas a  $[0,1]$ . En cualquier caso, hay que determinar el valor máximo de  $I$  dentro del cilindro definido por  $x^2 + y^2 = 1$  y las restricciones que se impongan a  $x$  y  $m$ .

La búsqueda puede restringirse si se observa que, para cada valor de  $x$  y  $m$ , la función  $I$  aumenta con el valor absoluto de  $y$ . Luego los valores máximos estarán en la superficie cilíndrica  $x^2 + y^2 = 1$ . Por tanto:

$$\begin{cases} y = \pm\sqrt{1-x^2} \\ I = \sqrt{-\frac{5}{9}x^2 - \frac{8}{9}xm + \frac{4}{9}m^2 + 1} \end{cases} \quad (3.58)$$

El máximo de la función  $I(x, m)$  estará en:

$$\frac{\partial I}{\partial x} = \frac{-10x - 8m}{18\sqrt{-\frac{5}{9}x^2 - \frac{8}{9}xm + \frac{4}{9}m^2 + 1}} = 0 \Rightarrow x = -0'8m \Rightarrow I|_{x=-0,8m} = \sqrt{0'8m^2 + 1} \quad (3.59)$$

Para los valores de  $m = \pm 1$  el valor de  $|I_C|$  alcanza el máximo en  $1'342 I_N$ , que corresponde a los valores ( $m = 1, x = -0'8, y = \pm 0'6$ ) o ( $m = -1, x = 0'8, y = \pm 0'6$ ). Ambos casos corresponden a situaciones singulares en los que, o bien la fase 1 genera potencia activa, o bien son las fases 2 y 3 las que lo hacen. Para acotar los valores de  $I$  en situaciones más probables conviene representar gráficamente la expresión (3.58) en función de las variables  $x$  y  $m$ . La figura 3.53 muestra los valores de  $I$  para  $x$  y  $m$  entre  $-1$  y  $+1$ , y la figura 3.54 para los valores de  $x$  y  $m$  restringidos entre  $0$  y  $1$  (sin cargas generadoras). En ambas se presenta la superficie de la función así como sus curvas de nivel, marcadas en  $(1/3, 2/3, 3/3, 4/3)$ .

La tabla 3.23 muestra los valores de  $(m, x, y)$  correspondientes a determinados casos significativos. Se indican además los tipos de carga correspondientes y los módulos de  $I_{C1}, I_{C2}, I_{C3}$  resultantes según (3.55). De las figuras 3.53 y 3.54, y dicha tabla se puede deducir que si se limita  $I_C$  en  $I_N$  se pueden compensar completamente la mayoría de las situaciones más realistas. De los casos expuestos en la tabla sólo excederían el límite los casos  $a$  y  $b$ , con generación en carga, y los casos  $c$  y  $f$  con cargas puramente reactivas en alguna de sus fases. De hecho, se podría compensar incluso el caso  $f$  si las intensidades reactivas de las fases 2 y 3 no superasen el valor de  $0'942 I_N$ . O en el caso  $c$ , si la intensidad demandada por el condensador de la fase 1 no supera el valor de  $0'745 I_N$ .

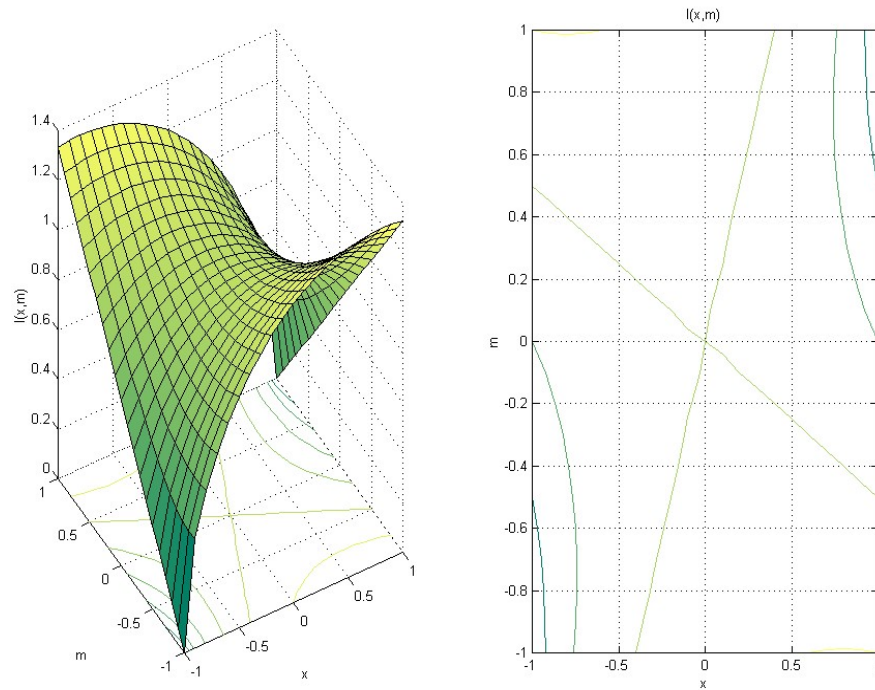


Figura 3.53. Valores de  $I = f(x, m)$  para  $x, m \in [-1, 1]$ . Superficie de la función y curvas de nivel en  $(1/3, 2/3, 3/3, 4/3)$ .

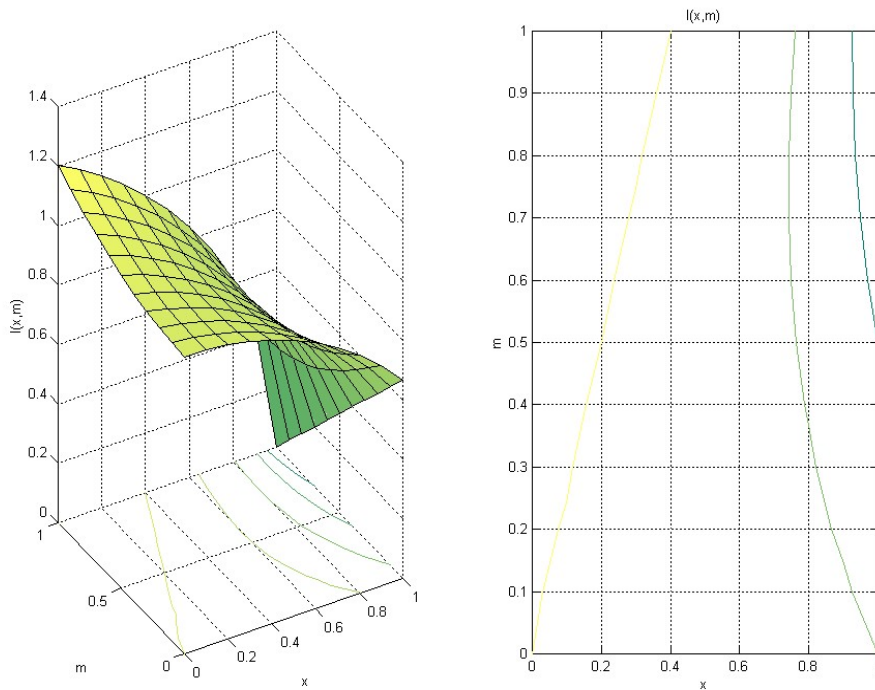


Figura 3.54. Valores de  $I = f(x, m)$  para  $x, m \in [0, 1]$ . Superficie de la función y curvas de nivel en  $(1/3, 2/3, 3/3, 4/3)$ .

Tabla 3.23. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de  $T_P$ , ante desequilibrios y componente reactiva de la intensidad de carga ( $i_{LFI} + i_{LFIQ}$ ).

Caso	$m$	$x$	$y$	Carga	$ I_{C1}  / I_N$	$ I_{C2}  / I_N$	$ I_{C3}  / I_N$
<i>a</i>	1	-0'8	-0'6	(- $R_{LFP=0,8}$ , R, R)	1'342	0'600	0'600
<i>b</i>	1	-1	0	(- R, R, R)	1'333	0'667	0'667
<i>c</i>	1	0	1	(C, R, R)	1'202	0'333	0'333
<i>d</i>	1	0'4	-0'92	( $R_{LFP=0,4}$ , R, R)	1	0'200	0'200
<i>e</i>	0	1	0	(R, 0, 0)	0'667	0'333	0'333
<i>f</i>	0	1	0	(R, L, L)	0'667	1'054	1'054
<i>g</i>	0	0	1	(C, L, L)	1	1	1
<i>h</i>	0	0	-1	(L, C, C)	1	1	1

Otro factor que puede tomarse en consideración es la limitación del factor de potencia en valores superiores a 0'5, sin sobrecompensación capacitiva. Dicha restricción es habitual para los usuarios de las redes eléctricas, incluso para los equipos individuales. En este caso, los valores de  $x$  quedan limitados a valores entre 0'5 y 1. Observando las figuras 3.78 y 3.79 se vé que el máximo de la función  $I$  corresponde a:

$$x = 0'5, y = \sqrt{3} / 2, m = 1$$

$$I = \sqrt{\frac{4}{9} \left(\frac{1}{2} - 1\right)^2 + \frac{3}{4}} = 0'928 \quad (3.60)$$

Hechas estas consideraciones, y observando las situaciones de carga mas factibles, se determina un nivel máximo de  $I_C$  igual a  $I_N$ , con valores de pico de  $\pm 1'414 I_N$ . La tabla 3.24 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento paralelo (en el lado de red de  $T_P$ ) ante la compensación de las componentes fundamentales de desequilibrio y reactivas de la intensidad de carga. Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.24. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de  $T_P$ , ante la compensación de las componentes fundamentales de desequilibrio y reactivas de la intensidad de carga ( $i_{LFI} + i_{LFIQ}$ ).

$I_{CN}$	$I_{CN \max}$	$V_{LN \max}$	$S_{N T_P}$	$S_{N \max}$
1 pu	1'414 pu	1'414 pu	1 pu	2 pu
4'35 A	$\pm 6'15$ A	$\pm 325$ V	1000 VA	2000 VA

### 3.7.2.4.- Componente activa adicional de la intensidad de compensación ( $i_{aC}$ )

La componente activa adicional  $i_{aC}$  es necesaria para mantener el balance de potencia y de esta forma regular la tensión en el lado de continua del LCAC. Por un lado compensará las pérdidas internas del acondicionador. Por otro lado añadirá una componente adicional a la intensidad de suministro  $i_S$  cuando la tensión  $v_S$  esté por debajo de la nominal y se esté regulando la tensión  $v_L$  en el lado de carga. La figura 3.55 muestra los elementos para dimensionar este balance de potencia cuando la tensión de suministro es reducida. Si se suponen en primera instancia, tensiones y corrientes senoidales y en fase, las potencias activas  $P_S$  y  $P_L$  a la entrada y a la salida del acondicionador son:

$$P_S = V_S I_S = v V_N I_S$$

$$P_L = V_L I_L = V_N I_N \quad (3.61)$$

donde se ha supuesto una determinada variación en el valor eficaz de la tensión de suministro, expresada con el coeficiente  $v$ , y la intensidad de carga en su valor nominal  $I_N$  con factor de potencia unidad. Para mantener el balance de potencia del acondicionador, considerando un rendimiento ideal del 100%, la intensidad de suministro en función de la intensidad de carga es:

$$I_S = \frac{I_N}{v} = I_N + \left( \frac{1-v}{v} \right) I_N \quad (3.62)$$

Lo que implica que desde el convertidor paralelo habrá que inyectar una componente activa adicional,  $I_{aC}$ :

$$I_{aC} = \frac{1-v}{v} I_N \quad (3.63)$$

Según la norma UNE-EN 50160, se puede dar una subtensión de hasta el 15% en redes de baja tensión de manera permanente. Para este caso, la componente activa adicional estaría en el 17'7% de la intensidad nominal.

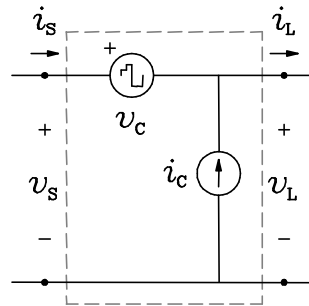


Figura 3.55. Balance de potencia en el LCAC, en régimen senoidal con tensión de suministro distinta de la nominal.

Si se consideran conjuntamente ambos aspectos - rendimiento del acondicionador y existencia de subtensión prolongada - el balance de potencia varía. Ahora  $P_S$  ha de ser algo mayor que  $P_L$ :

$$P_S = P_L / \eta \quad (3.64)$$

por tanto:

$$I_S = \frac{I_N}{v\eta} \quad (3.65)$$

y la componente activa adicional  $I_{aC}$  vendrá dada por:

$$I_{aC} = \frac{1-v\eta}{v\eta} I_N \quad (3.66)$$

Si se considera un rendimiento del equipo en torno al 85%, y la subtensión considerada anteriormente, esta componente adicional es del 38'4% de la intensidad nominal. Por tanto, para mantener la regulación de tensión, con cargas resistivas y equilibradas y tensiones senoidales y equilibradas, se estima necesario un valor eficaz de  $I_C$  igual a 0'384  $I_N$ , con valores de pico de  $\pm 0'543 I_N$ . La tabla 3.25 muestra los valores nominales deducidos para el acondicionamiento paralelo (en el lado de red de  $T_P$ ), para la componente activa adicional de la intensidad de compensación.

Las cantidades se expresan en tanto por uno, así como en valores concretos para una instalación de 230 V fase - neutro y 1 kVA por fase.

Tabla 3.25. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo, en el lado de red de  $T_P$ , por la componente activa adicional de la intensidad de compensación.

$I_{CN}$	$I_{CN \max}$	$V_{LN \max}$	$S_{N T_P}$	$S_{N \max}$
0'384 pu	0'543 pu	1'414 pu	0'384 pu	0'768 pu
1'67 A	$\pm 2'36$ A	$\pm 325$ V	384 VA	767 VA

### 3.7.2.5.- Combinación de factores para el dimensionamiento de la intensidad de compensación en paralelo $i_C$

En este apartado se analiza ahora la combinación de los factores que componen la intensidad de compensación  $i_C$ , a tenor de lo expuesto en los casos particulares expuestos anteriormente. La tabla 3.26 recoge el resumen de los valores seleccionados para dichos casos particulares.

Tabla 3.26. Valores eficaces y máximos de  $i_C$  para los casos individuales.

Factor	$I_{CN}/I_N$	$I_{CN \max}/I_N$
Armónicos	0'415	$\pm 0'800$
Desequilibrio fundamental	0'661	$\pm 0'943$
Reactiva y desequilibrio	1'000	$\pm 1'414$
Componente activa en $i_C$	0'384	$\pm 0'543$

En cuanto al estudio combinado de los distintos factores, puede observarse que dos de ellos se han analizado conjuntamente en el caso de las componentes fundamentales de desequilibrio y de potencia reactiva. De hecho, puede plantearse también añadir al conjunto las componentes armónicas si se considera que la variable  $y$  de la expresión (3.54) incluye también dichas componentes para cada fase. En ese sentido, la expresión 4.51 podría formularse como:

$$|I_{C1}| = \frac{1}{3} \sqrt{(2I_{L1p} - I_{L2p} - I_{L3p})^2 + (3I_{L1q})^2 + (3I_{L1h})^2} \quad (3.67)$$

Y a partir de las mismas consideraciones que en el apartado 3.7.2.3 se puede llegar a conclusiones similares. En el caso general se tendría un nivel máximo de  $1'342 I_N$ , y en el caso de limitación del factor de potencia entre 0'5 y 1, el nivel máximo quedaría en  $0'928 I_N$ .

Siguiendo la misma línea de razonamiento, puede incluirse también la componente activa adicional  $i_{aC}$ . Si en la ecuación (3.52) se resta  $I_{aC} = r I_N$ , un desarrollo similar a las expresiones (3.53) a (3.57) lleva a una variable  $m'$  diferente:

$$m' = \frac{I_{L2p} + I_{L3p} + 3I_{aC}}{2I_N} = m + \frac{3}{2}r \quad (3.68)$$

En este caso, el máximo de la función  $I'$  lleva a los valores:

$$m' = 1 + 1'5r, x = -0'8m', y = \sqrt{1 - x^2} \quad (3.69)$$

Para el valor de  $r = 0'384$  que se obtuvo en el apartado anterior, el valor de  $m'$  es de  $1'576$  y el de  $x$  de  $-1'261$ . Como el valor de  $x$  está limitado entre  $-1$  y  $1$ , el máximo está en  $x = -1, y = 0$ ; dando un valor de la función  $I$  de  $1,717$ . Por otro lado, en el caso en que se limite a cargas no generadoras con factor de potencia mayor de  $0'5$ , entonces el máximo corresponde a :

$$m' = 1'576, x = 0'5, y = \sqrt{3}/2, I = 1'125 \tag{3.70}$$

Y si se considera únicamente el valor de  $r$  correspondiente a las pérdidas ( $0'177$ ), entonces  $m' = 1'265$  e  $I = 1'005$ . Es decir, considerando una red de suministro con un nivel de tensión cercano al nominal y un cierto sobredimensionamiento de las líneas, propio de distribuidores genéricos, puede adoptarse un valor de  $I_C$  igual a  $I_N$  que cubra las situaciones mas generales y menos extremas. La tabla 3.27 recoge los valores de referencia para el dimensionamiento del acondicionador paralelo.

Tabla 3.27. Valores nominales por fase para el acondicionamiento paralelo.

$I_{CN}$	$I_{CN \max}$	$V_{LN \max}$	$S_{N T_p}$	$S_{N \max}$
1 pu	1'414 pu	1'414 pu	1 pu	2 pu
4'35 A	$\pm 6'15$ A	$\pm 325$ V	1.000 VA	2.000 VA

### 3.7.3. Dimensionamiento de las tensiones de los condensadores de continua $C_{DC}$ , los transformadores de acoplamiento y la inductancia del convertidor paralelo

Una vez determinadas las tensiones  $v_c$  e intensidades  $i_c$  de compensación del LCAC, tanto en sus valores máximos como eficaces, se pueden seleccionar los principales componentes del acondicionador. Estos son los condensadores del bus de continua ( $C_{DC+}, C_{DC-}$ ) y su tensión nominal de trabajo ( $V_{DCREF}$ ), los transformadores de los convertidores serie ( $T_s$ ) y paralelo ( $T_p$ ), así como la inductancia de salida del convertidor paralelo ( $L_p$ ). La figura 3.56 muestra el circuito equivalente por fase del LCAC, en el que se observa la ubicación de dichos componentes.

La selección de estos valores se basa en métodos de diseño de los acondicionadores activos de conexión paralelo. La capacidad del equipo para construir intensidades de compensación  $i_c$  con valores y formas de onda determinadas, a partir de una fuente de tensión controlada, así como la amplia difusión de este tipo de acondicionadores motivan este punto de partida para la selección de estos componentes. La capacidad de un inversor para actuar como fuente de tensión controlada es bastante más directa y de mejor respuesta dinámica. Por ello, el diseño de los componentes del convertidor serie podrá efectuarse de manera complementaria a esta primera etapa.

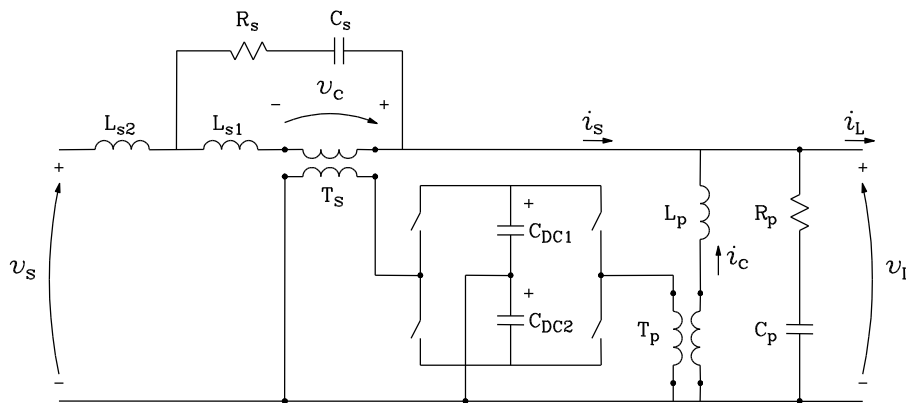


Figura 3.56. Circuito equivalente por fase del circuito de potencia del LCAC.



La figura 3.57 muestra un circuito elemental que permite a un inversor VSI controlar el valor de la intensidad  $i_c$ . La tensión  $v_L$  es la existente en el punto de conexión del convertidor,  $L_P$  es la inductancia de salida y  $v_{CP}$  es la tensión de salida del inversor VSI. Con los dispositivos electrónicos del inversor funcionando en modo de conmutación, y una configuración de potencia como la de la figura 3.56 (lado de continua con toma intermedia), esta tensión  $v_{CP}$  podrá tener sólo dos valores: bien en el valor de la tensión del condensador  $C_{DC+}$ , bien en el valor negativo de la tensión del condensador  $C_{DC-}$ .

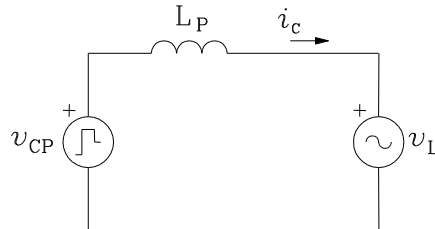


Figura 3.57. Generación de  $i_c$  con fuente de tensión controlada.

En este circuito la intensidad de salida resultante viene determinada por:

$$i_c(t) = i_{c0} + \frac{1}{L_P} \int_0^t (v_{CP} - v_L) dt \quad (3.71)$$

y la tensión necesaria  $v_{CP}^*$  para obtener la intensidad de referencia  $i_c^*$  es:

$$v_{CP}^* = v_L + L_P \frac{di_c^*}{dt} \quad (3.72)$$

Este tipo de control, expresado en las ecuaciones (3.71) y (3.72), conlleva las siguientes consideraciones:

- La impedancia  $L_P$ , de carácter puramente inductivo, permite que la corriente resultante tenga una respuesta de tipo integral respecto a la tensión  $v_{CP}$  producida por las conmutaciones del inversor VSI.
- El carácter no disipativo de  $L_P$  implica, a este nivel de diseño, pérdidas nulas en este componente y un mejor rendimiento energético del convertidor.
- Un valor elevado de  $L_P$  proporciona una corriente  $i_c$  con menor contenido en armónicos altos, pero obliga a utilizar unas tensiones  $v_{CP}$  mayores para obtener la corriente de referencia  $i_c^*$ . Además, y de forma recíproca, limita la respuesta dinámica del convertidor; aspecto éste especialmente importante en la compensación de corrientes armónicas.
- La respuesta natural de este sistema, de tipo integral, implica un retardo en la salida respecto a la acción de control que puede derivar en inestabilidad. De hecho, si se quiere una respuesta "instantánea", conlleva la formulación de una ley de control de tipo derivativo como (3.71) con las dificultades prácticas que eso supone. Además, el tipo de control de lazo abierto expresado en (3.72) no es utilizable, pues no puede controlar la componente de continua de la corriente. Se hace necesaria la medida de dicha corriente para construir un método de control preciso, pues en cualquier sistema de tipo integral, con respuesta acumulativa, un pequeño error en las medidas o en la salida de control puede suponer un incremento o decremento continuado de la variable de salida.

Hechas estas consideraciones, y dejando por el momento aparte el control de la corriente a muy baja frecuencia, la expresión (3.72) establece una relación en la selección de los componentes del

convertidor paralelo del LCAC. En concreto, entre las tensiones de control  $v_{CP}$ , la inductancia de salida  $L_P$  y la intensidad de referencia  $i_C^*$ .

Una primera acotación para la tensión  $v_{CP}$  es que ha de ser como mínimo igual a la tensión  $v_L$  en el punto de conexión. De hecho se suele dimensionar su valor nominal en función de los valores máximos  $\hat{U}_N$  de la tensión  $v_L$ . Normalmente está en una proporción de entre 1'5 y 2 veces  $\hat{U}_N$  [22]. Por ejemplo, para una instalación usual de baja tensión de 230V eficaces, las tensiones de trabajo de los dos condensadores del lado de continua estarían entre 488 V y 650V cada uno. Cuanto mayor sea la tensión en los condensadores, más rápida será la respuesta del convertidor. También se tendrá mayor capacidad de control cuando la tensión  $v_L$  esté cerca de sus valores máximos positivo o negativo, en los que la diferencia entre  $v_{CP}$  y  $v_L$  es mas reducida.

La tensión en el lado de continua también afecta al rizado de la intensidad  $i_C$ . La frecuencia máxima de conmutación de los dispositivos así como la posible realización del control en tiempo discreto – por medio de una tarjeta DSP – hacen que el rizado de la intensidad resultante sea directamente proporcional a la tensión de trabajo de los condensadores.

En la configuración de potencia adoptada para el convertidor paralelo, con toma intermedia en el bus de continua, cobra también importancia el valor de la tensión total de los dos condensadores [19]. Cuando uno de los dispositivos de una rama está conduciendo el otro está en corte y soportando la tensión total del bus de continua. Si el convertidor está realizado con IGBTs de una tensión nominal de 1200 V, la tensión de cada condensador no debe superar los 600 V. Adoptando una tensión de referencia de 500 V se establece un margen de seguridad ante las variaciones de tensión aceptables durante el funcionamiento del LCAC, dentro del margen de 1'5 a 2  $\hat{U}_N$  antes comentado.

Para la elección del valor de la inductancia de salida  $L_P$  sucede algo similar. Cuanto menor sea  $L_P$ , mayor será su respuesta dinámica así como el rizado de la intensidad de salida. Una vez determinadas las tensiones  $v_{CP}$  y los valores de  $i_C^*$  según las distintas cargas a compensar, se puede utilizar la expresión (3.71) para dimensionar la inductancia.

Por un lado, el rizado máximo admisible en  $i_C$  determina un valor mínimo para  $L_P$ . Considerando un sistema de control en tiempo discreto y una referencia  $i_C^*$  constante, el rizado de  $i_C$  se puede calcular como la mitad de la variación de la intensidad en un determinado periodo de muestreo  $T_C$ :

$$|\Delta i_{rC}| = \frac{(v_{CP} - v_L)T_C}{2L_P} \quad (3.73)$$

donde el peor de los casos corresponde a los instantes en que sea mayor la diferencia de tensiones. Por tanto el valor mínimo de  $L_P$  es:

$$L_P \geq \frac{(v_{CP} - v_L)_{max} T_C}{2|\Delta i_{rC,max}|} \quad (3.74)$$

Por otro lado, la referencia  $i_C^*$  y su derivada marcan otro punto de referencia para el valor de la inductancia. La máxima variación de intensidad que se puede conseguir en un periodo  $T_C$  es inversamente proporcional a  $L_P$ :

$$\Delta i_{C,max} = \frac{(v_{CP} - v_L)T_C}{L_P} \quad (3.75)$$

Ahora bien, si se considera el caso de la carga DLR antes expuesto (figuras 3.69 y 3.71) se producen cambios bruscos de la intensidad de carga en los momentos de conmutación del puente de diodos, de valor dos veces la corriente nominal. Sólo la impedancia de red limita la pendiente

de esta corriente y no se puede garantizar que el convertidor paralelo sea capaz de inyectar la corriente de compensación necesaria. Si se limita el tiempo  $t_{max}$  en que la corriente es capaz de alcanzar el nuevo valor, el valor correspondiente de la inductancia es:

$$L_p \leq \frac{(v_{CP} - v_L)_{min} t_{max}}{\Delta i_{C,max}} \quad (3.76)$$

donde el peor de los casos corresponde a una diferencia de tensiones mínima y a un cambio en la intensidad de dos veces el valor nominal.

Los valores numéricos concretos para el prototipo del LCAC se pueden determinar a través de los valores de diseño del equipo. En la tabla 3.28 se muestran los parámetros relevantes para este caso. Seleccionando un rizado máximo del 5% de la intensidad nominal, la expresión (3.74) determina una inductancia mínima de 94'9 mH. Sin embargo, si se plantea un tiempo máximo del 10% del periodo fundamental para el seguimiento de  $i_C^*$ , la expresión (3.76) da una inductancia máxima de 40'3 mH. Dada la incompatibilidad de ambos criterios en estas condiciones, se ha optado por seleccionar una inductancia cercana al criterio de seguimiento, de 50 mH. Con este valor el rizado máximo llega al 9'48% y el tiempo máximo de seguimiento se sitúa en 2'48 ms, que es el 12'4 % del periodo fundamental. Se ha priorizado el criterio de seguimiento sobre el de rizado pues el LCAC cuenta con elementos pasivos para el filtrado de altas frecuencias, y una mayor respuesta dinámica redundará en una mejor tensión de carga  $v_L$  como se verá mas adelante.

Tabla 3.28. Valores nominales del prototipo experimental del LCAC, para la determinación de la inductancia  $L_p$ .

$S_N$	$U_N$	$I_N$	$f_N$	$V_{DC}$	$T_C$
1 kVA / fase	400/230 V	4'35 A	50 Hz	$\pm 500$ V	50 $\mu$ s

Conviene ahora elegir el valor de los condensadores del bus de continua y los transformadores de acoplamiento. La capacidad de los condensadores determinará sus prestaciones para mantener unos niveles de tensión constantes frente a las variaciones de potencia instantánea que tenga que proporcionar el acondicionador. Y la relación de transformación de los transformadores permitirá ajustar las tensiones de salida de cada convertidor a sus valores más adecuados.

En la elección de la inductancia de salida  $L_p$  ya se adoptó un valor de  $\pm 500$  V a la salida del convertidor paralelo para un adecuado seguimiento de la intensidad de compensación  $i_C$ , y en el apartado 3.7.1 se determinó la tensión de salida necesaria en el filtro serie en  $\pm 131$  V. Por tanto, la relación de transformación de los transformadores del filtro serie  $T_S$  estaría en torno a 3'8:1. Por otro lado, la elección de la tensión de trabajo de los condensadores lleva a que la tensión total entre los terminales positivo y negativo del bus de continua se sitúe en el límite entre alta y baja tensión, lo que implicaría medidas de diseño y seguridad adicionales desde un punto de vista práctico. Por ese motivo, se opta por la inclusión de transformadores de acoplamiento  $T_P$  a la salida del convertidor paralelo, con una relación de transformación de 1:2, de manera que la tensión de referencia de los condensadores se reduzca a  $\pm 250$  V y la tensión total del bus de continua queda claramente establecida en el rango de baja tensión habitual. En este caso, la relación de transformación de los transformadores serie  $T_S$  se tendría que ajustar a 1'9:1 para tener los  $\pm 131$  V en el lado de salida. Para la implementación del prototipo de laboratorio se ha elegido una relación de transformación de 1:1, con lo que se tienen hasta  $\pm 250$  V, y se ha limitado la amplitud de la señal de referencia  $v_C^*$  a  $\pm 131$  V en el programa de control para comprobar la validez del dimensionamiento analizado.

Por otro lado, es habitual seleccionar la capacidad de los condensadores del bus de continua en función de la potencia instantánea que deben aportar y de la máxima variación de tensión

permitida en el diseño  $\Delta V$ . Dicha relación se basa en la expresión de la energía almacenada  $E_C$  en un condensador y sus variaciones con la potencia fluctuante  $p(t)$  suministrada por el equipo:

$$\left. \begin{aligned} E_C(t) &= \frac{1}{2} CV(t)^2 \\ p(t) &= \frac{dE_C}{dt} \\ \Delta E_C &= \Delta \int p(t) dt = \frac{C}{2} \Delta V^2 \end{aligned} \right\} C \geq \frac{2 \cdot \Delta \int p(t) dt}{\Delta V^2} \quad (3.77)$$

Una de las variaciones de potencia oscilante más acusadas corresponde al caso de una fase con carga nominal y las otras dos en vacío. Por la estrategia de control adoptada, es el acondicionador quien debe suministrar la componente oscilante de dicha carga monofásica; ya que en el lado de suministro las corrientes quedarán equilibradas y la potencia instantánea total no tendrá esa oscilación. Dicha potencia oscilante es del doble de la frecuencia fundamental, y la mayor variación de la tensión del condensador se producirá en el medio ciclo en que dicha potencia instantánea sea positiva o negativa:

$$\Delta \int p(t) dt = \int_0^{T/2} P \operatorname{sen} \omega_2 t \, dt = \frac{2P}{\omega_2} \quad (3.78)$$

En este caso, para un prototipo de referencia de 1 kW, 230 V por fase, y una diferencia de tensión admisible de 10 V (2%  $V_{DC}$ ), lleva a un valor de la capacidad del condensador de:

$$C \geq \frac{4P}{\omega_2 \Delta V^2} = \frac{4 \cdot 1000 W}{2\pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot (500^2 - 490^2) V^2} = 643 \mu F \quad (3.79)$$

Para el prototipo de laboratorio se dispone de dos condensadores de 2.200  $\mu F$ , 400V cada uno; para la configuración con toma intermedia. Por tanto, la capacidad total de ambos en serie es de 1.100  $\mu F$ . Dicho valor es superior al indicado, con lo que esas fluctuaciones de potencia se traducirán en oscilaciones de la tensión total del bus de continua del orden del 1%. Por otro lado, se dispone de energía almacenada suficiente para transitorios pronunciados como un cambio brusco de la carga o el propio arranque del acondicionador; hasta que el control determine los nuevos valores de régimen permanente.



## Capítulo IV

---

### PLATAFORMAS DE ENSAYO Y RESULTADOS DE CASOS PRÁCTICOS

En este capítulo se desarrollan las plataformas de simulación y de laboratorio utilizadas para la validación del diseño propuesto, así como los distintos casos prácticos seleccionados. La plataforma de simulación se ha desarrollado en el entorno MATLAB-Simulink e incorpora un nivel considerable de detalle en su modelado, con objeto de que sus resultados sean representativos de los obtenidos con el prototipo de laboratorio. Las dos primeras secciones se centran en los objetivos y en el diseño específico de ésta. A continuación, se presentan y analizan los casos prácticos de simulación que permiten validar en un primer nivel el comportamiento del diseño propuesto, así como el método de caracterización e interpretación de los resultados. Las últimas dos secciones describen la plataforma de laboratorio y los correspondientes casos prácticos para su validación experimental.

## 4.1. Introducción

Los modelos de simulación son una herramienta de gran utilidad en el diseño y desarrollo de los filtros activos de potencia. Los acondicionadores son equipos complejos, compuestos por una gran variedad de componentes y con exigentes requerimientos de control. Estos presentan un comportamiento no lineal y es poco frecuente su estudio con sólo modelos analíticos. En este sentido, las plataformas de simulación permiten validar en una primera etapa los diversos aspectos del diseño propuesto, así como facilitar la implementación de los prototipos de laboratorio y la selección de sus componentes.

Una modelización completa de la plataforma de simulación requiere una caracterización precisa de diversos elementos de los filtros activos de potencia. Desde el punto de vista del circuito principal, se requieren modelos suficientemente representativos del comportamiento de la red de suministro y de las cargas que se quieran utilizar, dentro de un amplio rango de frecuencias y condiciones de trabajo. Dicha caracterización se extiende también a los elementos auxiliares de los acondicionadores, como los transformadores de acoplamiento o las inductancias, resistencias y condensadores de filtrado. Otro modelado específico es el que corresponde al comportamiento de los transistores de potencia de sus convertidores, normalmente asociado a altas frecuencias de conmutación. Esto incluye la respuesta de sus circuitos específicos de disparo y sus procedimientos de control. Igualmente importante es el comportamiento dinámico de los sensores y transductores utilizados, así como sus requisitos de precisión. Por otro lado, es habitual implementar el control de los acondicionadores en tarjetas de procesamiento digital DSP, que facilitan enormemente el desarrollo de las estrategias de control así como la recogida y análisis de los resultados. Estas tarjetas DSP conllevan también un comportamiento específico, marcado por la frecuencia de muestreo, la forma en que resuelven las ecuaciones del control o la discretización de sus entradas y salidas.

Una modelización exhaustiva de todos estos aspectos suele derivar en un sistema complejo, con un coste computacional elevado. Una parte del desarrollo de las plataformas de simulación consiste en identificar los aspectos más relevantes y determinantes del modelo para hacer dicho modelo más abordable. Esta modelización facilita también la comprensión de sus procesos de funcionamiento, focalizando el esfuerzo de diseño en la mejora de dichos aspectos principales. En este sentido, el desarrollo de esta plataforma de simulación ha discurrido en paralelo con la implementación del prototipo de laboratorio, lo que ha permitido una mejora considerable en el desarrollo de ambas herramientas. Es por estos motivos por los que se presentan en este capítulo tanto la plataforma de simulación como la de laboratorio junto con sus correspondientes resultados.

En la siguiente sección, 4.2, se expondrá de forma detallada dicha plataforma de simulación en la que se irán detallando sus relaciones con el desarrollo del prototipo experimental. La sección 4.3 está dedicada a los distintos casos prácticos de simulación, con su correspondiente análisis según el método establecido en el capítulo II. La sección 4.4 describe brevemente la plataforma experimental, cuya exposición detallada se recoge en el anexo B. Finalmente, se exponen los resultados de los casos prácticos de laboratorio en la sección 4.5 y se analizan conjuntamente con los resultados de simulación.

## 4.2. Plataforma de simulación

En esta sección se describe la plataforma de simulación desarrollada para el análisis de los distintos casos prácticos expuestos en la sección 4.3. La figura 4.1 muestra el esquema general del modelo de MATLAB – Simulink – SymPowerSystems utilizado. El bloque “UPQC” contiene el circuito de potencia del acondicionador activo, incluidos los componentes pasivos y los elementos de medida (señales agrupadas en los buses *medV*, *medI*). El bloque “Supply” contiene las fuentes de tensión y la impedancia de la red de suministro; y el bloque “Load” la carga seleccionada para el

caso correspondiente. El bloque "UPQC Control" calcula las referencias de control y determina las señales de disparo de los transistores de potencia de los convertidores del LCAC (bus Dps).

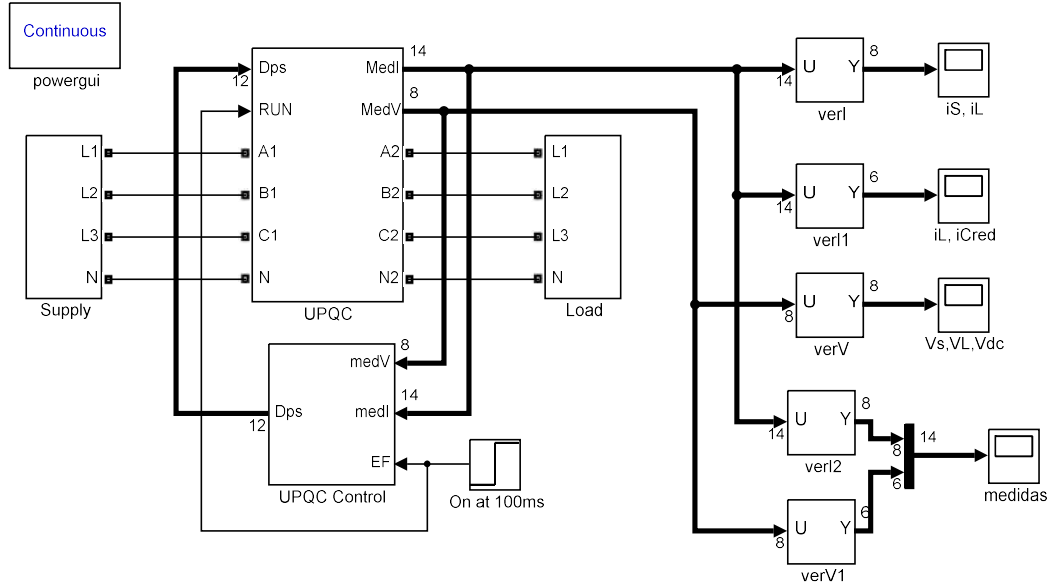


Figura 4.1. Esquema general de la plataforma de simulación del LCAC en el entorno MATLAB - Simulink.

La figura 4.2 muestra los elementos que modelan la red de suministro, que permiten generar tensiones desequilibradas y con componentes armónicos. Este esquema concreto corresponde a las tensiones aplicadas en el primer caso práctico y que posteriormente se irá adaptando a cada caso de estudio. La figura 4.3 muestra como ejemplo la carga utilizada en el primer caso, en el que se ha incluido un interruptor en la fase L<sub>3</sub> para provocar el cambio de carga en el último tramo de la simulación.

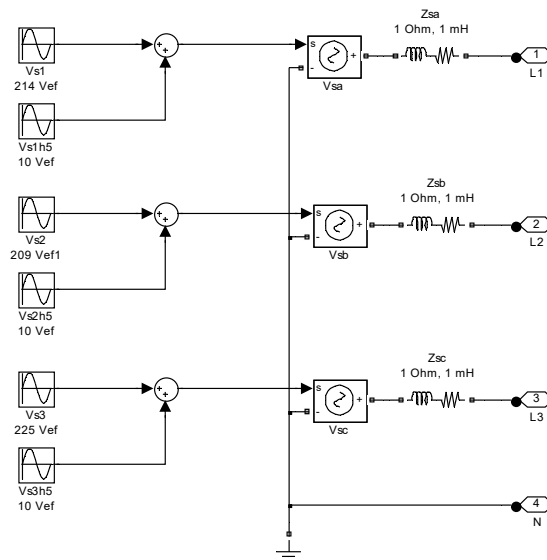


Figura 4.2. Modelo de la red de suministro, con desequilibrios y armónicos de tensión, e impedancia equivalente.



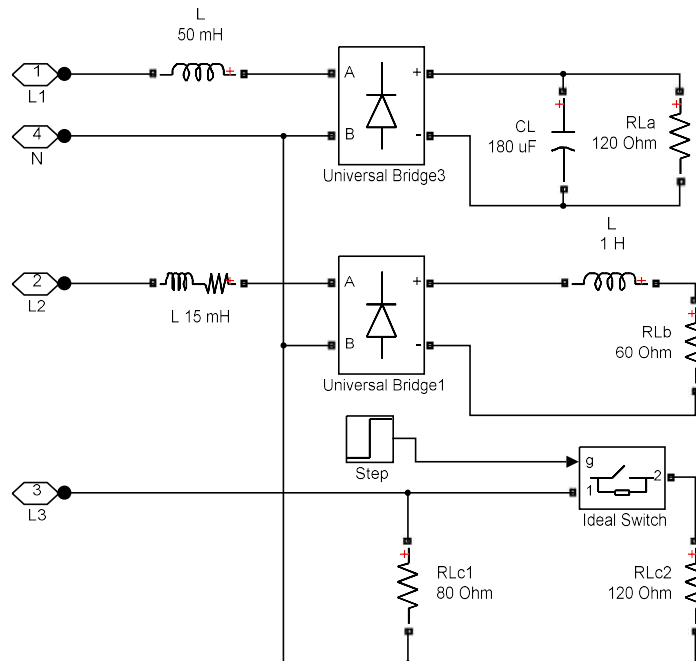


Figura 4.3. Carga desequilibrada y no lineal para el caso *sim1*.

La figura 4.4 muestra el circuito de potencia del acondicionador activo, con sus elementos pasivos y transformadores de acoplamiento; así como los elementos de medida. Las figuras 4.4b a 4.4d muestran vistas ampliadas del esquema completo, en las que se puede apreciar con más detalle la disposición de los distintos elementos y señales de este bloque. Por otro lado, hay que considerar que la plataforma de simulación ha sido implementada con objeto de modelar el prototipo experimental descrito en la sección 4.4 y en el Anexo B. Así, los transformadores de acoplamiento paralelo  $T_P$  tienen una relación de espiras de 1:2 para adaptar los niveles de tensión entre los lados de continua y alterna del convertidor. De esta forma, la referencia de tensión para los condensadores del bus de continua se ajusta a 250 V de manera que el conjunto completo trabaja con niveles de baja tensión por debajo de los 500 V. El modelo de los transformadores incluye las impedancias de cortocircuito y de magnetización. Los transformadores de acoplamiento serie  $T_S$  tienen una relación de transformación de 1:1, como ya se indicó en el apartado 3.7.3. La rama  $R_S C_S$  descrita en la figura 3.10 está conectada en el lado de red de los transformadores y la inductancia  $L_{S1}$  corresponde a la inductancia de dispersión de dichos transformadores. Se incluyen también interruptores ideales para la conexión y desconexión del convertidor serie y sus elementos auxiliares. Por otro lado, las medidas se agrupan en los buses *medI* y *medV*. El bus *medI* agrupa las medidas de las intensidades de suministro,  $i_{Sabc}$ , de carga,  $i_{Labcr}$ , y de compensación en el lado red,  $i_{CPabc}$ , y en el lado convertidor,  $i_{C2abc}$ , del transformador de acoplamiento  $T_P$ . En este sentido hay que resaltar que el control de intensidad del convertidor paralelo en el prototipo de laboratorio se hace sobre estas corrientes  $i_{C2abc}$  por motivos de seguridad y protección. El factor de escala correspondiente (1:2) se ajusta en el bloque de control de las salidas “Switching signals” (figura 4.9). Las señales  $i_{CPabc}$  se mantienen en el modelo de simulación a efectos de monitorización de los resultados. Por otro lado, el bus *medV* agrupa las medidas de tensión de suministro,  $v_{Sabc}$ , de carga,  $v_{Labcr}$ , y las de los condensadores del bus de continua,  $v_{DC1}$  y  $v_{DC2}$ . El bus de señales de entrada *Dps* contiene las señales lógicas de disparo para las puertas de los doce transistores de potencia de los convertidores.

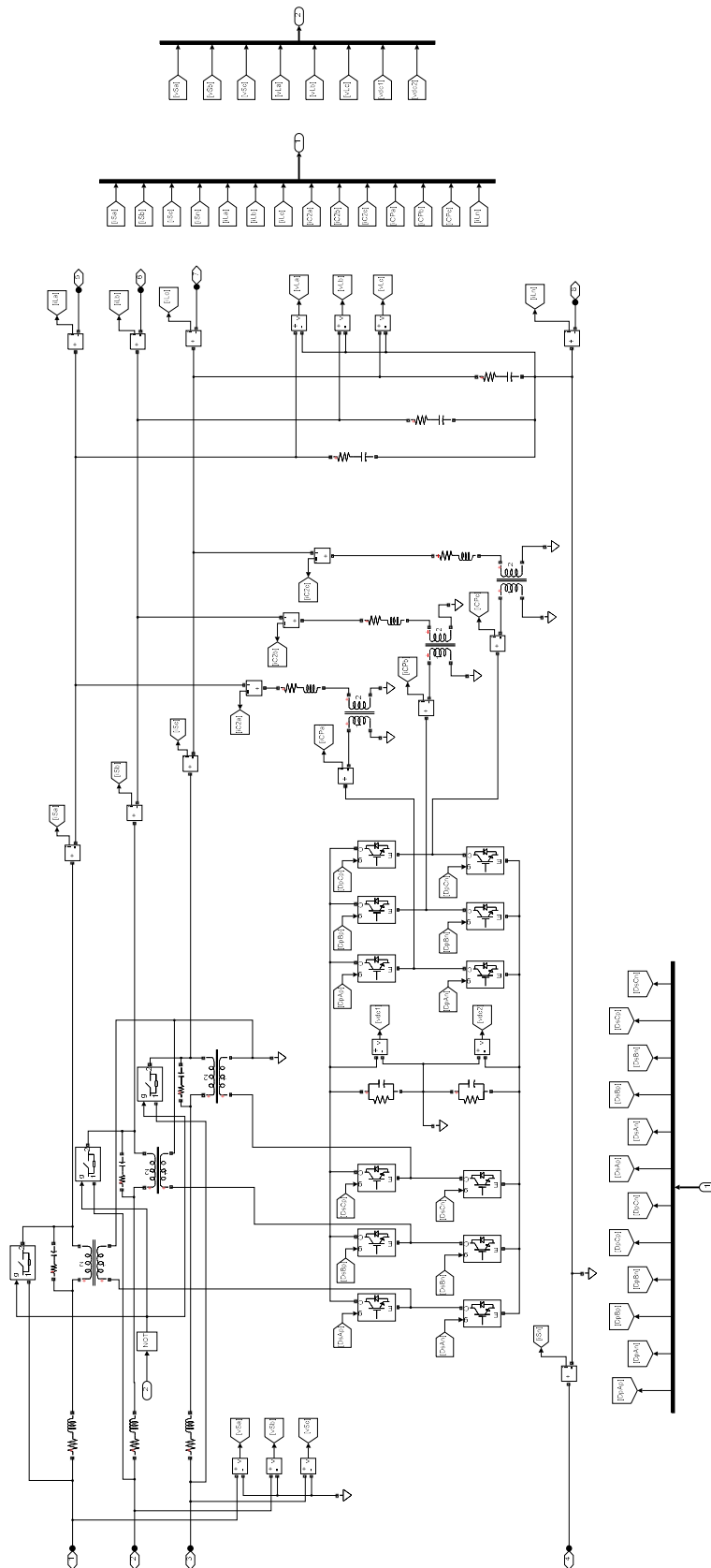


Figura 4.4. Circuito de potencia del LCAC y sus elementos auxiliares.

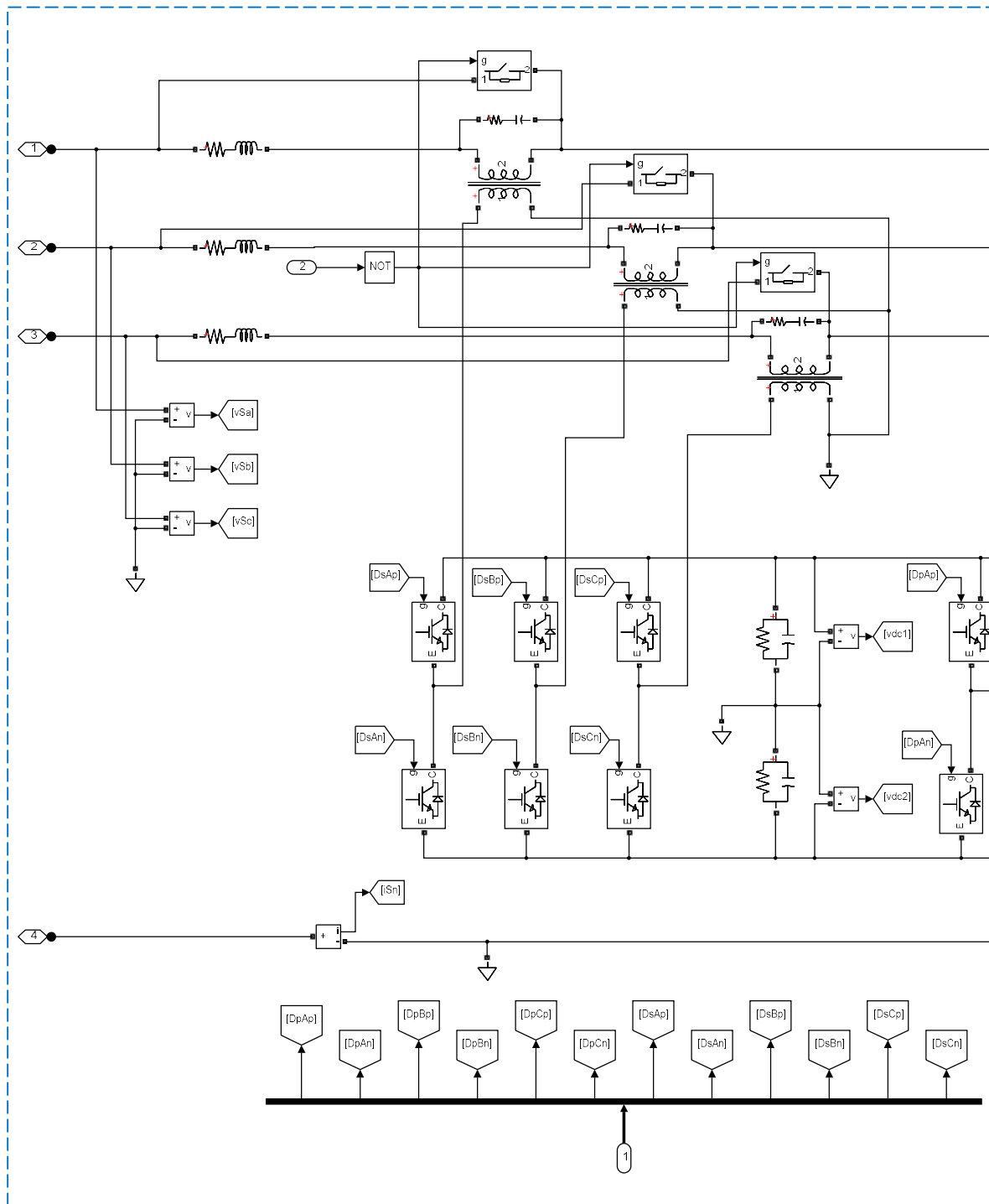


Figura 4.4.b. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Zona del convertidor serie y sus elementos auxiliares, bus de continua y agrupación de las señales de disparo de los transistores.

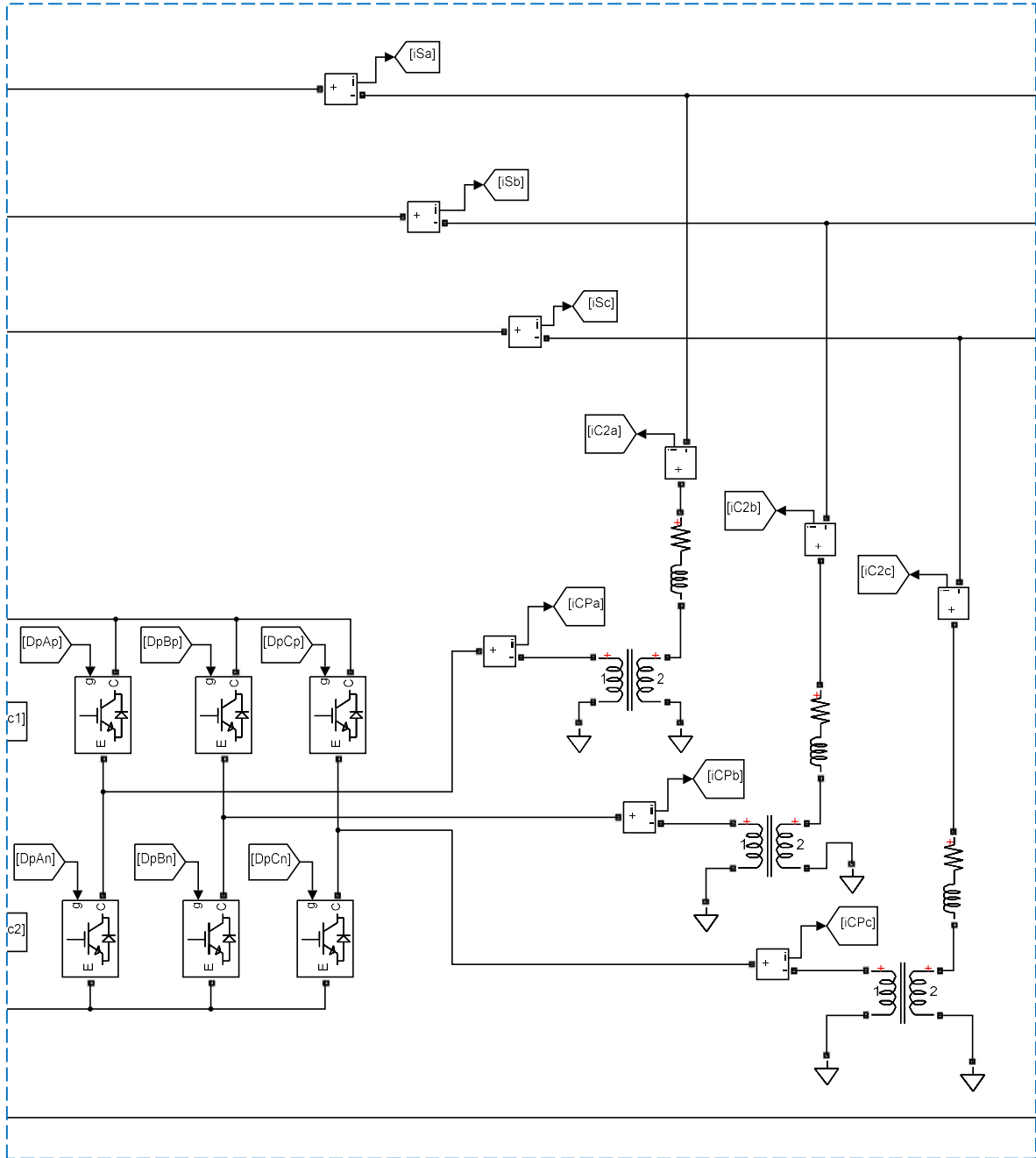


Figura 4.4.c. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Zona del convertidor paralelo y sus elementos de salida.

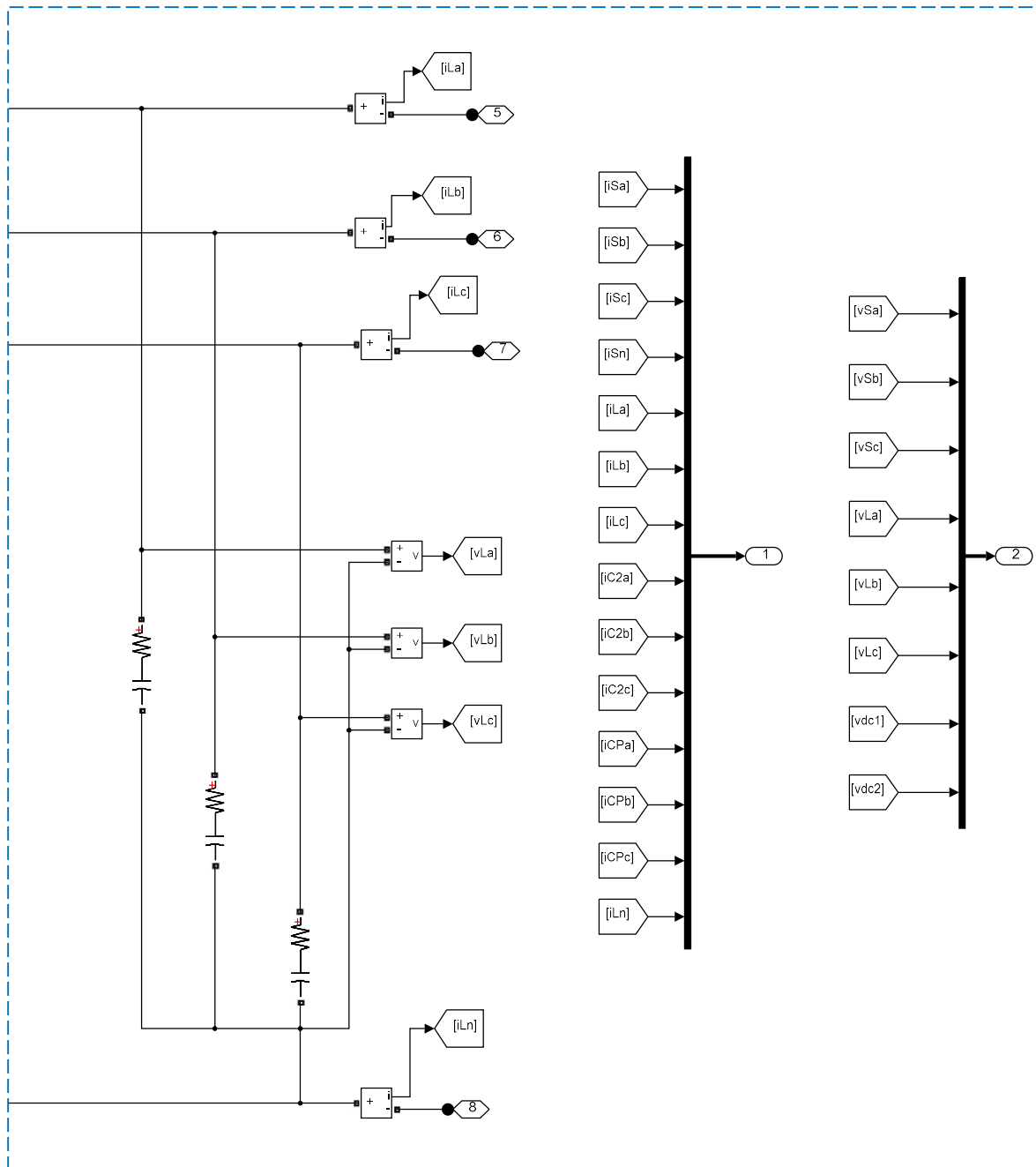


Figura 4.4.d. Vista ampliada del circuito de potencia del LCAC: Elementos de salida en el lado de carga, agrupación de las medidas de los sensores de tensión e intensidad.

La figura 4.5 muestra la estructura del bloque general de control del LCAC “UPQC Control”. A las señales de entrada se les aplica un muestreo – retención (*Zero Order Hold, ZOH*) de  $80 \mu\text{s}$  para modelar el efecto del uso de un equipo digital (tarjeta DSP) en el cálculo de dicho control. Posteriormente, dichas señales se dividen por sus valores nominales para efectuar los cálculos posteriores con valores en por unidad. El bloque “*Voltage refs PU*” calcula las referencias de tensión, como la señal de referencia para la carga  $v_{Lref}$  o la de salida del filtro serie,  $v_{Cref}$ . Esta señal se usa luego en el bloque “*Gen\_As*” junto con los valores de las tensiones de los condensadores del bus de

continua  $v_{DC1}$  y  $v_{DC2}$  para determinar el ancho de pulso,  $A_s$ , de los transistores del convertidor serie que se aplican en cada periodo de muestreo. El bloque "Currents refs PU" calcula la intensidad de referencia para el convertidor paralelo,  $i_{Cref}$ , así como la señal correctiva  $REis$  (proporcional al error de seguimiento de la intensidad de suministro  $i_s$ ) para su incorporación en el filtro serie. Finalmente, el bloque "Switching signals" determina los pulsos de disparo de los transistores, con el método de disparo utilizado en cada convertidor.

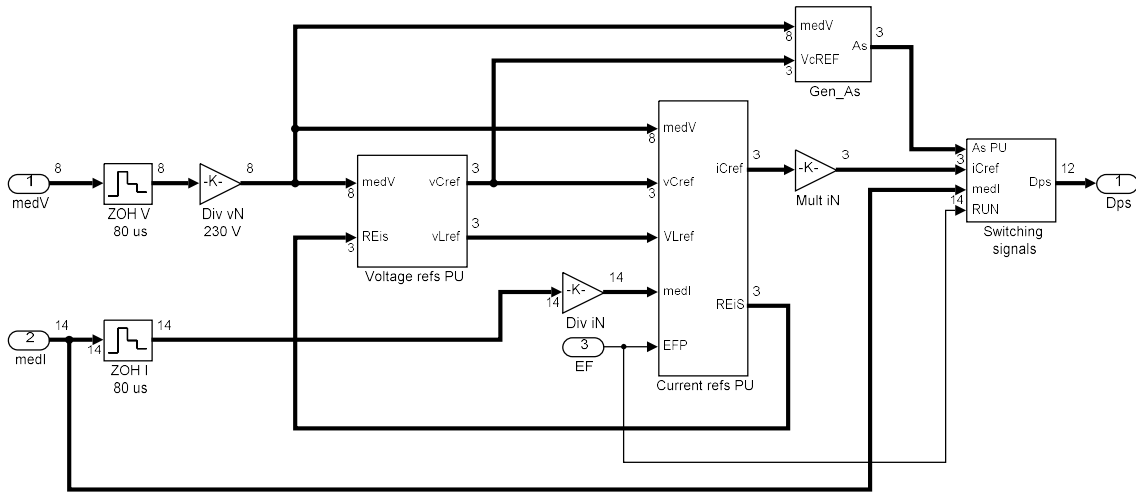


Figura 4.5. Bloque de control general del LCAC.

La figura 4.6 muestra el esquema interno del bloque "Voltage refs PU". Este bloque calcula, con las medidas de las tensiones de suministro  $v_s$ , la componente fundamental equilibrada y regulada en amplitud para ser usada como referencia para la tensión en la carga,  $v_{Lref}$ . Con dicha señal y el valor prefiltrado de  $v_s$  se determina la componente principal de  $v_{Cref}$ , tal y como ya quedó indicado en la sección 3.5; al que posteriormente se añade la componente correctiva  $REis$ . El bloque de saturación en  $\pm 0.40$  pu limita dicha tensión de compensación a valores adecuados, acordes con la relación de transformación del transformador serie, los valores de diseño de la tensión en los condensadores de continua, así como las consideraciones de dimensionamiento del equipo y sus objetivos de compensación.

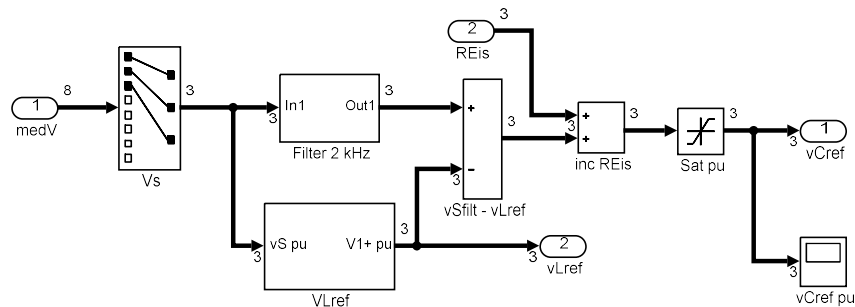


Figura 4.6. Bloque de cálculo de las referencias de tensión.

La figura 4.7 muestra el cálculo de la tensión de referencia para la carga, tal y como se diseñó en la sección 3.6. En la primera etapa se calcula la señal  $v+$ , que contiene la componente fundamental y equilibrada de las tensiones, a partir de los filtros desfasadores. Posteriormente se filtran el resto de componentes con el filtro paso banda y se regula su amplitud al valor nominal, en por unidad. En la tercera etapa se construye la señal trifásica  $v1+pu$ .

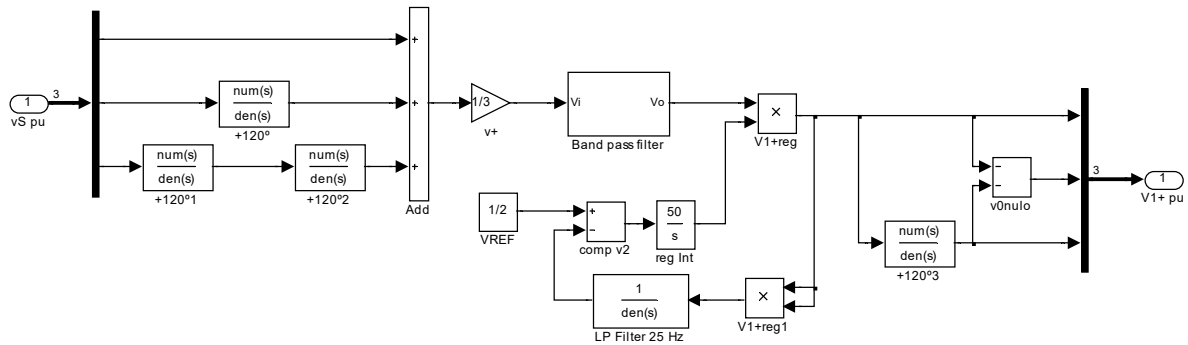


Figura 4.7. Bloque de cálculo de la tensión de referencia  $v_{Lref}$ .

La figura 4.8 muestra el cálculo de los anchos de pulso  $A_S$  para las tres ramas del filtro serie. La utilización del método de disparo expuesto en la figura 3.3 no asegura que el valor medio de la tensión de salida sea igual al de la referencia si las tensiones  $v_{DC1}$  y  $v_{DC2}$  del bus de continua no se mantienen constantes. En esta implementación se calcula directamente al ancho de pulso  $A_S$  en cada periodo de muestreo según la expresión:

$$A_S = \frac{v_C^* + v_{DC1}}{v_{DC1} + v_{DC2}} \quad (4.1)$$

De esta forma se mejora el valor medio de la tensión de salida y las tensiones del bus de continua podrán presentar la variación necesaria para el suministro de potencia instantánea requerida por el acondicionamiento de la carga, según se expuso en la sección 3.7.3. Los bloques de la figura 4.8 calculan dicha expresión para cada rama del convertidor serie, utilizando bloques de saturación para evitar divisiones por cero (*Saturation3*) y para limitar las señales  $A_S$  entre 0 y 1.

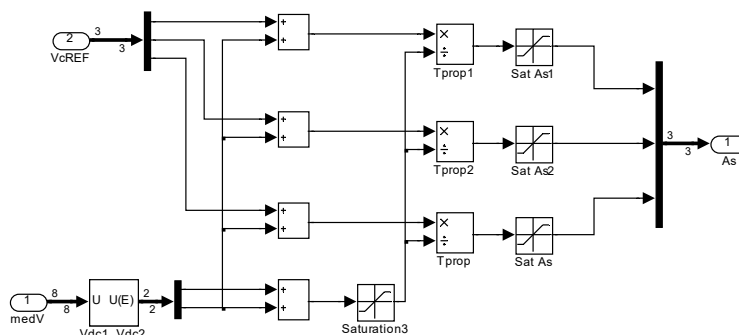


Figura 4.8. Calculo de los ciclos de trabajo,  $A_S$ , para el convertidor serie.

La figura 4.9 modela los circuitos de disparo de los convertidores. En la parte superior de la figura se determinan las conmutaciones de los seis transistores del convertidor paralelo. En la parte inferior de la figura se modela el control de las conmutaciones del convertidor serie. Las señales  $A_5$  del filtro serie se comparan con una onda triangular de amplitud unidad que define la frecuencia de conmutación en 20 kHz, con un muestreo - retención (ZOH) previo que modela el controlador digital; así como el retardo ( $1/z$ ) correspondiente.

El control del convertidor paralelo en la implementación experimental se realiza por muestreo periódico, PS, en un circuito externo que compara directamente la señal de la intensidad de compensación  $i_{C2med}$  (del bus de medidas de intensidad  $medI$ ) con la referencia calculada en el equipo de control  $i_{Cref}$ , incluidos su muestreo - retención y retardo correspondientes. El factor 2 de escalado corresponde a la relación de transformación del transformador  $T_P$  de acoplamiento del convertidor paralelo. La segunda etapa de retenedores ZOH modela el control por muestreo periódico (PS sampling), y las puertas lógicas posteriores determinan las señales de disparo directas y complementarias para cada rama de IGBTs; así como la validación a través de la señal RUN para activar/desactivar los disparos de dicho convertidor.

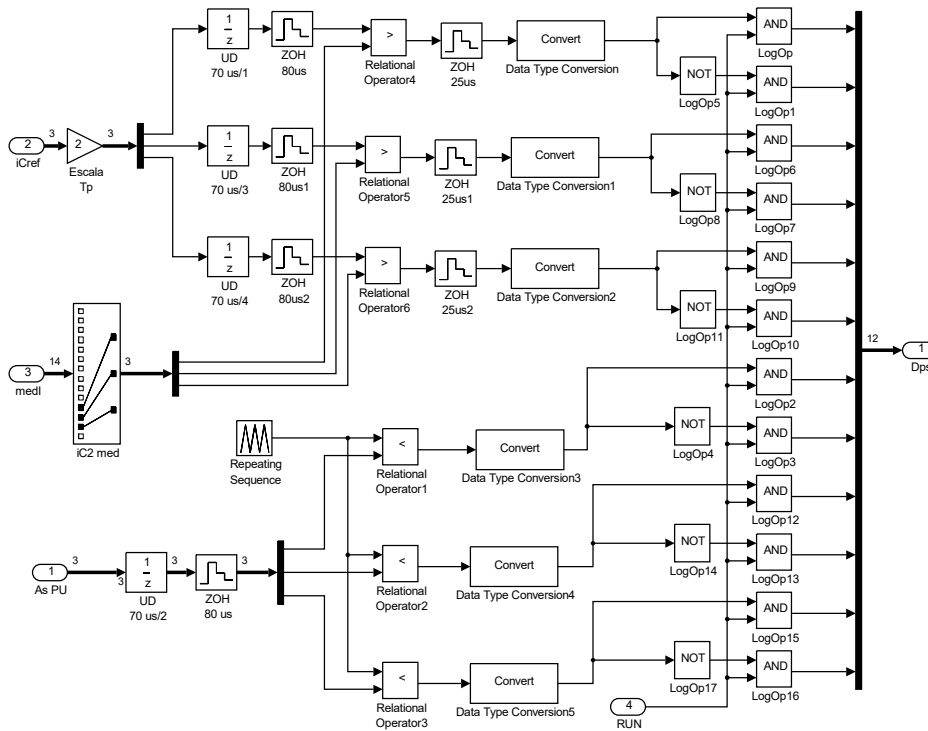


Figura 4.9. Lógica de los circuitos de disparo de los IGBTs de los inversores.

La figura 4.10 muestra el esquema del bloque de control que calcula las referencias de intensidad, "Current refs PU". En la parte superior de la imagen está el cálculo del balance de potencia del LCAC, tal y como se detalló en la sección 3.4.1, que determina la señal de referencia para la intensidad de compensación  $i_{Cref}$ . El bloque "vDCreg" calcula la componente activa adicional para la compensación de las pérdidas internas del equipo y la regulación de la tensión de los condensadores. El bloque "Dev" calcula la componente correctiva para la amortiguación de las desviaciones de la tensión en la carga, y el bloque "Dis" determina la componente correctiva de la desviación de la intensidad de suministro que es enviada al control del filtro serie. Por otro lado, el selector  $i_{Cbal}$  que aparece en la parte de arriba del balance de potencia, permite utilizar el valor



directo de  $i_C$  en dicho balance mientras se encuentra en funcionamiento. El valor de  $i_C$  puede diferir sustancialmente de su referencia durante periodos relativamente grandes, y de esta manera se mejora el cálculo del balance de potencia interno. Para ello, se excluye de dicho balance la componente  $i_{DCreg}$  que es a priori independiente de la componente activa de la intensidad de carga y/o de la compensación serie ideal. Finalmente, el bloque de saturación "Sat PU" limita las intensidades de compensación a la salida del convertidor, para evitar valores instantáneos de dichas corrientes mayores que las permitidas por los dispositivos físicos.

Las figuras 4.11 y 4.12 muestran el cálculo de las componentes correctivas  $GEvL$  y  $REiS$ , así como su correspondiente activación (únicamente cuando el equipo esté en funcionamiento) por medio de la señal lógica  $RUN$  utilizada en la puesta en funcionamiento del acondicionador.

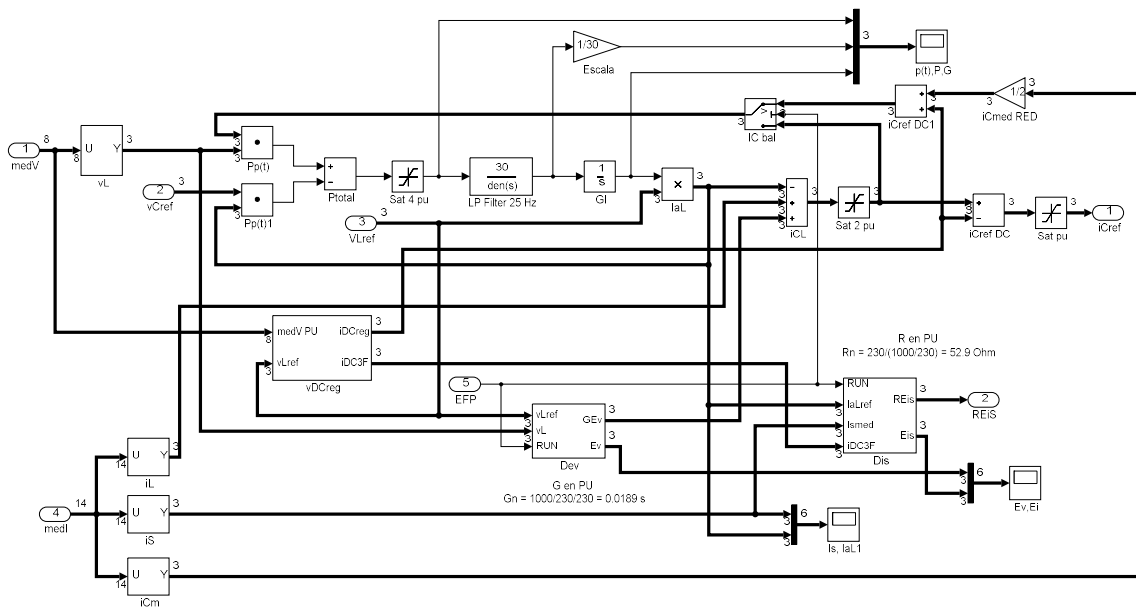


Figura 4.10. Bloque de cálculo de las referencias de intensidad. Control del filtro paralelo.

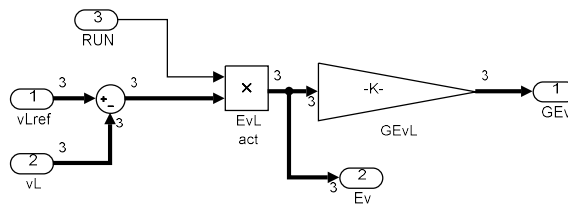


Figura 4.11. Cálculo de la señal correctiva  $GEvL$  para el convertidor paralelo.

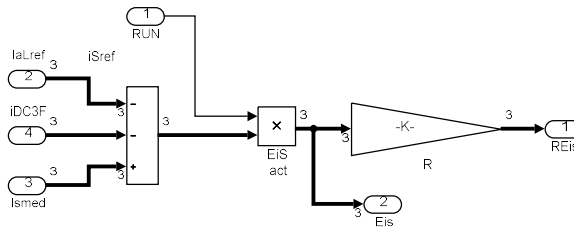


Figura 4.12. Cálculo de la señal correctiva  $REis$  para el convertidor serie.

Finalmente, la figura 4.13 muestra el control para la regulación de las tensiones de los condensadores de continua, tal y como se indicó en la sección 3.4.2. La señal trifásica  $iDC3F$  tiene la forma de onda de  $v_{Lref}$  y una amplitud proporcional al error entre el valor total de la tensión en los dos condensadores y su referencia  $VdcREF$ . A esta señal se le aplica un filtro paso bajo, tipo Butterworth, con una frecuencia de corte de 25 Hz. De esta forma este control se centra en su componente de continua y permite que los convertidores proporcionen las componentes oscilantes de potencia instantánea que necesite la compensación; sobre el supuesto de que los condensadores del bus de continua están adecuadamente dimensionados para esta tarea. A esta señal se le suma una pequeña componente de continua,  $iDCdif$ , proporcional a la diferencia que aparece entre ambas tensiones, manteniéndola en valores reducidos. El filtro paso bajo de 25 Hz en esta señal permite que este control se centre en la componente de continua, pues es la que presenta un efecto acumulativo sobre las tensiones de los condensadores.

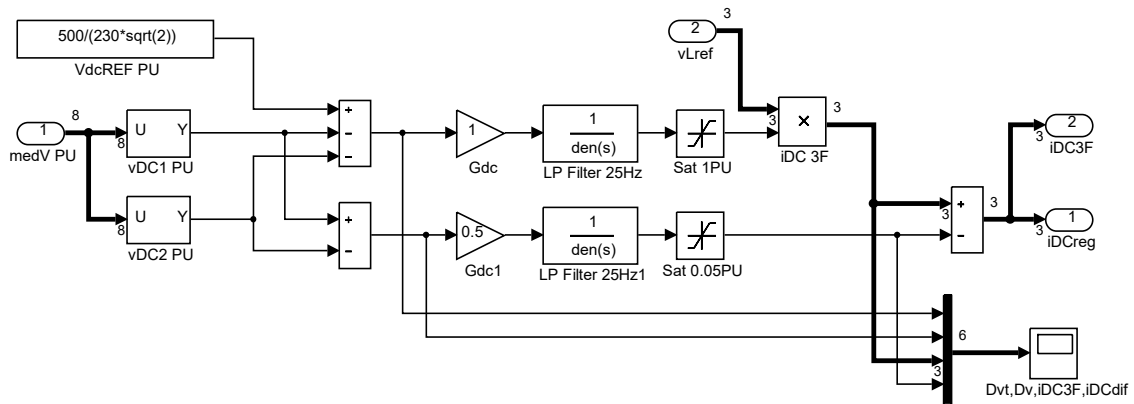


Figura 4.13. Bloque de regulación de la tensión de los condensadores del bus de continua.

### 4.3. Casos prácticos

Una vez detallada la plataforma experimental, las restantes secciones del capítulo se dedican a la descripción de los casos prácticos desarrollados y al análisis de los resultados obtenidos. En la selección de los casos se han seguido tres criterios básicos. El primero de ellos es la selección de un repertorio de cargas y condiciones de suministro que sea representativo en el acondicionamiento de cargas en distribuidores genéricos. El segundo criterio es el de su aplicabilidad en el prototipo de laboratorio, con los equipos disponibles y con las medidas de seguridad adecuadas. Y el tercer criterio es el de aplicar cambios puntuales entre los distintos casos, como la tensión aplicada o el tipo de carga utilizado, que permitan identificar el efecto de dicho factor en el funcionamiento del acondicionador y en los resultados de la compensación.

En este sentido, el primer caso corresponde a una carga genérica, desequilibrada y no lineal, compuesta por cargas monofásicas lineales y no lineales con distinto comportamiento armónico. Las tensiones de suministro contienen también desequilibrio y distorsión armónica. En los casos segundo y tercero se utiliza la misma carga y se varían las condiciones de suministro, centrándose cada uno de ellos en la distorsión armónica y en el desequilibrio fundamental, respectivamente. Los casos cuarto y quinto corresponden a cargas trifásicas equilibradas con distinto comportamiento armónico. Así, el cuarto caso utiliza una carga tipo fuente de armónicos de tensión, HVS, y el quinto una carga tipo fuente de armónicos de intensidad, HCS. En ambos casos se usa el mismo suministro que en el primer caso con la intención de valorar cómo afecta a estas cargas. El último caso corresponde a otra carga trifásica tipo HVS, más exigente en sus necesidades de compensación, con objeto de probar algunos límites de las capacidades del acondicionador así como su efecto en los resultados correspondientes.

#### 4.3.1. Caso práctico *sim1*: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

Este caso práctico corresponde a la compensación de una carga genérica desequilibrada y no lineal, compuesta por cargas de distinto carácter armónico: una carga tipo HVS generadora de armónicos de tensión en la fase 1; una carga tipo HCS generadora de armónicos de intensidad en la segunda fase y una carga lineal resistiva en la fase tres. Esta carga se alimentará a su vez de una tensión no senoidal y desequilibrada, con unos elevados niveles de distorsión. La tensión de suministro aplicada es un conjunto de valores desequilibrados en amplitud (214, 198, 225 V) para la frecuencia fundamental, así como un quinto armónico de 10 V con secuencia negativa como componente armónica equilibrada. La figura 4.2, expuesta en la sección anterior, ilustra el modelo para la red de suministro en el que las impedancias de red se han modelado como elementos RL serie, de 1  $\Omega$  y 1 mH respectivamente. La figura 4.14 muestra las formas de onda de tensión a la salida de la red, antes de conectar la carga.

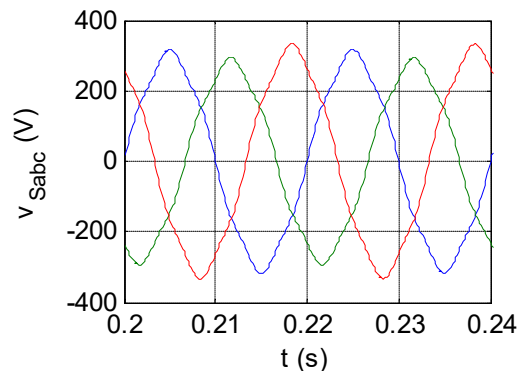


Figura 4.14. Formas de onda de la tensión de suministro antes de la conexión de la carga.

La carga a compensar está compuesta por tres cargas monofásicas diferentes, conectadas entre las fases y el neutro (Ver figura 4.3). La carga de la fase *a* es un puente rectificador de diodos de onda completa monofásico, con un condensador de 180  $\mu\text{F}$  y una carga resistiva de 120  $\Omega$  en el lado de continua, así como una reactancia de alisado de 50 mH en el lado de alterna. Para la fase *b* se tiene otro puente rectificador de diodos de onda completa monofásico, esta vez con una inductancia de 1 H en serie con una carga resistiva de 60  $\Omega$  en la salida de continua. Tiene también una inductancia de alisado de 15 mH en el lado de alterna, con un circuito snubber de 1  $\mu\text{F}$  y 500  $\Omega$ . La carga de la fase *c* es una carga resistiva de 80  $\Omega$  con mínimo comportamiento inductivo. Se ha

incluido también una resistencia adicional de  $120 \Omega$ , conectada a través de un interruptor ideal para pruebas de respuesta dinámica.

La simulación de la red sin carga se ha realizado durante un intervalo de 400 milisegundos, del que se han seleccionado los últimos 200 ms para el análisis de los índices de potencia resultantes y de esta forma reducir la influencia de los transitorios iniciales de la simulación numérica. Así, el intervalo de tiempo de la figura 4.14 corresponde a los primeros dos ciclos de los diez correspondientes que se utilizan para el cálculo de los índices.

La simulación de la carga sin compensar se ha realizado con los mismos intervalos de tiempo antes indicados. La figura 4.15 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de dicha carga, alimentada por la red de suministro antes descrita. En ella se observan formas de onda típicas de carga no lineales de tipo fuente de armónicos de tensión (fase *a*, en color azul) o fuente de armónicos de intensidad (fase *b*, en color verde). Incluso la intensidad de la fase *c* (en color rojo) aparece claramente distorsionada debido a la tensión de alimentación utilizada. Por otro lado, la corriente de neutro (en color celeste) alcanza valores similares a los de las fases.

La figura 4.16 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. El quinto armónico de las tensiones en la carga presenta una distorsión armónica (HD,  $V_{h5}/V_1$ ) de aproximadamente el 5%. Pueden observarse además pequeños valores en varias frecuencias, producidas por la circulación de las corrientes distorsionadas de la carga a través de la impedancia equivalente de la red de suministro. Dichos picos no aparecen en la tensión de la fase *c*, debido a su carácter puramente resistivo y por tanto lineal. Respecto a los espectros armónicos de las intensidades de carga, muestran los mayores valores en las primeras dos fases, principalmente en el rango entre los armónicos 3 y 11. La corriente de la fase *c* tiene un contenido armónico mucho más reducido, proporcional al de la tensión aplicada a dicha resistencia.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC. El acondicionador se activará a los 100 ms, para permitir que la simulación numérica reduzca el efecto de las condiciones iniciales de los componentes así como para el establecimiento de los primeros cálculos del bloque de control. Hasta ese instante el filtro serie permanecerá puentado con un interruptor ideal y los IGBTs del convertidor paralelo estarán en estado de corte. También se activará un cambio de carga en 300 ms para ver la respuesta dinámica del acondicionador ante este evento.

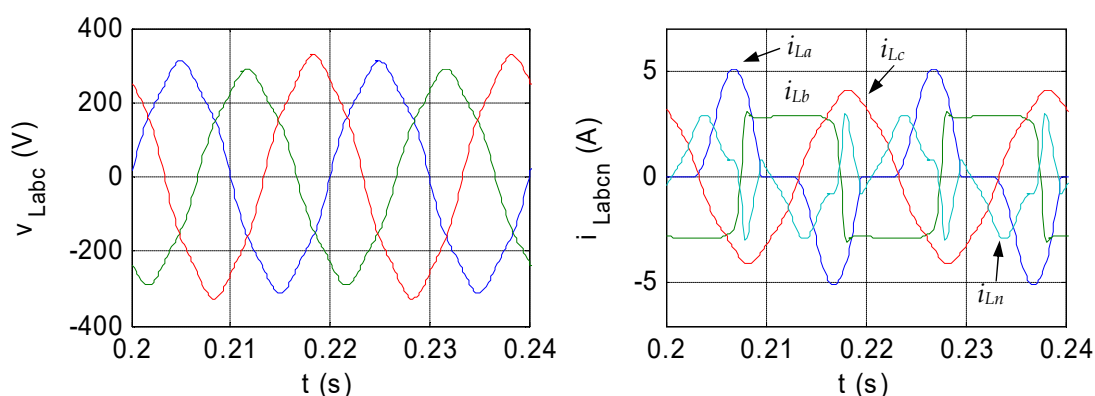


Figura 4.15. Caso *sim1*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

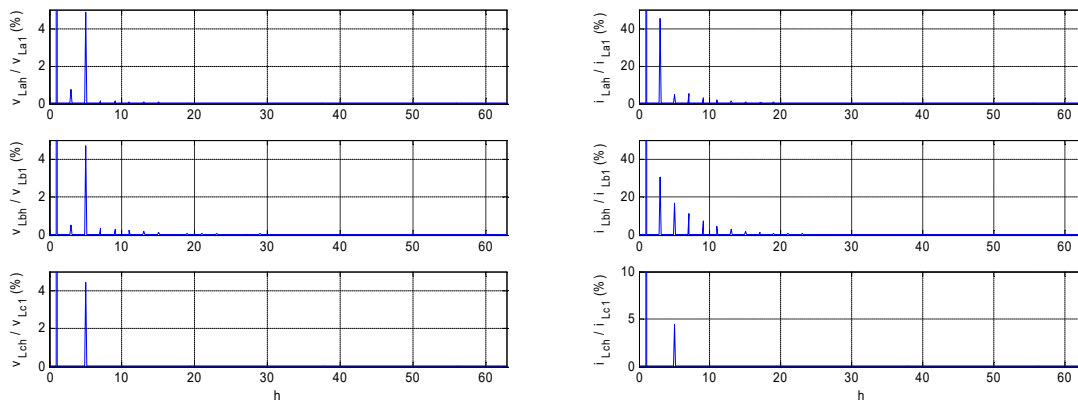


Figura 4.16. Caso *sim1*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

La figura 4.17 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones  $v_L$  en el lado derecho del LCAC y de las intensidades  $i_L$  de la carga no lineal a compensar por el acondicionador durante toda la simulación. La figura 4.18 muestra las tensiones  $v_S$  en el lado de suministro del LCAC así como las corrientes  $i_S$  que fluyen a través del convertidor serie. Antes de la activación del acondicionador, las corrientes de suministro están distorsionadas y desequilibradas, debido principalmente a la distorsión producida por la propia carga no lineal y a los armónicos y desequilibrios de las tensiones de suministro. También se aprecia un cierto nivel de distorsión producido por resonancias entre la carga, los componentes pasivos del acondicionador y la impedancia de la red de suministro.

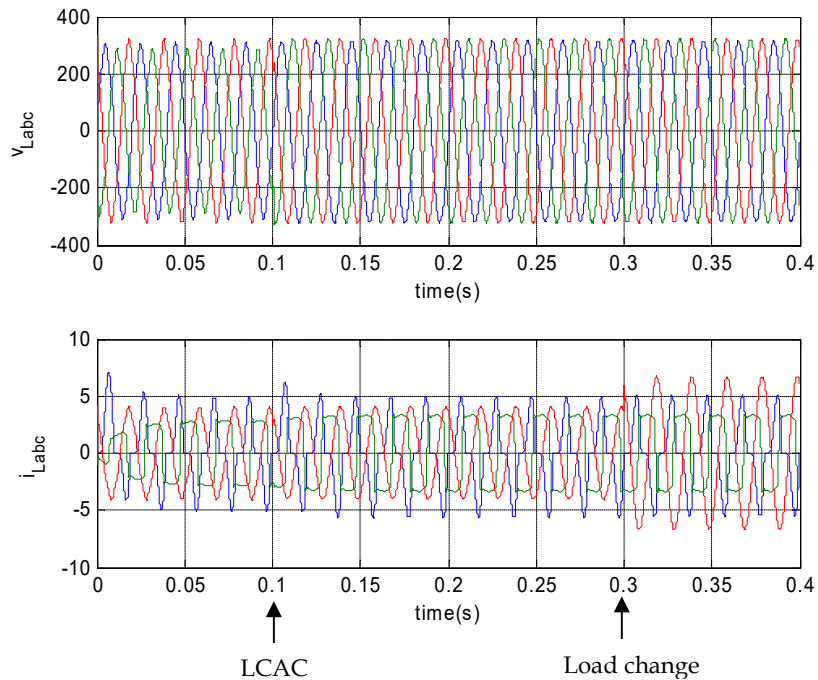


Figura 4.17. Caso *sim1*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

La figura 4.19 muestra en detalle los efectos de la conexión del LCAC en las intensidades del lado de suministro. En ella puede observarse como estas corrientes se vuelven senoidales y equilibradas desde el inicio de la compensación, con la amplitud necesaria para el transporte de la potencia eléctrica requerida. En los primeros milisegundos de esta transición aparecen algunas componentes de alta frecuencia debido a los esfuerzos de los convertidores para controlar con rapidez las variables objetivo. Después de este corto transitorio, las tensiones de suministro  $v_s$  permanecen distorsionadas y desequilibradas, como corresponde a las características de las propias fuentes de tensión del lado de red. La figura 4.20 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga con la puesta en marcha del LCAC. Las resonancias, desequilibrios y distorsiones se reducen fuertemente y las tensiones de carga se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal. Las intensidades de carga son las que presentan menos variación aparente con la activación del acondicionador, principalmente debido a la gran distorsión que presenta la propia carga. Sólo la intensidad de la carga resistiva de la fase tres presenta una mejora visible debida a la compensación conseguida en la tensión de carga. El mayor cambio observable al inicio de la compensación se produce en la corriente de la primera fase  $i_{L1}$ . La carga de esta fase es la más sensible a las variaciones de tensión, especialmente en los valores de pico, y la mejora de la tensión en dicha fase produce un claro incremento de la correspondiente intensidad, con un transitorio de aproximadamente dos ciclos de la frecuencia fundamental.

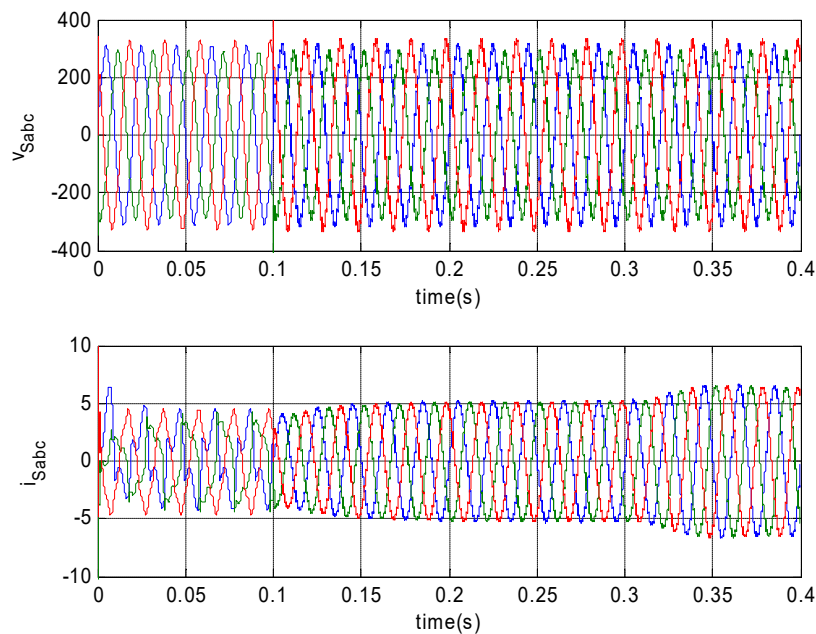
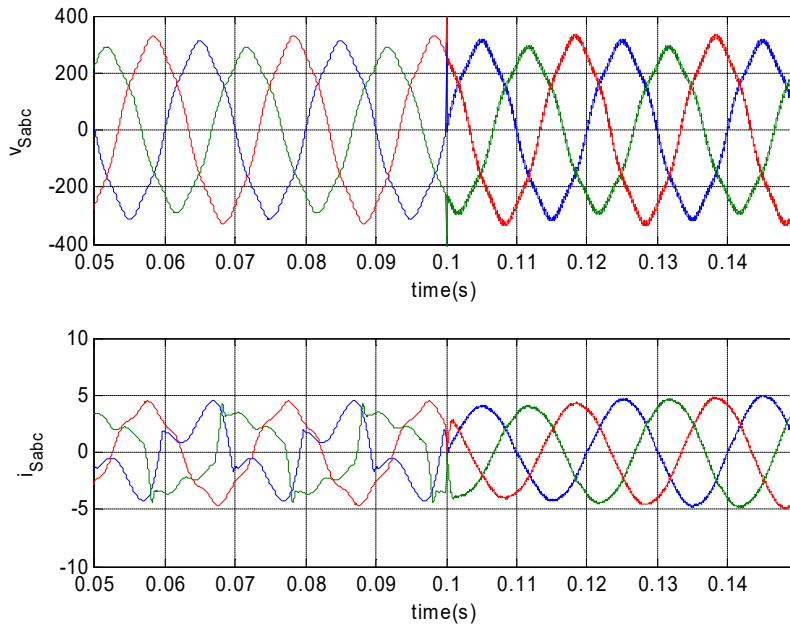
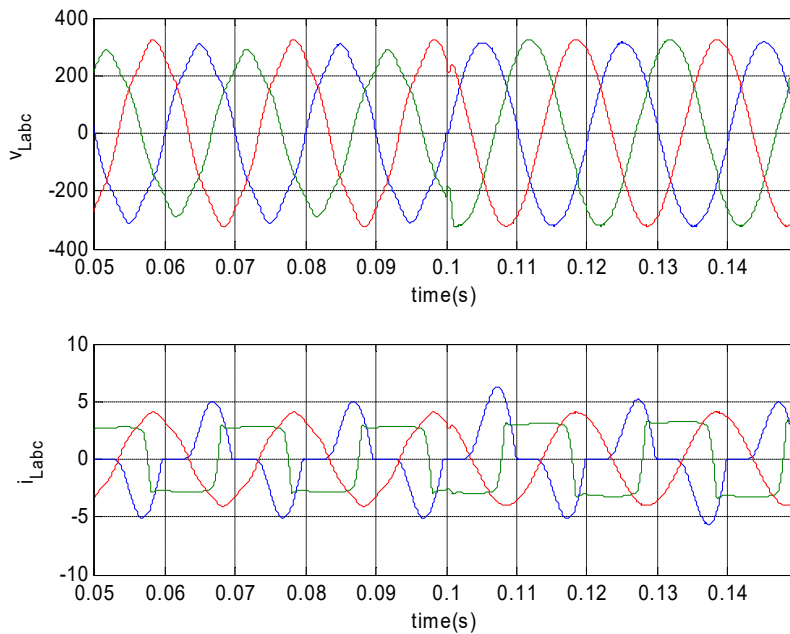


Figura 4.18. Caso *sim1*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.



**Figura 4.19.** Caso *sim1*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.



**Figura 4.20.** Caso *sim1*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.

El cambio de carga se produce en los 300 ms, y se realiza a través de una variación en la resistencia de la fase 3 (ver Figura 4.17). Esta conexión produce un rápido cambio de la corriente, que no puede ser compensada instantáneamente por el convertidor paralelo, y que produce una pequeña desviación en la tensión durante unos milisegundos. A partir de ahí, el resto del transitorio es mucho más suave, a medida que el control del LCAC va definiendo el nuevo valor de

las corrientes de suministro que proporcionen la potencia activa de la carga, en aproximadamente dos ciclos y medio (ver Figura 4.18).

Por otro lado, la figura 4.21 muestra la evolución de la corriente de neutro en la carga,  $i_{Ln}$ , y en el suministro,  $i_{Sn}$ . Antes de la compensación, el carácter de la carga produce una considerable cantidad de componentes de secuencia homopolar, del mismo orden que las corrientes de fase, y que circulan también a través de la red de suministro. A partir de la puesta en marcha del LCAC, estas componentes quedan compensadas y la intensidad de neutro de la red de suministro se ve reducida a un valor mínimo. También se observa un incremento de la intensidad de neutro de la carga, al acondicionarse las tensiones en sus terminales, debido a su propio desequilibrio. Este fenómeno se amplifica aún más al realizar el cambio de carga seleccionado.

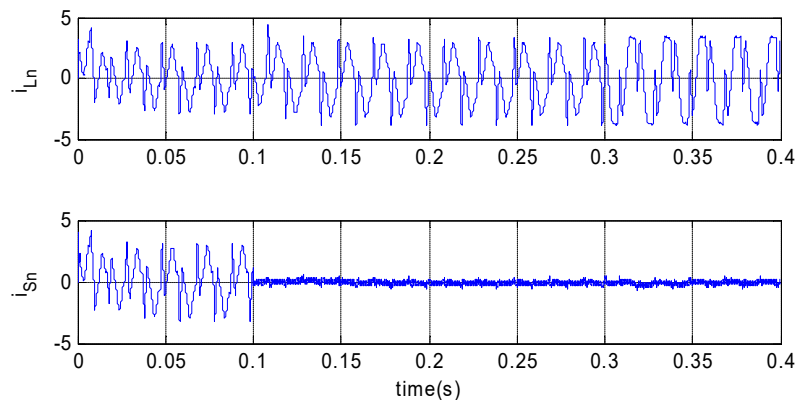


Figura 4.21. Caso *sim1*. Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.

La figura 4.22 muestra las intensidades de compensación  $i_c$  inyectadas por el convertidor paralelo del LCAC. Con la puesta en marcha de los convertidores, el equipo proporciona las componentes armónicas, reactivas y de desequilibrio de las intensidades de carga, así como la componente activa adicional para la regulación del balance interno de potencia y las tensiones del bus de continua. En las dos primeras fases se observan formas de onda características de la compensación paralelo de estos tipos de carga, mientras que la corriente inyectada en la fase de la carga resistiva corresponde principalmente a las componentes fundamentales de desequilibrio de la carga trifásica en conjunto. Se aprecia también la respuesta de esta parte del acondicionador frente al cambio de carga, con un transitorio de ajuste de pocos ciclos de duración.



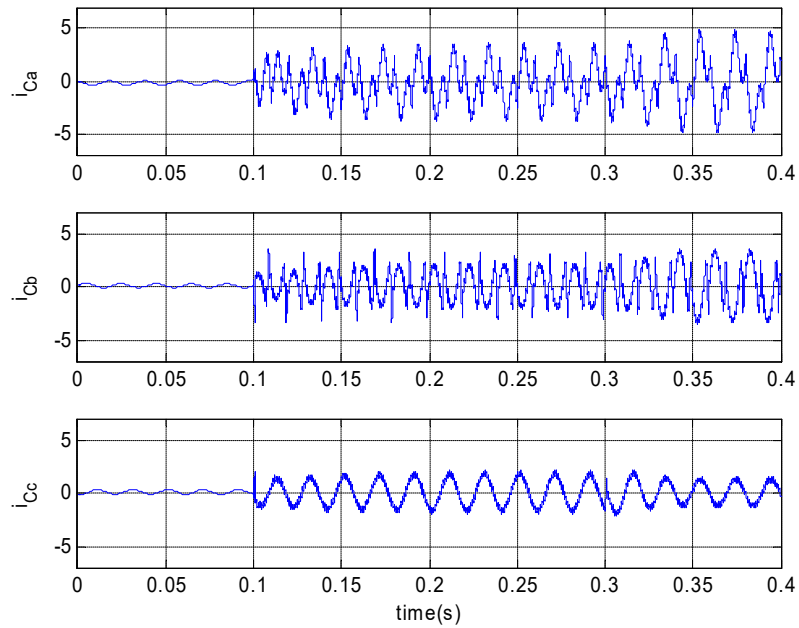


Figura 4.22. Caso *sim1*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.

La figura 4.23 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_C^*$  para el convertidor serie del LCAC. Tienen una magnitud aproximada de un 25% de la amplitud de la tensión base y difieren ligeramente para cada fase, en correspondencia a la regulación de tensión y el contenido armónico de cada una. También presentan un pequeño incremento después del cambio de carga en 300 ms para compensar la caída de tensión adicional producida por el aumento de las corrientes de suministro.

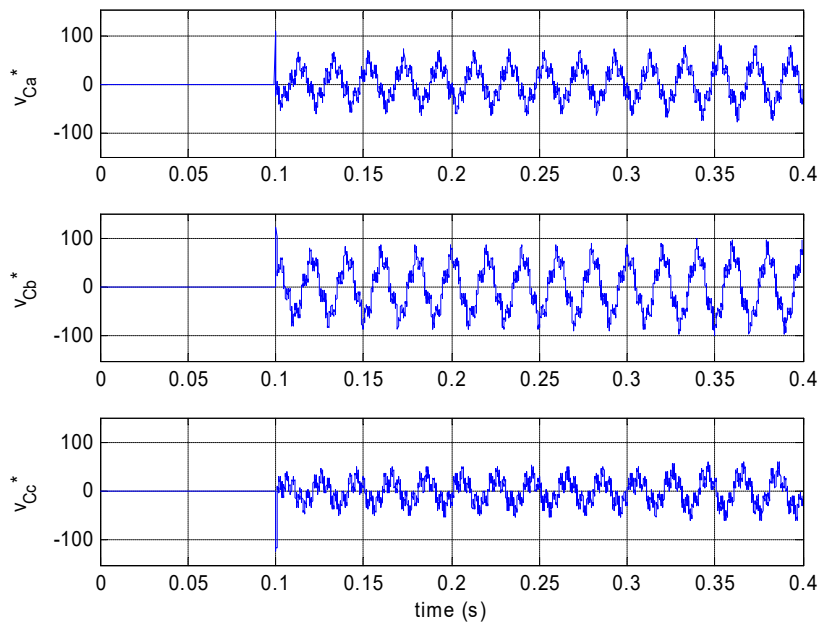


Figura 4.23. Caso *sim1*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

La figura 4.24 muestra las potencias activa y reactiva instantáneas, [33], requeridas por la carga durante la simulación. Muestran durante todo el periodo un claro patrón de comportamiento distorsionado y desequilibrado. Incluso después de la compensación de las tensiones en el lado de la carga, indican una fuerte componente de desequilibrio que incluso se incrementa con el cambio de carga. La figura 4.25 muestra las potencias activa y reactiva instantáneas en el punto de conexión entre los convertidores, en el que ambas magnitudes están controladas: las tensiones de carga  $v_L$  y las intensidades de suministro  $i_s$ . Después de la compensación ambas variables se hacen senoidales y equilibradas, y por tanto las potencias instantáneas presentan valores constantes. La potencia reactiva instantánea es prácticamente nula ya que dichas tensiones e intensidades están en fase. Y el valor medio de la potencia activa instantánea se ve incrementada justo después del inicio de la compensación debido a la mejora en la regulación del nivel de tensión en el lado de carga. La figura 4.26 presenta las potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas por el suministro. Después de la compensación, las componentes oscilantes de la potencia se ven claramente reducidas debido a la mejora de las intensidades de suministro. Sin embargo, éstas no desaparecen completamente ya que las tensiones permanecen con desequilibrio y distorsión armónica.

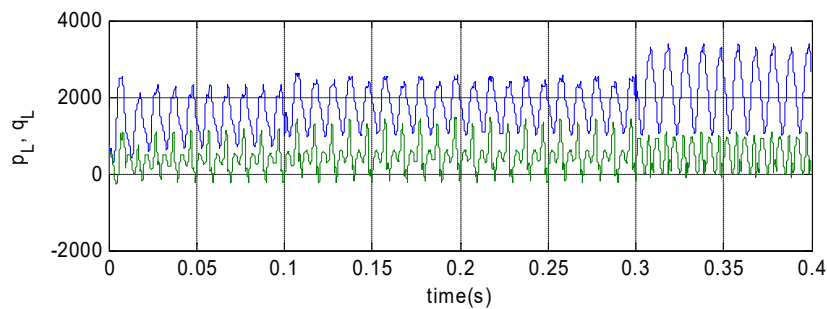


Figura 4.24. Caso *sim1*. Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.

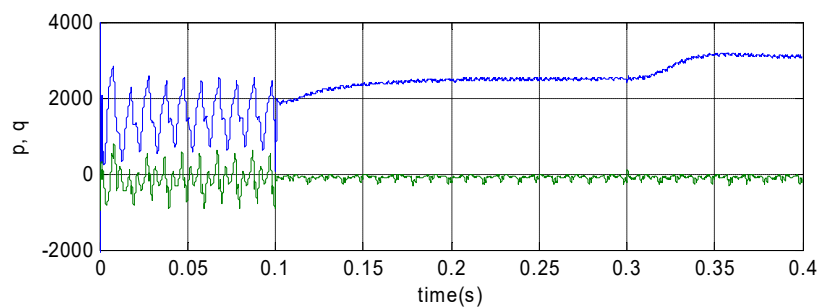


Figura 4.25. Caso *sim1*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC

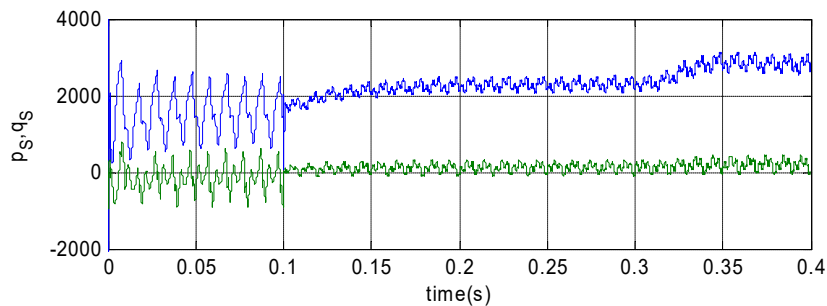


Figura 4.26. Caso *sim1*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras 4.27 y 4.28 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas transferidas por los convertidores serie y paralelo del LCAC, respectivamente. Las potencias instantáneas a través del convertidor serie son significativamente menores, debido a los relativamente bajos valores de distorsión, desequilibrio o falta de regulación de las tensiones de suministro, incluidos los esfuerzos suplementarios para el control de las corrientes de suministro. Éstos se ven incrementados con el cambio de carga y el correspondiente aumento en la intensidad de suministro. Una parte significativa del valor medio de la potencia activa circulante por el convertidor serie corresponde a la caída de tensión en la componente fundamental equilibrada de las tensiones de suministro. Por otro lado, las componentes oscilantes de las potencias instantáneas que circulan por el convertidor paralelo alcanzan valores significativamente mayores. El fuerte desequilibrio de la carga produce una visible componente de 100 Hz que debe suministrarse desde el convertidor paralelo junto con el resto de componentes de mayor frecuencia. Con el cambio de carga, la potencia activa instantánea muestra un claro transitorio de primer orden que dura aproximadamente dos ciclos y medio. Éste es producido por el balance de potencia interno del control del acondicionador. Mientras la referencia de la corriente de suministro no alcance el valor de la corriente activa de la nueva condición de carga, el acondicionador debe suministrar dicha diferencia a la carga. Esto reducirá el nivel de tensión de los condensadores del bus de continua, el cual habrá de ser repuesto lentamente a lo largo del nuevo régimen estacionario.

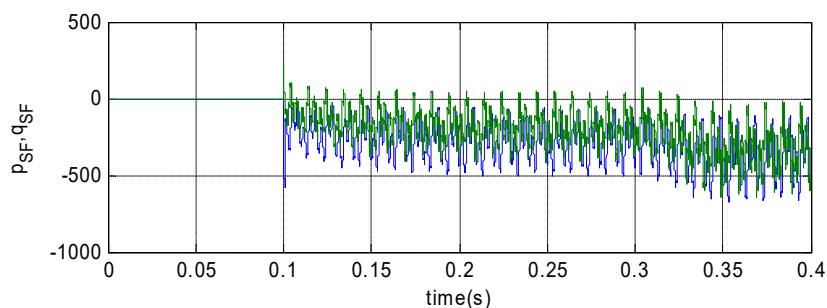


Figura 4.27. Caso *sim1*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.

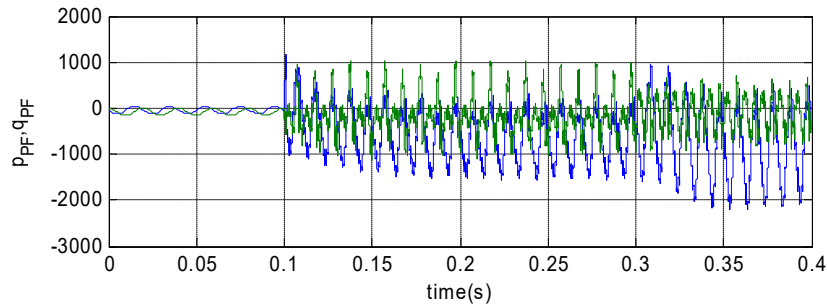


Figura 4.28. Caso *sim1*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura 4.29 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este caso. Al inicio de la compensación, éstos presentan una disminución lenta de su valor medio. Al inicio de la compensación la diferencia entre ambas tensiones alcanza un valor apreciable en los primeros dos ciclos, en los que el acondicionador está compensando las componentes transitorias tanto de tensión como de intensidad. Posteriormente se mantiene sólo una componente oscilatoria debida a la potencia instantánea que el acondicionador tiene que aportar durante la compensación, de valor medio nulo. Tras el cambio de carga, el valor medio presenta de nuevo una variación apreciable. En los primeros dos ciclos, las referencias de las intensidades de suministro no son lo suficientemente altas y los condensadores se van descargando. Cuando el balance de potencia interno se reajusta al nuevo régimen permanente, dicha descarga se detiene y las tensiones del bus de continua se empiezan a recuperar hacia sus valores de referencia, a través de la componente activa adicional  $i_{aDCreg}$ .

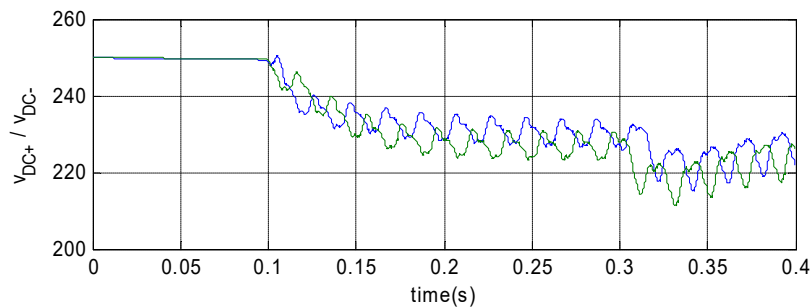


Figura 4.29. Caso *sim1*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis del contenido armónico y los desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. Para ello se han seguido las recomendaciones de los estándares 61000-4-7 y 6100-4-30 utilizando una ventana de medida de 200 ms para capturar diez ciclos de señal y una frecuencia de muestreo de 6.4 kHz para reducir los efectos de aliasing y dispersión. En este sentido, los datos que se almacenan en el *scope Medidas* de la figura 4.1 se muestrean a la frecuencia citada y con ellos se calculan los índices correspondientes. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se ha tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras 4.30 a 4.33 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Las gráficas muestran los índices de distorsión (Harmonic Distortion index, HD) de cada armónico individual con respecto a la componente fundamental y en el eje horizontal se ha representado el orden del armónico  $h$ .

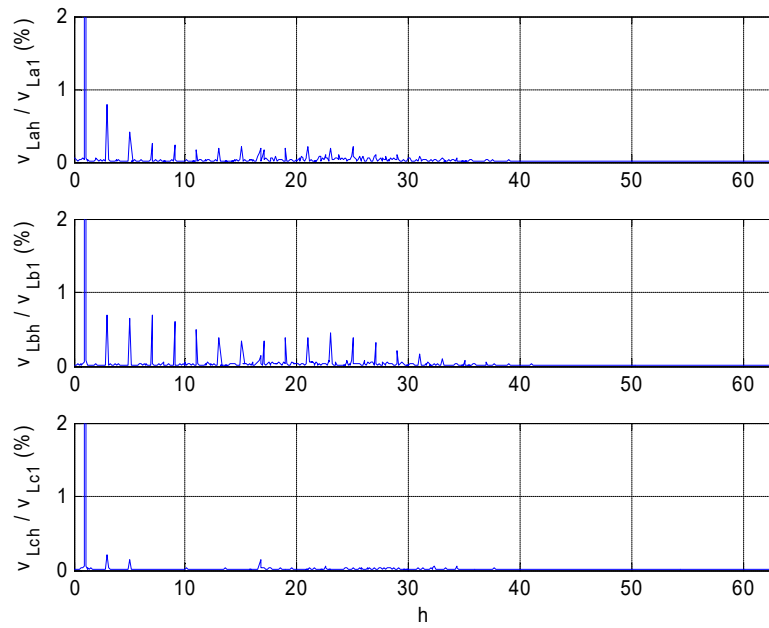


Figura 4.30. Caso *sim1*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

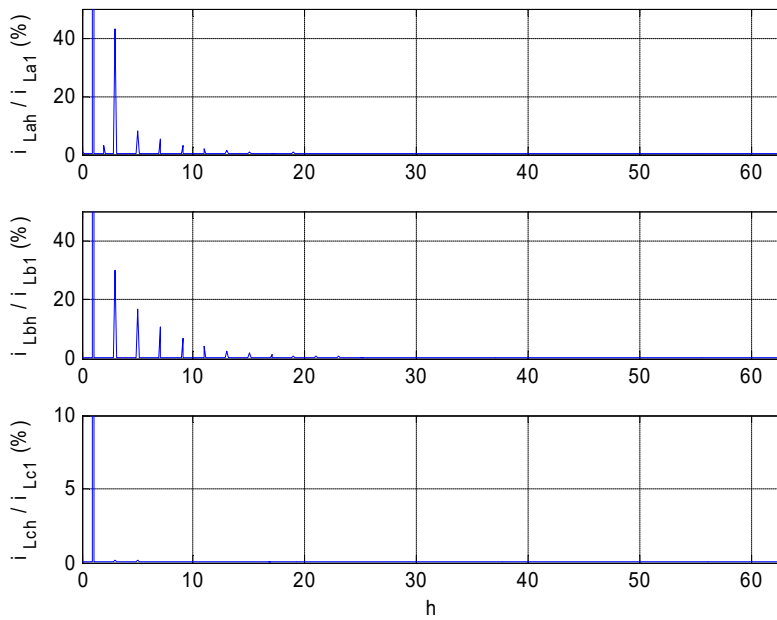


Figura 4.31. Caso *sim1*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

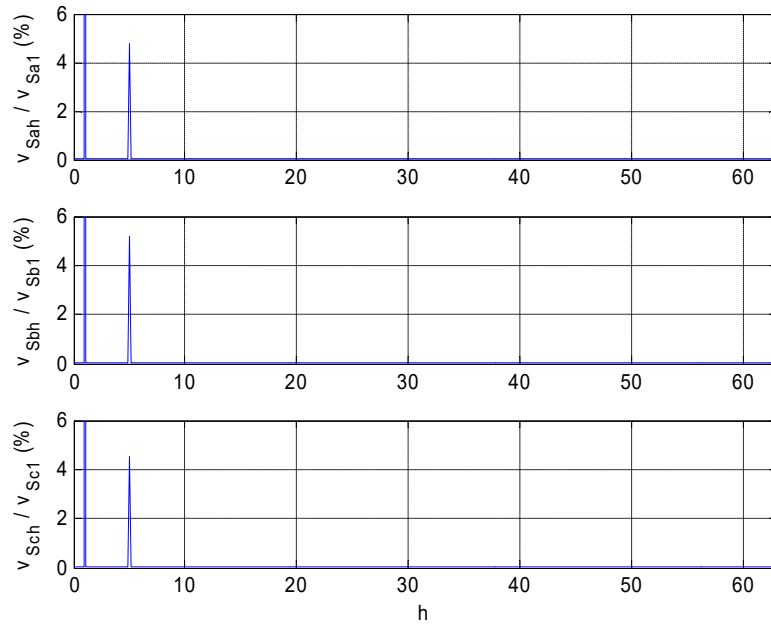


Figura 4.32. Caso *sim1*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

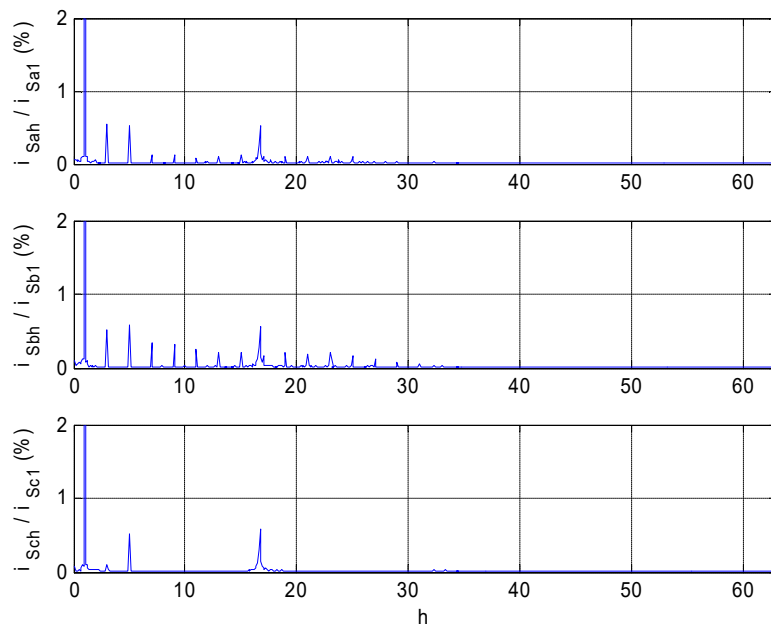


Figura 4.33. Caso *sim1*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

Por otro lado, la tabla 4.1 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, ordenados en cuatro columnas. La primera corresponde a la fuente de suministro sin carga, la segunda a la carga en estudio alimentada con dicha red. Las columnas tercera y cuarta corresponden a las tensiones e intensidades en los lados de carga (SPC\_l) y red (SPC\_s) respectivamente durante la compensación con el LCAC. La tabla 4.2 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes, con la misma organización por columnas.

Finalmente, la tabla 4.3 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 0.5%. Además, la reducción de la distorsión en estas corrientes se ve reflejada también en el espectro de las tensiones del lado de red, en la que sólo aparecen claramente los armónicos de las propias fuentes de tensión (ver figuras 4.16 y 4.32), del orden del 5% en las tres fases. De hecho, en el caso ideal en el que las corrientes quedasen perfectamente compensadas, los índices de las tensiones corresponderían únicamente a las condiciones de la propia red de suministro. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores reducidos, menores del 1%, y más distribuidos en el espectro. Los valores más altos aparecen en la fase *b*, con un THD total del 1.88%, en la que los cambios rápidos de la corriente de carga alcanzan los límites de las capacidades de compensación de ambos convertidores. La fase *c* con la carga resistiva presenta el menor valor de THD (0.45%). Las intensidades de carga presentan valores de distorsión parecidos a los de antes de la compensación, a excepción de la fase *c*, en la que claramente la distorsión estaba causada por las condiciones en la tensión de suministro. También se observa un aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión conseguida por el acondicionador.

Tabla 4.1. Caso *sim1*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.761	2.977	3.789
$i_b$ (A)	0	2.733	3.176	3.771
$i_c$ (A)	0	2.783	2.885	3.762
$i_n$ (A)	0	1.670	1.997	0.090
$v_a$ (V)	214.2	211.7	229.9	210.4
$v_b$ (V)	198.2	195.5	230.3	194.4
$v_c$ (V)	225.2	222.4	230.6	221.4
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	46.17	44.66	1.101
THD $i_b$ (%)	-	37.99	37.15	1.324
THD $i_c$ (%)	-	4.444	0.450	0.932
THD $i_n$ (%)	-	90.42	78.59	323.4
THD $v_a$ (%)	4.673	4.907	1.291	4.775
THD $v_b$ (%)	5.051	4.791	1.880	5.155
THD $v_c$ (%)	4.444	4.444	0.453	4.535

Tabla 4.2. Caso *sim1*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.507 /-118.1°	2.718 /-128.0°	3.789 /-97.8°
$I_{bf}$ (A)	0	2.555 /138.1°	2.977 /126.2°	3.771 /142.3°
$I_{cf}$ (A)	0	2.780 /32.6°	2.885 /22.6°	3.762 /22.3°
$I_{nf}$ (A)	0	1.239 /-53.2°	1.570 /-60.7°	0.027 /45.8°
$V_{af}$ (V)	214.0 /-87.2°	211.4 /-87.0°	229.8 /-97.3°	210.2 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	198.0 /152.8°	195.3 /152.8°	230.2 /142.6°	194.2 /145.3°
$V_{cf}$ (V)	225.0 /32.8°	222.2 /32.6°	230.6 /22.6°	221.2 /25.3°

En el análisis de los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.3 se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están

prácticamente compensadas; y que el acondicionamiento con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio.

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un fuerte desequilibrio fundamental (SUF = 36.46 %) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 40.43 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 48.03%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental, Su1, y de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. El índice de distorsión armónica total STHD tiene también proporciones similares de las componentes armónicas equilibradas, SBH, y desequilibradas, SUH. Si se analiza la contribución de las componentes de tensión o de corriente se observa que los índices de intensidad son mucho mayores que los de tensión y definen prácticamente los valores numéricos de los índices de potencia.

Con la compensación de las intensidades de carga, se presenta una gran reducción en el lado de suministro, de los índices de intensidad de desequilibrio fundamental IUF, de armónicos equilibrados IBH, y de armónicos desequilibrados IUH. Por otro lado se observa un pequeño incremento de los índices de tensión VUF y VBH, así como una disminución de VUH, con respecto a la carga sin compensar. En la medida en que las corrientes de suministro se acerquen a su referencia ideal, las componentes de desequilibrio y distorsión armónica de las tensiones se aproximarán a las de las fuentes de tensión ideal utilizadas en la simulación. Aun así, en este caso los índices de tensión son bastante mayores que los de intensidad en el lado de suministro, por lo que sus valores numéricos definen prácticamente los valores de los índices de potencia; a excepción de SUH. De hecho, en el caso ideal en el que las corrientes quedasen perfectamente compensadas, los índices de potencia corresponderían únicamente a las condiciones de la tensión de la propia red de suministro.

Tabla 4.3. Caso *sim1*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	212.8	210.1	230.2	209.0
$I_e$ (A)	0	2.923	3.228	3.774
$S_e$ (VA)	0	1842	2230	2366
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	212.3	209.7	230.2	208.5
$I_{b1}$ (A)	0	2.551	2.794	3.774
$S_{b1}$ (VA)	0	1605	1930	2360
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	4.521	4.496	0.140	4.605
VBH (%)	4.710	4.669	0.626	4.807
VUH (%)	0.000	0.586	1.055	0.060
VTHD (%)	4.705	4.701	1.227	4.803
VTUD (%)	4.516	4.529	1.064	4.600
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	36.14	39.36	0.517
IBH (%)	-	26.21	24.09	0.850
IUH (%)	-	33.65	34.96	1.516
ITHD (%)	-	40.11	39.50	1.738
ITUD (%)	-	47.77	51.18	1.601
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	36.46	39.36	4.634
SBH (%)	-	26.65	24.09	4.882
SUH (%)	-	33.79	34.98	1.521
STHD (%)	-	40.43	39.53	5.108
STUD (%)	-	48.03	51.19	4.872



Los términos de la potencia aparente en el lado de carga dan resultados similares a los obtenidos antes de la compensación, principalmente porque la fuente de distorsión dominante es la de la propia corriente de carga. De hecho, a medida que la tensión aplicada se aproxima a la ideal, los índices de potencia resultantes están más relacionados con el carácter de la carga que con las condiciones de suministro. El caso más claro está en el valor del índice IUF, que se ha incrementado a 39.36% aunque el índice VUF se ha reducido a 0.14%, debido al cambio en las tensiones de los terminales de la carga. En este caso se produce un solapamiento de efectos entre la distorsión de la fuente y la de la carga que conduce a un valor del índice IUF equívoco, antes de la compensación. Hasta que no se aplique una tensión equilibrada a dicha carga no se podrá establecer su propio grado de desequilibrio. Por otro lado, los valores de los índices armónicos mantienen una relación más directa entre ellos, antes y después de la compensación de las tensiones. Así, el valor del índice IUH va de 33.65% a 34.96% incluso cuando VUH varía de 0.586% al 1.055%, o el valor de IBH que va de 26.21% a 24.09% cuando VBH se reduce de 4.669% a 0.626%. En todo caso, los índices de corriente en el lado carga son dominantes en el cálculo de los índices de potencia y así se refleja en dichos valores. De hecho, el índice de potencia que más varía es el de desequilibrio total, STUD, de 48.03% a 51.19%, debido a una caracterización más clara del desequilibrio fundamental de esta carga.

#### **4.3.2. Caso práctico *sim2*: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones equilibradas y distorsionadas.**

En la exposición detallada del primer caso práctico se han utilizado veinte figuras y tres tablas de valores numéricos. Dada la complejidad del equipo y la extensión del análisis, se ha optado por recoger el resto de casos prácticos en la sección A.2 del anexo dedicado a los casos de simulación. En este capítulo se presentarán de forma resumida los resultados más relevantes, en comparación con el primero, así como el análisis de los resultados numéricos. Para una mayor claridad en la exposición se recogerán aquí algunas figuras de dicho anexo, en las que aparecerá entre paréntesis la referencia correspondiente del anexo.

En el segundo caso práctico se utiliza la misma carga del caso anterior, alimentada con una tensión con distorsión armónica pero equilibrada: la tensión equilibrada con armónicos denominada “de curva plana” de los ensayos recogidos en la norma UNE-EN61000-2-4. La impedancia de la red es la misma que en el primer caso.

La figura 4.34 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, antes de la compensación. En ella se observan algunas diferencias visibles con respecto al caso anterior, principalmente en las fases *a* y *c*, debido a la tensión de alimentación utilizada. La figura 4.35 muestra los correspondientes espectros armónicos de tensión e intensidad. Ahora son los armónicos tercero y quinto los que marcan el nivel de distorsión armónica en la tensión de cada fase, con un espectro más distribuido en frecuencia que en el primer caso. Respecto a los espectros armónicos de las intensidades de carga, muestran los mayores valores en las primeras dos fases, principalmente en el rango entre los armónicos 3 y 11. La corriente de la fase *c* tiene un contenido armónico mucho más reducido, proporcional al de la tensión aplicada a dicha resistencia.

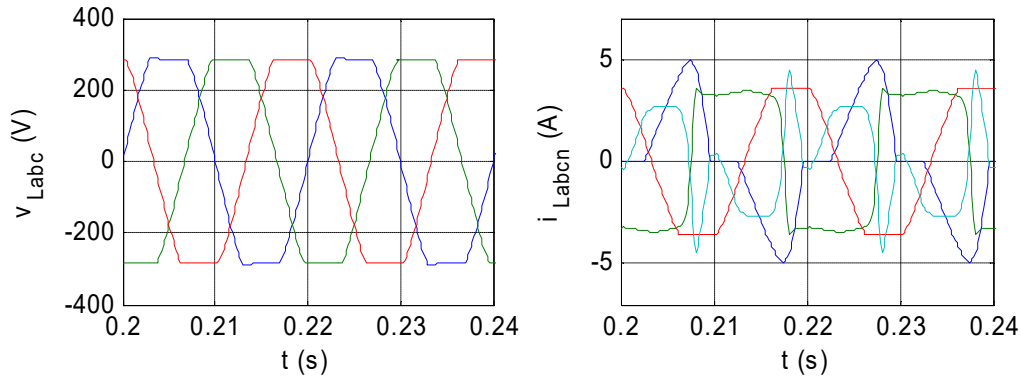


Figura 4.34 (A.37). Caso *sim2*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

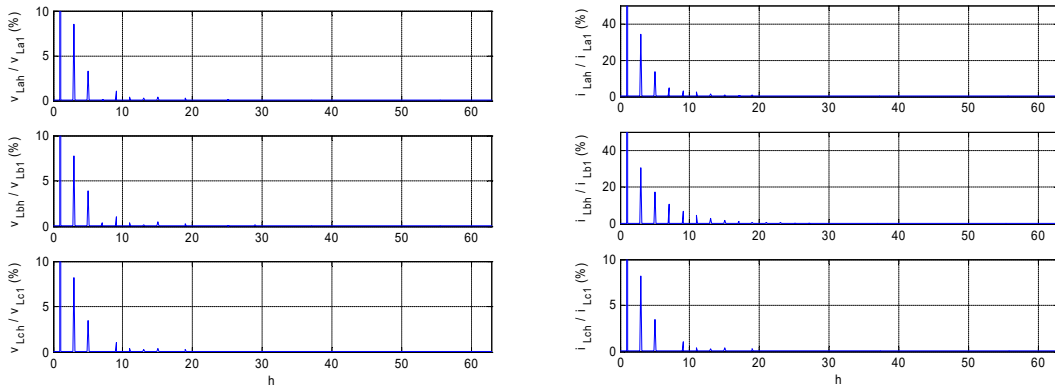


Figura 4.35 (A.38). Caso *sim2*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realiza una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. La figura 4.36 muestra las formas de onda resultantes para las tensiones e intensidades en el lado derecho del LCAC y la figura 4.37 muestra las correspondientes al lado de suministro. De nuevo se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas. De igual manera, las tensiones de alimentación a la carga aparecen reguladas en amplitud y reducen su distorsión armónica. Las intensidades de carga son las que presentan menos variación aparente con el inicio de la compensación. Por ejemplo, la corriente de la primera fase  $i_{La}$  presenta de nuevo un pequeño transitorio de ajuste debido al incremento en la tensión fundamental de dicha fase. Por otro lado, el cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los del caso anterior, pues el LCAC ya está acondicionando las tensiones en el lado de carga a los mismos valores que antes, por lo que no se observan cambios sustanciales en ese transitorio.

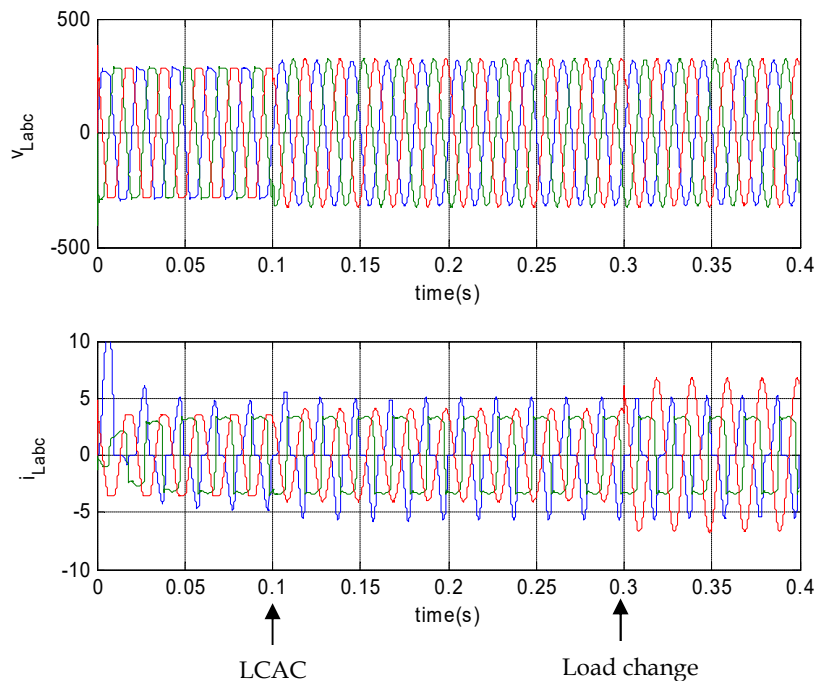


Figura 4.36 (A.39). Caso *sim2*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

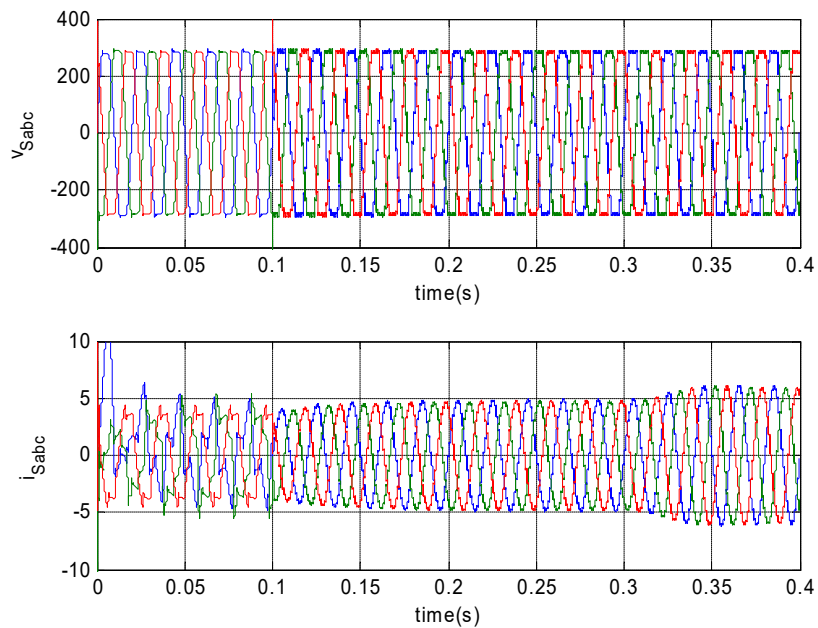


Figura 4.37 (A.40). Caso *sim2*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

El resto de formas de onda analizadas en este caso presentan valores similares a los del caso anterior, pues sólo se ha modificado la distorsión en la tensión de alimentación. Las diferencias más relevantes aparecen en el funcionamiento del convertidor serie. Así, las tensiones de compensación  $v_c^*$  (figura A.45) presentan formas de onda similares entre sí debido al equilibrado de las tensiones de red, con amplitud más reducida pues las componentes fundamentales de la tensión de suministro están más cerca del valor nominal.

Por otro lado, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. Para ello se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.52 a A.55 de la sección A.2 recogen los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Dichos espectros son muy similares a los del primer caso, a excepción de las tensiones de suministro que reflejan claramente la distorsión propia de las fuentes de alimentación (figura A.36). Por otro lado, la tabla 4.4 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, con la misma estructura que la tabla 4.1. La tabla 4.5 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes y la tabla 4.6 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las intensidades de suministro y las tensiones de carga presentan de nuevo reducidos niveles de distorsión, similares a los del caso *sim1*. Respecto a las intensidades de carga, la de la fase *a* presenta un claro aumento, del 37.51% antes de la compensación al 44.77% cuando se alimenta con tensión senoidal. En este caso, la distorsión de la tensión de alimentación antes de la compensación influye claramente en la forma de onda de la intensidad de esa carga (ver figuras 4.34 y A.42), modificando el valor de este índice con respecto a unas condiciones de alimentación ideales. Como contrapunto, la distorsión de la corriente de la fase *c* mejora claramente después de la compensación. También se observa un ligero aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión conseguida por el acondicionador.

Tabla 4.4. Caso *sim2*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.759	2.984	3.494
$i_b$ (A)	0	3.192	3.182	3.475
$i_c$ (A)	0	2.842	2.891	3.465
$i_n$ (A)	0	2.241	2.007	0.124
$v_a$ (V)	230	227.4	230.4	226.5
$v_b$ (V)	230	226.8	230.7	226.5
$v_c$ (V)	230	227.2	231.1	226.5
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	37.51	44.77	1.520
THD $i_b$ (%)	-	38.03	37.15	1.683
THD $i_c$ (%)	-	8.972	0.47	1.209
THD $i_n$ (%)	-	97.55	78.75	326.6
THD $v_a$ (%)	8.985	9.239	1.294	9.142
THD $v_b$ (%)	8.974	8.775	2.010	9.128
THD $v_c$ (%)	8.974	8.972	0.467	9.130

Tabla 4.5. Caso *sim2*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.584 /-117.5°	2.723 /-128.1°	3.493 /-97.6°
$I_{bf}$ (A)	0	2.984 /137.6°	2.982 /126.2°	3.474 /142.6°
$I_{cf}$ (A)	0	2.830 /32.6°	2.891 /22.6°	3.465 /22.4°
$I_{nf}$ (A)	0	1.604 /-51.0°	1.577 /-60.7°	0.036 /53.5°
$V_{af}$ (V)	229.1 /-87.2°	226.5 /-87.0°	230.3 /-97.3°	225.5 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	229.1 /152.8°	225.9 /152.8°	230.7 /142.6°	225.6 /145.3°
$V_{cf}$ (V)	229.1 /32.8°	226.2 /32.6°	231.1 /22.6°	225.6 /25.3°

Por otro lado, observando los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.6, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas; y que la compensación con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio.

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un fuerte desequilibrio fundamental (SUF = 35.17 %) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 43.21 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 51.26%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental, Su1, y de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. De hecho, los términos dominantes en la expresión corresponden a las componentes de desequilibrio de las intensidades, tanto fundamental, IUF, como armónica, IUH. El índice de distorsión armónica total STHD tiene también proporciones similares de las componentes armónicas equilibradas, SBH, y desequilibradas, SUH.

Con la compensación de las intensidades de carga, se presenta una gran reducción en el lado de suministro de todos los índices de intensidad. Por otro lado, se observa un pequeño incremento del índice de tensión VBH, así como una disminución de los índices VUF y VUH, con respecto a la carga sin compensar. En ambos se debe a que las componentes de desequilibrio de la carga se han compensado y a que las tensiones en el suministro son equilibradas tanto en la componente fundamental como en los armónicos. Respecto a los índices de potencia, en este caso los índices de desequilibrio de intensidad IUF e IUH son mayores que los de tensión en el lado de suministro, por lo que definen la mayor aportación a los índices de potencia SUF y SUH. Sin embargo, la distorsión armónica equilibrada de las tensiones VBH es claramente mayor que la de intensidad, por lo que define el valor del índice SBH y también el de la distorsión armónica total STHD.

Tabla 4.6. Caso *sim2*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	229.6	226.7	230.7	226.1
$I_e$ (A)	0	3.209	3.236	3.479
$S_e$ (VA)	0	2182	2240	2360
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	229.1	226.2	230.7	225.6
$I_{b1}$ (A)	0	2.738	2.799	3.477
$S_{b1}$ (VA)	0	1858	1937	2353
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	0.005	0.224	0.137	0.005
VBH (%)	6.820	6.841	0.636	6.939
VUH (%)	0.039	0.539	1.119	0.057
VTHD (%)	6.820	6.862	1.287	6.940
VTUD (%)	0.039	0.582	1.127	0.057
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	40.46	39.46	0.713
IBH (%)	-	29.74	24.27	1.826
IUH (%)	-	34.98	34.96	1.662
ITHD (%)	-	42.56	39.59	2.469
ITUD (%)	-	51.26	51.23	1.808
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	40.46	39.46	0.713
SBH (%)	-	30.59	24.28	7.177
SUH (%)	-	35.17	34.98	1.667
STHD (%)	-	43.21	39.61	7.638
STUD (%)	-	51.26	51.24	1.809

Los términos de la potencia aparente en el lado de carga dan resultados similares a los obtenidos antes de la compensación principalmente porque la fuente de distorsión dominante es la de la propia corriente de carga. De hecho, a medida que la tensión aplicada se aproxima a la ideal, los índices de potencia resultantes están más relacionados con el carácter de la carga que con las condiciones de suministro. Todos los índices de intensidad son mucho mayores que los de tensión, tanto antes como después de la compensación. Sin embargo, es después de la compensación cuando mejor se refleja el grado de desequilibrio y distorsión propios de la carga, dando valores muy parecidos a los del caso anterior.

### 4.3.3. Caso práctico *sim3*: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y senoidales.

En este caso práctico se alimenta la misma carga de los casos anteriores con una tensión desequilibrada pero sin distorsión: la correspondiente al ensayo con desequilibrio de tensiones del 17% de la norma UNE-EN61000-4-27. La figura 4.38 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga y la figura 4.39 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. En dichos espectros se aprecia claramente la distorsión armónica que esta carga produce en el suministro, con niveles de distorsión de tensión en torno al 0'5% para las dos primeras fases.

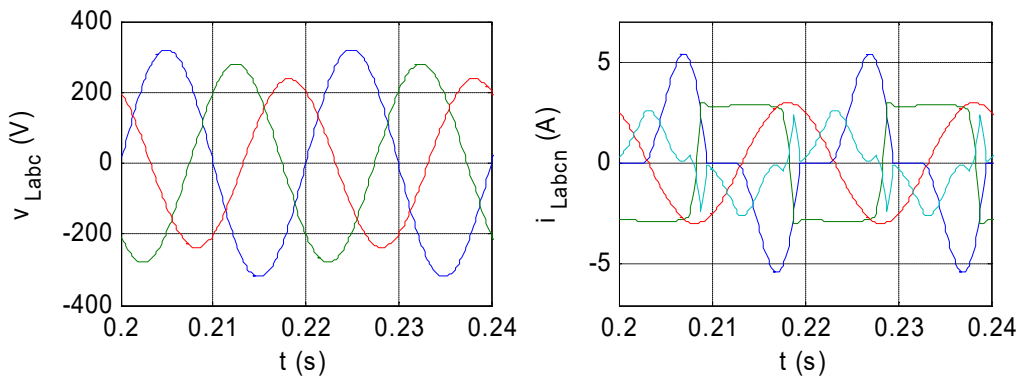


Figura 4.38 (A.56). Caso *sim3*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

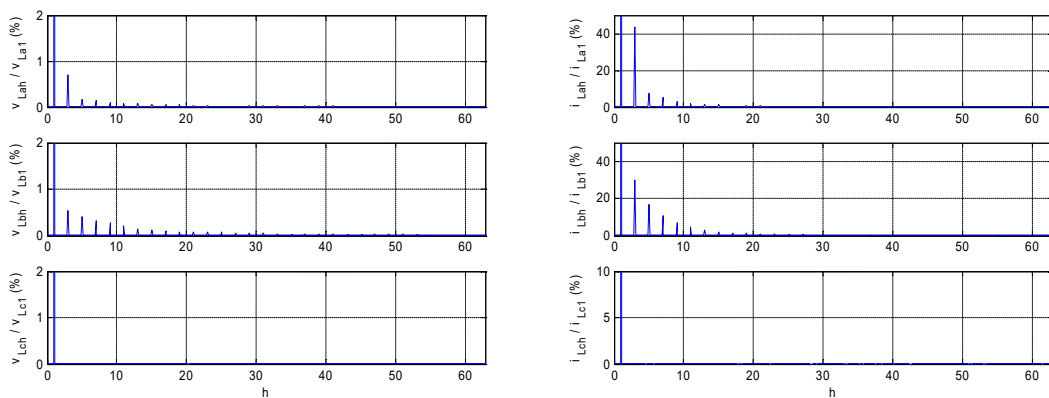


Figura 4.39 (A.57). Caso *sim3*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro se realiza la simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. La figura 4.40 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC, durante toda la simulación. La figura 4.41 muestra las correspondientes tensiones e intensidades en el lado de suministro. De nuevo se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas. Y en el lado de carga las tensiones aparecen equilibradas y reguladas, con independencia de la corriente demandada por ésta.

De forma similar al caso anterior, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia del desequilibrio de las tensiones de suministro. Las intensidades de carga son las que presentan menos variación aparente con el inicio de la compensación. La intensidad de la carga resistiva de la fase *c* presenta una mejora visible debida a la mejora en la regulación de su tensión. Por su parte, la corriente de la primera fase  $i_{La}$  no presenta esta vez un transitorio de ajuste pues la tensión de su fase no se ve modificada antes y después de la compensación. Por otro lado, el cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los del caso anterior. El LCAC ya está independizando a la carga de las tensiones de suministro y no se observan cambios sustanciales en ese transitorio.

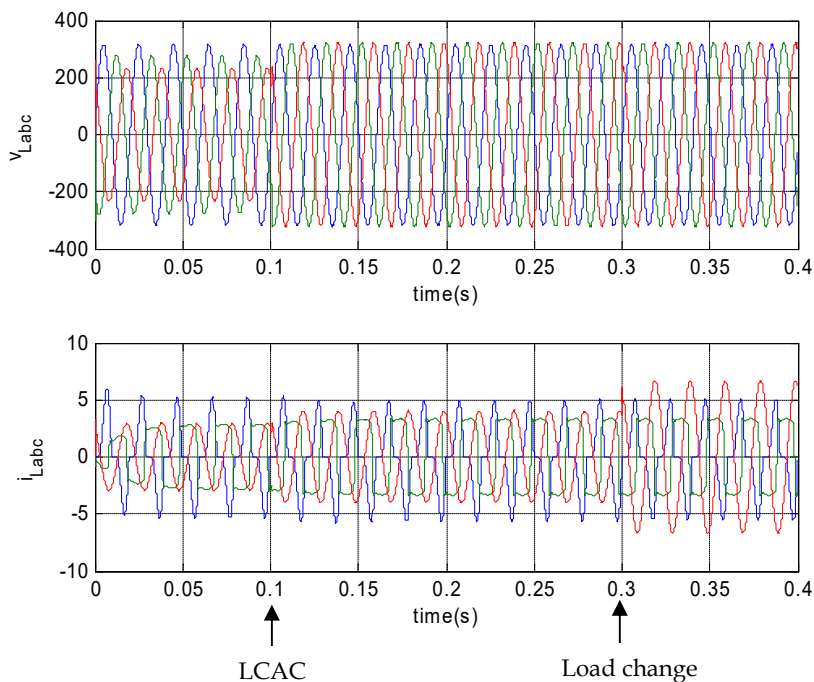


Figura 4.40 (A.58). Caso *sim3*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

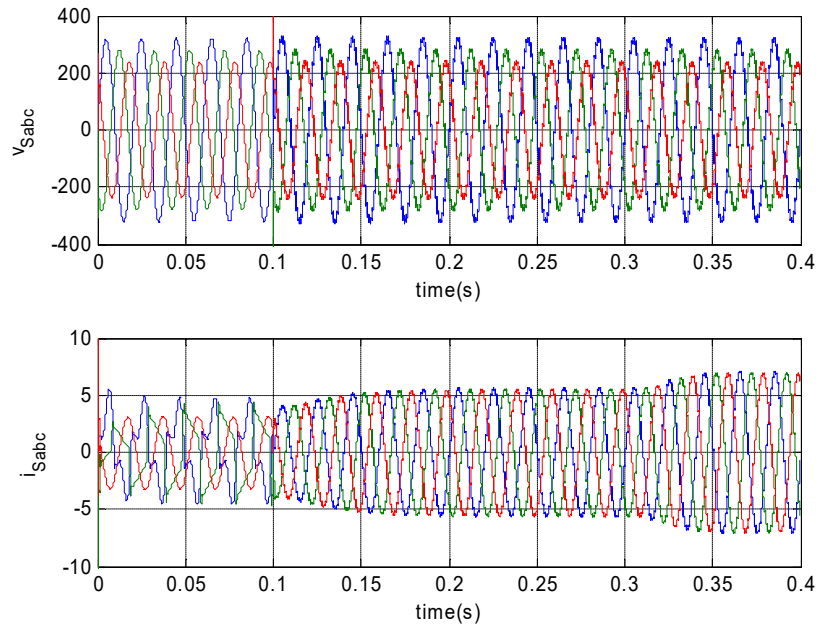


Figura 4.41 (A.59). Caso *sim3*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

El resto de formas de onda analizadas en este caso presentan valores similares e los del caso anterior, pues sólo se ha modificado la distorsión en la tensión de alimentación. Las diferencias más relevantes aparecen en el funcionamiento del convertidor serie. En este caso, la función principal del convertidor serie es la compensación de las componentes fundamentales de desequilibrio y falta de regulación de la tensión de suministro y así se refleja en la forma de onda de las tensiones de compensación  $v_c^*$  (figura A.64).

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. Para ello, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.71 a A.74 de la sección A.2 recogen los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación, similares a los del primer caso. La diferencia principal está en el espectro de las tensiones de red (figura A.73) en el que no se aprecia distorsión armónica, pues se trata de fuentes de suministro senoidales. Por otro lado, la tabla 4.7 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, con la misma estructura que la tabla 4.1. La tabla 4.8 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes, y la tabla 4.9 muestra los valores e índices trifásicos resultantes calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con valores de THD en torno al 1.1%, así como las tensiones, con valores de THD menores del 0.1%. Por otro lado, los armónicos de las tensiones e intensidades de carga presentan valores similares a los del primer caso. También se observa un ligero aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión conseguida por el acondicionador.

Por otro lado, observando los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.9, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas; y que la compensación con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio.



Tabla 4.7. Caso *sim3*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.949	2.971	4.061
$i_b$ (A)	0	2.726	3.170	4.055
$i_c$ (A)	0	2.103	2.878	4.031
$i_n$ (A)	0	1.447	1.992	0.088
$v_a$ (V)	230.0	227.2	229.4	225.8
$v_b$ (V)	200.1	197.4	229.8	196.3
$v_c$ (V)	170.2	168.1	230.1	166.0
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	44.68	44.72	1.166
THD $i_b$ (%)	-	37.28	37.17	1.301
THD $i_c$ (%)	-	0.000	0.761	0.968
THD $i_n$ (%)	-	48.32	78.54	248.8
THD $v_a$ (%)	0	0.758	1.498	0.076
THD $v_b$ (%)	0	0.865	1.980	0.095
THD $v_c$ (%)	0	0.000	0.761	0.083

Tabla 4.8. Caso *sim3*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.693 /-117.4°	2.712 /-130.4°	4.061 /-100.2°
$I_{bf}$ (A)	0	2.555 /122.7°	2.971 /123.8°	4.055 /139.8°
$I_{cf}$ (A)	0	2.103 /34.6°	2.878 /20.2°	4.030 /19.6°
$I_{nf}$ (A)	0	1.303 /-47.0°	1.566 /-63.2°	0.033 /53.5°
$V_{af}$ (V)	230.0 /-87.2°	227.2 /-87.0°	229.3 /-99.6°	225.8 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	200.1 /138.8°	197.4 /138.8°	229.8 /140.2°	196.3 /131.0°
$V_{cf}$ (V)	170.2 /34.8°	168.8 /34.6°	230.1 /20.2°	166.0 /27.3°

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un fuerte desequilibrio fundamental (SUF = 46.20 %) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 37.19 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 58.78%. De hecho, los términos dominantes en la expresión corresponden a las componentes de las intensidades, incluso con un desequilibrio de tensiones tan elevado. Aun así, y como en los casos anteriores, se da un efecto de solapamiento entre el desequilibrio de la red y el de la carga que distorsiona el valor de los índices de intensidad resultantes, en este caso hacia arriba. Si se observan dichos índices con la carga compensada, vuelven a aparecer los valores que la caracterizan en condiciones ideales de alimentación.

Respecto al lado de red, las corrientes de suministro del sistema compensado muestran un índice de desequilibrio fundamental reducido (IUF = 0.59%), y un grado de distorsión armónica algo mayor (ITHD = 1.64%). Las tensiones de suministro presentan una distorsión armónica menor del 0.1%, con un desequilibrio fundamental del 17.79%. De manera que los índices de potencia corresponden claramente al desequilibrio fundamental de las tensiones y al contenido armónico de las intensidades, tanto equilibradas como desequilibradas.

Tabla 4.9. Caso *sim3*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	201.6	199.1	229.7	197.6
$I_e$ (A)	0	2.748	3.221	4.049
$S_e$ (VA)	0	1641	2220	2400
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	198.6	196.1	229.7	194.5
$I_{b1}$ (A)	0	2.373	2.788	4.049
$S_{b1}$ (VA)	0	1396	1921	2362
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	17.43	17.43	0.166	17.79
VBH (%)	0	0.271	0.852	0.036
VUH (%)	0	0.637	1.108	0.060
VTHD (%)	0	0.682	1.398	0.069
VTUD (%)	17.43	17.44	1.121	17.79
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	42.15	39.34	0.591
IBH (%)	-	16.32	24.08	0.899
IUH (%)	-	36.90	34.98	1.376
ITHD (%)	-	37.18	39.52	1.643
ITUD (%)	-	55.29	51.18	1.498
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	46.20	39.34	17.80
SBH (%)	-	16.33	24.09	0.900
SUH (%)	-	37.57	35.01	1.408
STHD (%)	-	37.19	39.55	1.645
STUD (%)	-	58.78	51.20	17.86

#### 4.3.4. Caso práctico *sim4*: Carga equilibrada no lineal tipo HVS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

En este caso práctico se alimenta una carga trifásica equilibrada y no lineal de tipo HVS, con la misma tensión desequilibrada y distorsionada del caso *sim1*. La carga es un rectificador trifásico de diodos de onda completa, con un condensador de 180  $\mu$ F y una resistencia de carga de 150  $\Omega$  en el lado de continua, así como tres inductancias de alisado de 17 mH en el lado de alterna. La figura 4.42 muestra el modelo utilizado en MATLAB-Simulink para dicha carga, en el que se aprecia que la resistencia de carga se ha dividido en dos elementos de 300  $\Omega$  para producir el cambio de carga.

La figura 4.43 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro seleccionada. En ella se observan formas de onda típicas de esta carga. Por otro lado, la corriente de neutro es nula al tratarse de una carga de tres terminales. La figura 4.44 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. La carga presenta unos elevados componentes armónicos en los índices 3, 5 y 7, con valores máximos en torno al 30% para el armónico quinto. Sin embargo, la tensión de suministro no presenta grandes variaciones con respecto a su funcionamiento en vacío (ver fig. 4.16). También se observa un ligero desequilibrio en la forma de onda de las intensidades que se podrá cuantificar cuando se calculen los índices trifásicos correspondientes.

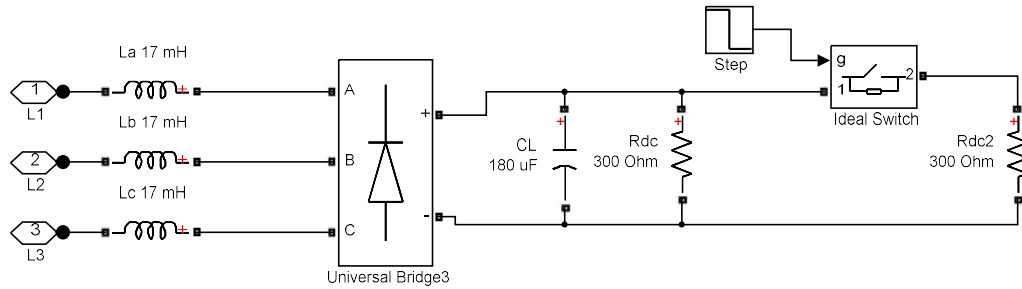


Figura 4.42 (A.75). Carga equilibrada no lineal para el caso *sim4*.

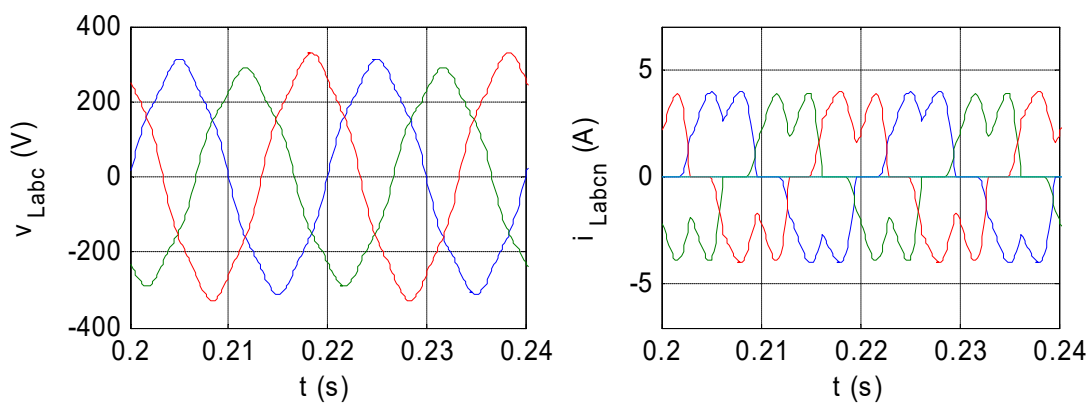


Figura 4.43 (A.76). Caso *sim4*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

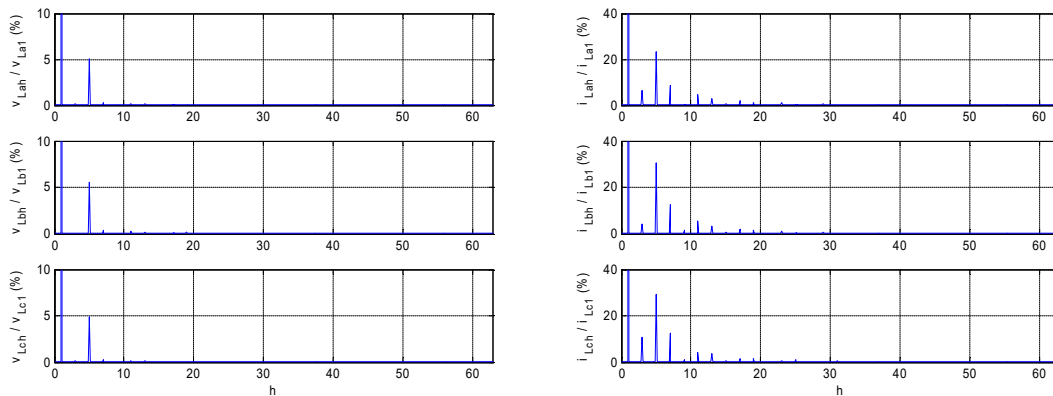


Figura 4.44 (A.77). Caso *sim4*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realiza una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que los casos anteriores. La figura 4.45 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación, y la figura 4.46 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, y las tensiones de carga reducen su distorsión armónica y de desequilibrio.

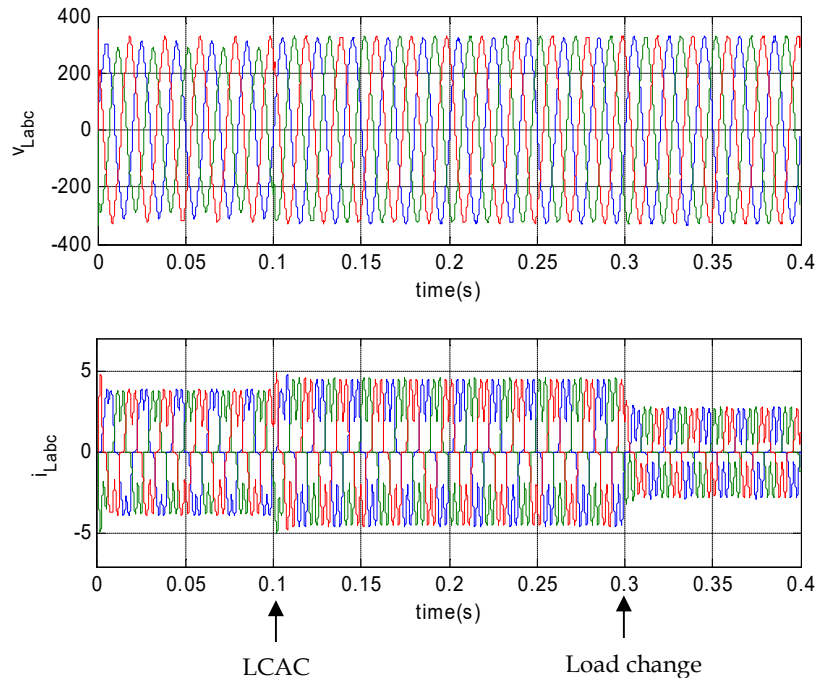


Figura 4.45 (A.78). Caso *sim4*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

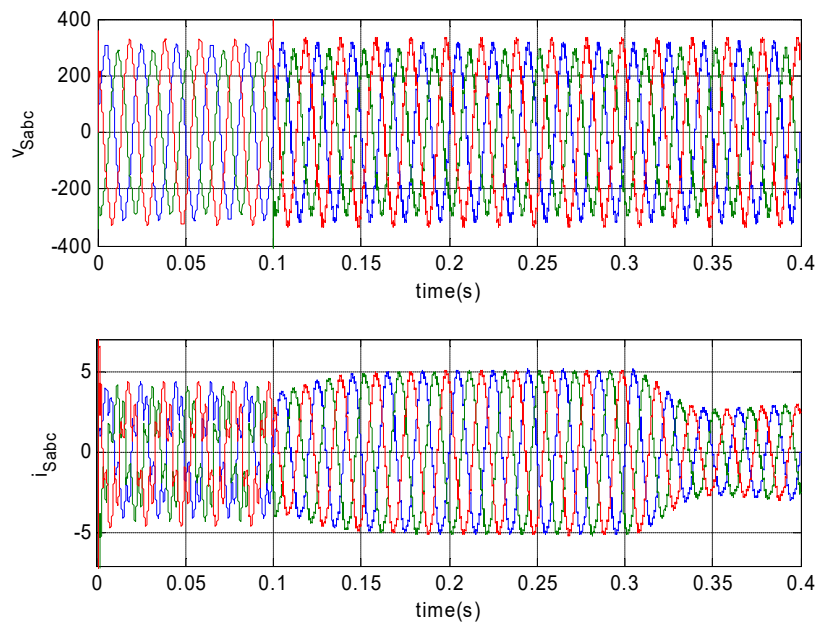


Figura 4.46 (A.79). Caso *sim4*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste al inicio de la compensación tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de red. En el lado de carga, las tensiones se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal y las intensidades presentan una ligera variación aparente con un transitorio de ajuste al incremento de la componente fundamental de la

tensión. Por otro lado, al cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los de los casos anteriores. En este caso se ha realizado una reducción de carga y se observa la correspondiente reducción de la intensidad de suministro, a medida que el control del LCAC determina la nueva componente activa de la carga, en aproximadamente dos ciclos y medio.

En lo que respecta al resto de formas de onda, las diferencias con respecto al primer caso están en el comportamiento del convertidor paralelo, al haberse cambiado para este caso la carga a ensayar. Así, al tratarse de una carga simétrica, las intensidades de compensación  $i_c$  muestran formas de onda similares entre sí (figura A.82) incluso durante el cambio en la potencia de la carga. Por otro lado, como la carga no permite la circulación de componentes de secuencia cero, las tensiones en ambos condensadores se mantienen en el mismo valor y evolucionan conjuntamente (figura A.89).

A continuación se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.90 a A.93 de la sección A.2 recogen los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Por otro lado, la tabla 4.10 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, con la misma estructura que la tabla 4.1. La tabla 4.11 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes y la tabla 4.12 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Tabla 4.10. Caso *sim4*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.667	2.889	3.637
$i_b$ (A)	0	2.442	2.892	3.637
$i_c$ (A)	0	2.596	2.880	3.637
$i_n$ (A)	0	0	0	0.087
$v_a$ (V)	214.2	211.6	229.4	210.5
$v_b$ (V)	198.2	195.9	229.5	194.6
$v_c$ (V)	225.2	222.7	229.5	221.5
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	26.53	36.02	1.672
THD $i_b$ (%)	-	34.13	36.25	1.606
THD $i_c$ (%)	-	34.33	35.63	1.610
THD $i_n$ (%)	-	-	-	869.5
THD $v_a$ (%)	4.673	5.089	2.328	4.793
THD $v_b$ (%)	5.051	5.526	2.313	5.186
THD $v_c$ (%)	4.444	4.936	2.228	4.555

Tabla 4.11. Caso *sim4*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.578 /-107.6°	2.718 /-114.6°	3.637 /-97.8°
$I_{bf}$ (A)	0	2.311 /132.3°	2.719 /125.3°	3.636 /142.1°
$I_{cf}$ (A)	0	2.455 /17.8°	2.713 /5.3°	3.636 /22.3°
$I_{nf}$ (A)	0	-	-	0.010 /-97.5°
$V_{af}$ (V)	214.0 /-87.2°	211.3 /-87.1°	229.4 /-97.2°	210.3 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	198.0 /152.8°	195.6 /152.9°	229.4 /142.8°	194.3 /145.3°
$V_{cf}$ (V)	225.0 /32.8°	222.4 /32.8°	229.5 /22.8°	221.3 /25.3°

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con niveles de THD por fase del 1.6%. Al estar prácticamente corregidas, se consigue que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores algo mayores y más distribuidos a lo largo del espectro, con un máximo para el quinto armónico en torno al 1.5% (figura A.90). Esta carga presenta variaciones más rápidas de la corriente, lo que dificulta su seguimiento por el convertidor paralelo y reduce las capacidades de ajuste preciso de la tensión de carga. Así, sus valores de distorsión armónica total alcanzan valores del 2.3% en cada fase. Respecto a las intensidades de carga, se aprecia un cierto desequilibrio en ellas, que mejora sustancialmente con el funcionamiento del acondicionador, así como un ligero aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión. Respecto a la distorsión armónica, se observa también el efecto de solapamiento entre la distorsión de la red y la de la carga, antes de la compensación (comparar figuras A.76 y A.81). Por ejemplo en el THD de la intensidad de la primera fase, que aparece como un 26.53% antes de la compensación y marca un 36.02% después, con el mismo valor que en las otras dos fases.

Por otro lado, observando los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.12, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas, y que el acondicionamiento con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga con reducidos índices de distorsión y desequilibrio.

Tabla 4.12. Caso *sim4*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	212.8	210.3	229.5	209.1
$I_e$ (A)	0	2.570	2.887	3.637
$S_e$ (VA)	0	1621	1987	2282
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	212.3	209.8	229.4	208.6
$I_{b1}$ (A)	0	2.446	2.717	3.636
$S_{b1}$ (VA)	0	1539	1870	2276
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	4.521	4.539	0.021	4.602
VBH (%)	4.710	5.167	2.141	4.825
VUH (%)	0.000	0.204	0.595	0.052
VTHD (%)	4.705	5.166	2.222	4.830
VTUD (%)	4.516	4.538	0.595	4.597
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	6.314	0.149	0.206
IBH (%)	-	30.42	35.93	1.586
IUH (%)	-	8.808	1.628	1.429
ITHD (%)	-	31.61	35.97	2.134
ITUD (%)	-	10.37	1.539	1.443
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	7.782	0.151	4.606
SBH (%)	-	30.90	36.00	5.084
SUH (%)	-	8.945	1.747	1.435
STHD (%)	-	32.07	36.05	5.277
STUD (%)	-	11.33	1.650	4.818

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un cierto desequilibrio fundamental (SUF = 7.78%) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD =

32.07%). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 11.33%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental,  $Su1$ , y de la componente de armónicos desequilibrados,  $SuH$ , que es incluso mayor. De hecho, los términos dominantes en la expresión corresponden a las componentes de desequilibrio de las intensidades, tanto fundamental, IUF, como armónica, IUH. El índice de distorsión armónica total STHD tiene también proporciones sustantivas tanto de las componentes armónicas equilibradas, SBH, como las desequilibradas, SUH. Sin embargo, si se observan los índices de la carga después de la compensación, se ve claramente el carácter estructuralmente equilibrado de dicha carga y se puede cuantificar así su sensibilidad a una alimentación con tensiones desequilibradas. Con la tensión de carga compensada, los índices de tensión son mucho más reducidos que los de intensidad, por lo que los índices correspondientes marcan con mucha más claridad el carácter propio de la carga. En el lado de suministro sucede algo similar. El acondicionamiento de las intensidades lleva a que sus índices sean menores que los de la tensión, a excepción del índice IUH; con lo que los índices de potencia correspondientes reflejan con más claridad las condiciones de trabajo de propia red de suministro.

#### 4.3.5. Caso práctico *sim5*: Carga equilibrada no lineal tipo HCS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

En este caso práctico se alimenta a una carga trifásica equilibrada y no lineal de tipo HCS, con la misma tensión desequilibrada y distorsionada del caso *sim1*. La carga es un rectificador trifásico de diodos de onda completa, con una inductancia de 50 mH y una resistencia de carga de 150  $\Omega$  en el lado de continua, así como tres inductancias de alisado de 17 mH en el lado de alterna. En el puente de diodos se dispone de ramas RC serie como snubber, de 500  $\Omega$  y 1  $\mu$ F respectivamente. La figura 4.47 muestra su esquema en MATLAB-Simulink, en el que se aprecia que la resistencia de carga se ha dividido en dos elementos de 300  $\Omega$  para producir el cambio de carga.

La figura 4.48 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro seleccionada. En ella se observan formas de onda típicas de esta carga. Por otro lado, la corriente de neutro es nula al tratarse de una carga de tres terminales. La figura 4.49 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. La carga presenta unos elevados componentes armónicos en los índices 5 y 7, con valores máximos en torno al 20% para el armónico quinto, así como valores apreciables en los armónicos 3, 9, 11 o 13. La tensión de suministro por su parte, no presenta grandes variaciones con respecto a su funcionamiento en vacío (figura 4.16). También se observa un ligero desequilibrio en la forma de onda de las intensidades, que se podrá cuantificar cuando se calculen los índices trifásicos correspondientes.

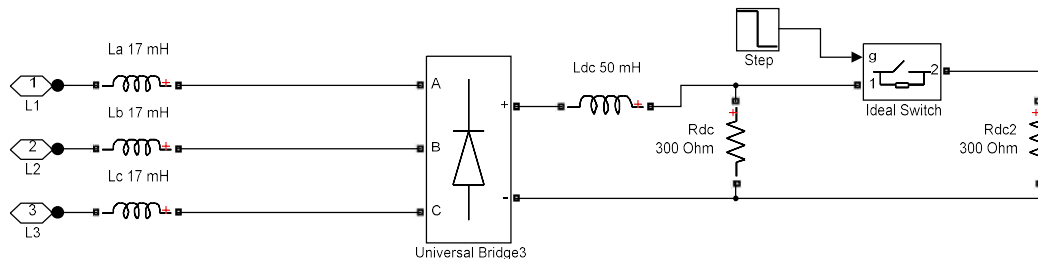


Figura 4.47 (A.94). Carga equilibrada no lineal para el caso *sim5*.

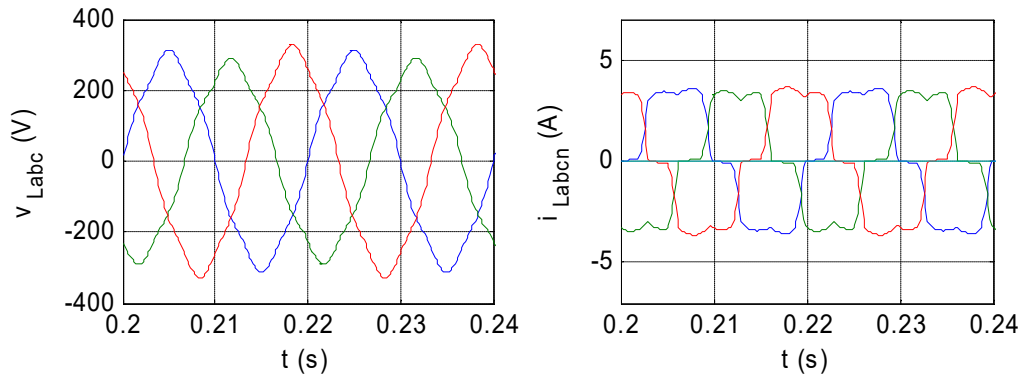


Figura 4.48 (A.95). Caso *sim5*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

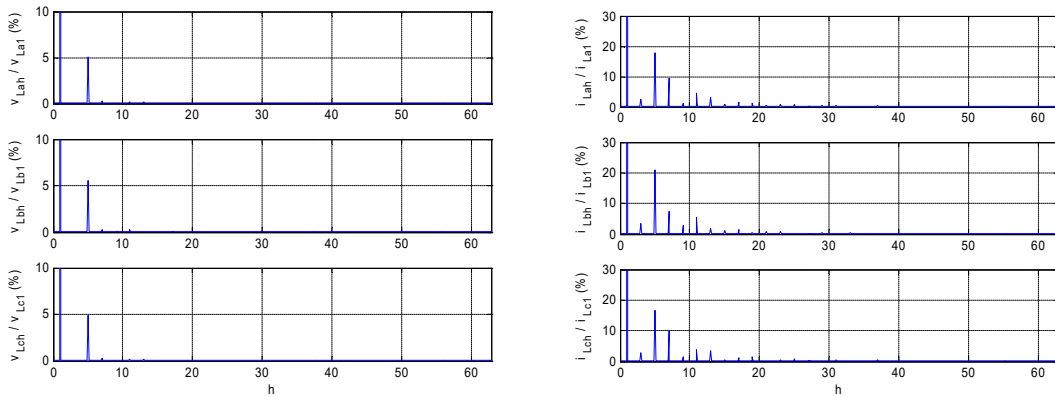


Figura 4.49 (A.96). Caso *sim5*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. La figura 4.50 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación, y la figura 4.51 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, y las tensiones de carga reducen su distorsión armónica y de desequilibrio.

De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. De igual forma, las tensiones de carga se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal. Las intensidades de carga presentan una ligera variación aparente con la activación del acondicionador, con un transitorio de ajuste al incremento en la componente fundamental de la tensión. Por otro lado, al cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los casos anteriores. En este caso se ha realizado también una reducción de carga y se observa la correspondiente reducción de la intensidad de suministro, a medida que el control del LCAC determina la nueva componente activa de la carga en aproximadamente dos ciclos y medio.

En lo que respecta al resto de formas de onda, las diferencias con respecto al primer caso están en el comportamiento del convertidor paralelo, al haberse cambiado para este caso la carga a ensayar. Así, al tratarse de una carga simétrica, las intensidades de compensación  $i_c$  muestran formas de onda similares entre sí (figura A.101) incluso durante el cambio en la potencia de la carga. Por otro



lado, como la carga no permite la circulación de componentes de secuencia cero, las tensiones en ambos condensadores se mantienen en el mismo valor y evolucionan conjuntamente (figura A.108), de forma similar al caso anterior.

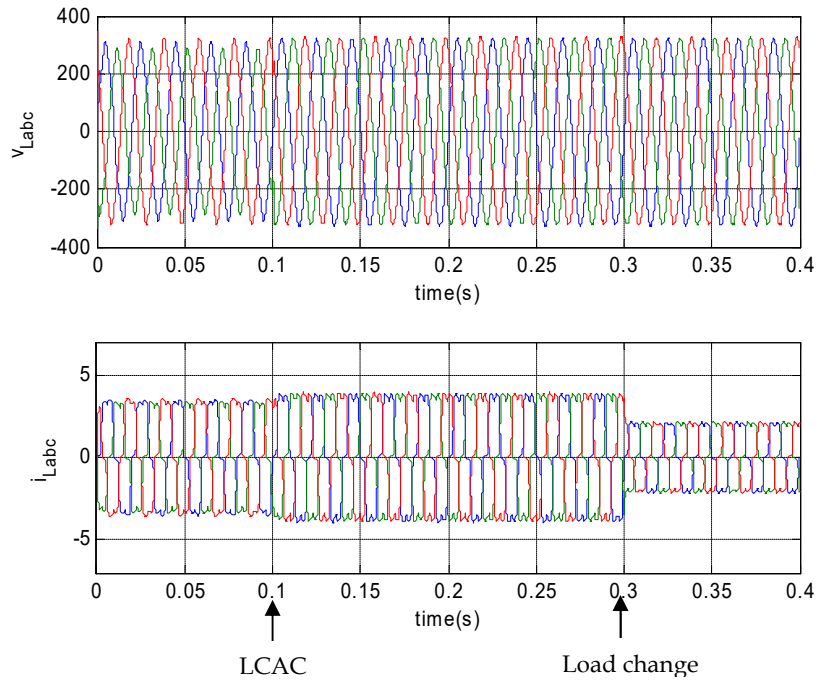


Figura 4.50 (A.97). Caso *sim5*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

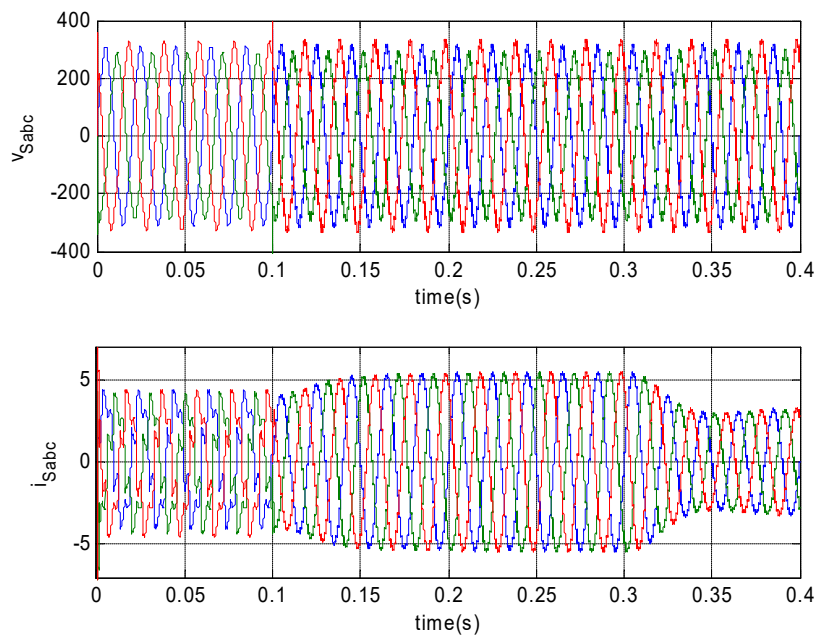


Figura 4.51 (A.98). Caso *sim5*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

A continuación se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga; y se ha tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.109 a A.112 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Por otro lado, la tabla 4.13 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, con la misma estructura que la tabla 4.1. La tabla 4.14 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes y la tabla 4.15 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Tabla 4.13. Caso *sim5*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.720	2.982	3.923
$i_b$ (A)	0	2.574	2.984	3.923
$i_c$ (A)	0	2.756	2.982	3.924
$i_n$ (A)	0	0	0	0.078
$v_a$ (V)	214.2	211.5	230.2	210.3
$v_b$ (V)	198.2	195.7	230.1	194.3
$v_c$ (V)	225.2	222.4	230.2	221.2
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	21.22	22.68	1.170
THD $i_b$ (%)	-	23.47	22.66	1.178
THD $i_c$ (%)	-	20.58	22.70	1.178
THD $i_n$ (%)	-	-	-	850.2
THD $v_a$ (%)	4.673	5.123	1.555	4.788
THD $v_b$ (%)	5.051	5.596	1.555	5.182
THD $v_c$ (%)	4.444	4.873	1.620	4.549

Tabla 4.14. Caso *sim5*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.661 /-105.0°	2.908 /-111.4°	3.923 /-97.8°
$I_{bf}$ (A)	0	2.506 /137.9°	2.910 /128.6°	3.923 /142.1°
$I_{cf}$ (A)	0	2.699 /19.3°	2.908 /8.6°	3.923 /22.3°
$I_{nf}$ (A)	0	-	-	0.009 /-101.8°
$V_{af}$ (V)	214.0 /-87.2°	211.2 /-87.0°	230.1 /-97.4°	210.0 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	198.0 /152.8°	195.4 /152.8°	230.1 /142.6°	194.0 /145.2°
$V_{cf}$ (V)	225.0 /32.8°	222.2 /32.8°	230.2 /22.7°	221.0 /25.3°

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con niveles de THD por fase del 1.18%. Al estar prácticamente corregidas, se consigue que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes como en el caso anterior. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores también reducidos y más distribuidos, con valores de distorsión armónica total del 1.6% en cada fase. Respecto a las intensidades de carga, se aprecia un cierto desequilibrio en ellas, que mejora sustancialmente con el funcionamiento del acondicionador; así como un ligero aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión, si bien menos acusado que en caso anterior. Y en cuanto a la distorsión armónica, se observa también el enmascaramiento antes de la compensación aunque con diferencias menos acusadas que con la carga anterior, con diferencias en torno a un 2% antes y después de la compensación.

Por otro lado, observando los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.15, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas; y que la compensación con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio.

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un cierto desequilibrio fundamental (SUF = 6.37 %) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 22.35 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 7.84%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental, Su1, y de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. Sin embargo, si se observan los índices de la carga después de la compensación, se ve claramente el carácter estructuralmente equilibrado de dicha carga y se puede cuantificar así su sensibilidad a una alimentación con tensiones desequilibradas. Con la tensión de carga compensada, los índices de tensión son mucho más reducidos que los de intensidad, y los índices correspondientes marcan con mucha más claridad el carácter propio de la carga. En el lado de suministro sucede algo similar. El acondicionamiento de las intensidades lleva a que sus índices sean menores que los de la tensión, a excepción del índice IUH; con lo que los índices de potencia correspondientes reflejan con más claridad las condiciones de trabajo de la red de suministro.

Tabla 4.15. Caso *sim5*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	212.8	210.1	230.2	208.8
$I_e$ (A)	0	2.685	2.983	3.924
$S_e$ (VA)	0	1692	2060	2458
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	212.3	209.6	230.1	208.3
$I_{b1}$ (A)	0	2.621	2.909	3.923
$S_{b1}$ (VA)	0	1648	2008	2452
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	4.521	4.537	0.031	4.608
VBH (%)	4.710	5.176	1.475	4.825
VUH (%)	0.000	0.237	0.464	0.049
VTHD (%)	4.705	5.177	1.547	4.820
VTUD (%)	4.516	4.537	0.465	4.603
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	4.466	0.045	0.170
IBH (%)	-	21.20	22.68	1.043
IUH (%)	-	4.766	0.528	1.256
ITHD (%)	-	21.71	22.68	1.633
ITUD (%)	-	6.390	0.517	1.268
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	6.370	0.055	4.611
SBH (%)	-	21.85	22.73	4.937
SUH (%)	-	4.885	0.711	1.261
STHD (%)	-	22.35	22.74	5.090
STUD (%)	-	7.842	0.696	4.775

#### 4.3.6. Caso práctico *sim6*: Carga equilibrada no lineal tipo HVS sensible, alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

En este caso práctico se alimenta a la carga del caso *sim4*, con la diferencia de que ahora no se incluyen las inductancias de alisado. Esta carga se corresponde, por ejemplo, a la etapa rectificadora de los convertidores de frecuencia para motores eléctricos y es una carga muy

habitual en los distribuidores genéricos de baja tensión. Este ejemplo permite poner a prueba los límites de las capacidades de compensación del acondicionador así como la caracterización de los resultados con el método propuesto. La figura 4.52 muestra el esquema de MATLAB-Simulink para dicha carga, también con dos resistencias para producir el cambio de carga.

La figura 4.53 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro seleccionada. En ella se observa que las intensidades de carga presentan picos pronunciados y repetitivos que apuntan a resonancias entre fuente y carga con un comportamiento poco amortiguado. Esta carga muestra una sensibilidad elevada a los armónicos de la tensión de alimentación y a sus propias conmutaciones. La figura 4.54 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. La corriente de carga presenta unos elevados componentes armónicos en un amplio rango de frecuencias, con muchas componentes con índices de distorsión entre el 10% y el 20%, con valores de THD por fase entre el 38 y el 45%. Esta corriente tan distorsionada afecta también a la tensión en bornas, elevando su THD de valores en torno al 4.7% a valores en torno al 5.5% (Ver tabla 4.16), si bien la principal distorsión armónica sigue siendo la componente del quinto armónico. También se observa un ligero desequilibrio en la forma de onda de las intensidades, que se podrá cuantificar cuando se calculen los índices trifásicos correspondientes.

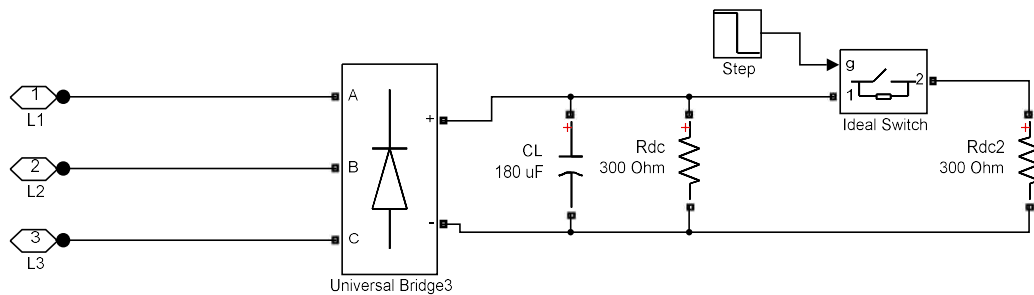


Figura 4.52 (A.113). Carga equilibrada no lineal para el caso *sim6*.

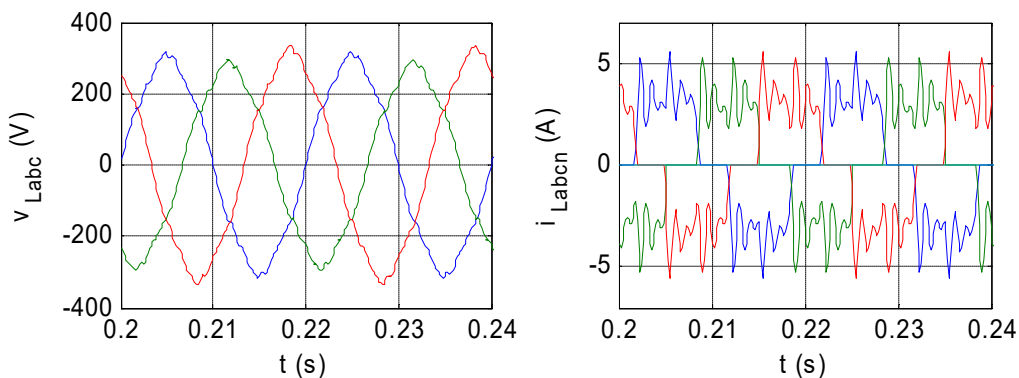


Figura 4.53 (A.114). Caso *sim6*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

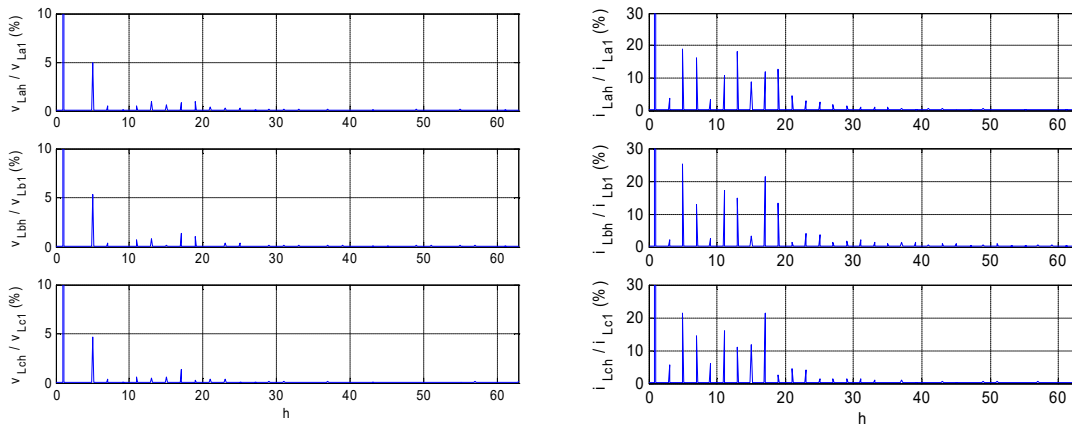


Figura 4.54 (A.115). Caso *sim6*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que en los casos anteriores. La figura 4.55 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación, y la figura 4.56 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven más senoidales y equilibradas. Y las tensiones de alimentación a la carga mejoran en su grado de desequilibrio y en su regulación de tensión, si bien muestran una distorsión armónica visible.

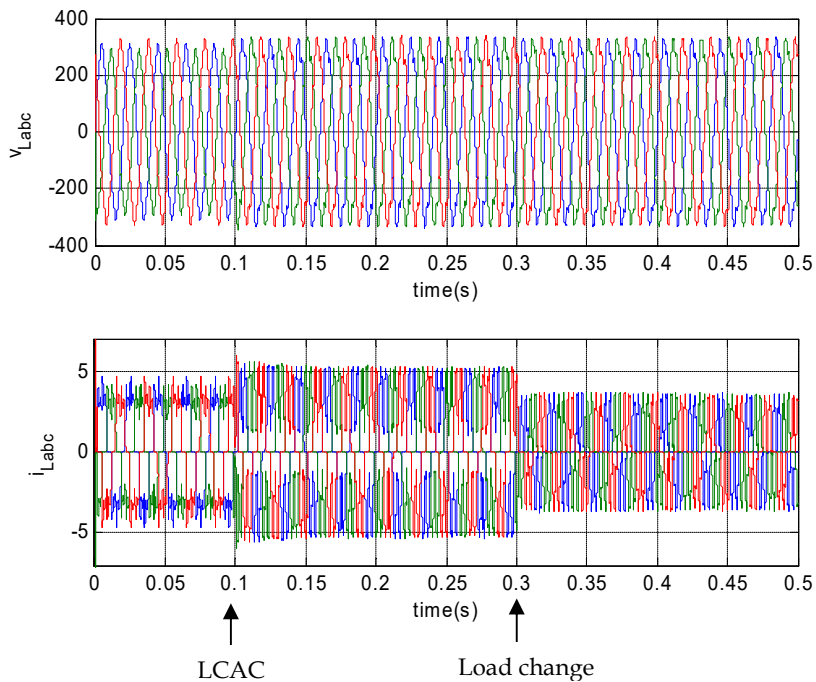


Figura 4.55 (A.116). Caso *sim6*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

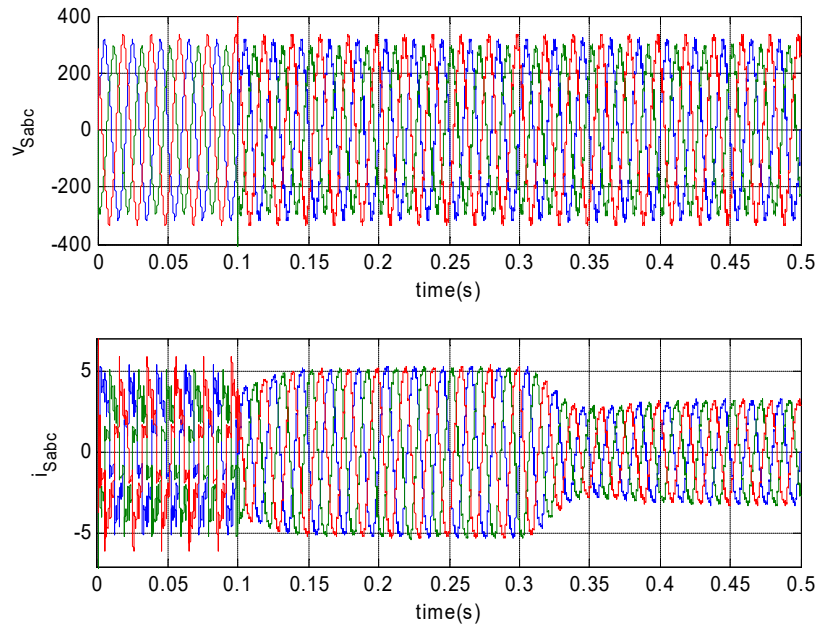


Figura 4.56 (A.117). Caso *sim6*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven más senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. En este caso se observa cierta distorsión en las intensidades (figura A.118), en los momentos en que se producen las variaciones de carga más rápidas y se alcanzan algunos límites en las capacidades de compensación del acondicionador. Las tensiones de carga se vuelven más equilibradas y reguladas a su valor nominal. Se mantiene sin embargo algo de distorsión (figura A.119) en los tramos en los que el convertidor paralelo no puede inyectar la corriente de compensación necesaria para esta carga tipo HVS y se limita su capacidad para ajustar la tensión a la salida del convertidor. En todo caso, el convertidor serie bloquea la circulación de armónicos desde la línea de suministro y el convertidor paralelo suministra la intensidad necesaria, dentro de sus límites, para mantener la tensión lo más senoidal posible para otras cargas que pudiera haber conectadas en dicha fase. Además, se eliminan las resonancias que existían en la corriente de carga y sus formas de onda aparecen como las características de este tipo de consumo.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga; y se ha tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.129 a A.132 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Por otro lado, la tabla 4.16 recoge los valores eficaces y THD individual de cada magnitud, con la misma estructura que la tabla 4.1. La tabla 4.17 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes y la tabla 4.18 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 2.5% en el quinto armónico (figura A.132), y niveles de THD por fase del 3.3%. Al tener componentes armónicas mucho menores que antes de la compensación, se consigue de nuevo que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes (Figura A.131). Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores

mayores y más distribuidos, con máximos para el quinto armónico en torno al 6% (figura A.129). Esta carga presenta variaciones más rápidas de la corriente, lo que dificulta su seguimiento por el convertidor paralelo y reduce las capacidades de ajuste preciso de la tensión de carga. Así, los valores de distorsión armónica total de las tensiones alcanzan valores mayores del 7.3% en cada fase. Respecto a las intensidades de carga, el desequilibrio existente antes de la compensación mejora sustancialmente con el funcionamiento del acondicionador y se observa también un ligero aumento de las componentes fundamentales debido a la mejora en la regulación de tensión. Respecto a la distorsión armónica (figura A.130), es ahora más regular y centrada en torno al quinto armónico. También se vuelve más equilibrada y más característica de la propia carga, si se comparan los espectros armónicos de las figuras 4.54 y A.130.

Tabla 4.16. Caso *sim6*. Valores eficaces y THD por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.822	3.028	3.713
$i_b$ (A)	0	2.646	3.024	3.717
$i_c$ (A)	0	2.793	3.024	3.717
$i_n$ (A)	0	0	0.005	0.163
$v_a$ (V)	214.2	211.6	223.7	210.5
$v_b$ (V)	198.2	195.8	223.3	194.5
$v_c$ (V)	225.2	222.8	223.4	221.5
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	38.79	45.31	3.259
THD $i_b$ (%)	-	44.92	45.47	3.315
THD $i_c$ (%)	-	41.76	45.53	3.346
THD $i_n$ (%)	-	454	5055	1167
THD $v_a$ (%)	4.673	5.295	7.363	4.758
THD $v_b$ (%)	5.051	5.792	7.699	5.148
THD $v_c$ (%)	4.444	5.036	7.683	4.521

Tabla 4.17. Caso *sim6*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.631 /-90.1°	2.758 /-98.7°	3.711 /-96.8°
$I_{bf}$ (A)	0	2.414 /151.2°	2.752 /141.2°	3.715 /143.1°
$I_{cf}$ (A)	0	2.577 /34.7°	2.752 /21.4°	3.715 /23.3°
$I_{nf}$ (A)	0	0.001 /177.1°	0.0001 /91.5°	0.014 /-99.9°
$V_{af}$ (V)	214.0 /-87.2°	211.3 /-87.4°	223.1 /-99.7°	210.2 /-94.7°
$V_{bf}$ (V)	198.0 /152.8°	195.5 /152.7°	222.6 /140.3°	194.2 /145.2°
$V_{cf}$ (V)	225.0 /32.8°	222.5 /32.6°	222.7 /20.3°	221.2 /25.3°

Por otro lado, observando los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.18, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de suministro son mucho menores que antes de la compensación, y que la actuación del acondicionador mejora la regulación de tensión en el lado de carga y reduce su desequilibrio.

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un cierto desequilibrio fundamental (SUF = 6.85 %) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 42.12 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 16.5%, con una mayor contribución de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. De hecho, los índices de desequilibrio y distorsión armónica son mayores para las intensidades que para las tensiones y sus

valores numéricos son más parecidos. Sin embargo, si se observan los índices de la carga después de la compensación, se ve claramente el carácter estructuralmente equilibrado de dicha carga y se puede cuantificar así su sensibilidad a la distorsión de las tensiones de alimentación. Con la tensión de carga compensada, los índices de tensión son mucho más reducidos que los de intensidad, incluso el índice VBH, y los índices de potencia correspondientes marcan con mucha más claridad el carácter propio de la carga. En el lado de suministro sucede algo similar. El acondicionamiento de las intensidades lleva a que sus índices sean menores que los de la tensión, a excepción del índice IUH, con lo que los índices de potencia correspondientes reflejan con más claridad las condiciones de trabajo de la red de suministro.

Tabla 4.18. Caso *sim6*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	212.8	210.3	223.4	209.0
$I_e$ (A)	0	2.755	3.025	3.717
$S_e$ (VA)	0	1738	2028	2331
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	212.3	209.7	222.8	208.6
$I_{b1}$ (A)	0	2.539	2.754	3.713
$S_{b1}$ (VA)	0	1598	1841	2324
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	4.521	4.568	0.082	4.603
VBH (%)	4.710	5.260	7.275	4.794
VUH (%)	0.000	1.017	1.060	0.054
VTHD (%)	4.705	5.532	7.352	4.790
VTUD (%)	4.516	4.674	1.061	4.598
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	5.096	0.146	0.255
IBH (%)	-	38.54	45.27	3.815
IUH (%)	-	16.13	3.901	1.655
ITHD (%)	-	41.72	45.44	4.158
ITUD (%)	-	15.79	3.557	1.674
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	6.848	0.168	4.610
SBH (%)	-	38.95	45.97	6.130
SUH (%)	-	16.31	4.082	1.669
STHD (%)	-	42.12	46.15	6.346
STUD (%)	-	16.48	3.712	4.894

Para terminar esta sección se puede concluir que, con la simulación y análisis de los distintos casos seleccionados, se ha podido verificar la adecuación del diseño propuesto y del método de valoración utilizado para el acondicionamiento completo de las cargas. El abanico de pruebas ha permitido contrastar, a este nivel, el comportamiento del acondicionador en sus diversos aspectos. También ha permitido clarificar la evaluación de los resultados obtenidos, identificando de manera comparativa el efecto de la compensación en los distintos índices, así como cuantificar las capacidades y los límites esperables de este diseño. Las siguientes dos secciones describen la plataforma de laboratorio y los resultados obtenidos en los casos prácticos desarrollados con ésta, con objeto de validar a nivel experimental las características del prototipo así como el método de evaluación utilizado.



### 4.4. Plataforma de laboratorio

Esta sección describe de forma resumida la plataforma experimental utilizada para la realización de los casos prácticos de laboratorio, cuya exposición detallada se realiza en el anexo B. La figura 4.57 (figura B.1 del anexo) muestra el esquema general de la instalación en el que se identifican tres grandes bloques: el circuito de potencia por fase del LCAC en la que se aprecia la ubicación de los transductores de medida en la parte superior de la figura, los elementos de control del acondicionador en la parte intermedia, y los dispositivos utilizados en la configuración del equipo de medida (instrumento virtual) para el análisis de los resultados, en la parte inferior de la figura.

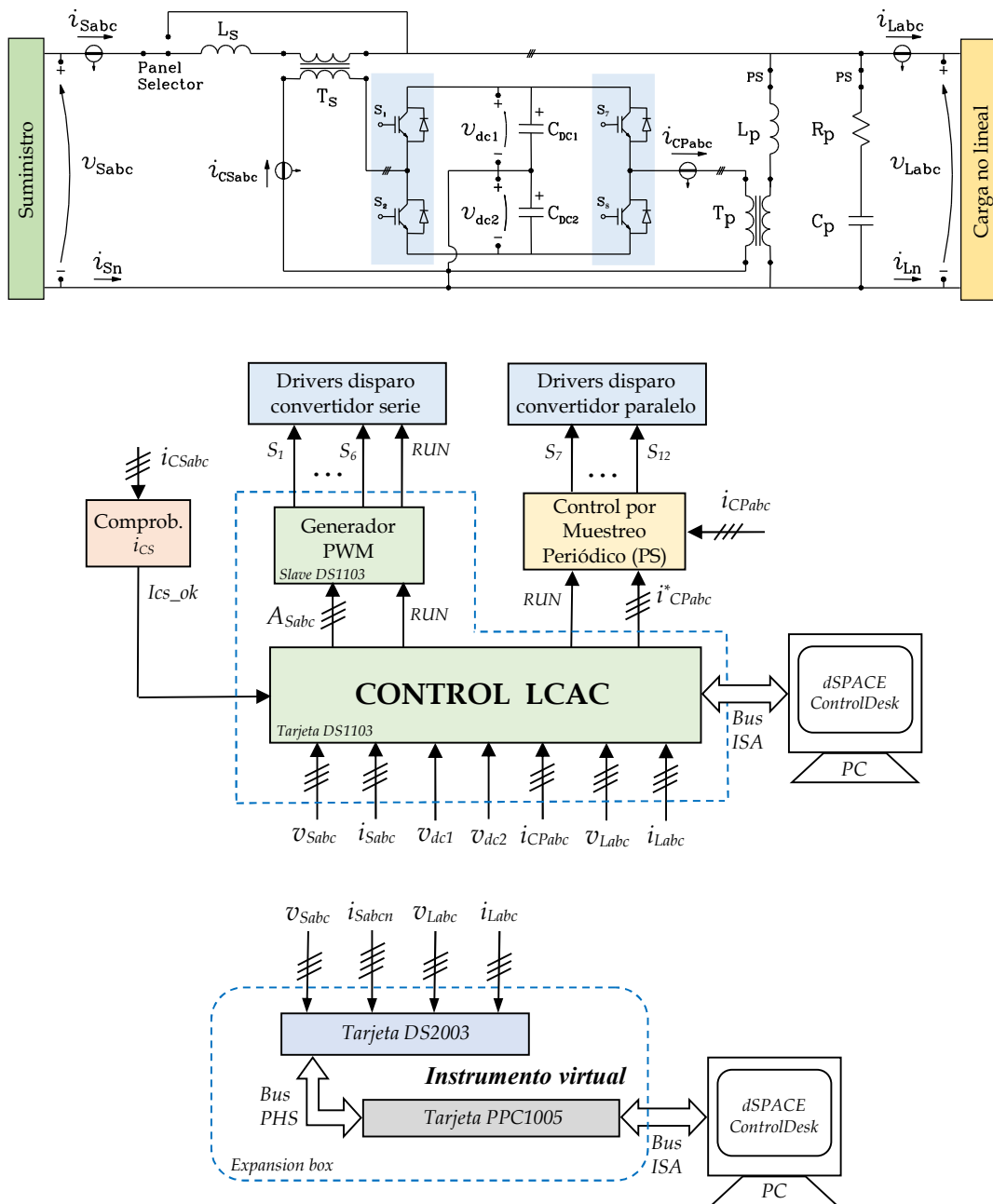


Figura 4.57 (B.1). Esquema general de la plataforma de ensayos de laboratorio.

El circuito de potencia del LCAC muestra la conexión de los convertidores serie y paralelo, así como sus correspondientes componentes pasivos. El bus de continua común tiene la configuración con toma intermedia, así como los sensores de tensión de los dos condensadores ( $v_{DC1}$ ,  $v_{DC2}$ ) necesarios para su regulación. La figura 4.57 indica también la ubicación del resto de sensores de tensión e intensidad utilizados el control del equipo: las medidas en el lado de suministro ( $v_{Sabc}$ ,  $i_{Sabc}$ ) y en el lado de carga ( $v_{Labc}$ ,  $i_{Labc}$ ), así como las intensidades a la salida de los convertidores serie,  $i_{CSabc}$  y paralelo,  $i_{CPabc}$ .

El control del acondicionador se realiza a través de una tarjeta DSP, modelo DS1103 de dSPACE. El equipo recoge las entradas analógicas provenientes de los transductores de medida, realiza los cálculos especificados en su programa de control (Ver sección B.2 del Anexo) y determina las señales de salida a los convertidores. Respecto al convertidor paralelo, el control genera las señales de referencia,  $i_{CPabc}^*$  que se comparan con las medidas de las intensidades de compensación,  $i_{CPabc}$ , en un circuito externo (ver figura B.21) que implementa el control por muestreo periódico de dichas intensidades. Este circuito utiliza una señal adicional de validación (señal *RUN*), generada en el control principal, para la habilitación de los disparos de los IGBTs. La tensión de compensación del convertidor serie se construye por modulación de anchura de pulsos desde un generador PWM disponible en el procesador esclavo de la tarjeta DS1103 (ver figura B.17). La entrada de ese bloque son los anchos de pulso de cada fase,  $A_{Sabc}$ , que determina el control principal en cada periodo de muestreo. La señal *RUN* se utiliza también para la habilitación de los disparos fuera del programa de control. En este caso, la señal digital correspondiente se lleva hasta la etapa de entrada de los drivers de disparo del convertidor, que disponen de una entrada de señal para este fin, de manera que bloqueen las conmutaciones si dicha señal no está activada. Por último, se dispone de un circuito externo adicional de seguridad que comprueba que las intensidades de salida del convertidor serie,  $i_{CSabc}$ , están dentro de los límites establecidos y comunica dicha condición ( $i_{cs\_ok}$ ) al control principal. Este sistema de control dispone de una aplicación, ControlDesk, con el que monitorizar el control implementado y visualizar las formas de onda correspondientes. Esta aplicación permite también la modificación en tiempo real de parámetros internos del programa de control para, por ejemplo, activar y desactivar la compensación (ver figura B.20).

Por otro lado, la recogida de datos para el análisis y el cálculo de los índices se realiza a través de un sistema de tarjetas DSP independiente (sistema DS1005 de dSPACE, ver figuras B.38 a B.42) que recoge las tensiones e intensidades a la entrada y a la salida del acondicionador, y almacena los resultados. La tarjeta DS2003 muestrea de forma simultánea todos los canales de entrada y la tarjeta PPC1005 (que alberga el programa principal del instrumento virtual) define los instantes de muestreo, recoge dichos datos y los comunica al ordenador en el que se encuentra la aplicación de monitorización.

## 4.5. Casos prácticos de laboratorio

Una vez descrita la plataforma experimental, en esta sección se aborda la relación de los casos prácticos desarrollados y al análisis de los resultados obtenidos. El primer caso corresponde a una composición similar al caso *sim1* de la sección 4.3. Se utiliza una carga genérica, desequilibrada y no lineal, compuesta por cargas monofásicas lineales y no lineales con distinto comportamiento armónico (ver figura B.5); que se alimenta con tensiones de suministro desequilibradas y con distorsión armónica. De hecho, la selección de los parámetros de la carga del caso *sim1* fue realizada con intención de reproducir la carga que sería utilizada en el laboratorio, y de esta forma contrastar sus resultados con este caso. La diferencia principal con el caso de simulación es que ahora el nivel de distorsión de las tensiones de suministro es el existente en la red que alimenta al laboratorio, y el desequilibrio de tensiones se realiza con un autotransformador variable por fase. El segundo caso corresponde a la misma carga, esta vez alimentada por tensiones equilibradas y cercanas al valor nominal, con la distorsión existente en la red. Estas condiciones de alimentación son más frecuentes en el estado de trabajo habitual de las instalaciones y permitirán caracterizar los resultados del acondicionamiento de la carga en esas circunstancias.

**4.5.1. Caso práctico lab1:** Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

Este caso práctico corresponde a la compensación de una carga genérica desequilibrada y no lineal, compuesta por cargas de distinto carácter armónico: una carga tipo HVS generadora de armónicos de tensión para la fase 1, una carga tipo HCS generadora de armónicos de intensidad para la segunda fase, y una carga lineal resistiva para la tercera fase. Esta carga se alimentará de la red de suministro del laboratorio a través de un autotransformador variable con el que producir los desequilibrios en amplitud (214, 198, 225 V). El nivel de distorsión armónica será el existente en la propia red. La figura 4.58 muestra las formas de onda de dicha tensión antes de conectar la carga. Los datos se han recogido siguiendo el procedimiento expuesto en el capítulo II, con una ventana de captura de datos correspondiente a 200 ms (diez ciclos de la frecuencia fundamental). En ese sentido, la figura 4.58 muestra sólo los primeros dos ciclos para que se aprecien con claridad las formas de onda correspondientes. La figura 4.59 muestra el espectro armónico existente en las tres fases, con niveles de distorsión individual en torno al 2% para los armónicos 5, 7 y 11, y valores de THD por fase en torno al 3% (Ver tabla 4.19). Se aprecia también, tanto en las formas de onda como en el espectro armónico, que la distorsión armónica es similar en las tres fases.

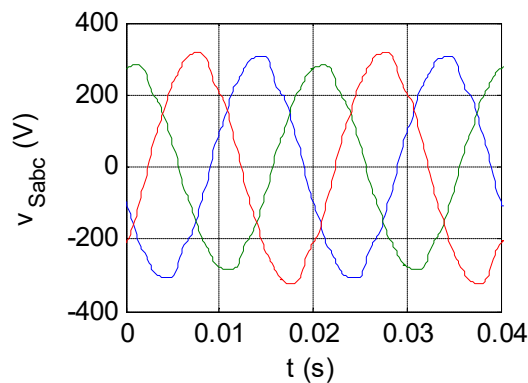


Figura 4.58. Formas de onda de la tensión de suministro antes de la conexión de la carga.

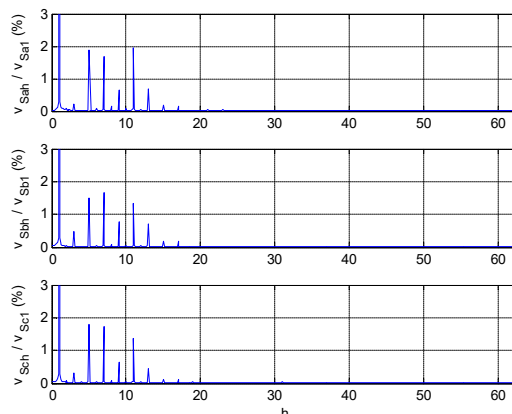


Figura 4.59. Espectro armónico de las tensiones de suministro antes de la conexión de la carga.

Como ha quedado indicado, la carga a compensar esta compuesta por tres cargas monofásicas diferentes, conectadas entre las fases y el neutro (Ver figuras 4.3 y B.5). De forma concreta, la carga

de la fase *a* es un puente rectificador de diodos de onda completa monofásico con un condensador de 180  $\mu\text{F}$  y una carga resistiva de 120  $\Omega$  en el lado de continua, así como una reactancia de alisado de 50 mH en el lado de alterna. Para la fase *b*, otro puente rectificador de diodos de onda completa monofásico, esta vez con una inductancia de 1 H en serie con una carga resistiva de 60  $\Omega$  en el lado de continua. Tiene también una inductancia de alisado de 15 mH en el lado de alterna y un circuito snubber de 1  $\mu\text{F}$  y 500  $\Omega$ . La carga de la fase *c* es una carga resistiva de 80  $\Omega$  con mínimo comportamiento inductivo.

La figura 4.60 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de dicha carga alimentada por la red de suministro antes descrita. En ella se observan formas de onda típicas de carga no lineales de tipo fuente de armónicos de tensión (fase *a*, en color azul) o fuente de armónicos de intensidad (fase *b*, en color verde). Incluso la intensidad de la fase *c* (en color rojo) aparece visiblemente distorsionada debido a la tensión de alimentación utilizada. Por otro lado, la corriente de neutro (en color celeste) alcanza valores similares a los de las fases. La figura 4.61 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar. Los niveles de distorsión de la intensidad de carga son característicos de este tipo de equipos. El armónico más elevado de la intensidad de la primera fase es el tercero, con un valor del 40% y que marca prácticamente el valor de THD para dicha carga (Ver tabla 4.19). La carga de la fase *b* presenta un espectro armónico más repartido, con un valor de THD del 33%. Y la carga de la fase *c* presenta una distorsión similar a la tensión que lo alimenta, con un THD del 2.8%. Las tensiones presentan un espectro similar al de antes de conectar la carga, con un pequeño aumento en algunos armónicos como el 9 o el 13. En este caso, la comparación no puede ser muy precisa, pues se está utilizando la red de alimentación del laboratorio, que puede presentar variaciones en los distintos momentos en que se realizan las mediciones, antes y después de la compensación, según el estado de carga del edificio.

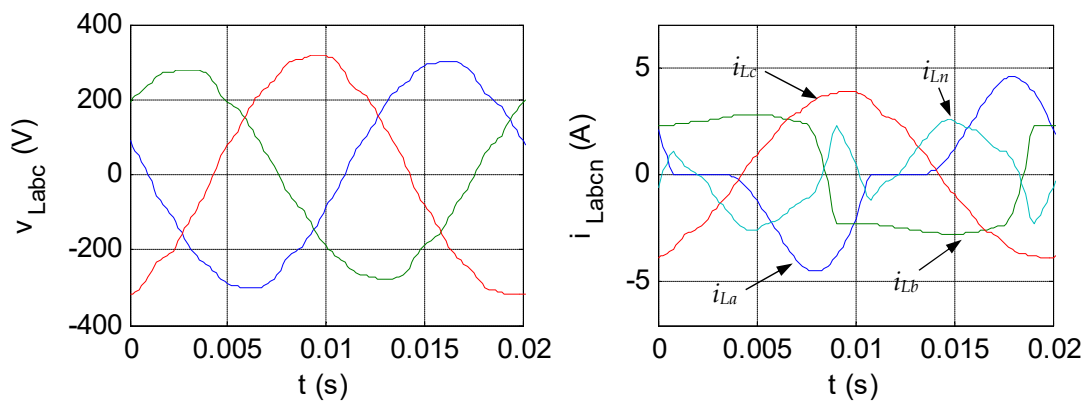


Figura 4.60. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realiza la compensación y se obtienen los datos correspondientes en régimen permanente en ambos lados del acondicionador durante un intervalo de 200 ms. Hasta ese instante los IGBTs del convertidor serie y el convertidor paralelo se encontraban en estado de corte.

La figura 4.62 muestra las formas de onda resultantes. En la parte superior de la figura se presentan las tensiones  $v_L$  e intensidades  $i_L$  en el lado de carga del LCAC, y en la parte inferior se tienen las formas de onda correspondientes en el lado de suministro. La figura 4.63 muestra los últimos dos ciclos del periodo medido, en los que se aprecian los detalles con mayor claridad. En ellas se puede observar como las tensiones en el lado de carga se vuelven equilibradas y senoidales,

regulándose también su amplitud al valor asignado. El acondicionador compensa también los desequilibrios y distorsiones propios de la carga, y las intensidades de suministro aparecen senoidales y equilibradas, con un nivel reducido de intensidad de neutro. También se aprecia un ligero aumento de las intensidades de carga debido a la mejora en la regulación de las tensiones que la alimentan.

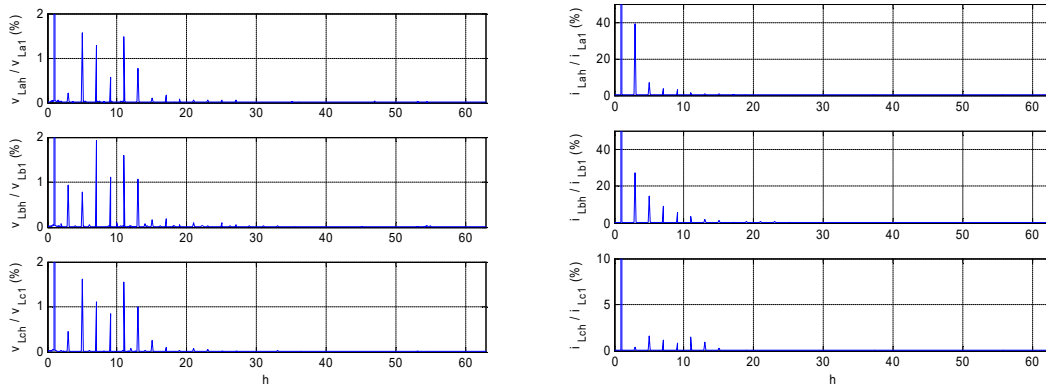


Figura 4.61. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

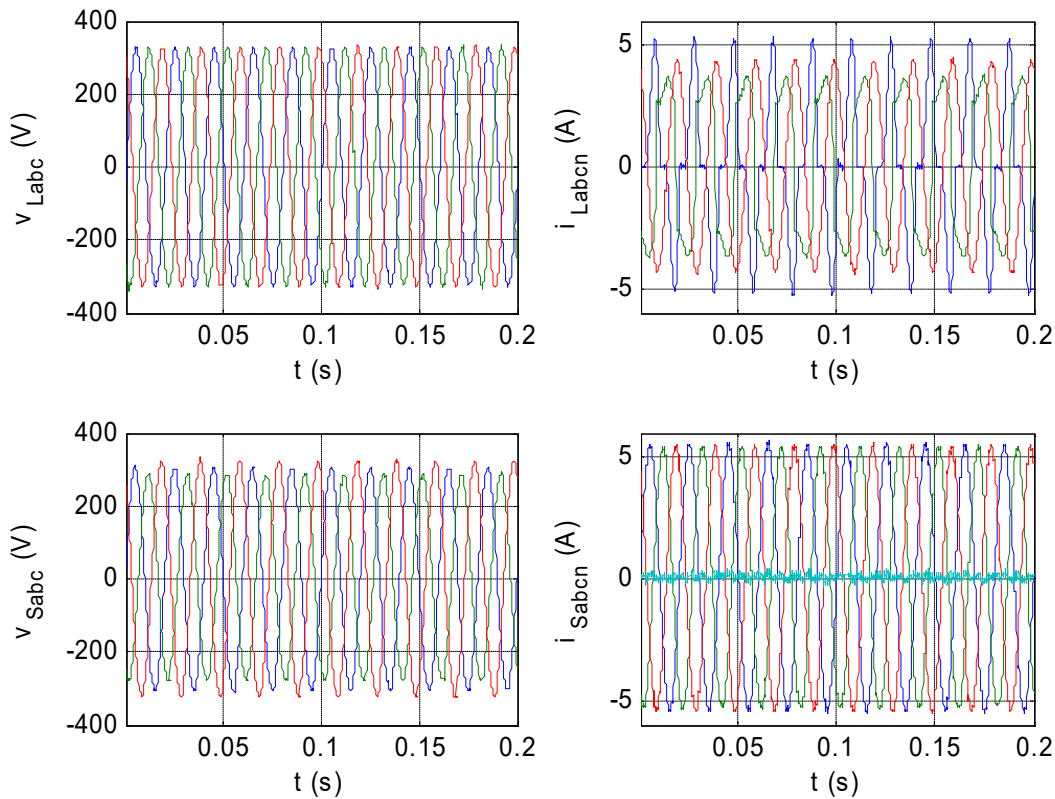
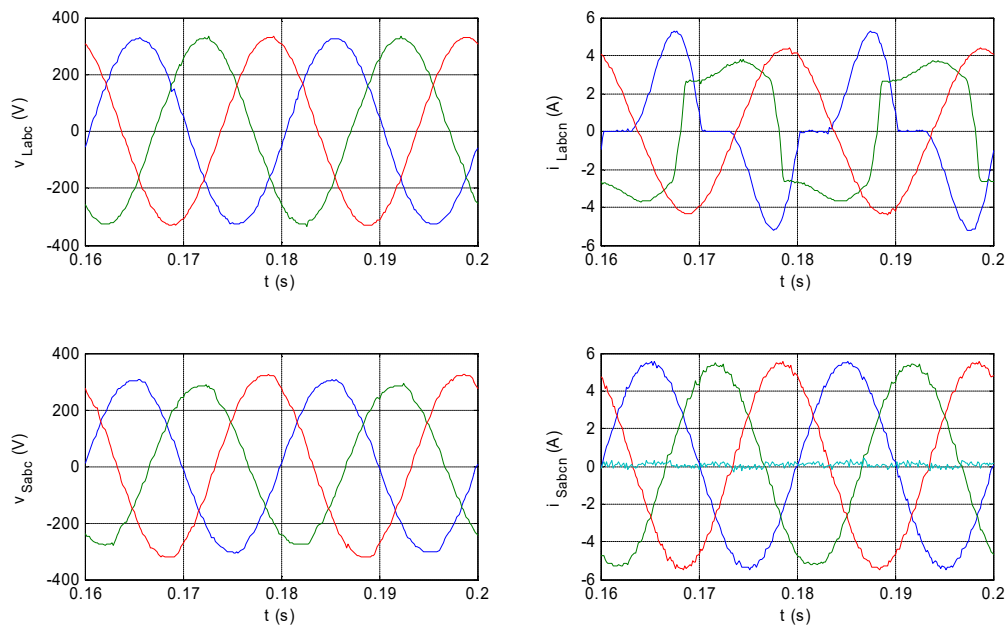


Figura 4.62. Caso *lab1*. Tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación.



**Figura 4.63.** Caso *lab1*. Detalle de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación, en los últimos dos ciclos del periodo muestreado.

Las figuras 4.64 a 4.67 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Las gráficas muestran los índices de distorsión (Harmonic Distortion index, HD), de cada armónico individual con respecto a la componente fundamental, y en el eje horizontal se ha representado el orden del armónico  $h$ . Por otro lado, la tabla 4.19 recoge los valores eficaces y la distorsión armónica total THD de cada magnitud, ordenados en cuatro columnas como en los casos de simulación. Los datos de la primera columna corresponden a la fuente de suministro sin carga (Fuente), y los de la segunda columna a la carga alimentada desde dicha red (Carga) antes de la compensación. Las columnas tercera y cuarta corresponden a las tensiones e intensidades en los lados de carga (SPC\_1) y red (SPC\_s), respectivamente, durante la compensación con el LCAC. La tabla 4.20 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes, con la misma organización por columnas. Finalmente, la tabla 4.21 muestra los valores e índices trifásicos resultantes, calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las tensiones en la carga después de la compensación muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 0.5%, y valores de THD entre el 1 y el 2%. Las intensidades de carga presentan espectros parecidos a antes de la compensación, con valores ligeramente más reducidos. También se observa un aumento en las componentes fundamentales de las intensidades de carga debido a la mejora de la regulación de tensión (Ver tabla 4.20). Por otro lado, las intensidades de suministro también muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 0.5% (ver figura 4.67) y valores de THD para cada fase en torno al 2.3% (Ver tabla 4.19). Se aprecian igualmente componentes armónicas propias de la conmutación de los convertidores, en los armónicos 22, 28 y 50, con valores más elevados que en el caso de simulación y que afectan de forma más significativa al valor final del THD. Las tensiones de suministro presentan también reducidos valores de distorsión, más repartidos en el espectro que antes de la compensación. La mejora de sus valores de THD, en torno al 2%, se debe tanto a la mejora en las

intensidades de suministro, como a las variaciones que presenta la red a lo largo del tiempo entre los momentos en que se tomaron las medidas, antes y después de la compensación.

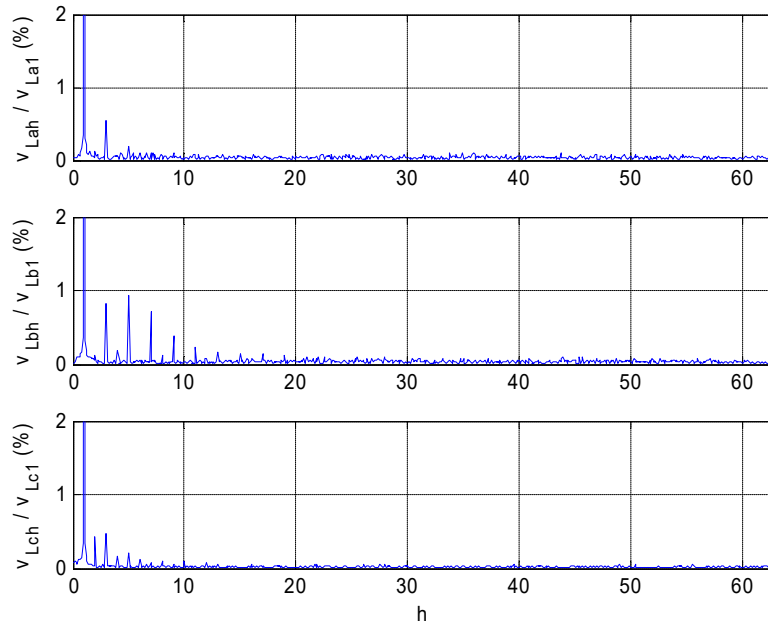


Figura 4.64. Caso *lab1*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

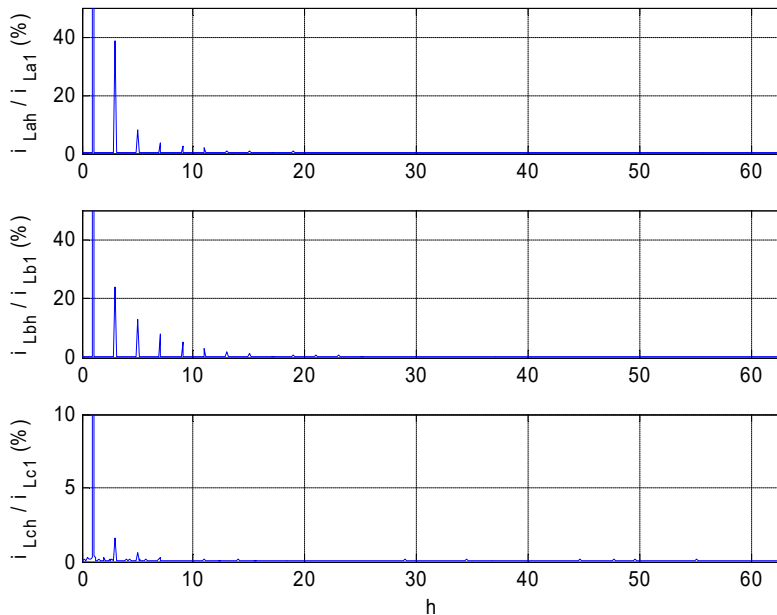


Figura 4.65. Caso *lab1*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

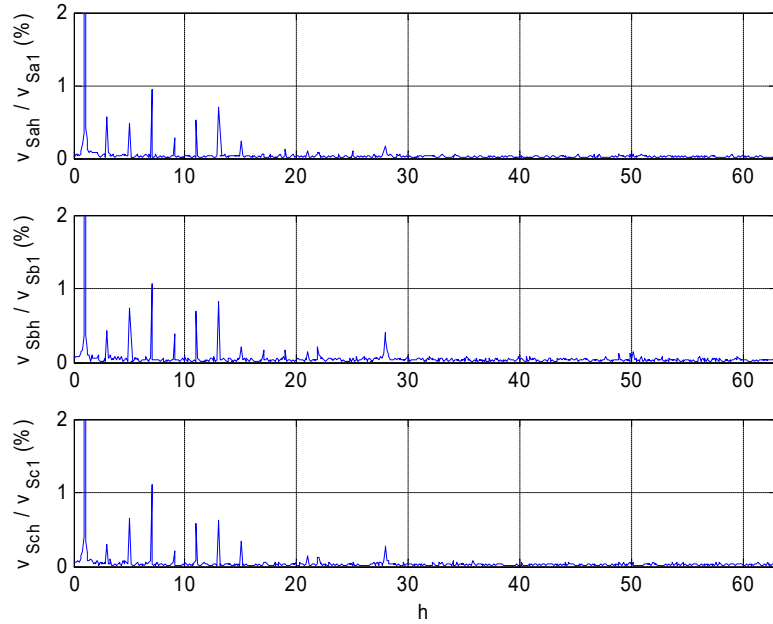


Figura 4.66. Caso *lab1*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

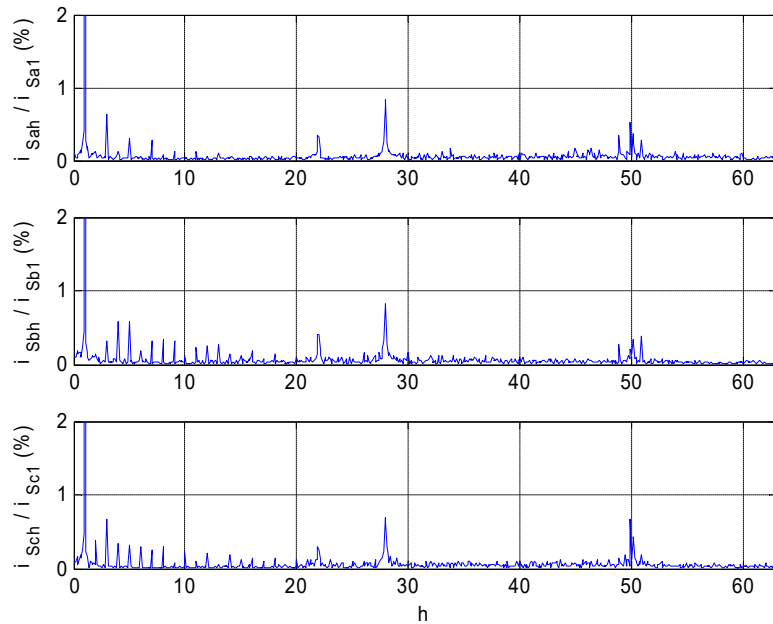


Figura 4.67. Caso *lab1*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.



Tabla 4.19. Caso *lab1*. Índices y valores por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.521	2.925	3.846
$i_b$ (A)	0	2.407	3.013	3.795
$i_c$ (A)	0	2.709	3.034	3.827
$i_n$ (A)	0	1.534	1.910	0.131
$v_a$ (V)	215.9	213.3	232.0	216.6
$v_b$ (V)	200.0	196.9	230.8	200.3
$v_c$ (V)	225.0	224.6	233.1	228.3
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	40.13	39.96	2.199
THD $i_b$ (%)	-	32.82	28.99	2.429
THD $i_c$ (%)	-	2.831	2.323	2.311
THD $i_n$ (%)	-	89.77	75.80	339.5
THD $v_a$ (%)	3.399	2.715	1.330	1.811
THD $v_b$ (%)	2.907	3.202	1.937	2.233
THD $v_c$ (%)	3.030	2.880	1.097	1.944

Tabla 4.20. Caso *lab1*. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.339 /40.8°	2.716 /-127.6°	3.845 /-87.6°
$I_{bf}$ (A)	0	2.287 /-64.9°	2.894 /124.0°	3.794 /152.6°
$I_{cf}$ (A)	0	2.708 /-167.3°	3.033 /24.0°	3.826 /32.6°
$I_{nf}$ (A)	0	1.141 /95.1°	1.566 /108.8°	0.037 /-68.7°
$V_{af}$ (V)	215.8 /106.9°	213.2 /73.2°	232.0 /-95.7°	216.5 /-85.7°
$V_{bf}$ (V)	200.0 /-13.1°	198.8 /-47.0°	230.7 /144.3°	200.2 /153.0°
$V_{cf}$ (V)	224.9 /-133.0°	224.5 /-167.2°	233.1 /24.1°	228.2 /33.9°

Por otro lado, del análisis de los índices trifásicos incluidos en la tabla 4.21, se aprecia igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas, y que la compensación con el LCAC proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio. Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un fuerte desequilibrio fundamental (SUF = 37.42 %) y un elevado grado de distorsión armónica (STHD = 36.11 %). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 46%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental, Su1, y de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. De hecho, los términos dominantes en la expresión corresponden a las componentes de desequilibrio de las intensidades, tanto fundamental, IUF, como armónica, IUH, pues son bastante mayores que los índices de tensión correspondientes. De hecho, el índice VUH es el que presenta menor valor de todos, proporcionando un indicador claro del grado de equilibrio de la distorsión armónica presente en la tensión de suministro. El índice de distorsión armónica total STHD tiene también proporciones similares de las componentes armónicas equilibradas, SBH, y desequilibradas, SUH, de nuevo más cercanas en sus valores a los de los índices de intensidad.

Tabla 4.21. Caso *lab1*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	213.9	211.8	232.0	215.2
$I_e$ (A)	0	2.698	3.200	3.824
$S_e$ (VA)	0	1714	2227	2469
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	213.6	211.5	231.9	215.0
$I_{b1}$ (A)	0	2.380	2.806	3.822
$S_{b1}$ (VA)	0	1510	1952	2465
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	4.188	4.597	0.345	4.516
VBH (%)	3.015	2.708	0.877	1.720
VUH (%)	0.612	0.832	1.076	0.864
VTHD (%)	3.074	2.830	1.389	1.923
VTUD (%)	4.231	4.670	1.131	4.597
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	37.10	40.00	0.805
IBH (%)	-	25.09	24.22	1.646
IUH (%)	-	29.04	28.62	2.495
ITHD (%)	-	35.98	34.81	2.989
ITUD (%)	-	45.70	47.80	2.622
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	37.42	40.00	4.587
SBH (%)	-	25.24	24.24	2.381
SUH (%)	-	29.14	28.65	2.645
STHD (%)	-	36.11	34.84	3.555
STUD (%)	-	45.99	47.81	5.294

Durante la compensación, las intensidades de suministro presentan una gran reducción de los índices de intensidad de desequilibrio fundamental IUF, de armónicos equilibrados IBH, y de armónicos desequilibrados IUH. Por otro lado, las tensiones de suministro presentan índices también reducidos, a excepción del índice de desequilibrio fundamental, VUF, que se mantiene en torno al 4.5%. El índice IUF es mucho menor, y el índice de potencia correspondiente, SUF, refleja claramente el desequilibrio fundamental existente en la propia red de suministro. De hecho, el valor de VUF es el mayor de los índices de desequilibrio tanto fundamental como armónico y el que más influye en los valores de los índices de distorsión armónica total VTUD y STUD. Sin embargo, los índices de distorsión armónica, tanto equilibrada como desequilibrada son mayores o similares para las intensidades, y los índices de potencia no reflejan tan claramente como en la simulación el nivel de distorsión armónica del lado de suministro (ya no son numéricamente similares a los índices correspondientes de tensión).

Los términos de la potencia aparente en el lado de carga dan resultados similares a los obtenidos antes de la compensación, principalmente porque la fuente de distorsión dominante es la de la propia corriente de carga. Aun así, se observa el mismo fenómeno que aparecía en el primer caso de simulación: a medida que la tensión aplicada se aproxima a la ideal, los índices de potencia resultantes están más relacionados con el carácter de la carga que con las condiciones de suministro. Por ejemplo, aunque el índice VUF se ha reducido a 0.35%, el valor de IUF se ha incrementado del 37.1% al 40.0%. A nivel de distorsión armónica, los índices de la tensión de carga se reducen, a excepción del valor VUH que presenta un pequeño aumento. En este sentido, la variación no es tan amplia como en los casos de simulación y su efecto sobre los índices de intensidad de carga no es tan claro. En todo caso, sí muestran una tendencia similar. Por otro lado, los índices de corriente en el lado carga son dominantes en el cálculo de los índices de potencia y así queda reflejado en dichos valores.

Finalmente, se han realizado mediciones adicionales con un analizador trifásico comercial, modelo FLUKE 43, y con un osciloscopio de cuatro canales, modelo WaveSurfer 424 de LeCroy, como contraste de los resultados obtenidos con el instrumento virtual basado en el dSPACE 1005. Con el osciloscopio se han tomado capturas de pantalla que reflejen las formas de onda más significativas del caso, y con el analizador trifásico se han obtenido los espectros armónicos para cada conjunto de tensiones e intensidades trifásicas en un punto de medida.

Las figuras 4.68 y 4.69 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de carga antes de la compensación. La figura 4.68 muestra las tres tensiones de carga,  $v_{Labc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{La}$ , como referencia. La figura 4.69 muestra las intensidades de la carga,  $i_{Labc}$ , con la tensión de la primera fase,  $v_{La}$ , como referencia. En ellas se aprecia el grado de desequilibrio y de distorsión de las tensiones, en parte por las condiciones de la red y en parte producidas por la carga no lineal. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la figura 4.60.

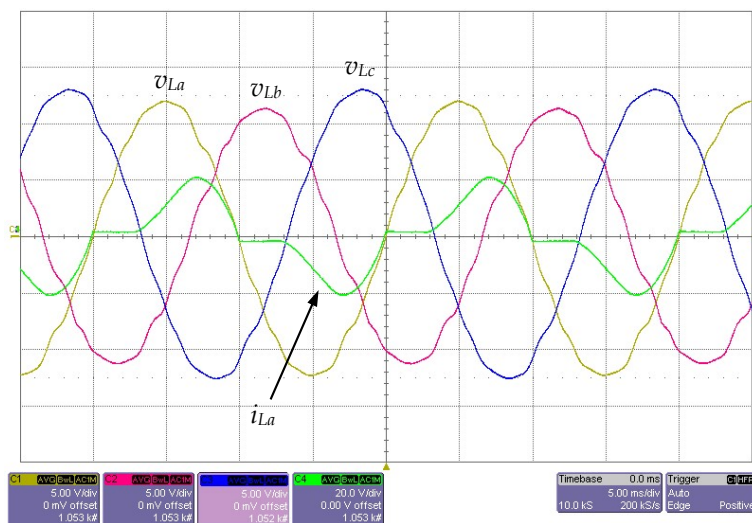


Figura 4.68. Caso lab1. Formas de onda de las tensiones de carga  $v_{Labc}$  e intensidad  $i_{La}$  antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

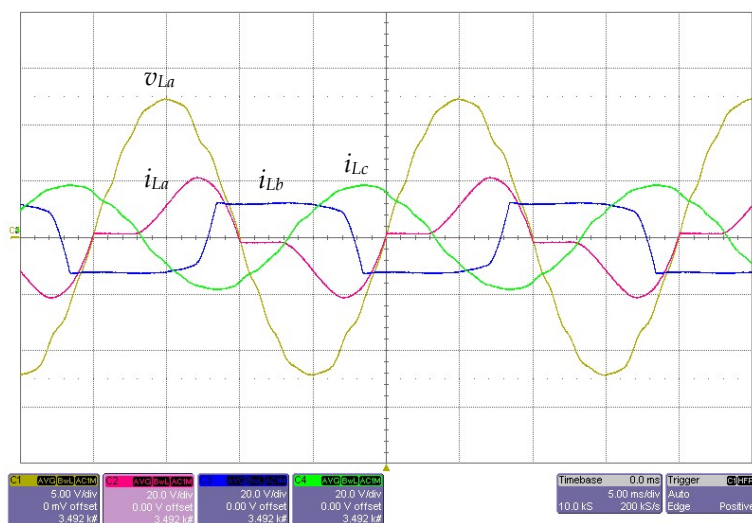


Figura 4.69. Caso lab1. Formas de onda de las intensidades de carga  $i_{Labc}$  y tensión  $v_{La}$  antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.70 y 4.71 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de carga después de la compensación. La figura 4.70 muestra las tres tensiones de carga,  $v_{Labc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{La}$ , como referencia. La figura 4.71 muestra las intensidades de la carga,  $i_{Labc}$ , con la tensión de la primera fase,  $v_{La}$ , como referencia. En ellas se observa como ahora las tensiones de carga son senoidales y equilibradas, con un pequeño rizado de alta frecuencia; así como la mejora en la intensidad de la fase  $c$  debida al acondicionamiento de la tensión en sus terminales. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la parte superior de la figura 4.63.

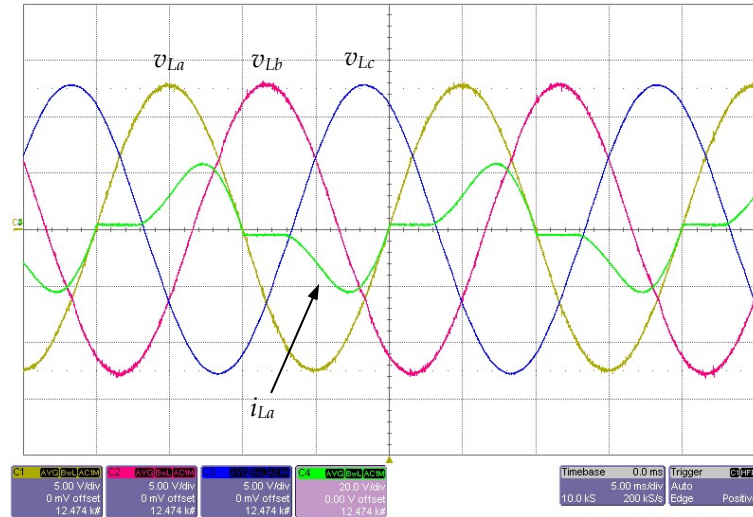


Figura 4.70. Caso lab1. Formas de onda de las tensiones de carga  $v_{Labc}$  e intensidad  $i_{La}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

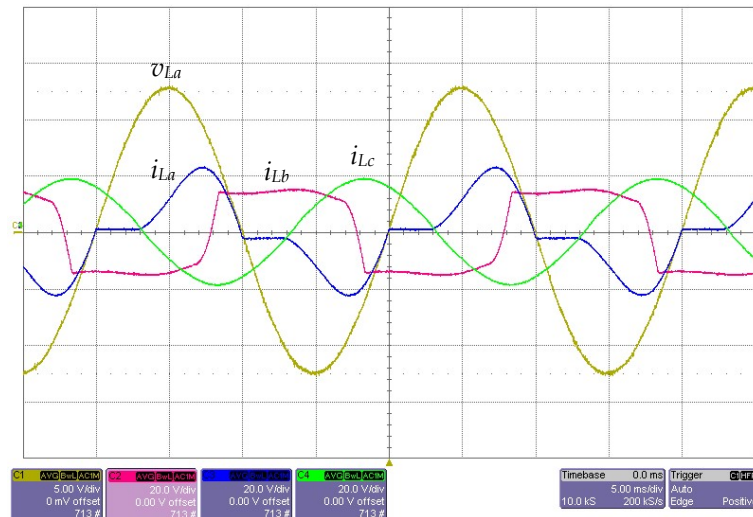


Figura 4.71. Caso lab1. Formas de onda de las intensidades de carga  $i_{Labc}$  y tensión  $v_{La}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.72 y 4.73 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de suministro después de la compensación. La figura 4.72 muestra las tres tensiones de red,  $v_{Sabc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{Sa}$ , como referencia. La figura 4.73 muestra las intensidades en el suministro,  $i_{Sabc}$  con la tensión de la primera fase,  $v_{Sa}$ , como referencia. En ellas se aprecia como ahora las intensidades de suministro son senoidales y equilibradas, en fase con la componente fundamental de las tensiones de red, y con un pequeño rizado de alta frecuencia. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la parte inferior de la figura 4.63.

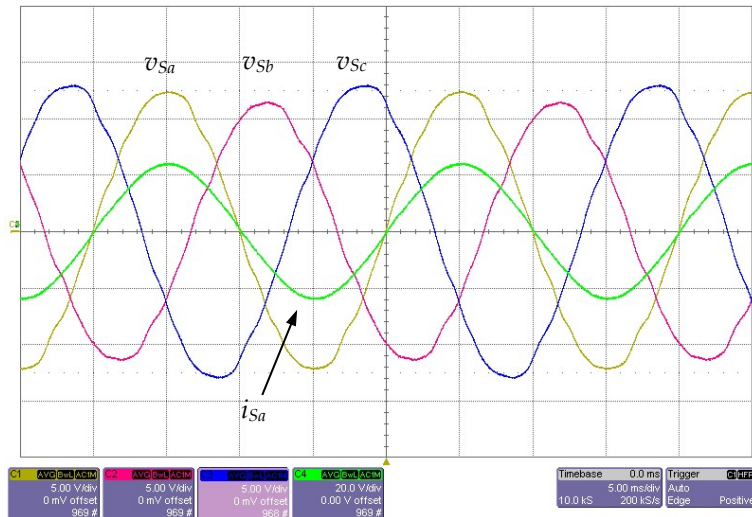


Figura 4.72. Caso lab1. Formas de onda de las tensiones de suministro  $v_{Sabc}$  e intensidad  $i_{Sa}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

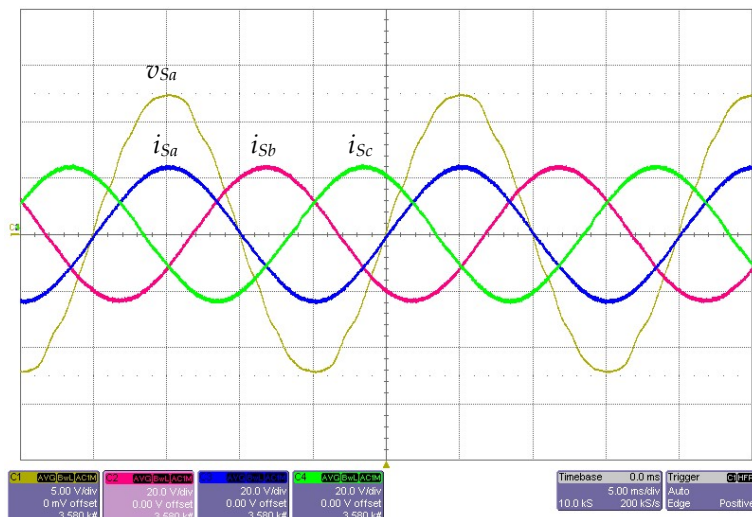


Figura 4.73. Caso lab1. Formas de onda de las intensidades de suministro  $i_{Sabc}$  y tensión  $v_{Sa}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.74 y 4.75 muestran los espectros armónicos correspondientes a las intensidades y tensiones en el lado de carga, respectivamente, durante la compensación; así como las tablas con los resultados numéricos por armónico. Si se comparan los datos de la figura 4.74 con la figura 4.65 y la tabla 4.19, se aprecia la concordancia de los espectros armónicos de las tres fases de la intensidad de carga, así como de sus valores de THD. La comparación de la figura 4.75 con la figura 4.64 y los datos de la tabla 4.19 lleva a valoraciones similares para las tensiones de carga. Las diferencias en los valores de THD son del orden del 0.5%, cercanas a la precisión de los propios instrumentos de medida.

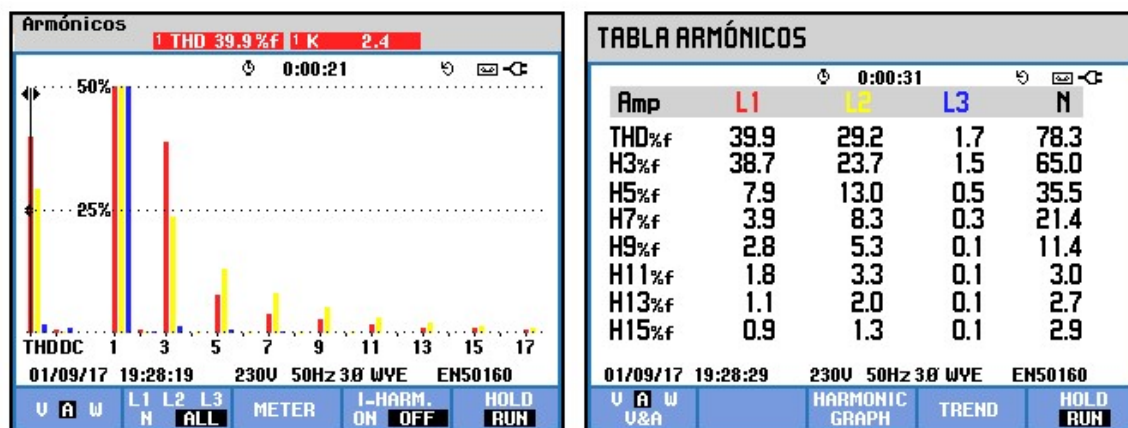


Figura 4.74. Caso lab1. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

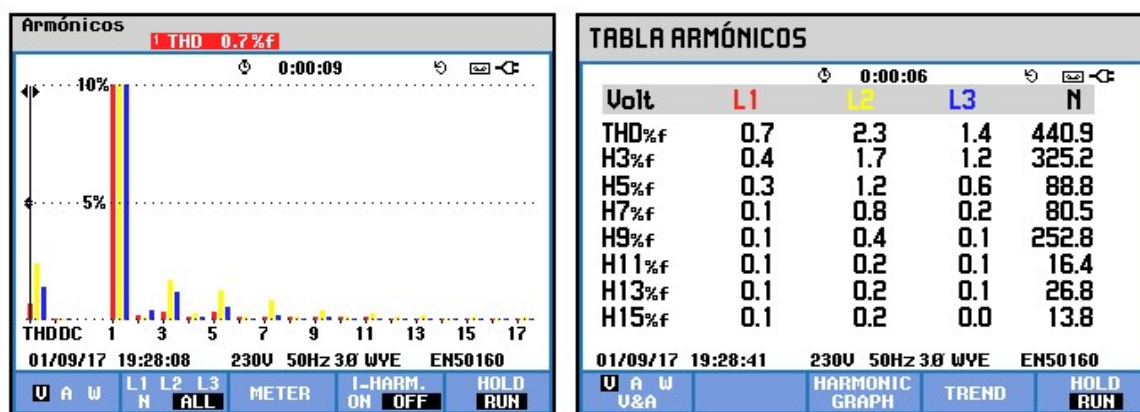


Figura 4.75. Caso lab1. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

Las figuras 4.76 y 4.77 muestran las mediciones realizadas con el analizador para el lado de suministro durante la compensación. La figura 4.76 corresponde a los valores de las intensidades de suministro. Por comparación con la figura 4.67 se observa un perfil similar en el rango de frecuencias mostrado, si bien el tercer armónico de la figura 4.76 es algo mayor, superando el 1%. Los valores de THD dan cantidades algo menores a las reflejadas en la tabla 4.19, por debajo del 2%. La figura 4.77 muestra el espectro armónico y la tabla de valores individuales para las tensiones de suministro. Por comparación con la figura 4.66, los componentes de los armónicos 7, 9 y 11 alcanzan valores similares, mientras que los armónicos tercero y quinto aparecen más reducidos.

Por otro lado, los valores de THD están en torno al 2.3%, mientras que en la tabla 4.19 oscilan en torno al 2%. La comparativa de estos valores es más difícil de precisar ya que las condiciones de la red de suministro pueden variar entre los distintos momentos en que se realizan las medidas, antes y después de la compensación.

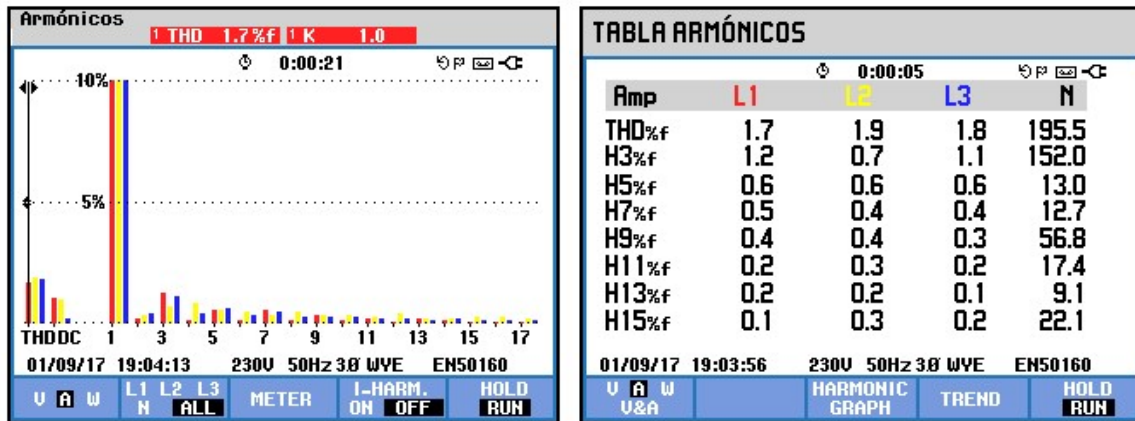


Figura 4.76. Caso lab1. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

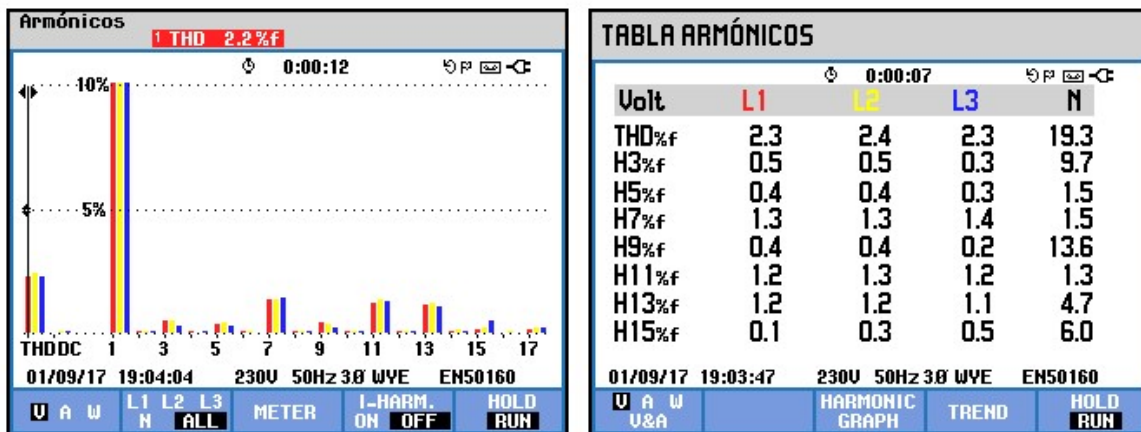


Figura 4.77. Caso lab1. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

#### 4.5.2. Caso práctico lab2: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones equilibradas y distorsionadas.

En este caso práctico se alimenta a la misma carga del caso anterior ahora con una tensión equilibrada, en el valor nominal y con la distorsión armónica presente en la red de suministro. La figura 4.78 muestra las formas de onda de tensión a la salida de la red antes de conectar la carga y la figura 4.79 muestra el espectro armónico de dichas fuentes de tensión.

La figura 4.80 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga alimentada por este suministro y la figura 4.81 muestra sus espectros armónicos. Se observa que dichos espectros son similares a los del caso anterior, ya que la distorsión armónica de las tensiones de suministro es parecida (la diferencia principal entre ambos casos ha sido la modificación de las

componentes fundamentales de las tensiones de suministro a través del autotransformador de alimentación).

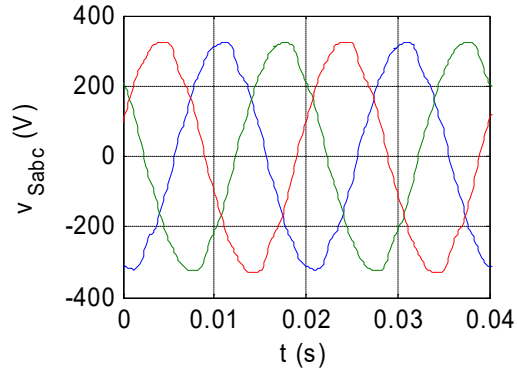


Figura 4.78. Caso *lab2*. Formas de onda de la tensión de suministro antes de la conexión de la carga.

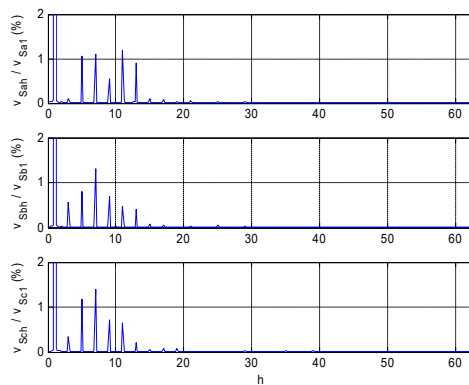


Figura 4.79. Caso *lab2*. Espectros armónicos de la tensión de suministro antes de la conexión de la carga.

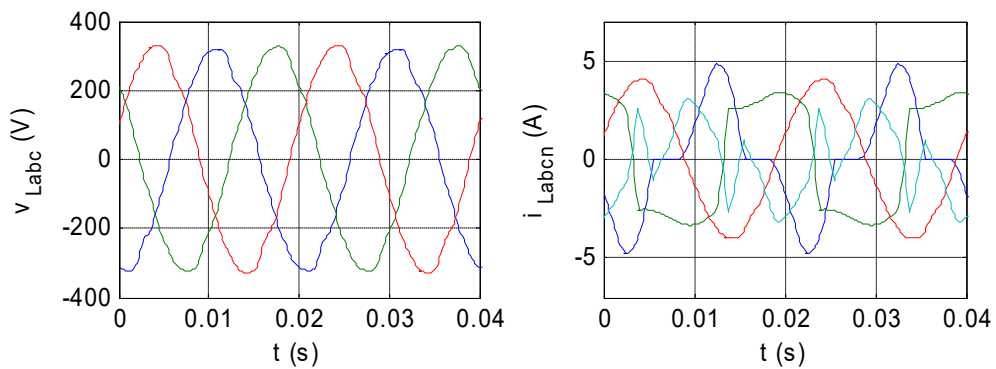


Figura 4.80. Caso *lab2*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.



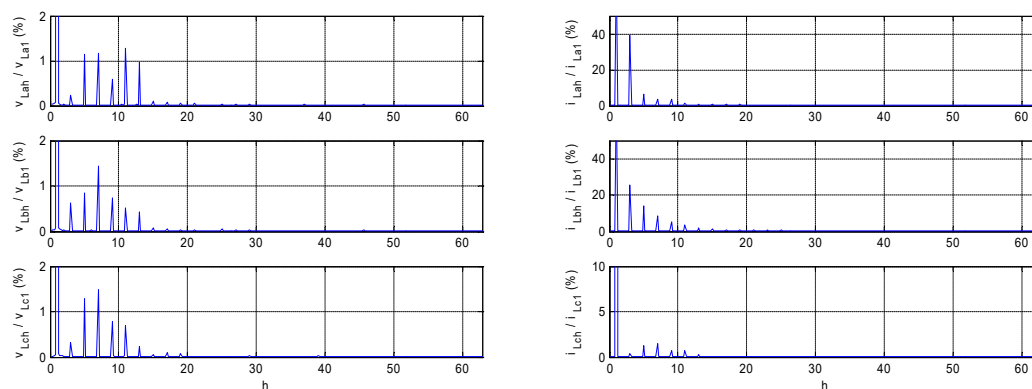


Figura 4.81. Caso *lab2*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realiza la compensación y se obtienen los datos correspondientes en régimen permanente en ambos lados del acondicionador durante un intervalo de 200 ms. La figura 4.82 muestra las formas de onda resultantes. En la parte superior de la figura se presentan las tensiones  $v_L$  e intensidades  $i_L$  en el lado de carga del LCAC y en la parte inferior se tienen las magnitudes correspondientes en el lado de suministro. La figura 4.83 muestra los últimos dos ciclos del periodo medido, en los que se aprecian los detalles con mayor claridad. En ellas se puede observar como las tensiones en el lado de carga se vuelven más senoidales que las de la red, equilibradas, y con amplitud constante y regulada. El acondicionador compensa también los desequilibrios y distorsiones propios de la carga de manera se consiguen las intensidades de suministro senoidales y equilibradas, con un nivel reducido de intensidad de neutro.

Las figuras 4.84 a 4.87 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación. Las gráficas muestran los índices de distorsión (Harmonic Distortion index, HD) de cada armónico individual con respecto a la componente fundamental, y en el eje horizontal se ha representado el orden del armónico  $h$  en vez de la frecuencia correspondiente. Por otro lado, la tabla 4.22 recoge los valores eficaces y los valores de THD por fase de cada magnitud con la misma estructura que la tabla 4.19. La tabla 4.23 muestra los fasores de las componentes fundamentales de dichas magnitudes y la tabla 4.24 muestra los valores e índices trifásicos resultantes calculados según el procedimiento expuesto en el capítulo II.

Las tensiones en la carga después de la compensación presentan reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 0.5% y valores de THD entre el 1.4 y el 2.2%. Las intensidades de carga presentan espectros parecidos a antes de la compensación, con valores algo más reducidos. De hecho, los valores de THD son muy parecidos a los del caso *lab1*, pues la tensión en los terminales de la carga está debidamente acondicionada, con independencia de las condiciones de suministro. Por otro lado, las intensidades de suministro también muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 0.5% y valores de THD en torno al 2.7%. Se aprecian igualmente componentes armónicas propias de la conmutación de los convertidores, en los armónicos 22, 28 y 50, de forma similar al caso anterior. También se observa en la tabla 4.23 que sus componentes fundamentales son menores que en el caso anterior, pues las tensiones en el lado de suministro son más cercanas a la nominal y por tanto el filtro serie tiene que compensar una caída de tensión de secuencia directa mucho más reducida, por lo que el valor de esas intensidades de suministro es el adecuado para transportar toda la potencia necesaria. Las tensiones de suministro también presentan reducidos valores de distorsión, más repartidos en el espectro que antes de la compensación. La mejora de sus valores de THD, en torno al 2%, puede deberse tanto a la mejora en las intensidades de suministro, como a las variaciones que presente la red a lo largo del tiempo.

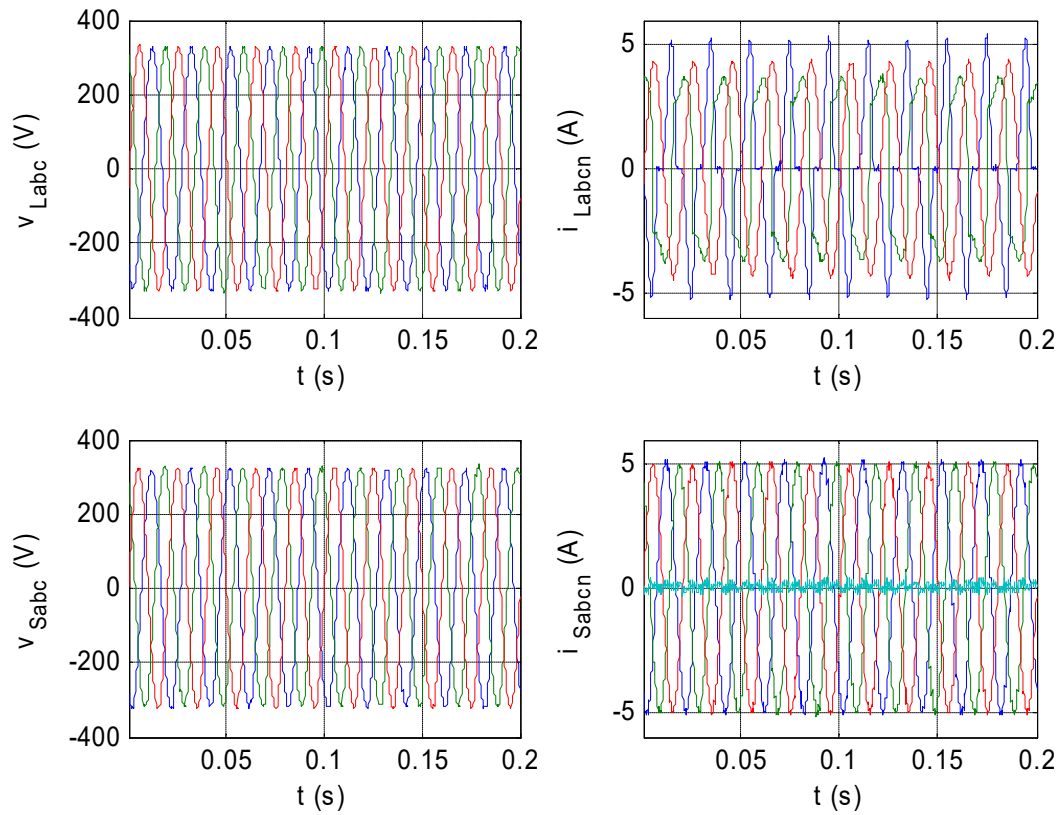


Figura 4.82. Caso *lab2*. Tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación.

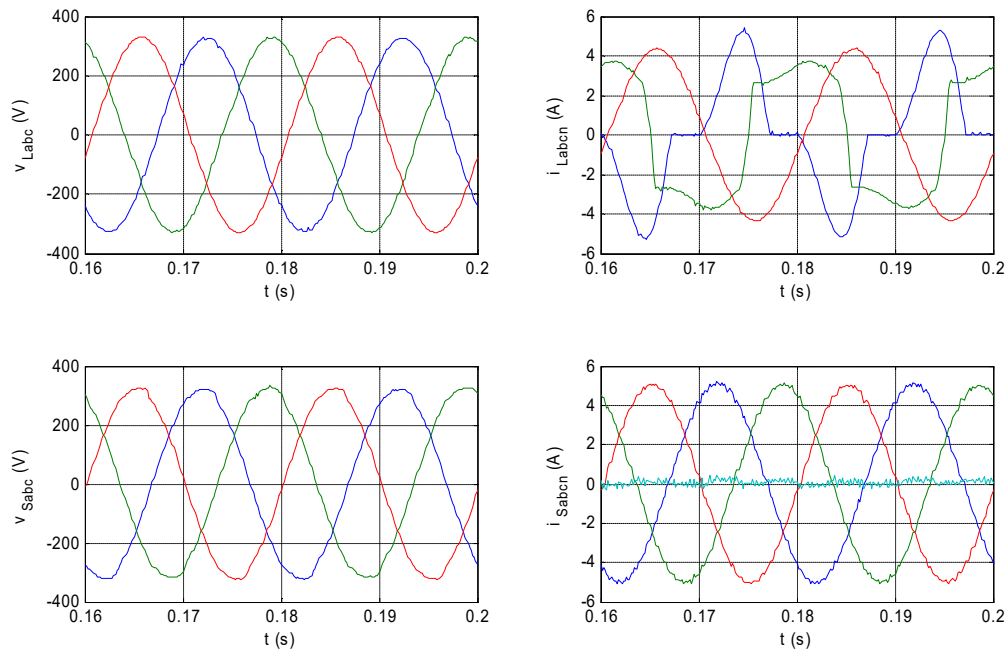


Figura 4.83. Caso *lab2*. Detalle de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro del LCAC durante la compensación, en los últimos dos ciclos del periodo muestreado.

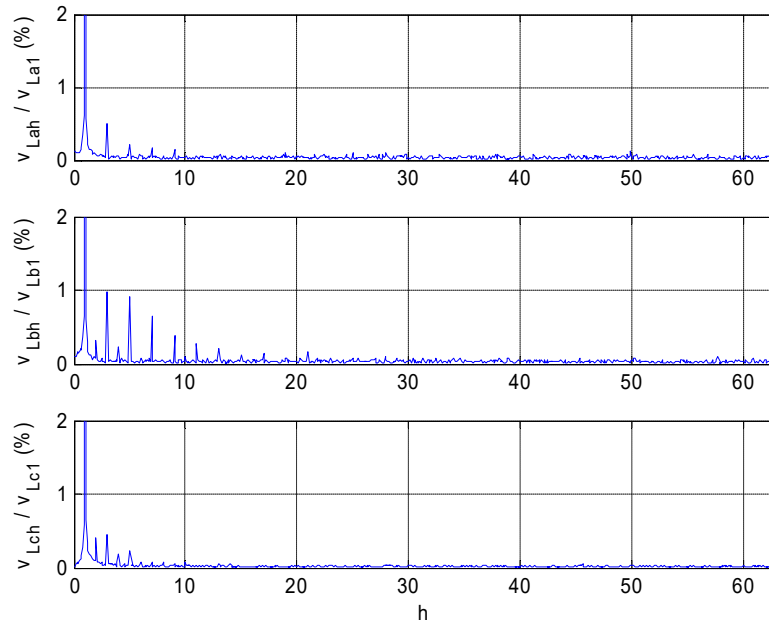


Figura 4.84. Caso *lab2*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

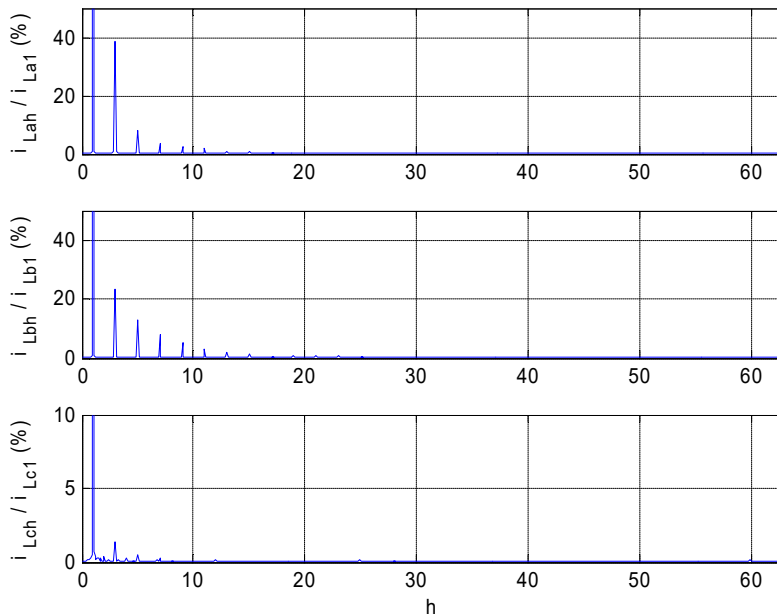


Figura 4.85. Caso *lab2*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

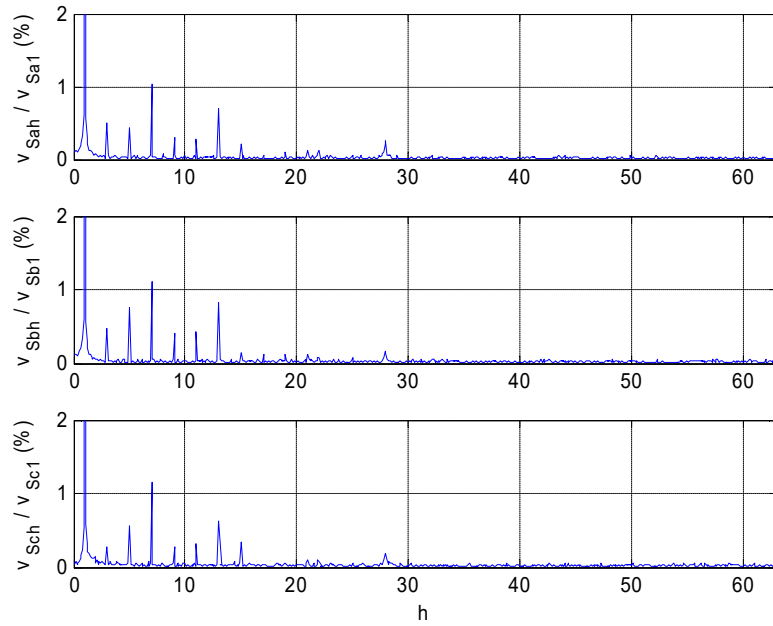


Figura 4.86. Caso *lab2*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

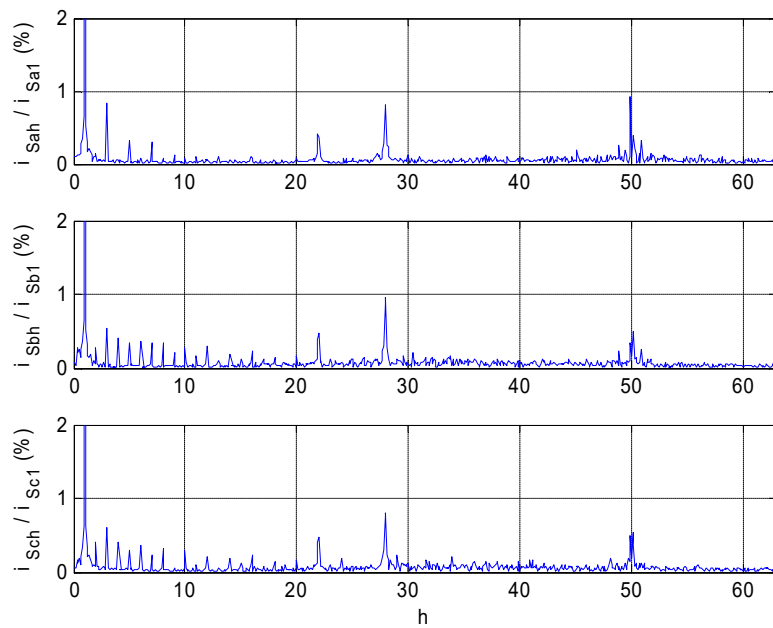


Figura 4.87. Caso *lab2*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

Tabla 4.22. Caso lab2. Índices y valores por fase.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor eficaz</i>				
$i_a$ (A)	0	2.677	2.914	3.548
$i_b$ (A)	0	2.818	3.026	3.531
$i_c$ (A)	0	2.929	3.040	3.529
$i_n$ (A)	0	1.853	1.907	0.147
$v_a$ (V)	227.3	227.0	231.4	228.4
$v_b$ (V)	229.8	229.2	231.0	229.1
$v_c$ (V)	231.0	230.1	232.6	229.3
<i>Distorsión armónica total</i>				
THD $i_a$ (%)	-	40.17	40.03	2.630
THD $i_b$ (%)	-	31.10	28.90	2.787
THD $i_c$ (%)	-	2.260	2.345	2.719
THD $i_n$ (%)	-	77.70	75.60	516.6
THD $v_a$ (%)	2.383	2.395	1.553	1.967
THD $v_b$ (%)	2.026	2.049	2.194	2.190
THD $v_c$ (%)	2.268	2.269	1.411	2.011

Tabla 4.23. Caso lab2. Componentes fundamentales por fase.

	Suministro	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Componente fundamental</i>				
$I_{af}$ (A)	0	2.484 /135.7°	2.705 /108.4°	3.547 /148.5°
$I_{bf}$ (A)	0	2.691 /29.2°	2.907 /0.0°	3.530 /28.8°
$I_{cf}$ (A)	0	2.928 /-72.6°	3.039 /-100.0°	3.527 /-91.2°
$I_{nf}$ (A)	0	1.463 /-166.1°	1.585 /-15.6°	0.028 /102.7°
$V_{af}$ (V)	227.2 /167.8°	226.9 /168.0°	231.3 /140.2°	228.4 /149.8°
$V_{bf}$ (V)	229.7 /47.5°	229.1 /47.6°	230.9 /20.3°	229.1 /28.9°
$V_{cf}$ (V)	230.9 /-72.3°	230.0 /-72.4°	232.6 /-100.0°	229.3 /-90.8°

Por otro lado, el análisis de los índices trifásicos expuestos en la tabla 4.24 indica igualmente que las componentes de distorsión armónica y de desequilibrio de la intensidad de carga están prácticamente compensadas, y que el acondicionador proporciona una tensión regulada en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión y desequilibrio. Para el caso de las tensiones de suministro, la diferencia no se aprecia tan claramente, pues en este caso se tiene un suministro muy cercano al ideal con índices difíciles de mejorar si se tiene en cuenta la distorsión que también introducen los propios convertidores de los filtros activos de potencia.

Los índices de potencia de la carga sin compensar apuntan a una carga con un fuerte desequilibrio fundamental (SUF = 40.14%) y una fuente importante de distorsión armónica (STHD = 35.77%). El índice de distorsión de desequilibrio total STUD alcanza un valor del 47.9%, con contribuciones similares de la potencia de desequilibrio fundamental, Su1, y de la componente de armónicos desequilibrados, SuH. De hecho, los términos dominantes en la expresión corresponden a las componentes de desequilibrio de las intensidades, tanto fundamental, IUF, como armónica, IUH; pues son bastante mayores que los índices de tensión correspondientes.

Durante la compensación, las intensidades de suministro presentan una gran reducción en todos los índices trifásicos. Las tensiones de suministro presentan índices también reducidos, de menor valor que los de intensidad, a diferencia con el caso anterior. El único índice que es parecido es el de desequilibrio fundamental, VUF, de manera que el índice SUF presenta una contribución similar de ambos. El resto de los índices de potencia presenta un valor más cercano a los índices de intensidad.

Los términos de la potencia aparente en el lado de carga dan resultados similares a los obtenidos antes de la compensación, principalmente porque la fuente de distorsión dominante es la de la propia corriente de carga. También porque las tensiones en terminales de la carga han variado en menor cuantía. En este sentido, la variación no es tan amplia como en los casos anteriores y su efecto sobre los índices de intensidad de carga no es tan claro. En todo caso, sí muestran una tendencia similar, con valores muy parecidos a los del caso *lab1*, con independencia de las condiciones de suministro. Por otro lado, los índices de corriente en el lado carga son de nuevo dominantes en el cálculo de los índices de potencia y así se refleja en dichos valores.

Tabla 4.24. Caso *lab2*. Índices y valores trifásicos.

	Fuente	Carga	SPC_1	SPC_s
<i>Valor efectivo</i>				
$V_e$ (V)	229.5	229.2	231.6	229.0
$I_e$ (A)	0	2.974	3.205	3.537
$S_e$ (VA)	0	2041	2228	2429
<i>Valores base trifásicos</i>				
$V_{b1}$ (V)	229.2	228.9	231.6	228.9
$I_{b1}$ (A)	0	2.630	2.809	3.535
$S_{b1}$ (VA)	0	1783	1952	2427
<i>Índices de tensión</i>				
VUF (%)	0.708	0.812	0.308	0.525
VBH (%)	2.034	2.037	1.176	1.822
VUH (%)	0.976	1.016	1.172	0.825
VTHD (%)	2.256	2.276	1.660	2.000
VTUD (%)	1.206	1.300	1.211	0.978
<i>Índices de intensidad</i>				
IUF (%)	-	40.13	40.22	0.571
IBH (%)	-	25.55	24.30	2.096
IUH (%)	-	28.73	28.50	2.924
ITHD (%)	-	35.68	34.74	3.597
ITUD (%)	-	47.82	47.90	2.978
<i>Índices de potencia aparente</i>				
SUF (%)	-	40.14	40.22	0.776
SBH (%)	-	25.64	24.33	2.777
SUH (%)	-	28.78	28.53	3.038
STHD (%)	-	35.77	34.79	4.116
STUD (%)	-	47.84	47.92	3.135

Finalmente, se han realizado mediciones adicionales con el analizador trifásico FLUKE 43 y con el osciloscopio WaveSurfer 424, como contraste a los resultados obtenidos con el instrumento virtual basado en el dSPACE 1005. Las figuras 4.88 y 4.89 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de carga antes de la compensación. La figura 4.88 muestra las tres tensiones de carga,  $v_{Labc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{La}$ , como referencia. La figura 4.89 muestra las intensidades de la carga,  $i_{Labc}$ , con la tensión de la primera fase,  $v_{La}$ , como referencia. En ellas se aprecia el grado de equilibrado y de distorsión armónica de las tensiones, en parte por las condiciones de la red y en parte producidas por la carga no lineal. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la figura 4.80.

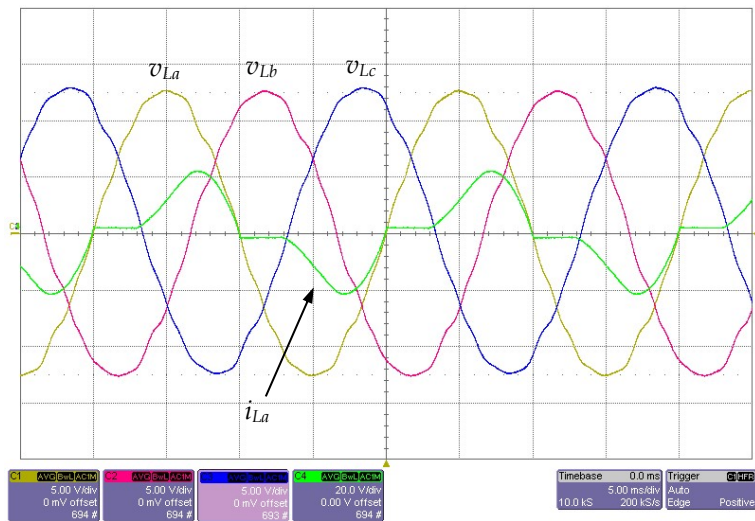


Figura 4.88. Caso lab2. Formas de onda de las tensiones de carga  $v_{Labc}$  e intensidad  $i_{La}$  antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

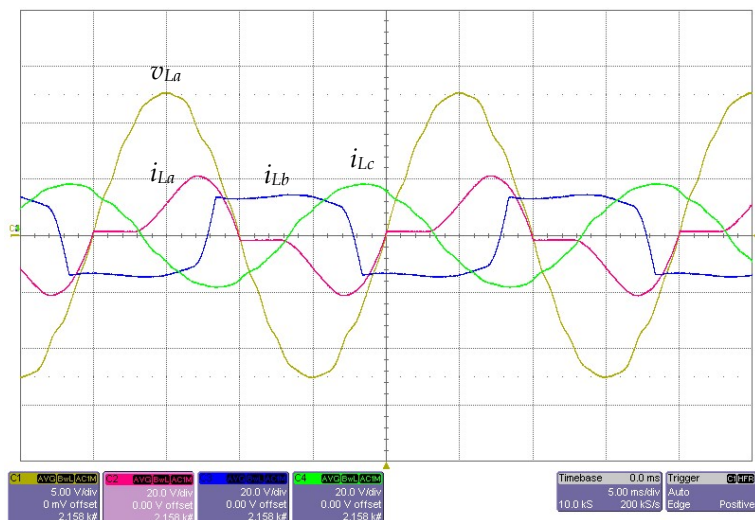


Figura 4.89. Caso lab2. Formas de onda de las intensidades de carga  $i_{Labc}$  y tensión  $v_{La}$  antes de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.90 y 4.91 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de carga después de la compensación. La figura 4.90 muestra las tres tensiones de carga,  $v_{Labc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{La}$ , como referencia. La figura 4.91 muestra las intensidades de la carga,  $i_{Labc}$ , con la tensión de la primera fase,  $v_{La}$ , como referencia. En ellas se observa como ahora las tensiones de carga son senoidales y equilibradas, con un pequeño rizado de alta frecuencia; así como la mejora en la intensidad de la fase  $c$  debido al acondicionamiento de la tensión en sus terminales. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la parte superior de la figura 4.83. De hecho son también similares a las formas de onda de la figura 4.70 y 4.71, correspondientes al caso anterior, pues las tensiones aplicadas a la carga están reguladas y compensadas a los mismos valores en ambos casos.

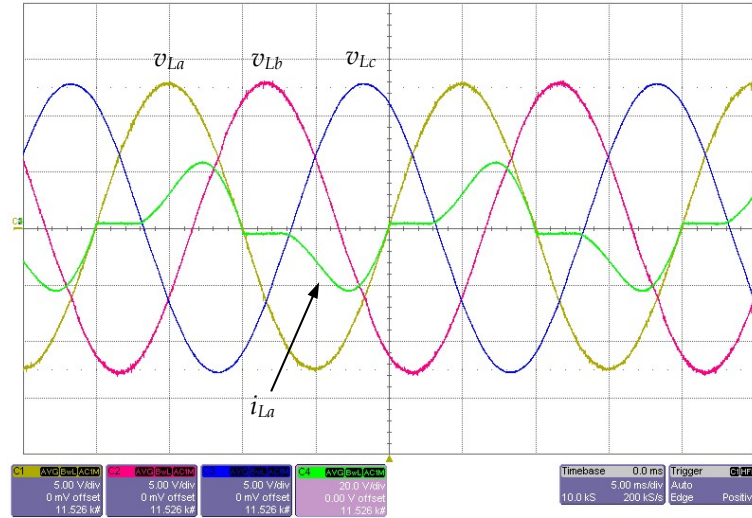


Figura 4.90. Caso lab2. Formas de onda de las tensiones de carga  $v_{Labc}$  e intensidad  $i_{La}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

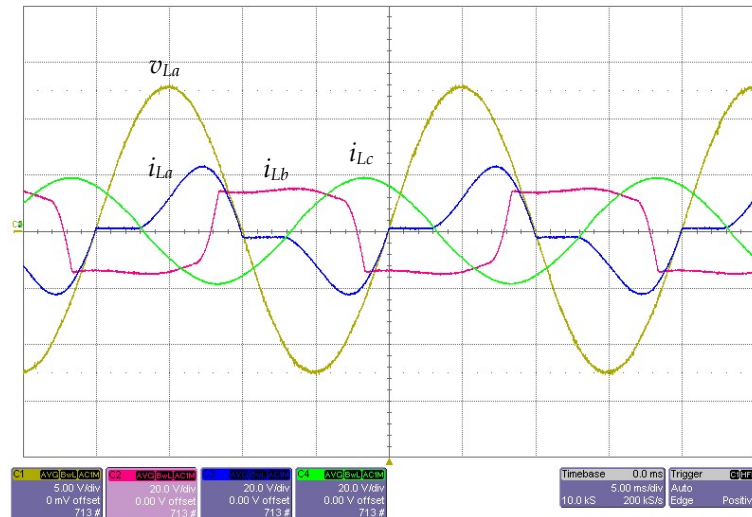


Figura 4.91. Caso lab2. Formas de onda de las intensidades de carga  $i_{Labc}$  y tensión  $v_{La}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.92 y 4.93 muestran las capturas de pantalla correspondientes a las formas de onda de tensiones e intensidades en el lado de suministro después de la compensación. La figura 4.92 muestra las tres tensiones de red,  $v_{Sabc}$ , así como la intensidad de la primera fase,  $i_{Sa}$ , como referencia. La figura 4.93 muestra las intensidades en el suministro,  $i_{Sabc}$ , con la tensión de la primera fase,  $v_{Sa}$ , como referencia. En ellas se aprecia como ahora las intensidades de suministro son senoidales y equilibradas, en fase con la componente fundamental de las tensiones de red, y con un pequeño rizado de alta frecuencia. Se observa también la consonancia con las formas de onda obtenidas con el sistema DS1005, mostradas en la parte inferior de la figura 4.83.



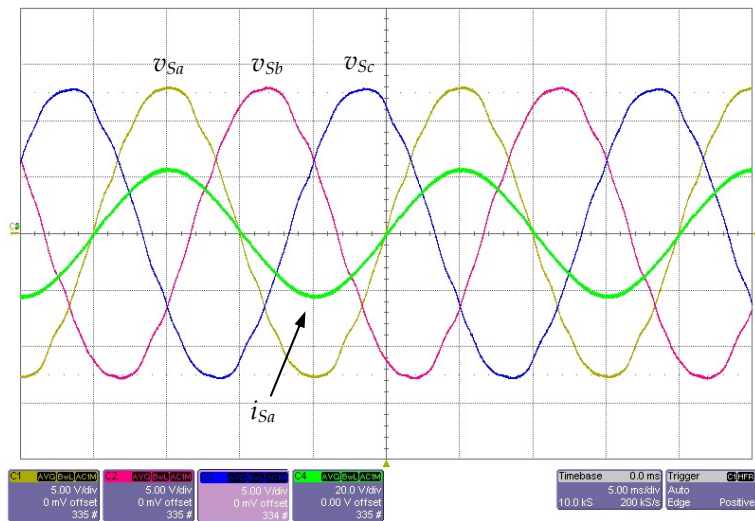


Figura 4.92. Caso lab2. Formas de onda de las tensiones de suministro  $v_{Sabc}$  e intensidad  $i_{Sa}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

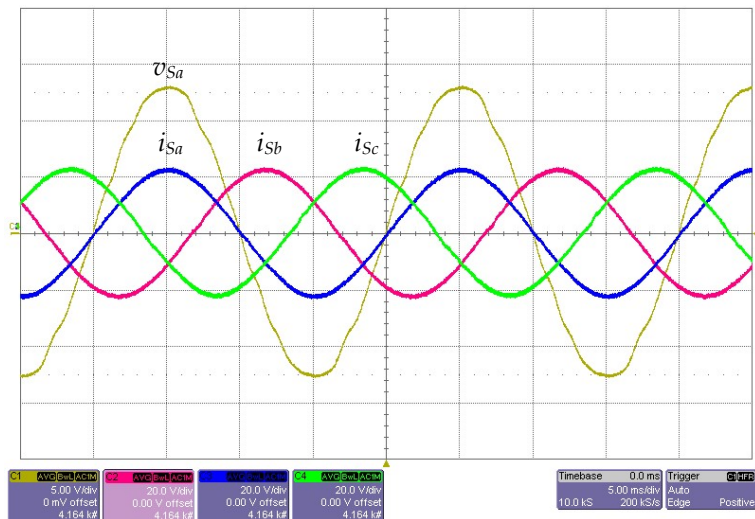


Figura 4.93. Caso lab2. Formas de onda de las intensidades de suministro  $i_{Sabc}$  y tensión  $v_{Sa}$  después de la compensación, obtenidas con el osciloscopio WaveSurfer 424.

Las figuras 4.94 y 4.95 muestran los espectros armónicos correspondientes a las intensidades y tensiones en el lado de carga, respectivamente, durante la compensación; así como las tablas con los resultados numéricos por armónico. Si se comparan los datos de la figura 4.94 con la figura 4.85 y la tabla 4.22, se aprecia la concordancia de los espectros armónicos de las tres fases de la intensidad de carga, así como de sus valores de THD. La comparación de la figura 4.95 con la figura 4.84 y los datos de la tabla 4.19 lleva a valoraciones similares para las tensiones de carga, si bien ahora las diferencias en los valores de THD son algo mayores, del orden del 1%.

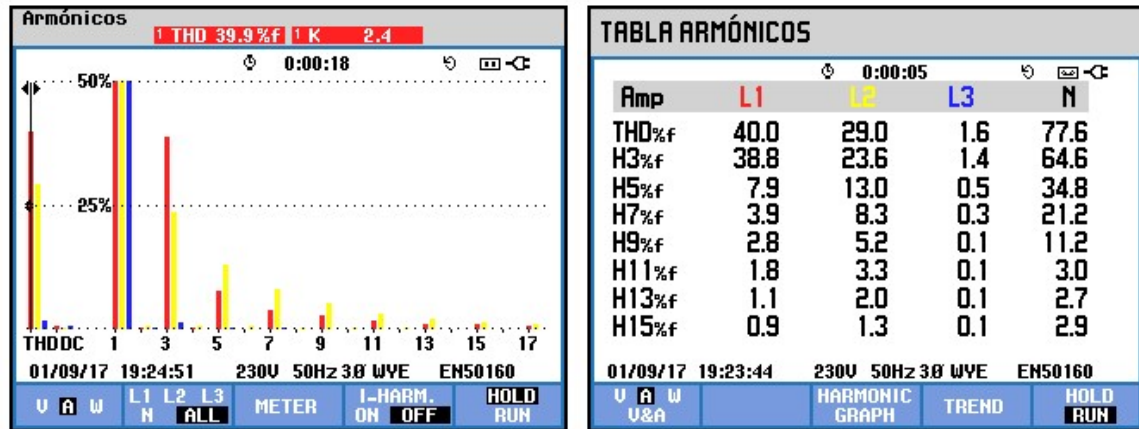


Figura 4.94. Caso lab2. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

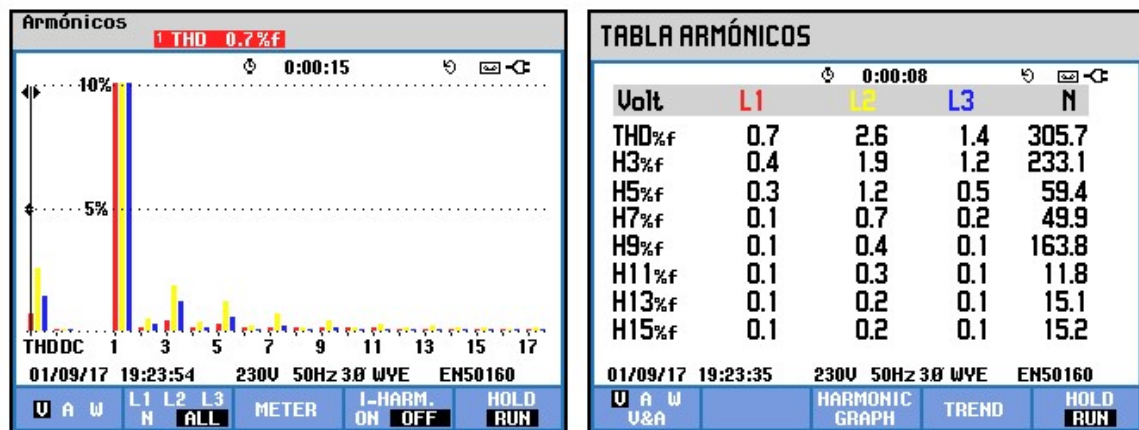


Figura 4.95. Caso lab2. Espectro armónico y tabla de valores individuales, de las tensiones de carga, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

Las figuras 4.96 a 4.97 muestran las mediciones realizadas con el analizador para el lado de suministro durante la compensación. La figura 4.96 corresponde a los valores de las intensidades de suministro. Por comparación con la figura 4.87 se observa un perfil similar en el rango de frecuencias mostrado, si bien los valores del tercer armónico de la figura 4.92 son algo mayores, superando el 1%. Los valores de THD dan cantidades algo menores a las reflejadas en la tabla 4.22, por debajo del 2%. La figura 4.97 muestra el espectro armónico y la tabla de valores individuales para las tensiones de suministro. Por comparación con la figura 4.86, los componentes de los armónicos 7 y 11 alcanzan valores similares, mientras que los armónicos tercero y quinto aparecen más reducidos. Los valores de THD están en torno al 2.3%, mientras que en la tabla 4.22 oscilan en torno al 2%. La comparativa de estos valores para las tensiones de suministro es más difícil de precisar, ya que las condiciones de la red de alimentación pueden variar entre los distintos momentos en que se realizan las mediciones, antes y después de la compensación, con los diferentes instrumentos de medida.

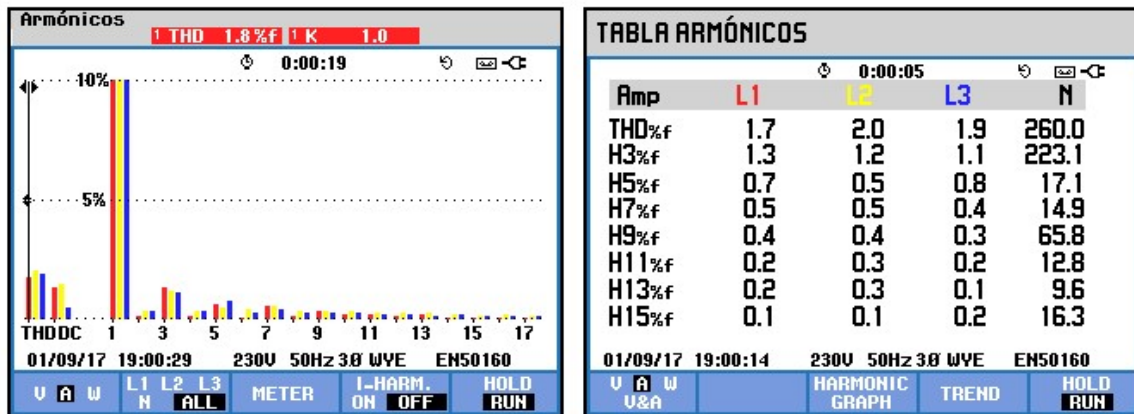


Figura 4.96. Caso lab2. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las intensidades de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

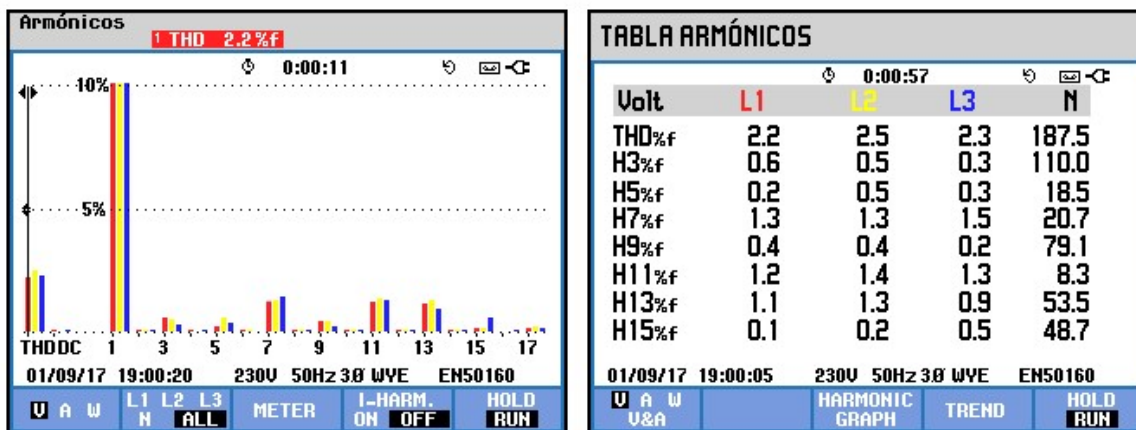


Figura 4.97. Caso lab2. Espectro armónico y tabla de valores individuales de las tensiones de suministro, obtenidas con el analizador FLUKE 43.

Como se puede observar en los casos prácticos de laboratorio presentados, se aprecia un elevado grado de consonancia entre la plataforma de simulación y el prototipo de laboratorio. Tanto las formas de onda, como los espectros armónicos o los índices de calidad calculados presentan una gran similitud con los resultados de simulación correspondientes, con desviaciones cercanas a la precisión de los instrumentos de medida. En ese sentido, la selección de los diversos equipos de medida permite una validación más completa del diseño realizado y del análisis de los resultados obtenidos.

## Capítulo V

---

# CONCLUSIONES

### Resumen

En este trabajo de Tesis se han abordado diferentes aspectos relacionados con la configuración, control y evaluación del desempeño de los filtros activos combinados serie - paralelo. El estudio detallado de cada uno de los factores abordados en esta investigación ha permitido determinar el diseño de un acondicionador activo combinado para la compensación completa de la carga, con una estrategia de actuación específica. El contenido del conjunto se ha desarrollado en los distintos capítulos, donde se han ido señalando sus conclusiones particulares. En este capítulo se exponen las conclusiones globales que resumen el trabajo realizado en la Tesis. Por otro lado, a partir de la búsqueda y propuesta de las soluciones aportadas 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. Además, las soluciones adoptadas y los criterios establecidos en cada caso han conducido a un conjunto determinado 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.

## 5.1. Conclusiones y aportaciones de la tesis

Esta tesis se enmarca dentro del ámbito de la calidad de la potencia eléctrica, específicamente dentro de los métodos dedicados a la corrección de la falta de calidad de la onda eléctrica. El estudio se centra en las capacidades de los filtros activos combinados serie – paralelo para el acondicionamiento completo de las cargas, así como el establecimiento de la estrategia de compensación más adecuada. El análisis resultante ha llevado al diseño de un equipo, denominado Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC), constituido por dos filtros activos de potencia, uno en serie con la red de suministro y otro en paralelo con el lado de carga, mediante la utilización de un bus de continua común. El filtro activo serie equilibra y regula las tensiones aplicadas, aislando a la carga de las distorsiones de la tensión de red. Por otro lado, el filtro activo paralelo se encarga de eliminar los armónicos de la intensidad de carga, así como las intensidades reactivas y de desequilibrio. La estrategia de compensación propuesta permite a los convertidores actuar de forma coordinada, con un comportamiento dinámico rápido y robusto, con mínima dependencia de los valores precisos de los componentes utilizados; así como una respuesta de alta estabilidad frente a las distintas condiciones de operación. La configuración establecida es adecuada para su aplicación a un amplio rango de tipos de carga y la implementación del control, expresada en variables en el dominio del tiempo, conlleva un diseño intuitivo y flexible de rápida respuesta dinámica. Por otro lado, se presenta también un método mejorado para el cálculo y evaluación de los índices de calidad de la potencia conseguidos con la compensación. Para la exposición de estos desarrollos, la tesis se ha estructurado en cinco 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 relación a las perturbaciones de la tensión de red y a la emisión armónica y de desequilibrio por parte de los receptores eléctricos. Se realiza una revisión detallada de las propuestas basadas en UPQCs dada su capacidad para la compensación simultánea de magnitudes de tensión e intensidad. Se analizan las distintas configuraciones de sus circuitos de potencia, de las técnicas de control aplicables y de las estrategias de compensación propuestas, con vistas al acondicionamiento completo de la carga. Esto ha permitido establecer los principales objetivos que se pretenden alcanzar con este trabajo, así como la estructura y el planteamiento que se sigue en el mismo.

En el capítulo II se revisan los criterios utilizados para la evaluación de la mejora de la calidad de la potencia conseguida con equipos de compensación activa. Se profundiza en la aplicación de los índices de calidad basados en los planteamientos del IEEE Std. 1459, a través del análisis e interpretación en detalle de los distintos indicadores. El estudio de la contribución de las componentes armónicas al desequilibrio ha llevado a la definición de un método mejorado, tanto en el esfuerzo de cálculo de los índices correspondientes como en la interpretación y evaluación de los valores numéricos resultantes. El caso práctico presentado expone con claridad las propiedades del nuevo procedimiento.

El capítulo III aborda el diseño específico del acondicionador activo. En primer lugar, el estudio realizado en el capítulo I ha permitido establecer una estrategia de compensación propia para el acondicionamiento completo de la carga. Ésta añade dos términos adicionales de control cruzado (ver ecuaciones 3.3 y 3.4) que mejoran la respuesta dinámica del equipo. Este control presenta además una baja sensibilidad a los valores precisos de los elementos del acondicionador o las variaciones en su comportamiento en los distintos rangos de frecuencias, y proporcionan un comportamiento transitorio amortiguado para el conjunto de la instalación. Por otro lado, dichos términos de control adicionales mejoran la respuesta individual de cada convertidor, pues les permiten actuar de forma complementaria entre sí. De esta forma se incrementa la capacidad de compensación del acondicionador y permite su aplicación a un amplio rango de cargas de distinto carácter armónico, como se ha visto en el capítulo IV.

A continuación se ha seleccionado la configuración del circuito de potencia y los métodos de control de las conmutaciones más adecuados para dicha estrategia. Posteriormente, se ha determinado el procedimiento para la obtención de las señales de referencia de tensión e intensidad en el dominio del tiempo, sin necesidad de transformaciones de variables, permitiendo un análisis claro y directo de la influencia de los distintos parámetros de los lazos de control y su correspondiente ajuste.

Otro elemento importante en el diseño del acondicionador es el estudio del comportamiento de sus elementos pasivos y su influencia en el resultado de la compensación. El análisis efectuado con el modelo en el espacio de estados ha permitido comprobar sus características dinámicas y su adecuada capacidad de filtrado en alta frecuencia. Este procedimiento ha proporcionado también una herramienta para la determinación de los parámetros R y G de la estrategia de compensación propuesta, con la consiguiente mejora de las características del acondicionador. Los valores seleccionados han permitido obtener una respuesta transitoria rápida y estable, tal y como se aprecia en los autovalores resultantes mostrados en la tabla 3.4. Asimismo, se ha alcanzado un elevado grado de mitigación de las fuentes de perturbación, indicado en las funciones de transferencia correspondientes mostradas en la figura 3.16. La flexibilidad del método ha permitido también el análisis de los términos de compensación directa incluidos en las ecuaciones (3.3) y (3.4). De ese modo se ha podido valorar la función principal de cada término de control en todo el rango de frecuencias y la precisión requerida para su correcto funcionamiento.

En esta etapa de diseño, se ha comprobado la respuesta del bloque de cálculo de la tensión de referencia,  $v_L^*$ , ante la presencia de distintas perturbaciones en la tensión de suministro. Para dichas pruebas se ha tomado como referencia el enfoque de los ensayos de compatibilidad electromagnética, CEM. De esta manera, se han adoptado los niveles de distorsión más elevados, para los equipos en entorno de clase 3, [15, 94], y se ha comprobado que la referencia de tensión calculada presenta índices de distorsión más reducidos, adecuados para las cargas más sensibles. Los resultados de los casos prácticos presentados en la sección 3.6 muestran la capacidad de dicho bloque de control para la obtención de unas tensiones de referencia reguladas en amplitud con muy bajos índices de distorsión y desequilibrio, frente a las distintas perturbaciones existentes en la tensión del lado de suministro.

Por último, con vistas a su implementación en un prototipo de laboratorio, se ha realizado un estudio para determinar el dimensionamiento de los componentes del acondicionador. Por un lado, se han obtenido los valores de tensión necesarios para el acondicionamiento con el convertidor serie en función de las distorsiones presentes en la tensión de red, así como la componente de tensión adicional necesaria para el caso de compensación de cargas tipo HVS. Este análisis ha permitido determinar los valores nominales del convertidor serie y su transformador de acoplamiento. El cálculo se ha realizado para cada factor de la tensión de compensación (distorsión armónica, desequilibrio, regulación de tensión...) de forma individual y finalmente de forma conjunta; se ha podido valorar así el peso relativo de cada factor en el esfuerzo total del acondicionamiento serie. Por otro lado, se han obtenido los valores de intensidad de compensación correspondientes al convertidor paralelo en función de las componentes de la intensidad en el lado de carga que se quieren compensar. Este segundo análisis ha permitido determinar los valores de los componentes del convertidor paralelo y sus elementos auxiliares. Este cálculo se ha realizado para cada factor de la intensidad de compensación (distorsión armónica, desequilibrio, reactiva...) y también de forma conjunta. Se ha podido valorar así el esfuerzo a realizar desde el acondicionamiento paralelo y establecer los límites prácticos del diseño adoptado para el LCAC, como por ejemplo los debidos a la existencia de elementos de generación en el lado de carga, o la utilización de cargas con consumos de potencia reactiva muy diferentes en cada fase (ver figuras 3.50 y 3.51). Finalmente, se han determinado el resto de componentes del acondicionador en función de dicho dimensionamiento, como los condensadores del bus de continua, la inductancia de salida del convertidor paralelo o las tensiones de trabajo de los transformadores de acoplamiento.

El capítulo IV describe las plataformas de ensayo utilizadas y los resultados obtenidos para la validación del diseño del acondicionador. Se detallan tanto el modelo de simulación como la plataforma desarrollada en el laboratorio, así como los distintos casos prácticos implementados en los dos entornos. Ambas herramientas se han desarrollado de manera conjunta, con lo que se ha obtenido un modelo de simulación detallado, acorde con los resultados experimentales; y a su vez, los resultados de simulación han facilitado la selección de los componentes y la sintonización del control del prototipo de laboratorio. Por otro lado, como procedimiento de evaluación se ha adoptado el método que se propone en el capítulo II, lo que ha permitido una valoración más clara y precisa de los resultados. Se ha determinado la influencia de las componentes armónicas y/o desequilibrio de las tensiones e intensidades en los índices de potencia correspondientes. También se han podido establecer los límites esperables en la compensación efectuada y su efecto cuantitativo en los índices resultantes.

Los casos prácticos de simulación presentados cubren una amplia gama de tipos de carga y de condiciones de la tensión de suministro, acordes con los criterios de dimensionamiento expuestos en la sección 3.7 y con los objetivos generales de diseño del LCAC de la sección 1.6. En el primer caso, *sim1*, se seleccionó un conjunto de cargas monofásicas con distinto comportamiento armónico, alimentadas por un conjunto de tensiones con asimetría y distorsión. Los resultados después de la compensación permitieron comprobar que se alcanzan tensiones senoidales, equilibradas y reguladas en el lado de carga, con reducidos índices de distorsión. Asimismo, se obtienen unas intensidades en el lado de suministro senoidales, equilibradas y en fase con la componente fundamental de secuencia directa de la tensión de red. Las figuras 4.17 a 4.20 muestran también la respuesta dinámica del LCAC durante el inicio de la compensación y frente a un cambio de carga. Los transitorios correspondientes son de corta duración y de carácter amortiguado, permitiendo al acondicionador alcanzar el nuevo régimen permanente en un corto espacio de tiempo.

Por otro lado, los valores numéricos de los índices correspondientes son de reducido valor para ambas magnitudes objetivo ( $v_L$  e  $i_S$ ). Después de la compensación, los índices de potencia resultantes indican principalmente el nivel de distorsión existente en cada lado del acondicionador. Los índices de potencia en el lado de suministro son muy parecidos a los índices de la tensión de red, dado que la intensidad ha quedado prácticamente compensada. Por otra parte, en el lado de carga, los índices de potencia se correlacionan con los índices de intensidad propios de la carga no lineal y constituyen un indicador más preciso del carácter de la carga alimentada con tensiones con muy baja distorsión.

Los casos *sim2* y *sim3* corresponden a la misma carga alimentada con tensiones de suministro con diferentes grados de distorsión. Sus resultados arrojan conclusiones similares a los del primer caso, incluso con índices muy parecidos en el lado de carga. Esto da cuenta de la reducida influencia de las condiciones del suministro en el funcionamiento de la carga completamente acondicionada.

Los casos *sim4* y *sim5* utilizan cargas trifásicas equilibradas pero no lineales, de distinto carácter armónico, alimentadas con la misma tensión que el primer caso. En ambas situaciones se consiguen valores reducidos en los índices de tensión de carga e intensidad de suministro, con lo que los índices de potencia en cada lado del acondicionador vuelven a reflejar numéricamente la distorsión existente en la red y en la carga, respectivamente.

El caso *sim6* corresponde a una carga trifásica equilibrada, de tipo HVS, altamente sensible a las condiciones de la tensión en sus terminales. Antes de la compensación, presenta una fuerte interacción entre suministro y carga, lo que produce una elevada distorsión armónica. Después de la compensación, dicho fenómeno se mitiga y las intensidades de suministro aparecen mucho más senoidales y equilibradas. Las tensiones en el lado de carga también se equilibran, pero la distorsión armónica aumenta debido al carácter de la carga (ver figuras A.118 y A.119). En todo caso, los índices de intensidad de carga son más elevados que los de tensión y así se refleja en los índices de potencia. En este caso no puede plantearse como referencia una tensión de alimentación ideal, pues el carácter de la carga produciría unas corrientes armónicas muy elevadas.

Por último, los casos prácticos desarrollados en la plataforma de laboratorio han permitido contrastar sus resultados con el modelo de simulación. Como se puede observar en la sección 4.5, se aprecia un elevado grado de consonancia entre la plataforma de simulación y el prototipo de laboratorio. Tanto las formas de onda, como los espectros armónicos o los índices de calidad calculados presentan una gran similitud con los resultados de simulación correspondientes, con desviaciones cercanas a la precisión de los instrumentos de medida. Así, el análisis de los resultados obtenidos ha permitido la validación experimental del diseño realizado y del método de evaluación propuesto.

## 5.2. Trabajos futuros

En este trabajo de investigación se presentan distintas aportaciones sobre las características de los filtros activos de potencia combinados, de conexión serie - paralelo, como equipos de compensación. Los resultados y las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo de este trabajo permiten apuntar futuras líneas de investigación:

- Integración del acondicionador con sistemas de generación distribuida (DG). En los últimos años, se ha extendido la implantación de sistemas DG debido a su cada vez mayor eficiencia y bajo impacto ambiental. El uso conjunto de ambos equipos potencia sus capacidades y ofrece soluciones más compactas. A las funciones de corrección de la calidad de la potencia se pueden añadir las de gestión de la energía producida y de la demanda de potencia de los usuarios conectados a dicha red, mejorando las condiciones de funcionamiento de la instalación en su conjunto.
- Analizar y desarrollar la estrategia de compensación propuesta en su comportamiento frente a sobrecargas temporales. Este tipo de comportamiento es frecuente en determinados tipos de receptores eléctricos, que suelen presentarse en distribuidores de tipo genérico, muchas veces sin elementos auxiliares que mitiguen dicha circunstancia. Una estrategia de compensación capaz de abordar este aspecto transitorio ampliaría el rango de aplicación del acondicionador
- Profundizar en el modelado de los distintos componentes del acondicionador en todo el rango de frecuencias. Este desarrollo permitiría disponer de un modelo de estudio más preciso y así poder analizar su efecto en el resultado de la compensación. De esta forma se pueden identificar las características más relevantes de dichos elementos, de manera que se mejoren los criterios de selección de los componentes, así como el proceso de implementación del control.

## 5.3. Difusión de los resultados de la tesis

Los trabajos conducentes a 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 proyectos que han sustentado el trabajo de investigación de esta tesis doctoral, todos enmarcados en el ámbito institucional a través de convocatorias públicas para el fomento de la investigación:



Título del proyecto:	Sistema de medidas para la identificación de fuentes de distorsión armónica y desequilibrios en redes de distribución eléctrica (DPI 2010-17709).
Entidad financiadora:	Ministerio de Educación y Ciencia
Entidades participantes:	Universidad de Huelva
Investigador responsable:	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración:	Enero de 2011 hasta diciembre de 2014
Presupuesto:	71390 €

Título del proyecto:	Diseño y desarrollo de un nuevo acondicionador activo para la mejora de la potencia eléctrica (DPI2007-62623).
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
Presupuesto:	55660 €

Título del proyecto:	Diseño de un nuevo equipo de compensación activa de conexión serie para la mejora de la calidad de la onda eléctrica (P06-TEP-02354).
Entidad financiadora:	Junta de Andalucía
Entidades participantes:	Universidad de Huelva
Investigador responsable:	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración:	Abril de 2007 hasta abril de 2010
Presupuesto:	65000 €

Título del proyecto:	Una nueva técnica para la reducción de la distorsión armónica en instalaciones eléctricas mediante equipos de compensación activa (DPI2004-03501).
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
Presupuesto:	117300 €

Título del proyecto:	Compensación de la distorsión armónica en instalaciones eléctricas mediante distintas configuraciones de filtros activos de potencia (DPI2003-01336).
Entidad financiadora:	Ministerio de Ciencia y Tecnología
Entidades participantes:	Universidad de Huelva
Investigador responsable:	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración:	Noviembre de 2003 hasta noviembre de 2004
Presupuesto:	11500 €

Título del proyecto:	Control de la calidad de la potencia eléctrica basado en redes neuronales (DPI2000-1213).
Entidad financiadora:	Ministerio de Ciencia y Tecnología
Entidades participantes:	Universidad de Huelva
Investigador responsable:	Dr. Patricio Salmerón Revuelta
Duración:	Diciembre de 2000 hasta diciembre de 2003
Presupuesto:	57216.35 €

La difusión de los resultados ha quedado avalada con la publicación de varios artículos en revistas y capítulos de libro, así como con la participación en congresos internacionales. Los artículos corresponden a revistas internacionales incluidas en la base de datos ISI (Institute for Scientific Information) Journal Citation Report (JCR) en el campo de la ingeniería eléctrica y electrónica:

- J. Prieto, P. Salmerón, A. Pérez, S. P. Litrán, "Practical Evaluation of Unbalance and Harmonic Distortion in Power Conditioning", *Electric Power Systems Research*, Vol. 1, pp. 487-499, 2016.
- P. Salmerón, R. S. Herrera, A. Pérez, J. Prieto, "New Distortion and Unbalance Indices based on Power Quality Analyzer Measurements", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, pp. 501-507, 2009.
- J. C. Montaña, P. Salmerón, J. Prieto, "Analysis of Power Losses for Instantaneous Compensation of Three-Phase Four-Wire Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, pp. 901-907, 2005.
- P. Salmerón, J. C. Montaña, J. R. Vázquez, J. Prieto, A. Pérez, "Compensation in Nonsinusoidal, Unbalanced Three-Phase Four-Wire Systems with Active Power-Line Conditioners", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, pp. 1968-1974, 2004.

Por otro lado, la difusión de los resultados de las investigaciones en este campo ha llevado a la publicación de un libro y tres capítulos de libro, que se relacionan a continuación:

- P. Salmerón, S. P. Litrán, J. Prieto, *Active Power Line Conditioners. Design, Simulation and Implementation for Improving Power Quality*, Elsevier Academic Press, ISBN 978-0-12-803216-9, Londres, 2016.
- J. Prieto, P. Salmerón, A. Pérez, S. P. Litrán, *Capítulo 45: "A Power Index-Based Diagnostic for Systems with Active Power Load Conditioning"*, Libro: *Advances in Renewable Energies and Power Quality*, Cambridge Scholars Publishing. *Aceptado para su publicación.*
- S. P. Litrán, P. Salmerón, A. Pérez, J. Prieto, *Capítulo 38: "A Hybrid Power Filter for Load Compensation"*, Libro: *Advances in Renewable Energies and Power Quality*, Cambridge Scholars Publishing. *Aceptado para su publicación.*
- P. Salmerón, R.S. Herrera, A. Pérez, J. Prieto, *Capítulo 10: "Indices for Distortion and Unbalance Evaluation for Time-Invariant Networks"*, pp. 154-170, Libro: *Power Quality*, Cambridge Scholars Publishing, ISBN 978-1-4438-9493-7, Cambridge, 2016.

En cuanto a las aportaciones realizadas en las comunicaciones y actas de Congresos nacionales e internacionales de referencia en el ámbito de la ingeniería eléctrica, se presentan un total de 29 publicaciones. Sus referencias son las siguientes:

- J. Prieto, P. Salmerón, S. P. Litrán, "Assessment on Apparent Power Indices with Hybrid Active Power Filters", *Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, ISBN: 978-1-5090-4962-2, vol. 1, pp. 181-186, 2017.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto, "Comparative Analysis of Compensation Strategies for Series APF Based on the Electric Power Dual Formulation", *Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, ISBN: 978-1-5090-4962-2, vol. 1, pp. 199-204, 2017.
- J. Prieto, P. Salmerón, A. Pérez, S. P. Litrán, "Assessment of Unbalance and Distortion in Power Systems that include Active Power Line Conditioners", *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ)*, ISSN 2172-038 X, Vol. 1, N° 12, pp. 829-833, Córdoba, 2014.

- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto, A. Pérez, "Control Strategy for an Interface to Improve the Power Quality at the Connection of AC microgrids", *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ)*, ISSN 2172-038 X, Vol. 1, N° 12, pp. 806 - 810, Córdoba, 2014.
- J. Prieto, P. Salmerón, R.S. Herrera, S. P. Litrán, "Load Compensation Active Conditioner for Power Quality", *Proceedings of the 13th Mediterranean Electrotechnical Conference*, ISBN: 1-4244-0088-0, vol. 1, pp. 1094-1097, Málaga, 2006.
- R.S. Herrera, P. Salmerón, S. P. Litrán, J. Prieto, "Different Approaches Assessment in Active Power Filter Compensation", *Proceedings of the 13th Mediterranean Electrotechnical Conference*, ISBN: 1-4244-0088-0, vol. 1, pp. 1090-1093, Málaga, 2006.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto, R.S. Herrera, "Improvement of the Power Quality with Series Active Filter According to the IEC 61000", *Proceedings of the 13th Mediterranean Electrotechnical Conference*, ISBN 1-4244-0088-0, vol. 1, pp. 1086-1089, Málaga, 2006.
- J. Prieto, P. Salmerón, R.S. Herrera, "A Unified Power Quality Conditioner for Wide Load Range: Practical Design and Experimental Results", *Proceedings of the IEEE St. Petersburg PowerTech Conference*, ISBN 5-93208-034-0, pp. 1-7, DOI: 10.1109/PTC.2005.4524583, San Petersburgo (Rusia), 2005.
- J. C. Montaña, P. Salmerón, J. Prieto, "Cable Losses Resulted of Instantaneous Compensation with Shunt Active Power Filters", *Proceedings of the IEEE St. Petersburg PowerTech Conference*, ISBN 5-93208-034-0, pp. 1-6, DOI: 10.1109/PTC.2005.4524615, San Petersburgo (Rusia), 2005.
- P. Salmerón, R.S. Herrera, A. Pérez, J. Prieto, "Power Quality Evaluation Indices in Three-Phase Networks", *Proceedings of the IEEE St. Petersburg PowerTech Conference*, ISBN 5-93208-034-0, pp. 1-6, DOI: 10.1109/PTC.2005.4524582, San Petersburgo (Rusia), 2005.
- J. Prieto, P. Salmerón, R.S. Herrera, "Practical Design of a Load Compensation Active Conditioner", *Proceedings of the International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ)*, ISSN 2172-038 X, Vol. 1, N° 3, pp. 79-86, Zaragoza, 2005.
- P. Salmerón, R.S. Herrera, A. Pérez, J. Prieto, "Distortion and Unbalance Assessing Indices using Commercial Analyzers", *Proceedings of the International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ)*, ISSN 2172-038 X, Vol. 1, N° 3, pp. 210-216, Zaragoza, 2005.
- S. P. Litrán, P. Salmerón, J. Prieto, J. R. Vázquez, "Aplicación de los Filtros Híbridos a la Mejora de la Calidad de la Potencia Eléctrica", *Jornadas Hispano Lusas De Ingeniería Eléctrica*, Marbella, 2005.
- J. Prieto, P. Salmerón, S. P. Litrán, "Acondicionamiento de Cargas No Lineales con Tensiones Distorsionadas", *Jornadas Hispano Lusas de Ingeniería Eléctrica*, Marbella, 2005.
- P. Salmerón, J. R. Vázquez, J. Prieto, "Active Power Line Conditioners to Compensate Non-Linear Loads: Topologies, Control Strategies and PWM Techniques", *Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica*, Vilamoura (Portugal), 2003.
- P. Salmerón, J. C. Montaña, J. R. Vázquez, J. Prieto, A. Pérez, "Control Algorithms for Compensation with Active Power Line Conditioners", *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2003*, Toulouse (Francia), 2003.
- F. J. Alcántara, P. Salmerón, J. Prieto, J. R. Vázquez, "Power Quality Measurement in Three-Phase Systems using Neural Networks", *Proceedings of the Power and Energy Systems International Conference*, Creta, 2002.

- J. Prieto, P. Salmerón, J. R. Vázquez, F. J. Alcántara, "Distortion, Unbalance and Power Factor Compensation using Combined Active Filters", *Proceedings of the Power and Energy Systems International Conference, Creta, 2002.*
- J. R. Vázquez, P. Salmerón, F. J. Alcántara, J. Prieto, "Practical Design of an Active Power Line Conditioner using ANNs", *Proceedings of the Power and Energy Systems International Conference, Creta, 2002.*
- J. R. Vázquez, P. Salmerón, F.J. Alcántara, J. Prieto, "A New Active Power Line Conditioner for Compensation in Unbalanced/Distorted Electrical Power Systems", *Proceedings of the IEEE Power Systems Computations Conference, Sevilla, 2002.*
- J. Prieto, P. Salmerón, J. R. Vázquez, F. J. Alcántara, "A Series-Parallel Configuration of Active Power Filters for VAR and Harmonic Compensation", *Proceedings of The IEEE Industrial Electronics Conference, Sevilla, 2002.*
- J. R. Vázquez, P. Salmerón, J. Prieto, A. Pérez, "Practical Implementation of a Three-Phase Active Power Line Conditioner with ANNs Technology", *Proceedings of The IEEE Industrial Electronics Conference, Sevilla, 2002.*
- P. Salmerón, J. C. Montañó, J. R. Vázquez, J. Prieto, A. Pérez, "Practical Application of the Instantaneous Power Theory in the Compensation of Four-Wire Three-Phase Systems", *Proceedings of The IEEE Industrial Electronics Conference, Sevilla, 2002.*
- J. Prieto, P. Salmerón, J. R. Vázquez, "Control Implementation of a Three-Phase Load Compensation Active Conditioner", *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Graz (Austria), 2001.*
- F. J. Alcántara, P. Salmerón, J. Prieto, "A New Technique for Unbalance Current and Voltage Measurement with Neural Networks", *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, Graz (Austria), 2001.*
- J. Prieto, P. Salmerón, "Compensación de una Carga Trifásica Mediante el Uso de un Acondicionador Activo de Potencia", *Jornadas Hispano-Lusas De Ingeniería Eléctrica, Madrid, 2001.*
- J. Prieto, P. Salmerón, "Control Design of an Active Conditioner for Three-Phase Load Compensation", *Proceedings of the Power Conversion, Intelligent Motion and Power Quality Conference, Núremberg (Alemania), 2000.*
- P. Salmerón, J. Prieto, "Principles of Instantaneous Compensation in Three-Phase Circuits with Active Power Filters", *Proceedings of the Power Conversion, Intelligent Motion and Power Quality Conference, Núremberg (Alemania), 2000.*
- J. Prieto, P. Salmerón, "Combinación de Filtros Activos Serie-Paralelo para la Compensación de Cargas Trifásicas", *X Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Santander, 2000.*

## Anexo A

---

# DATOS COMPLEMENTARIOS DE LOS CASOS PRÁCTICOS DE SIMULACIÓN

Dada la estructura del equipo en estudio, cada caso práctico de simulación requiere de la valoración de una elevada cantidad de factores, por lo que el análisis detallado de cada caso alcanza una extensión considerable. Por otro lado, los objetivos de generalidad de aplicación del diseño del equipo han llevado a la elaboración de un elevado número de casos para contrastar su comportamiento frente a las distintas condiciones de trabajo. Por estos motivos, se ha optado por recoger en este anexo los detalles del desarrollo de cada caso, de manera que los capítulos principales correspondientes se centren en el análisis de sus aspectos más relevantes y en la comparativa entre aquellos. La sección A.1 recoge los casos prácticos utilizados para el diseño del bloque de control que obtiene la señal de la tensión de referencia para el acondicionamiento de la carga y la sección A.2 recoge los resultados de los casos prácticos con la simulación del acondicionador completo, así como su análisis detallado.

### **A.1. Casos prácticos para el diseño del bloque de cálculo de la tensión de referencia**

Esta sección presenta el desarrollo y los resultados de los casos prácticos utilizados para el diseño del bloque de cálculo de la tensión de referencia cuyas conclusiones se describen de forma general en la sección 3.6 del capítulo III. La figura A.1 muestra el modelo de MATLAB-Simulink utilizado para comprobar las características de dicho bloque ( $VL\_REF$ ) frente a armónicos, desequilibrios o fluctuaciones de tensión. El bloque  $VL\_REF$  se corresponde con el mostrado en la figura 4.7 del capítulo IV, con la diferencia de que se usa con las medidas reales en vez de con valores en por unidad. Los estados internos del filtro paso banda se ajustan inicialmente a los correspondientes al filtro alimentado por una onda senoidal de amplitud nominal, durante 50 ciclos, con objeto de reducir el tiempo de simulación y analizar las respuestas del resto de componentes y elementos de control del acondicionador. El esquema del ensayo se mantiene para los 11 casos de estudio, en los que se utiliza como tensión de ensayo la del caso correspondiente, cuyo bloque aparece a la izquierda de la figura (*Prog. Fuente*). En concreto, la figura A.1 muestra el

esquema correspondiente al caso 1, de tensión equilibrada con armónicos de curva plana [95]. La figura A.2 muestra el detalle de cálculo de dicha tensión,  $V_{sprog}$ , así como su tensión ideal de referencia  $V_{sobj}$ . Los datos de cada simulación se visualizan en el bloque *scope* " $VL_{REF}, V_{sobj}$ " y se almacenan para el cálculo posterior de los índices de relevancia (valores eficaces, distorsión armónica, regulación de tensión o desequilibrio de la componente fundamental).

La tabla A.1 muestra la lista de casos seleccionados a modo de índice. El caso 0 (*videal*) corresponde a la situación ideal, con una tensión de ensayo regulada, equilibrada y senoidal. Los casos 1 (*acp*) y 2 (*aco*) corresponden a una distorsión armónica en la tensión propia de redes con determinados tipos de cargas no lineales. Los casos 3 y 4 analizan la respuesta ante fluctuaciones tanto positivas como negativas en el valor eficaz de las tensiones. Los casos 5, 6 y 7 analizan su comportamiento ante huecos de tensión de diferentes profundidades. Los casos 8 y 9 estudian su comportamiento ante desequilibrios, y finalmente el caso 10 analiza su respuesta ante un cortocircuito fase - neutro. Este último caso no aparece indicado en la norma UNE-EN 61000-4-30 pero se ha considerado una situación representativa de presencia simultánea de desequilibrio y de reducción de la tensión.

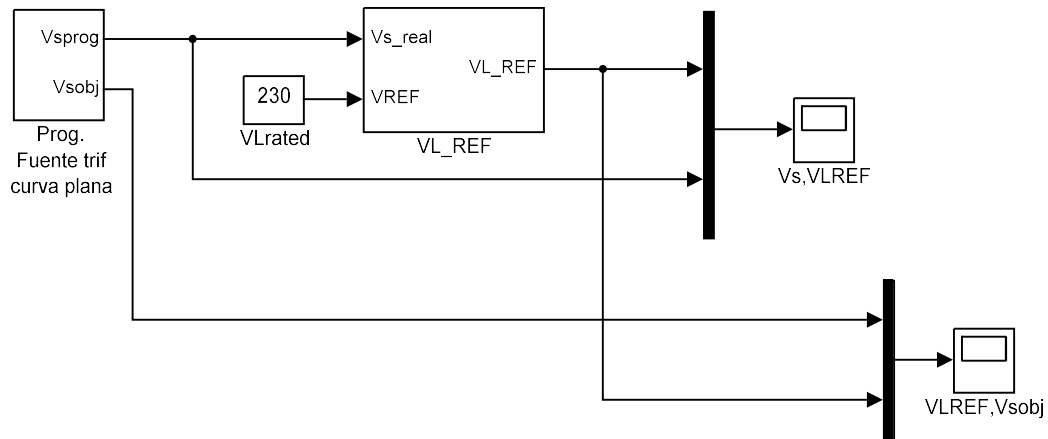


Figura A.1. Esquema de MATLAB-Simulink para la realización de los casos prácticos.

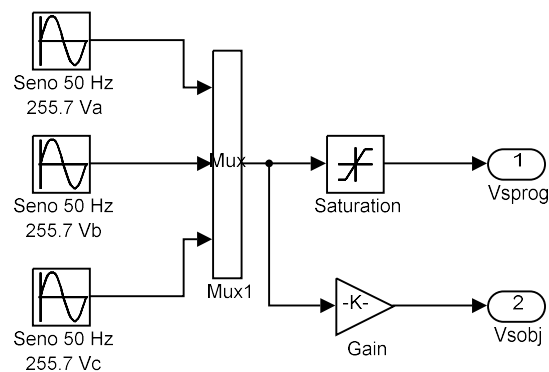


Figura A.2. Detalle de cálculo de la tensión de ensayo para el caso 1 (*acp*).

Tabla A.1. Ensayos de simulación, para el diseño del bloque de cálculo de tensiones.

	Descripción de la tensión aplicada
Caso 0 ( <i>videal</i> )	Tensión senoidal, equilibrada y regulada al valor nominal
Caso 1 ( <i>acp</i> )	Tensión equilibrada con armónicos, curva plana (UNE-EN 61000-4-13, [95]).
Caso 2 ( <i>aco</i> )	Tensión equilibrada con armónicos, curva de oscilación (UNE-EN 61000-4-13).
Caso 3 ( <i>flp1210</i> )	Fluctuación de tensión positiva de + 12% $V_N$ , durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-14, [96]).
Caso 4 ( <i>fln1210</i> )	Fluctuación de tensión negativa de - 12% $V_N$ , durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-14).
Caso 5 ( <i>hu3010</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 30%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11, [97]).
Caso 6 ( <i>hu6010</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 60%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11).
Caso 7 ( <i>hu9910</i> )	Hueco de tensión de profundidad del 99%, durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-11).
Caso 8 ( <i>dv17</i> )	Tensión senoidal desequilibrada un 17 % durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-27, [98]).
Caso 9 ( <i>dv25</i> )	Tensión senoidal desequilibrada un 25 % durante 10 ciclos (UNE-EN 61000-4-27).
Caso 10 ( <i>cc1f</i> )	Cortocircuito en la tensión de la fase 1, durante 10 ciclos.

**Caso 0 (*videal*): Tensión equilibrada, senoidal y regulada en amplitud.**

La figura A.3 muestra la respuesta dinámica del caso 0 para una tensión de alimentación ideal. En ella se aprecia la respuesta dinámica de la regulación de tensión en aproximadamente tres ciclos de señal, en que la tensión de salida  $v_L^*$  queda perfectamente regulada, senoidal, equilibrada y en fase con la tensión aplicada a la entrada del bloque. La línea discontinua marca la referencia de tensión ideal para  $v_s$ , que en este caso coincide con ella misma.

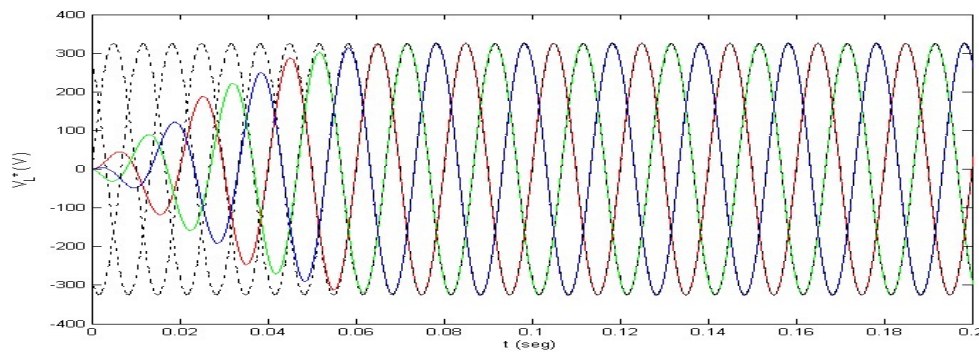


Figura A.3. Caso 0 (*videal*). Respuesta dinámica de la tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^* = v_s$  (línea discontinua).

La figura A.4 muestra los valores calculados de la distorsión armónica de las tensiones de  $v_L^*$  en el intervalo entre 0'1 y 0'2 segundos, una vez establecido el régimen permanente, y la tabla A.2 recoge los valores numéricos más relevantes. En ambas se aprecia como las imperfecciones en la referencia de tensión son prácticamente residuales, estando muy por debajo de los niveles permitidos para la clase 1; tanto en desequilibrios, como en armónicos o en regulación de la tensión. El único valor significativo es la aparición de pequeñas componentes del tercer armónico como consecuencia del cálculo del valor eficaz en el lazo de regulación de amplitud.



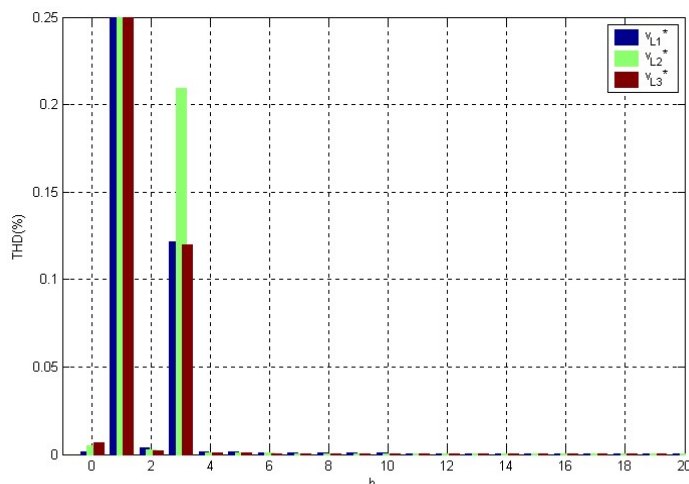


Figura A.4. Caso 0 (*videal*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'1$  a  $0'2$  seg.

Tabla A.2. Caso 0 (*videal*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	$230'5 \text{ V} / -0.23^\circ$	0'13 %	- 0'22 %
$V_{L2}^*$	$230'5 \text{ V} / 239.77^\circ$	0'21 %	- 0'22 %
$V_{L3}^*$	$230'5 \text{ V} / 119.77^\circ$	0'12 %	- 0'22 %
<b>Componentes simétricas</b>			
$V_{L+}^*$	$230'5 \text{ V} / -0.23^\circ$	$\Delta V_+$	- 0'22 %
$V_{L-}^*$	$0'006 \text{ V} / 150.44^\circ$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0}^*$	$3 \cdot 10^{-14} \text{ V} / -129.81^\circ$	$k_{u0}$	0 %

### Caso 1: Tensión equilibrada con armónicos, “curva plana”.

Las figuras A.5 a A.7, así como la tabla A.3 corresponden al caso 1 (*acp*) de tensión de entrada equilibrada con armónicos, en una combinación denominada “de curva plana”, [95]. La figura A.5 muestra el aspecto de estas tensiones de entrada, características de instalaciones con cargas del tipo fuentes de armónicos de tensión. La línea discontinua indica el valor instantáneo de su componente fundamental de secuencia directa regulada en amplitud, calculada previamente al ensayo. En la figura A.6 se observa cómo la tensión  $v_L^*$  obtenida se ajusta al valor requerido en aproximadamente tres ciclos, como en el caso anterior. En la figura A.6 y la tabla A.3 se observa como los valores en régimen permanente de la tensión  $v_L^*$  obtenida se ajustan adecuadamente a los requisitos para una carga en entorno de clase 1. Se observa también que el espectro armónico de la figura A.7 es muy similar al del caso anterior en el que la señal de entrada no contenía armónicos. Se ve pues con más claridad que el pequeño contenido armónico a la salida del bloque es producto de su dinámica interna.

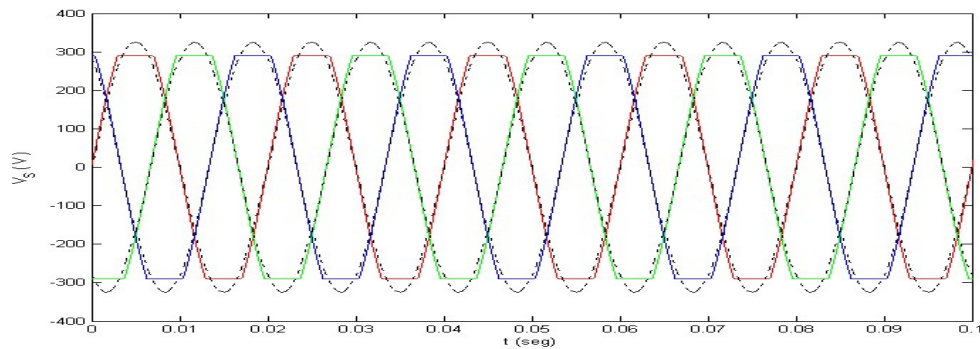


Figura A.5. Caso 1 (acp). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

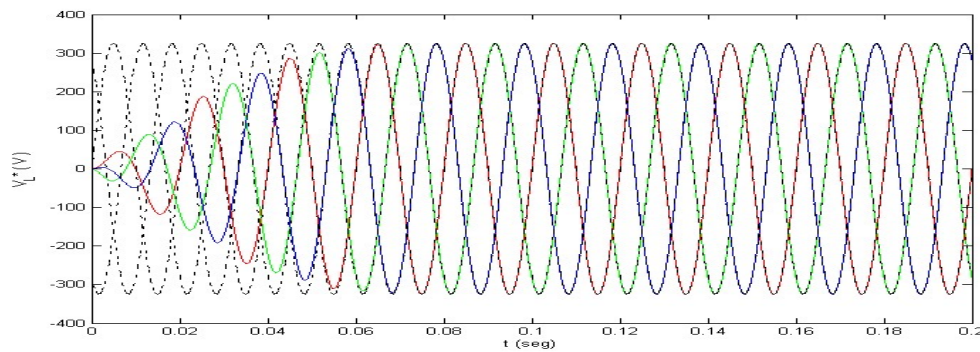


Figura A.6. Caso 1 (acp). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

Tabla A.3. Caso 1 (acp). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	230'0 V / $-0'23^\circ$	0'10 %	0 %
$V_{L2}^*$	229'9 V / $239'75^\circ$	0'16 %	0'04 %
$V_{L3}^*$	229'9 V / $119'77^\circ$	0'10 %	0'04 %
<b>Componentes simétricas</b>			
$V_{L+}^*$	229'9 V / $-0'24^\circ$	$\Delta V_+$	0'04 %
$V_{L-}^*$	0'055 V / $32'47^\circ$	$k_{u2}$	0'02 %
$V_{L0}^*$	$1 \cdot 10^{-14}$ V / $-45'00^\circ$	$k_{u0}$	0 %

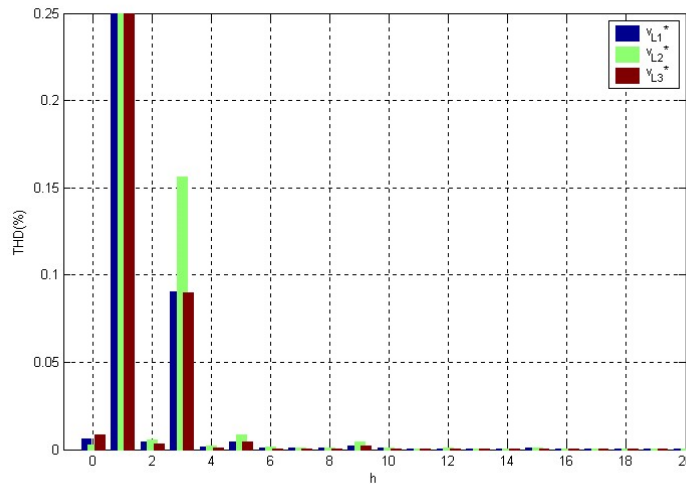


Figura A.7. Caso 1 (acp). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'1$  a  $0'2$  seg.

**Caso 2: Tensión equilibrada con armónicos, "curva de oscilación".**

Las figuras A.8 a A.10, así como la tabla A.4 corresponden al caso 2 (aco) de tensión de entrada equilibrada con armónicos, en una combinación denominada "curva de oscilación", [95]. La figura A.8 muestra el aspecto de las tensiones de entrada, características de instalaciones con cargas no lineales con fuertes componentes de corriente del tercer y quinto armónicos. La línea discontinua indica el valor instantáneo de su componente fundamental de secuencia directa regulada en amplitud, calculada previamente al ensayo. En la figura A.9 se observa cómo la tensión  $v_L^*$  obtenida se ajusta al valor requerido en aproximadamente tres ciclos, como en los casos anteriores. En la figura A.10 y la tabla A.4 se observa como los valores en régimen permanente de la tensión obtenida se ajustan igualmente al entorno de clase 1.

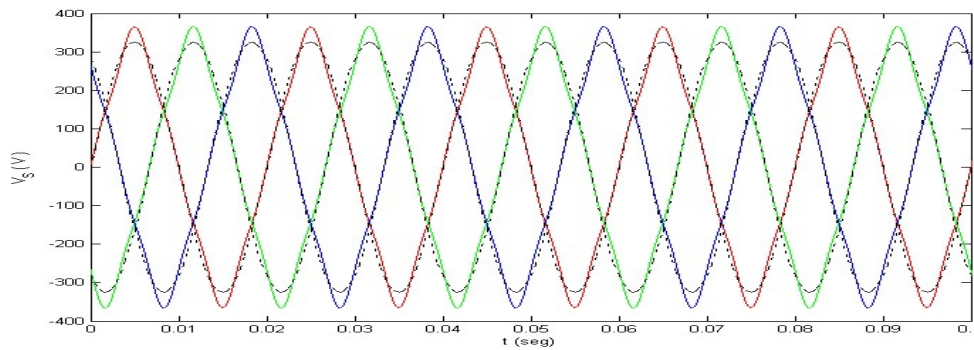


Figura A.8. Caso 2 (aco). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

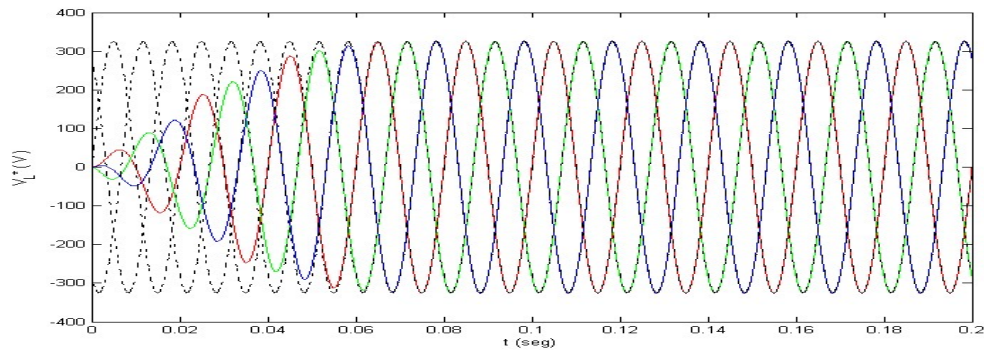


Figura A.9. Caso 2 (aco). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_S^*$  (línea discontinua).

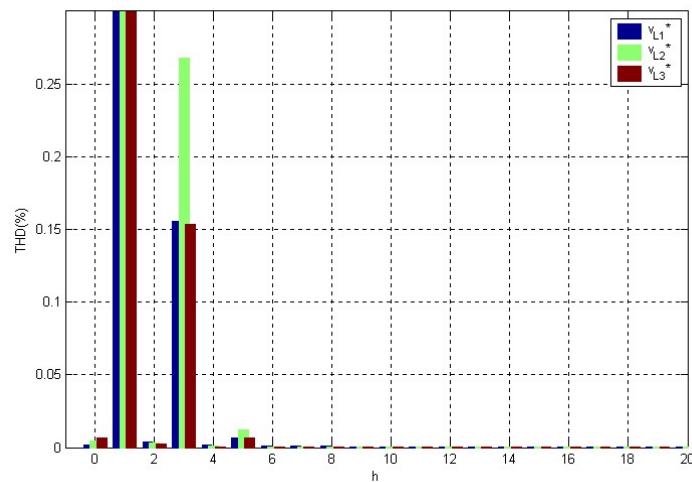


Figura A.10. Caso 2 (aco). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'1$  a  $0'2$  seg.

Tabla A.4. Caso 2 (aco). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	230'4 V / $\underline{-0'22^\circ}$	0'16 %	- 0'17 %
$V_{L2}^*$	230'5 V / $\underline{239'78^\circ}$	0'27 %	- 0'22 %
$V_{L3}^*$	230'5 V / $\underline{119'78^\circ}$	0'16 %	- 0'22 %
<b>Componentes simétricas</b>			
$V_{L+}^*$	230'5 V / $\underline{-0'22^\circ}$	$\Delta V_+$	0'04 %
$V_{L-}^*$	0'005 V / $\underline{150'44^\circ}$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0}^*$	$4 \cdot 10^{-14}$ V / $\underline{-26'57^\circ}$	$k_{u0}$	0 %

### Caso 3: Fluctuación de tensión +12% $U_N$ .

Las figuras A.11 a A.13, así como la tabla A.5 corresponden al caso 3 (*flp1210*). La figura A.11 muestra las tensiones de entrada, con un incremento del 12% durante diez ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'3 segundos, [96]. La línea discontinua indica el valor instantáneo de su componente fundamental de secuencia directa regulada en amplitud, calculada previamente al ensayo. La figura A.12 muestra la respuesta del bloque de tensión  $v_L^*$  para este ensayo. En ella se observa cómo, tanto en el incremento como en la reducción de la tensión de entrada, se mantiene la regulación de tensión sin apenas variaciones. Por ejemplo, en el cálculo realizado en el intervalo

[0'2 s, 0'3 s], la amplitud de la tensión obtenida se mantiene con desviaciones menores del 0.7% (Ver tabla A.5).

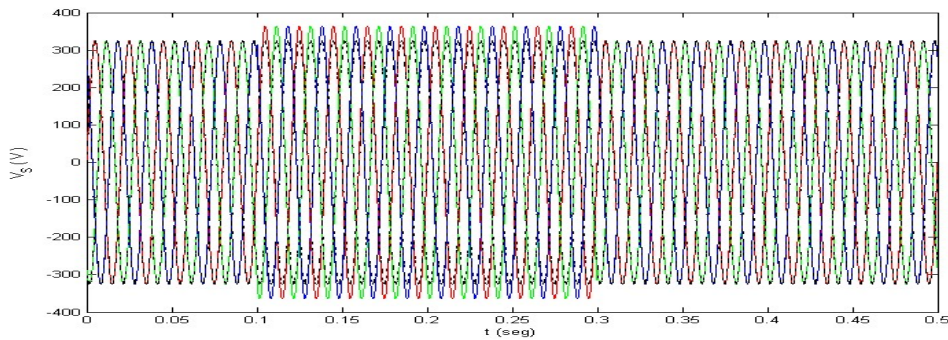
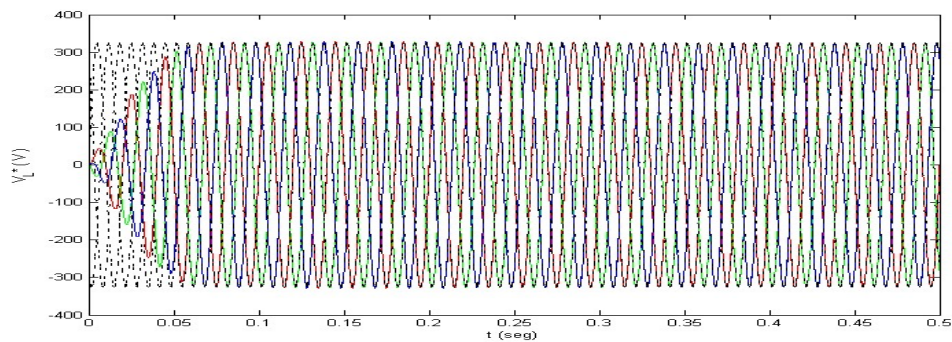


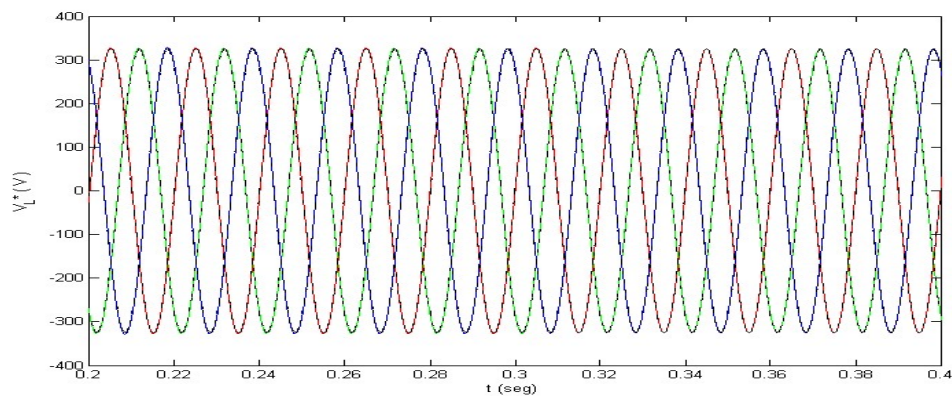
Figura A.11. Caso 3 (*flp1210*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

Tabla A.5. Caso 3 (*flp1210*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	231'4 V / $-0'19^\circ$	0'15 %	- 0'61 %
$V_{L2}^*$	231'5 V / $239'81^\circ$	0'23 %	- 0'65 %
$V_{L3}^*$	231'5 V / $119'81^\circ$	0'14 %	- 0'65 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	231'5 V / $-0'19^\circ$	$\Delta V_+$	- 0'65 %
$V_{L-}^*$	0'015 V / $150'44^\circ$	$k_{u2}$	0'01 %
$V_{L0}^*$	$4 \cdot 10^{-14}$ V / $165'96^\circ$	$k_{u0}$	0 %



a)



b)

Figura A.12. Caso 3 (*flp1210*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo 0'2 a 0'4 s (figura b).

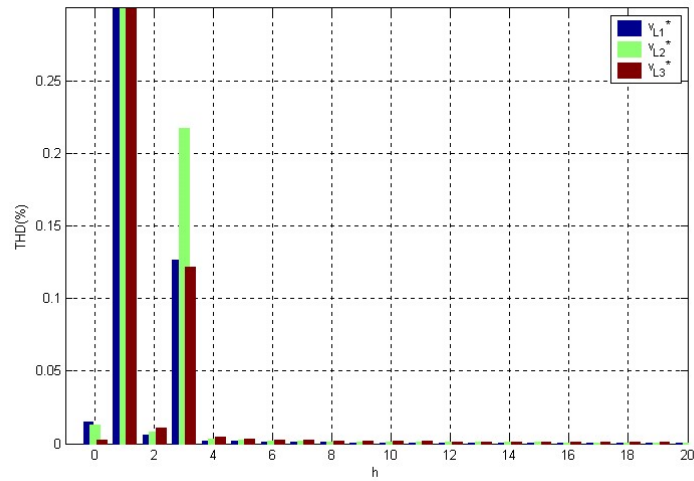


Figura A.13. Caso 3 (*flp1210*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

**Caso 4: Fluctuación de tensión -12%  $U_N$ .**

Las figuras A.14 a A.16, así como la tabla A.6 corresponden al caso 4 (*fln1210*). La figura A.14 muestra las tensiones de entrada, con una reducción del 12% durante diez ciclos de señal, en el intervalo de  $0'1$  a  $0'3$  segundos. En la figura A.15 y la tabla A.6 se aprecian resultados similares a los del caso anterior.

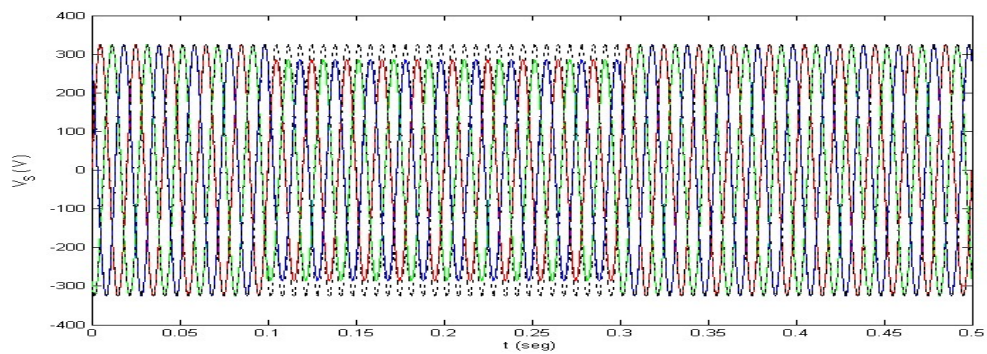
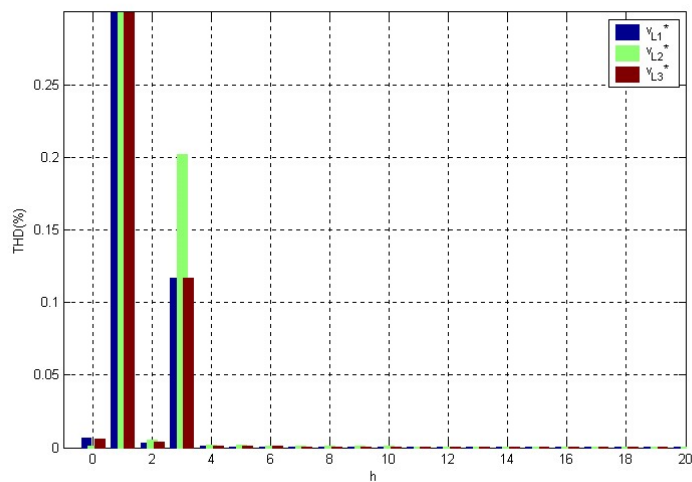
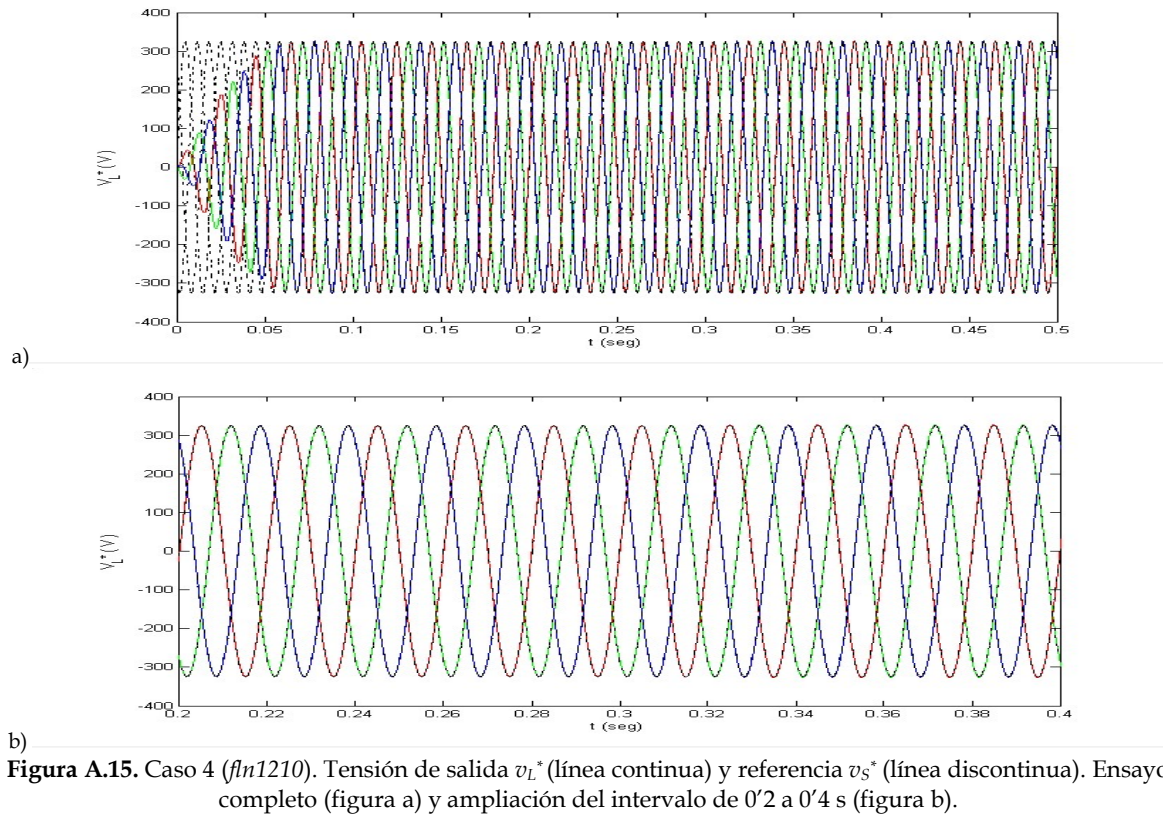


Figura A.14. Caso 4 (*fln1210*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).



**Figura A.16.** Caso 4 (*fn1210*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

Tabla A.6. Caso 4 (*fn1210*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	229'1 V / $-0'17^\circ$	0'12 %	0'39 %
$V_{L2}^*$	229'1 V / $239'83^\circ$	0'21 %	0'39 %
$V_{L3}^*$	229'1 V / $119'83^\circ$	0'12 %	0'39 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	229'1 V / $-0'17^\circ$	$\Delta V_+$	0'39 %
$V_{L-}^*$	0'001 V / $-29'57^\circ$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0}^*$	$2 \cdot 10^{-14}$ V / $126'87^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 5: Hueco de tensión de profundidad 30%  $U_N$ .**

Las figuras A.17 a A.19, así como la tabla A.7 corresponden al caso 5 (*hu3010*). La figura A.17 muestra las tensiones de entrada, con un hueco de tensión de una profundidad del 30% durante diez ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'3 segundos. En la figura A.18 se muestra la tensión  $v_L^*$  resultante para este ensayo. Los resultados son similares a los casos anteriores, con la diferencia de que la regulación de tensión no es tan precisa (Ver tabla A.7), si bien se mantiene dentro de los márgenes aceptables para el entorno de clase 1.

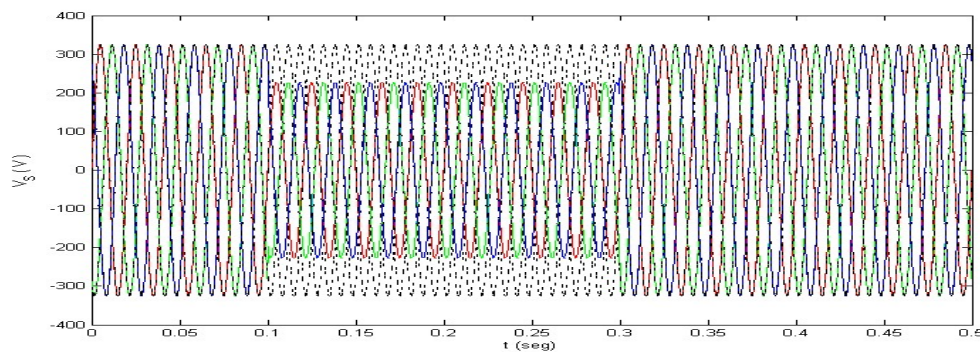


Figura A.17. Caso 5 (*hu3010*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).



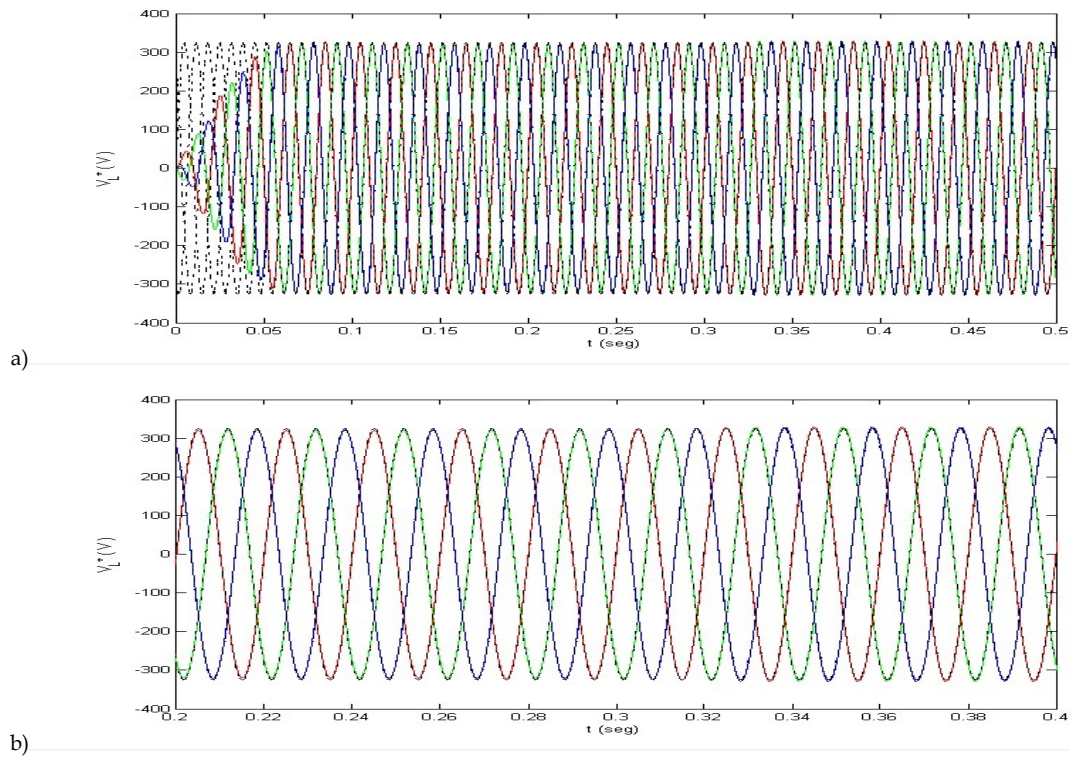


Figura A.18. Caso 5 (*hu3010*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo 0'2 a 0'4 s (figura b).

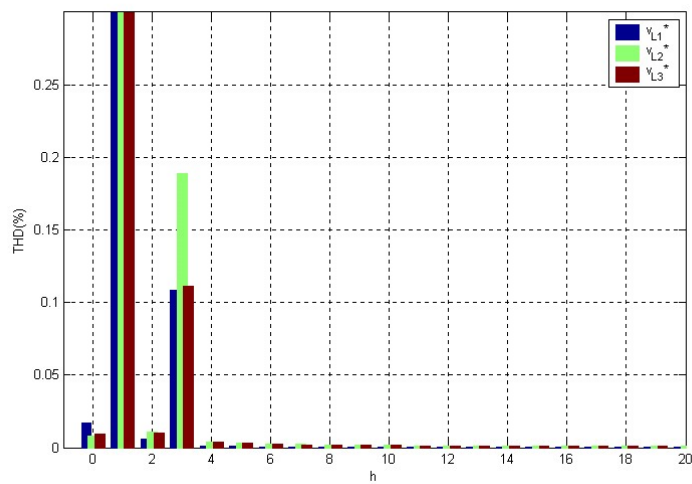


Figura A.19. Caso 5 (*hu3010*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

Tabla A.7. Caso 5 (*hu3010*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	226'8 V / $-0'15^\circ$	0'13 %	1'39 %
$V_{L2}^*$	226'7 V / $239'85^\circ$	0'20 %	1'43 %
$V_{L3}^*$	226'7 V / $119'85^\circ$	0'14 %	1'43 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	226'7 V / $-0'15^\circ$	$\Delta V_+$	1'43 %
$V_{L-}^*$	0'009 V / $-29'56^\circ$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0}^*$	$4 \cdot 10^{-14}$ V / $135'00^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 6: Hueco de tensión de profundidad 60%  $U_N$ .**

Las figuras A.20 a A.22, y la tabla A.8 corresponden al caso 6 (*hu6010*). La figura A.20 muestra las tensiones de entrada, con un hueco de tensión de una profundidad del 60% durante diez ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'3 segundos. En la figura A.61 se muestra la tensión  $v_L^*$  resultante para este ensayo. Los resultados son similares a los casos anteriores, con la diferencia de que la regulación de tensión no es tan precisa (Ver tabla A.8), si bien de nuevo se mantiene dentro de los márgenes aceptables para el entorno de clase 1.

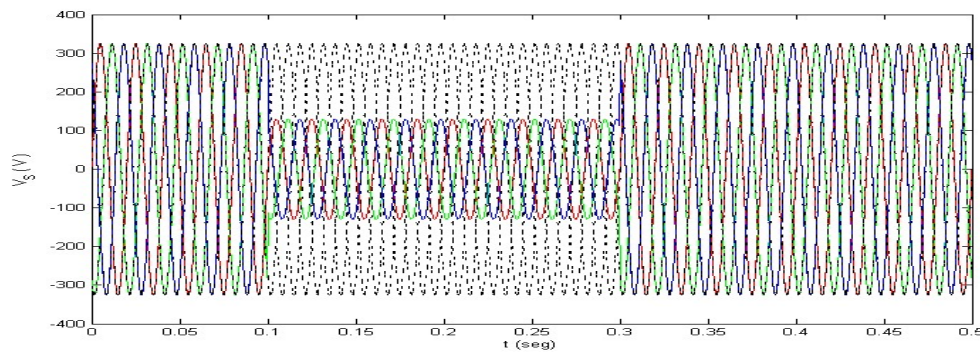


Figura A.20. Caso 6 (*hu6010*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

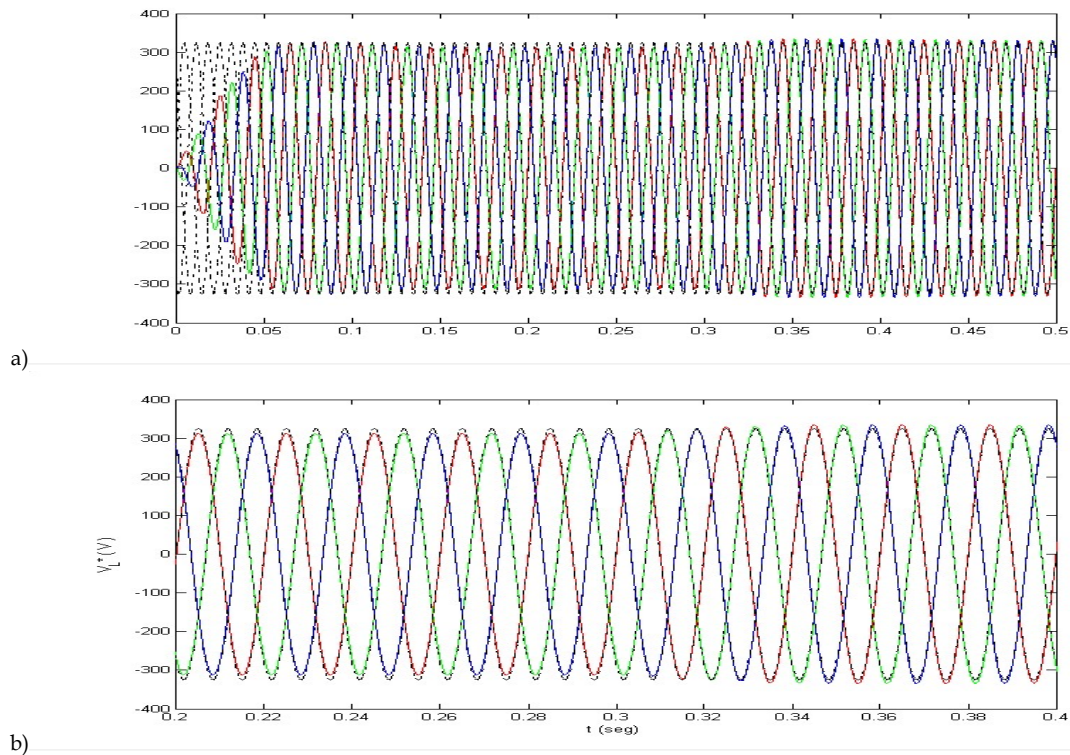


Figura A.21. Caso 6 (*hu6010*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo 0'2 a 0'4 s (figura b).

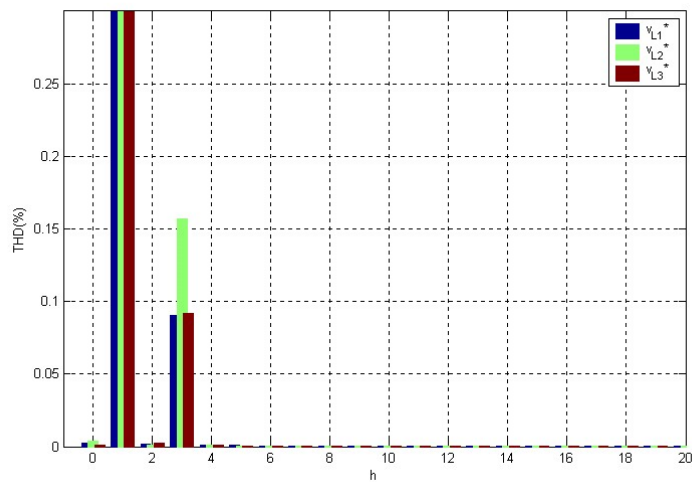


Figura A.22. Caso 6 (*hu6010*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

Tabla A.8. Caso 6 (*hu6010*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	221'2 V / $-0'12^\circ$	0'13 %	3'83 %
$V_{L2}^*$	221'2 V / $239'88^\circ$	0'20 %	3'83 %
$V_{L3}^*$	221'2 V / $119'88^\circ$	0'14 %	3'83 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	221'2 V / $-0'12^\circ$	$\Delta V_+$	3'83 %
$V_{L-}^*$	0'004 V / $-29'56^\circ$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0}^*$	$6 \cdot 10^{-14}$ V / $170'54^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 7: Hueco de tensión de profundidad 99%  $U_N$ .**

Las figuras A.23 a A.25, y la tabla A.9 corresponden al caso 7 (*hu9910*). La figura A.23 muestra las tensiones de entrada, con un hueco de tensión de una profundidad del 99% durante diez ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'3 segundos. En la figura A.24 se muestra la tensión  $v_L^*$  resultante para este ensayo. Los resultados son similares a los casos anteriores, con la diferencia de que la regulación de tensión no es tan precisa (Ver tabla A.9), pues se tiene una caída de tensión del 9% durante el transitorio. Este valor excede el 8% indicado para los equipos en el entorno de clase 1, pero es aceptable en términos generales según la norma UNE-EN 50160 que admite variaciones de  $\pm 10\%$ .

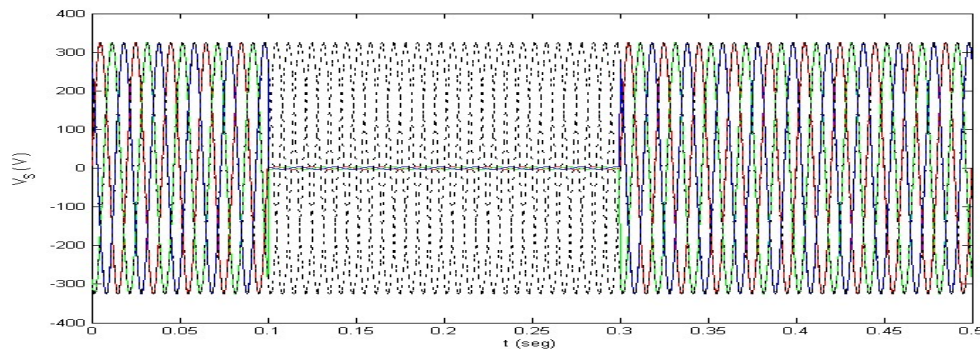


Figura A.23. Caso 7 (*hu9910*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

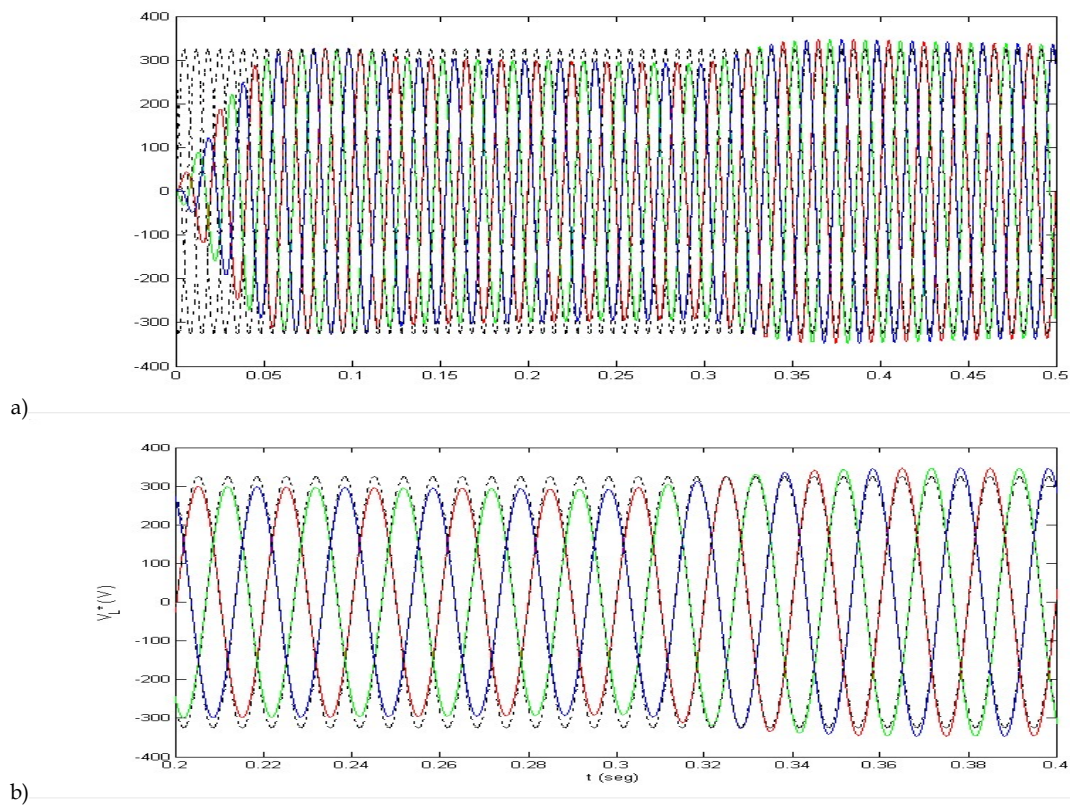


Figura A.24. Caso 7 (*hu9910*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo 0'2 a 0'4 s (figura b).

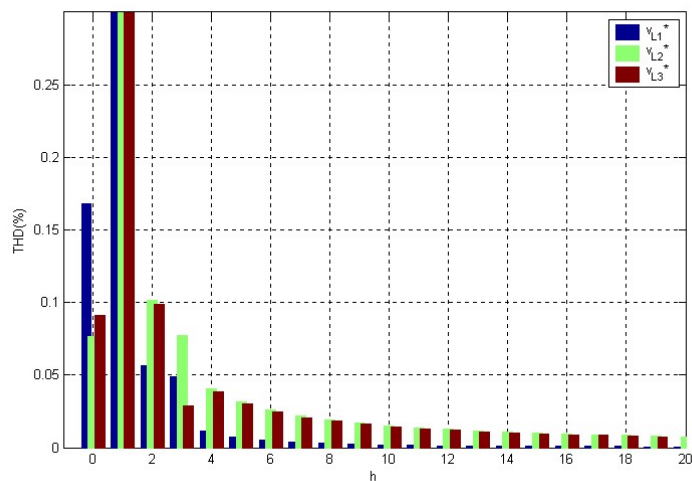


Figura A.25. Caso 7 (*hu9910*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

Tabla A.9. Caso 7 (*hu9910*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	209'2 V / $-0'04^\circ$	0'13 %	9'04 %
$V_{L2}^*$	209'3 V / $239'96^\circ$	0'20 %	9'00 %
$V_{L3}^*$	209'3 V / $119'93^\circ$	0'14 %	9'00 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	209'3 V / $-0'05^\circ$	$\Delta V_+$	9'00 %
$V_{L-}^*$	0'080 V / $150'44^\circ$	$k_{u2}$	0'04 %
$V_{L0}^*$	$3 \cdot 10^{-14}$ V / $-80'54^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 8: Tensión desequilibrada  $k_{u2} = 17\%$ .**

Las figuras A.26 a A.28, y la tabla A.10 corresponden al caso 8 (*dv17*). La figura A.26 muestra las tensiones de entrada, con un desequilibrio del 17% para la componente de secuencia inversa, [98], durante quince ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'4 segundos. En la figura A.27 se muestra la tensión  $v_L^*$  resultante para este ensayo. En ella se aprecia como la tensión de salida se mantiene equilibrada y senoidal, en fase con la tensión de entrada. En los valores de la tabla A.10 se ve que el desequilibrio de las tensiones de salida es algo mayor que en los casos anteriores, aunque perfectamente aceptable para entornos de clase 1.

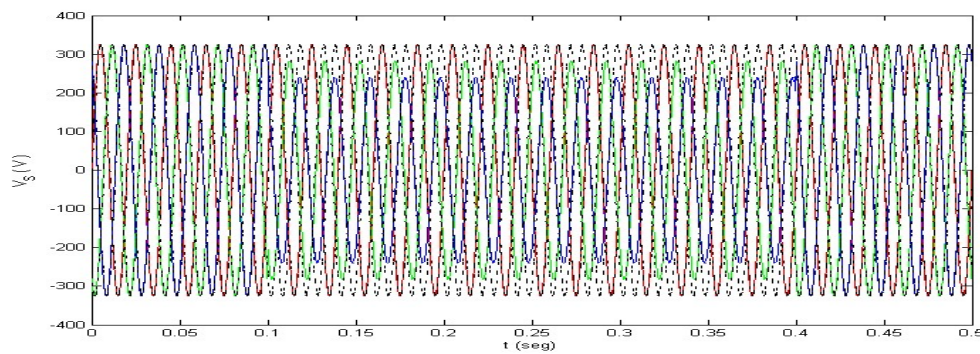


Figura A.26. Caso 8 (*dv17*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).

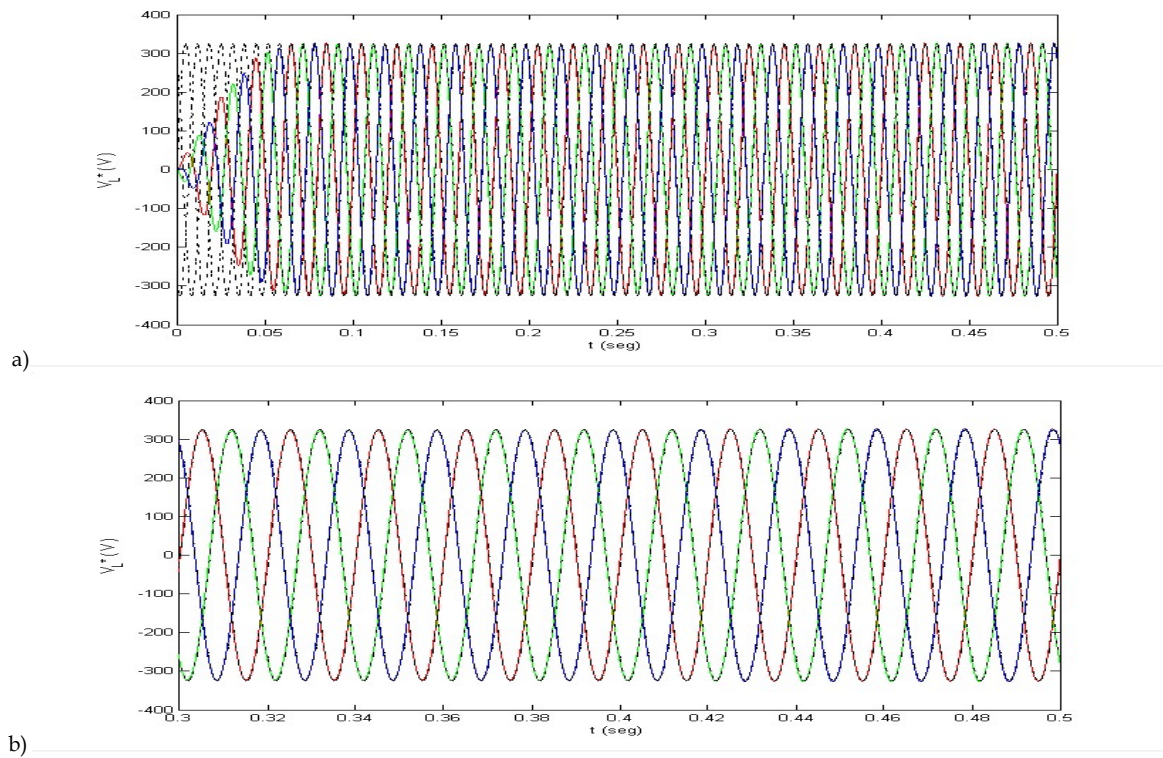


Figura A.27. Caso 8 (*dv17*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_S^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura a) y ampliación del intervalo 0'3 a 0'5 s (figura b).

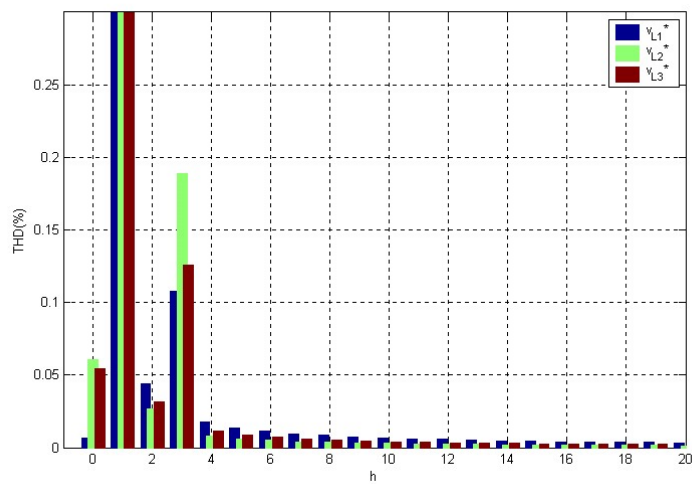


Figura A.28. Caso 8 (*dv17*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'3$  a  $0'4$  seg.

Tabla A.10. Caso 8 (*dv17*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	228'8 V / $-2'24^\circ$	0'32 %	0'52 %
$V_{L2}^*$	228'6 V / $237'73^\circ$	0'35 %	0'61 %
$V_{L3}^*$	228'6 V / $117'78^\circ$	0'33 %	0'61 %
Componentes simétricas			
$V_{L+}^*$	228'7 V / $-2'24^\circ$	$\Delta V_+$	0'56 %
$V_{L-}^*$	0'111 V / $-4'22^\circ$	$k_{u2}$	0'05 %
$V_{L0}^*$	$4 \cdot 10^{-14}$ V / $-75'96^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 9: Tensión desequilibrada  $k_{u2} = 25\%$ .**

Las figuras A.29 a A.31, y la tabla A.11 corresponden al caso 9 (*dv25*). La figura A.29 muestra las tensiones de entrada, con un desequilibrio del 25% para la componente de secuencia inversa, [98], durante quince ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'4 segundos. La línea discontinua indica el valor instantáneo de su componente fundamental de secuencia directa regulada en amplitud, calculada previamente al ensayo. En la figura A.30 se muestra la tensión  $v_L^*$  resultante para este caso, en la que se aprecia como la tensión de salida se mantiene equilibrada y senoidal, en fase con la tensión de entrada. En los valores de la tabla A.11 se ve que el desequilibrio de las tensiones de salida es algo mayor que en los casos anteriores, aunque perfectamente aceptable para entornos de clase 1, como en el caso anterior.

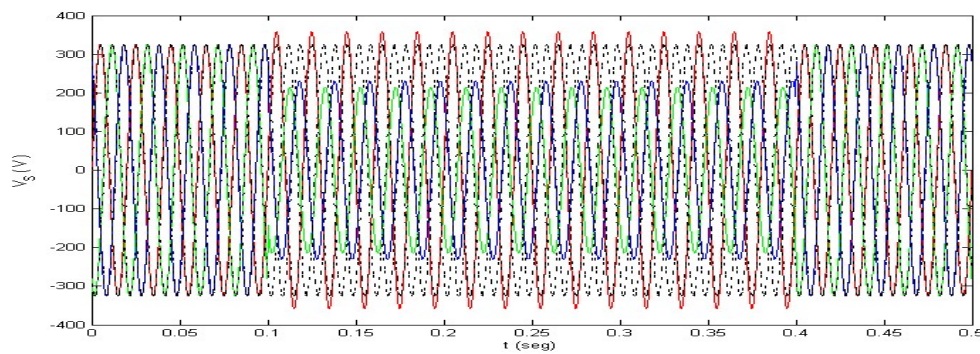


Figura A.29. Caso 9 (*dv25*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).



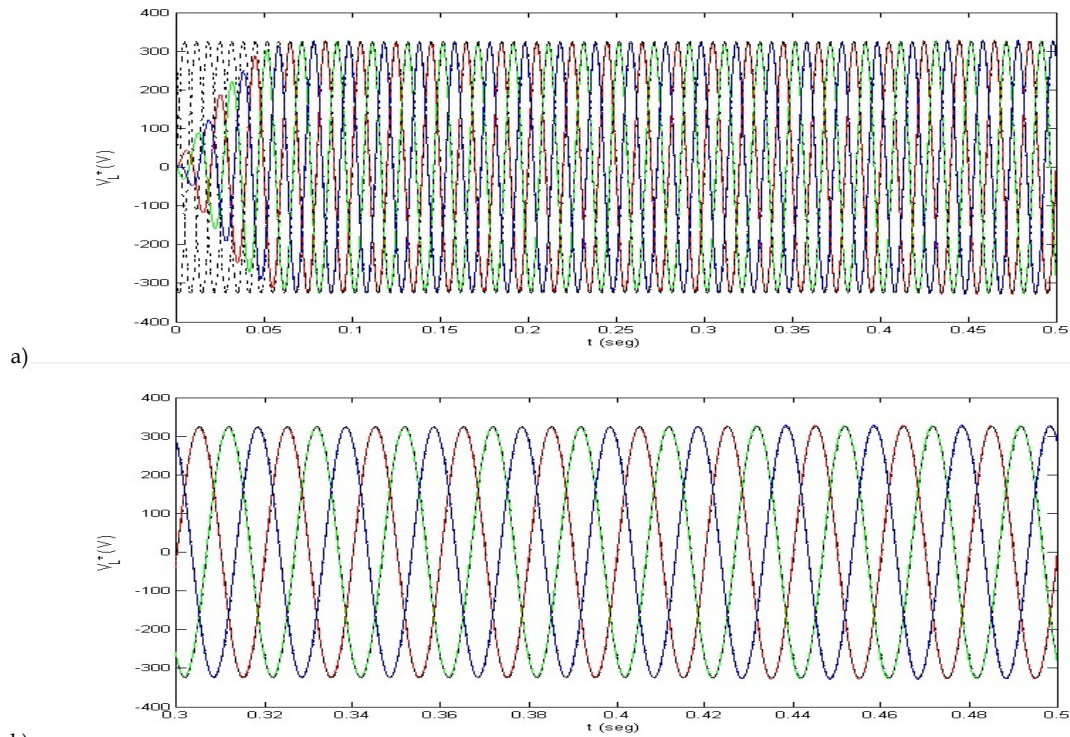


Figura A.30. Caso 9 (dv25). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura\_a) y ampliación del intervalo 0'3 a 0'5 s (figura b).

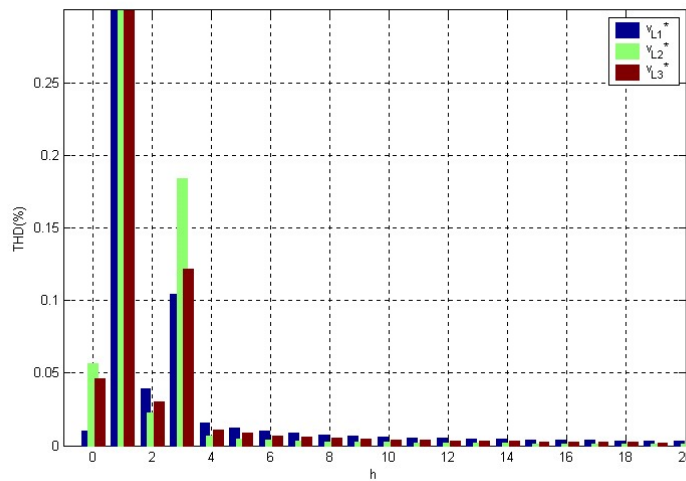


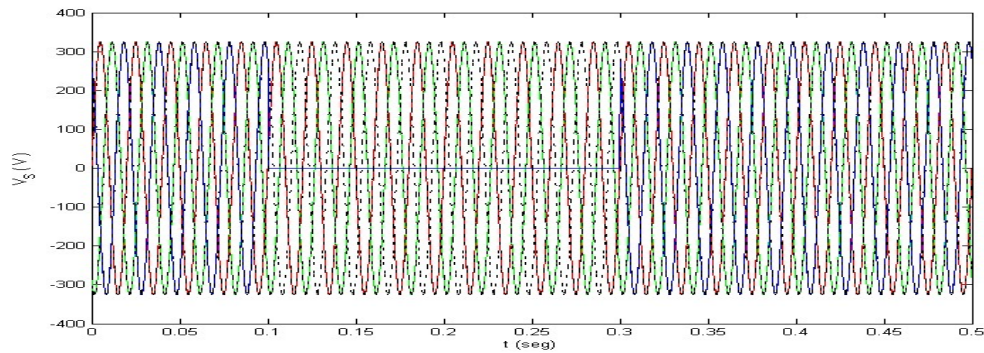
Figura A.31. Caso 9 (dv25). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_L^*$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'3$  a  $0'4$  seg.

Tabla A.11. Caso 9 (dv25). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

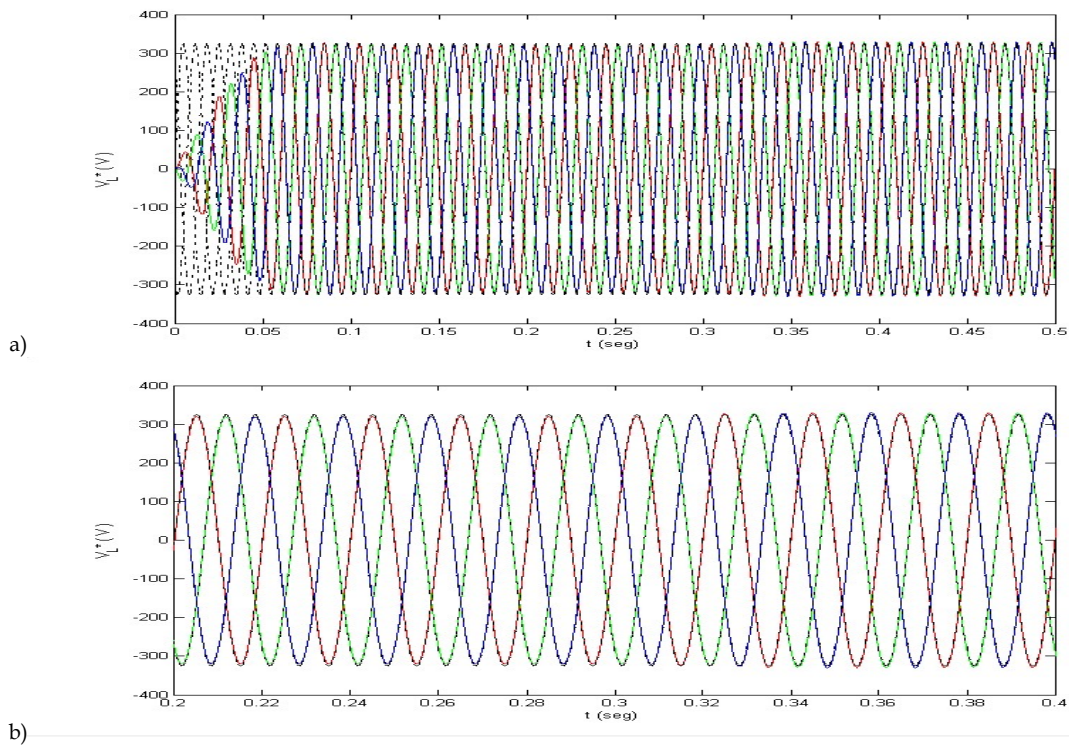
	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1}^*$	228'2 V / $-1'93^\circ$	0'32 %	0'78 %
$V_{L2}^*$	228'1 V / $238'05^\circ$	0'35 %	0'83 %
$V_{L3}^*$	228'1 V / $118'10^\circ$	0'33 %	0'83 %
<b>Componentes simétricas</b>			
$V_{L+}^*$	228'1 V / $-1'93^\circ$	$\Delta V_+$	0'83 %
$V_{L-}^*$	0'106 V / $-2'93^\circ$	$k_{u2}$	0'05 %
$V_{L0}^*$	$2 \cdot 10^{-14}$ V / $-90'00^\circ$	$k_{u0}$	0 %

**Caso 10: Cortocircuito en la fase 1 ( $v_{s1} = 0$ ).**

Las figuras A.32 a A.34, y la tabla A.12 corresponden al caso 10 (*cc1f*). La figura A.32 muestra las tensiones de entrada, con un cortocircuito fase - neutro en la fase 1, que da como resultado un valor nulo para dicha tensión. Estas condiciones se aplican durante diez ciclos de señal, en el intervalo de 0'1 a 0'3 segundos. En la figura A.33 se observa cómo la tensión  $v_L^*$  obtenida no se ve prácticamente afectada por esta circunstancia, manteniéndose senoidal, equilibrada y en fase con la componente fundamental de secuencia directa de la tensión de alimentación. Los cálculos más precisos, reflejados en la tabla A.12, sólo indican una pequeña desviación en la regulación de tensión del 1'65% para una condición tan severa como ésta.



**Figura A.32.** Caso 10 (*cc1f*). Tensión de entrada  $v_s$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua).



**Figura A.33.** Caso 10 (*cc1f*). Tensión de salida  $v_L^*$  (línea continua) y referencia  $v_s^*$  (línea discontinua). Ensayo completo (figura\_a) y ampliación del intervalo 0'2 a 0'4 s (figura b).

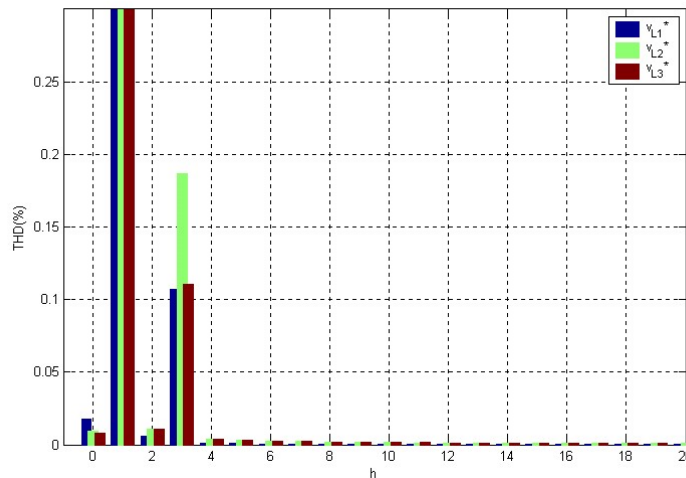


Figura A.34. Caso 10 (*cc1f*). Espectro armónico de la tensión de salida  $v_{L^*}$ . Intervalo de cálculo:  $t = 0'2$  a  $0'3$  seg.

Tabla A.12. Caso 10 (*cc1f*). Valores principales resultantes en el intervalo utilizado para el cálculo del THD.

	Valor eficaz	THD	$\Delta V$
$V_{L1^*}$	$226'2 \text{ V} / 0'13^\circ$	0'13 %	1'65 %
$V_{L2^*}$	$226'2 \text{ V} / 239'89^\circ$	0'20 %	1'65 %
$V_{L3^*}$	$226'2 \text{ V} / 119'89^\circ$	0'14 %	1'65 %
<b>Componentes simétricas</b>			
$V_{L+^*}$	$226'2 \text{ V} / -0'11^\circ$	$\Delta V_+$	1'65 %
$V_{L-^*}$	$0'011 \text{ V} / -29'56^\circ$	$k_{u2}$	0 %
$V_{L0^*}$	$8 \cdot 10^{-14} \text{ V} / 165'07^\circ$	$k_{u0}$	0 %

## A.2. Casos prácticos de simulación del LCAC

Dada la extensión del análisis completo de cada caso de simulación en la sección 4.3 del capítulo IV, se ha optado por recoger en esta sección los resultados de los casos prácticos *sim2* a *sim6* con objeto de centrar la exposición de dicha sección en los resultados más relevantes, principalmente en comparación con el primer caso. Se recoge aquí el análisis detallado de las formas de onda y espectros armónicos de cada caso, mientras que la sección 4.3 se centra en los aspectos principales y en el análisis e interpretación de los resultados numéricos de los valores e índices resultantes.

### A.2.1. Caso práctico *sim2*: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones equilibradas y distorsionadas.

Este caso práctico se alimenta a la misma carga que en el primer caso (ver figura 4.3), con una tensión con distorsión armónica pero equilibrada. Se ha seleccionado la tensión equilibrada con armónicos de curva plana de los ensayos sobre compatibilidad electromagnética de la norma UNE-EN61000-2-4. La figura A.35 muestra las formas de onda de la tensión de red antes de conectar la carga y la figura A.36 muestra el espectro armónico de dichas fuentes de tensión, con un espectro armónico cualitativamente diferente al del primer caso, mas distribuido en las distintas frecuencias. La impedancia de la red es la misma que en el caso anterior.

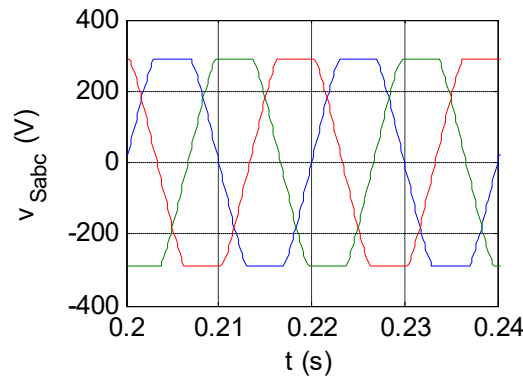


Figura A.35. Caso *sim2*. Formas de onda de la tensión de suministro antes de la conexión de la carga.

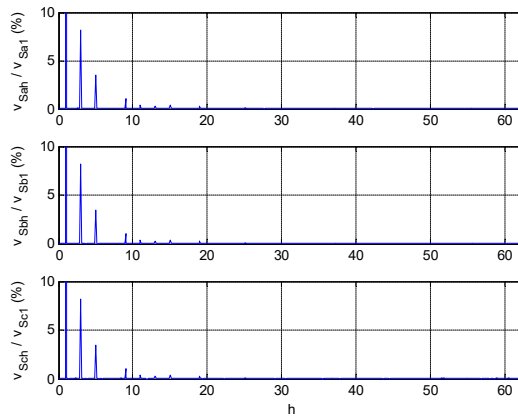


Figura A.36. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las fuentes de tensión de suministro.

La figura A.37 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro antes descrita. En ella se observan algunas diferencias apreciables en las fases a y c con respecto al caso anterior, debido a la tensión de alimentación utilizada. Por otro lado, la corriente de neutro alcanza valores similares a los de las fases. La figura A.38 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. Ahora son los armónicos tercero y quinto los que marcan el nivel de distorsión armónica de cada fase, con valores en torno al 9%. En este caso no se aprecia tan claramente la distorsión producida por las corrientes de carga sobre las tensiones. Respecto a los espectros armónicos de las intensidades de carga, muestran los mayores valores en las primeras dos fases, principalmente en el rango entre los armónicos 3 y 11. La corriente de la fase c tiene un contenido armónico mucho más reducido, proporcional al de la tensión aplicada a dicha resistencia.

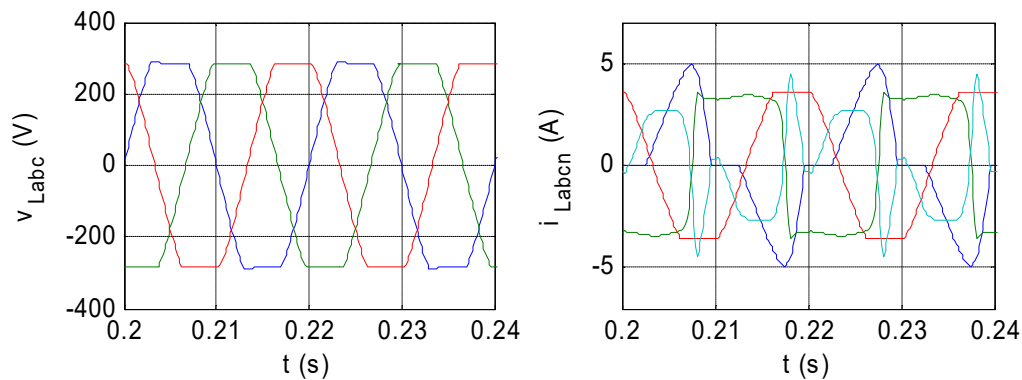


Figura A.37. Caso *sim2*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

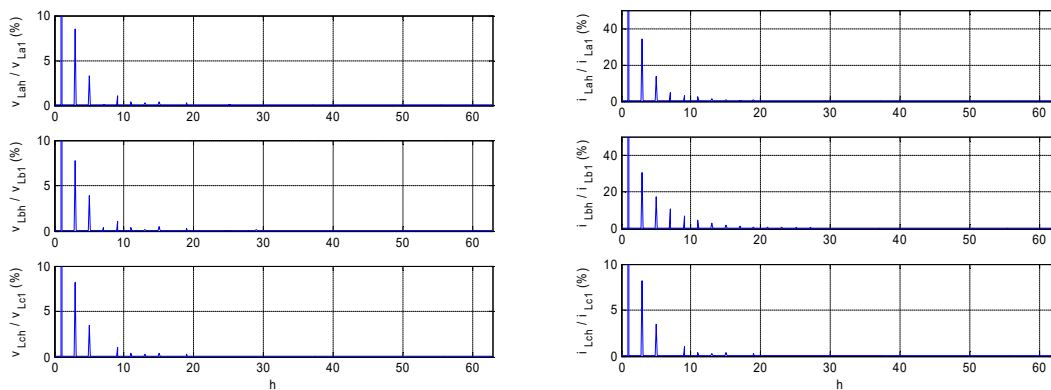


Figura A.38. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. El LCAC empezará la compensación a los 100 ms y se producirá un cambio de carga en los 300 ms. La figura A.39 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones  $v_L$  en el lado derecho del LCAC y de las intensidades  $i_L$  de la carga no lineal durante toda la simulación. La figura A.40 muestra las formas de onda de tensiones e intensidades correspondientes al lado de suministro del LCAC. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, y las tensiones de alimentación a la carga están reguladas a su valor nominal y se reduce su distorsión armónica, con independencia de la corriente demandada por ésta.

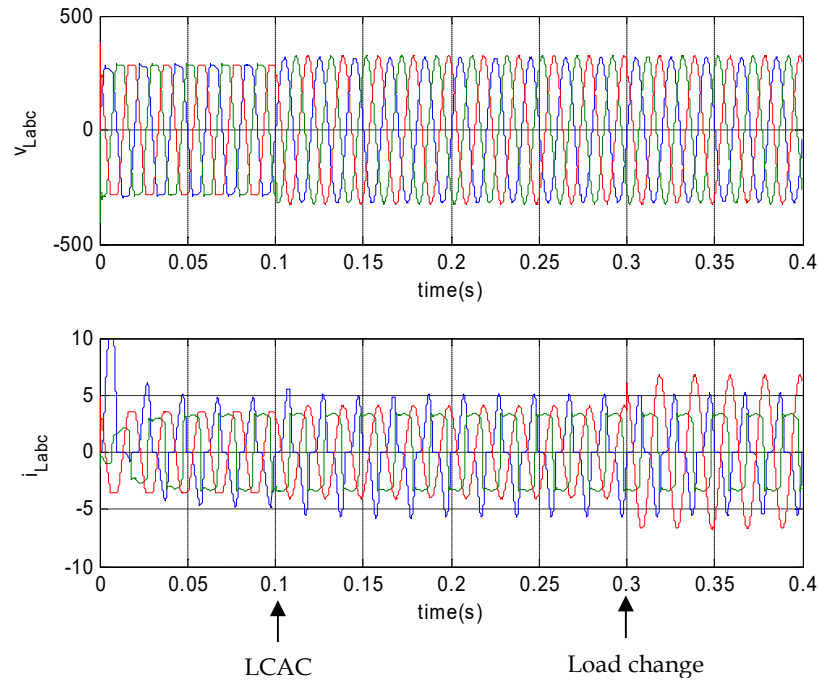


Figura A.39. Caso *sim2*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

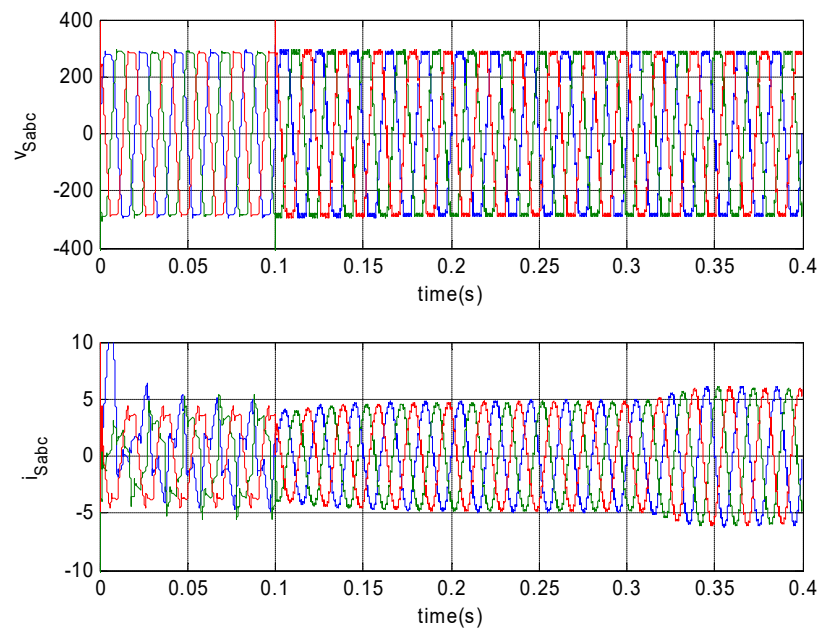


Figura A.40. Caso *sim2*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

La figura A.41 muestra en detalle los efectos de la compensación del LCAC sobre las intensidades y tensiones del lado de suministro. De forma similar al primer caso, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. La figura A.42 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga al inicio de la compensación con el

LCAC, en el que las tensiones de carga se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal. Las intensidades de carga son las que presentan menos variación aparente con el inicio de la compensación. La intensidad de la carga resistiva de la fase tres presenta una mejora visible debida a la compensación conseguida en la tensión de carga. Además, la corriente de la primera fase  $i_{La}$  presenta de nuevo un pequeño transitorio de ajuste debido al incremento en la tensión fundamental de dicha fase. Por otro lado, el cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los del caso anterior, pues el LCAC ya está acondicionando las tensiones en el lado de carga a los mismos valores que antes, por lo que no se observan cambios sustanciales en ese transitorio.

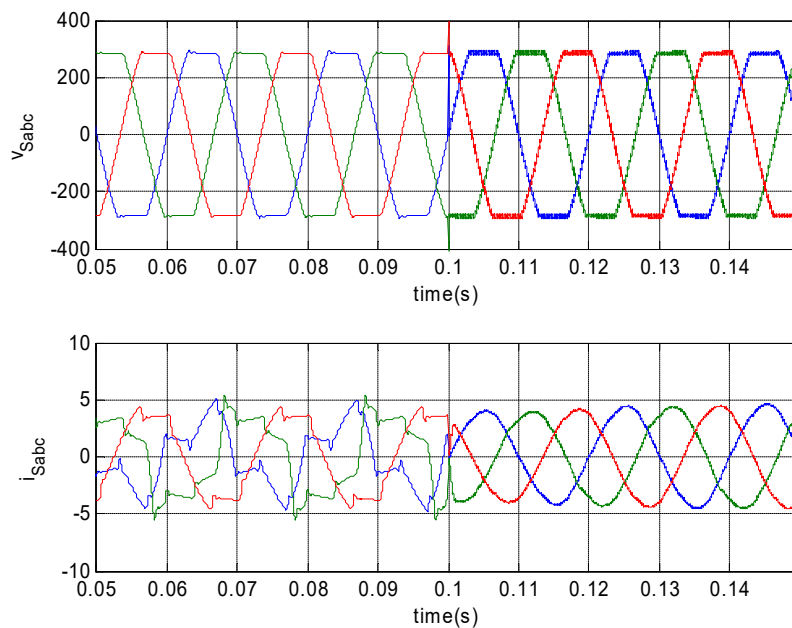


Figura A.41. Caso *sim2*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.

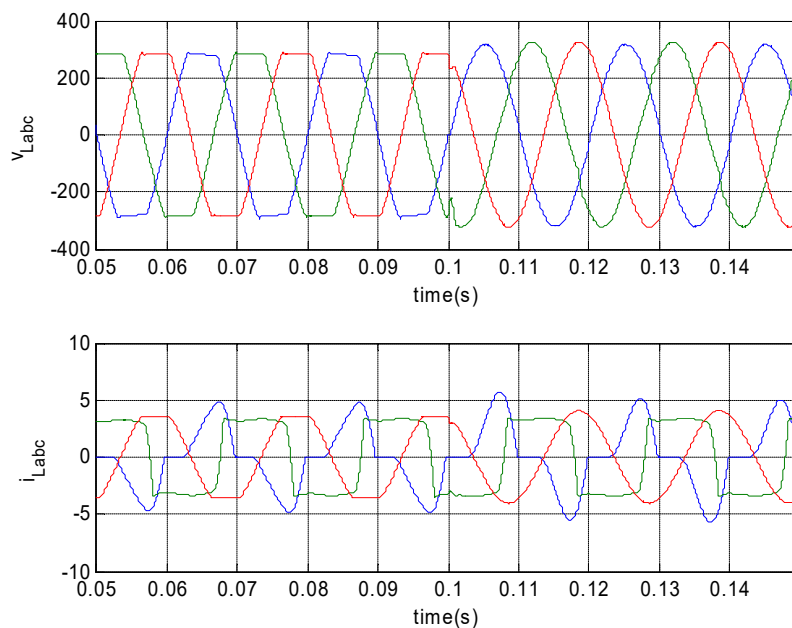


Figura A.42. Caso *sim2*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.

La figura A.43 muestra la evolución de la corriente de neutro en la carga,  $i_{Ln}$ , y en el suministro,  $i_{Sn}$ . Las observaciones que pueden realizarse son similares a los del caso anterior, y no se aprecian diferencias sustanciales por el cambio de la tensión de suministro. De hecho, con la entrada en funcionamiento del LCAC tanto la carga como las tensiones en sus terminales son iguales a los del primer anterior, con lo que la respuesta del convertidor paralelo debe ser muy similar. Lo mismo puede comentarse con respecto a las intensidades de compensación  $i_c$  expuestas en la figura A.44.

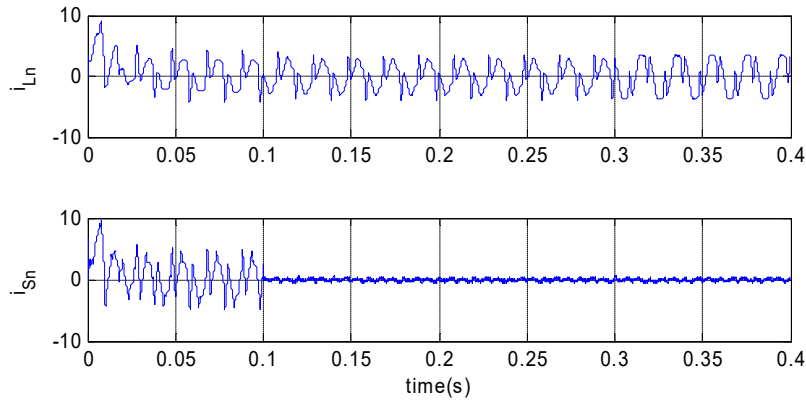


Figura A.43. Caso *sim2*. Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.

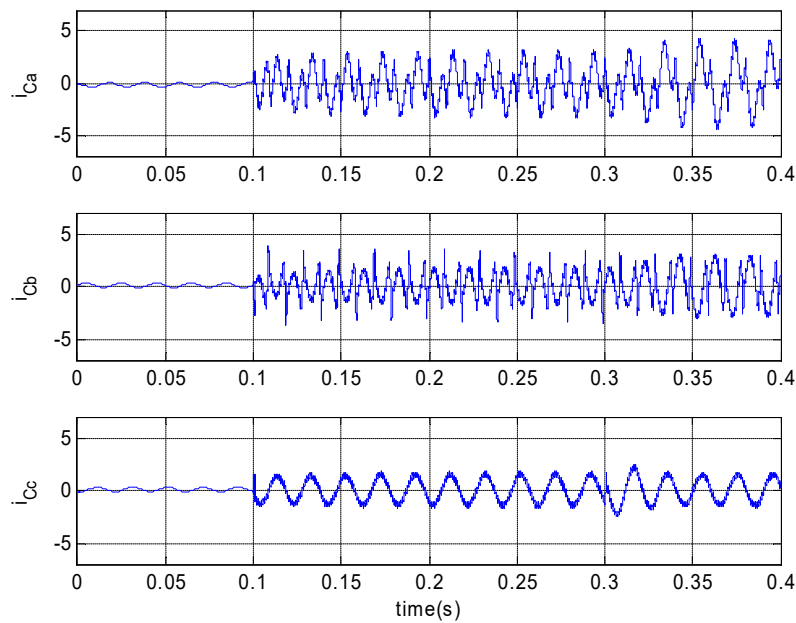


Figura A.44. Caso *sim2*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.45 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_c^*$  para el convertidor serie. Aquí sí aparece una diferencia apreciable: ahora las formas de onda son similares en las tres fases, pues se está compensando una tensión de suministro distorsionada pero equilibrada. Su amplitud es también más reducida, pues las componentes fundamentales de la tensión de suministro están más cerca del valor nominal.



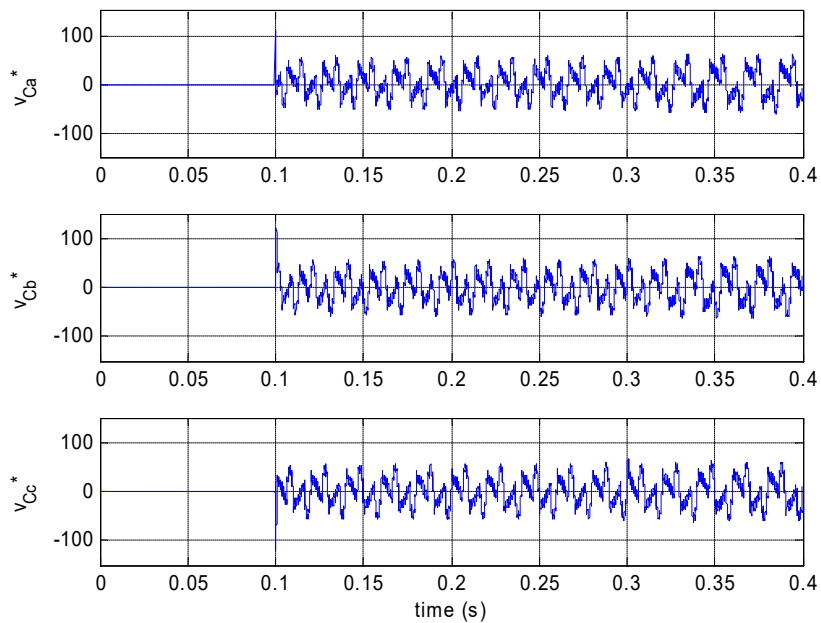


Figura A.45. Caso *sim2*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

Las figuras A.46 a A.48 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas requeridas por la carga ( $p_L, q_L$ ), entre convertidores ( $p, q$ ) y en el lado de suministro ( $p_s, q_s$ ) durante la simulación. Los resultados son similares a los del caso anterior, incluso antes de la compensación. Una pequeña diferencia se observa en el nivel de rizado de la potencia instantánea en el lado de red. Pese a tener una distorsión armónica mayor, dado que se trata de una tensión equilibrada, la potencia presenta menor rizado una vez compensada la corriente.

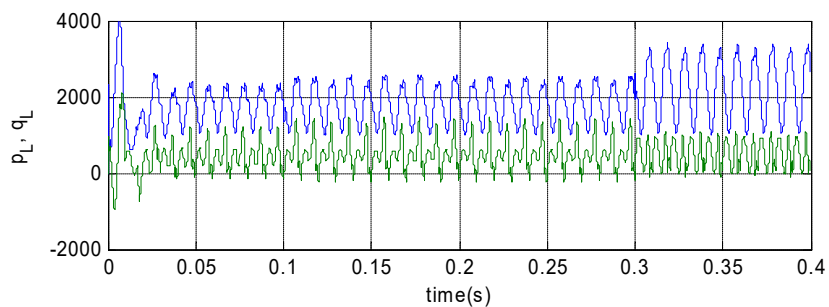


Figura A.46. Caso *sim2*. Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.

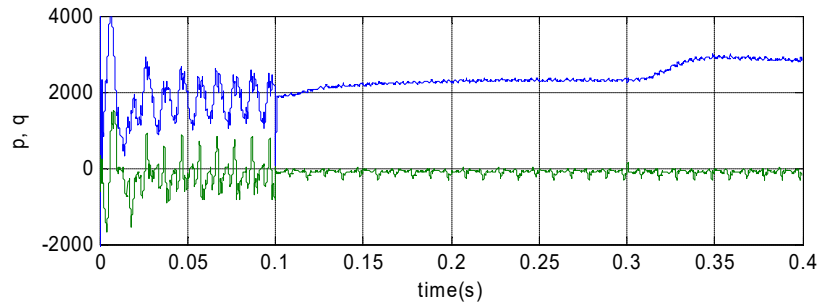


Figura A.47. Caso *sim2*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.

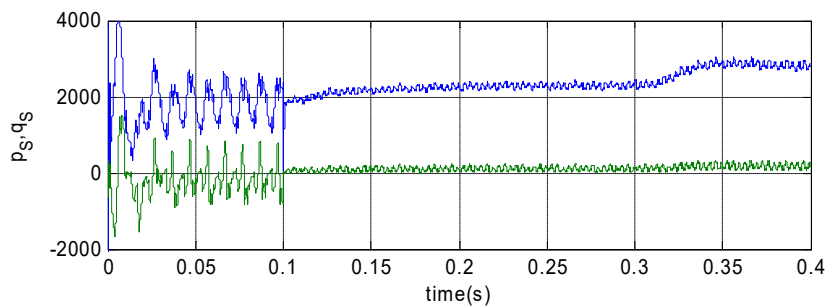


Figura A.48. Caso *sim2*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras A.49 y A.50 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas que fluyen a través de los convertidores serie y paralelo del LCAC respectivamente. Las potencias instantáneas a través del convertidor serie son ahora también menores que en el caso anterior, debido a los relativamente bajos valores de distorsión, desequilibrio y falta de regulación de las tensiones de suministro. Éstos se ven incrementados con el cambio de carga y el correspondiente aumento en la intensidad de suministro. Por otro lado, las componentes oscilantes de las potencias instantáneas que circulan por el convertidor paralelo alcanzan valores significativamente mayores; por los mismos motivos que en el caso anterior.

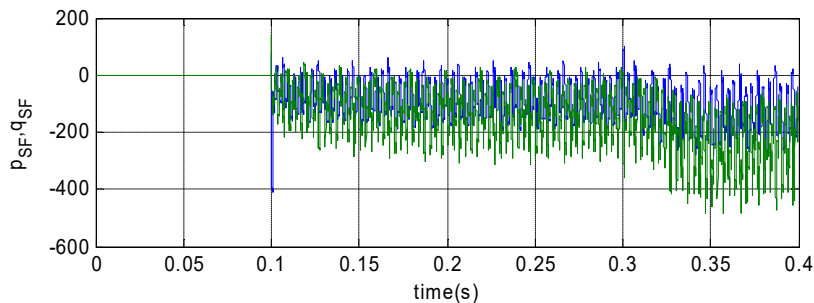
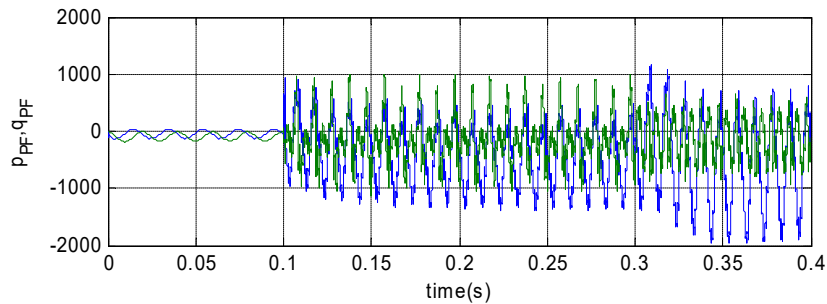
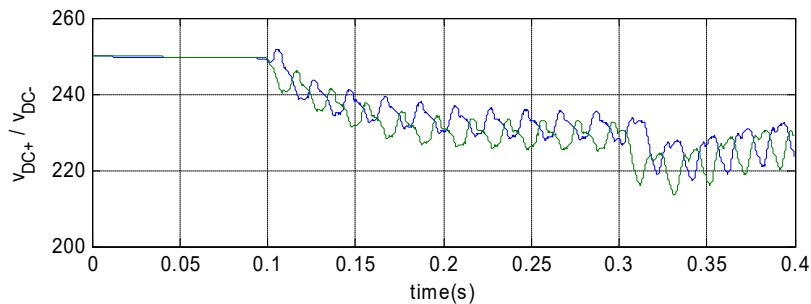


Figura A.49. Caso *sim2*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.



**Figura A.50.** Caso *sim2*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.51 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este segundo caso. De nuevo presenta una evolución similar al caso anterior, pues las fluctuaciones de potencia de mayor valor se presentan en la compensación del lado de carga.



**Figura A.51.** Caso *sim2*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las ondas obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.52 a A.55 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 1%. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores reducidos, menores del 1% y más distribuidos. Los valores más altos aparecen en la fase *b*, con un THD total del 2.1% (ver tabla 4.4). La fase *c*, con la carga resistiva, presenta el menor valor de THD, de 0.47%. También se aprecia cómo mejora la distorsión de la corriente de la fase *c* debido al acondicionamiento de las tensiones de carga.

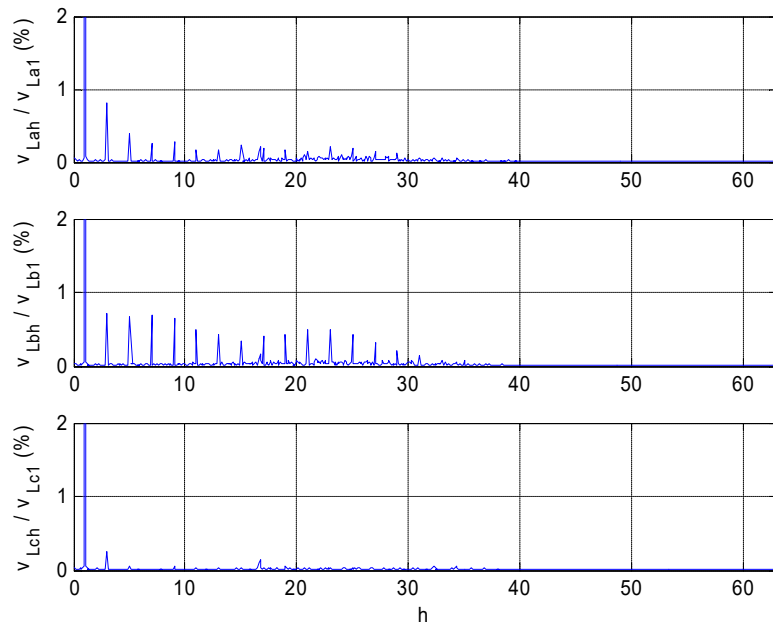


Figura A.52. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

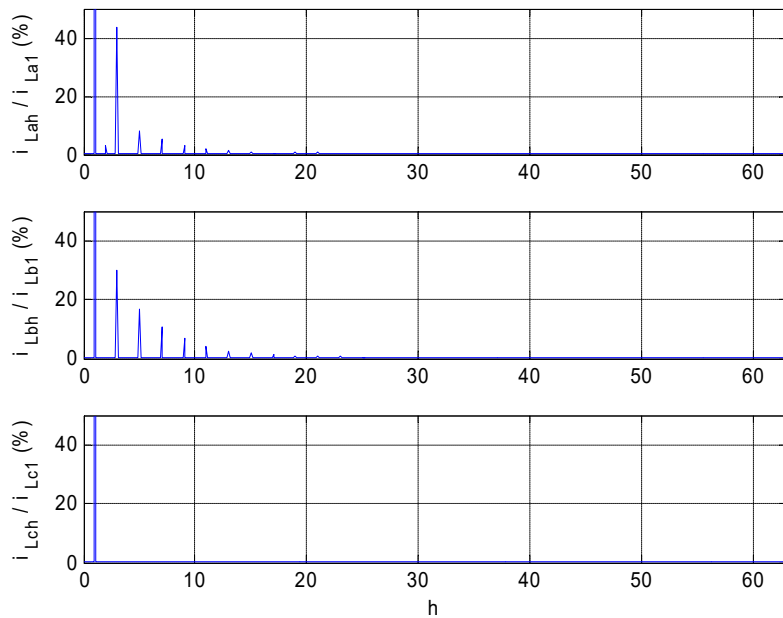


Figura A.53. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

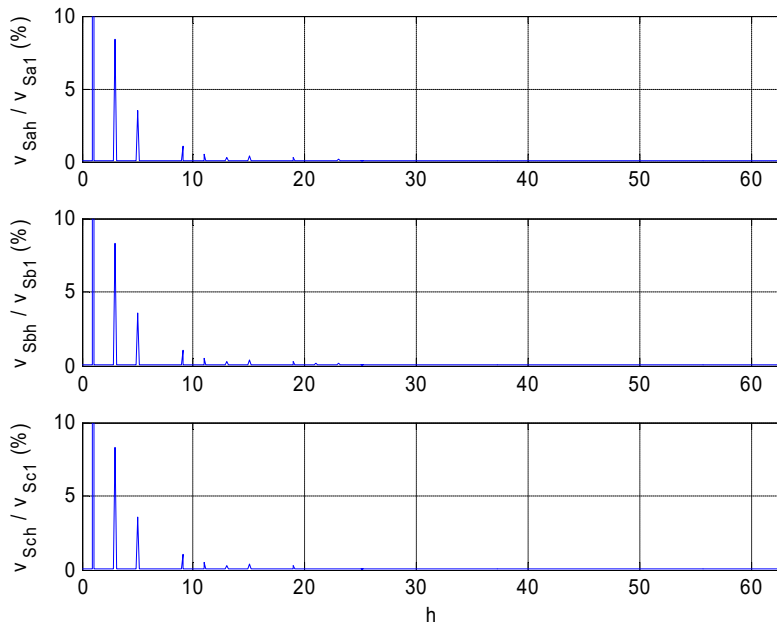


Figura A.54. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

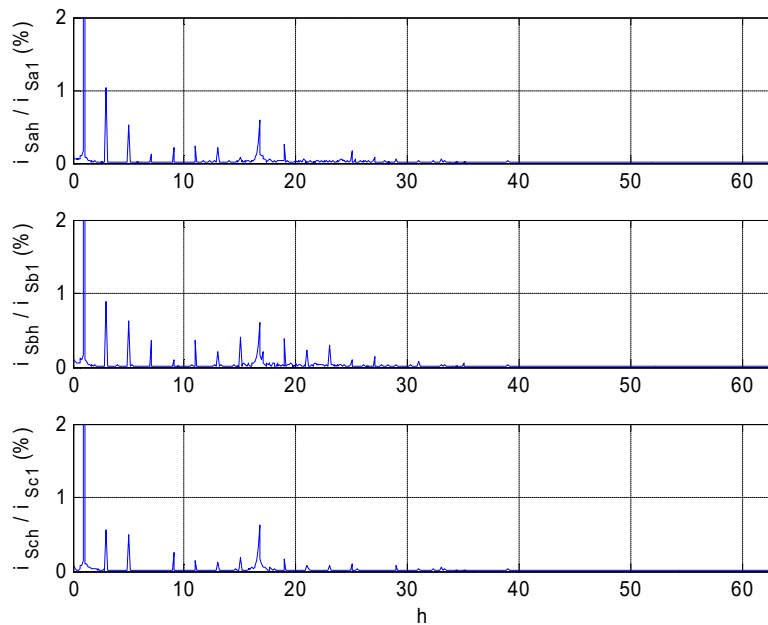


Figura A.55. Caso *sim2*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

**A.2.2. Caso práctico *sim3*: Carga desequilibrada no lineal alimentada con tensiones desequilibradas y senoidales.**

En este caso práctico se alimenta la misma carga de los casos anteriores con una tensión desequilibrada pero sin distorsión. Se ha seleccionado un nivel de desequilibrio del 17%, con los valores correspondientes a los ensayos sobre compatibilidad electromagnética de la norma UNE-EN61000-4-27. La figura A.56 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales

de la carga y la figura A.57 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. En dichos espectros se aprecia claramente la distorsión armónica que esta carga produce en el suministro, con niveles de distorsión de tensión en torno al 0'5% para las dos primeras fases.

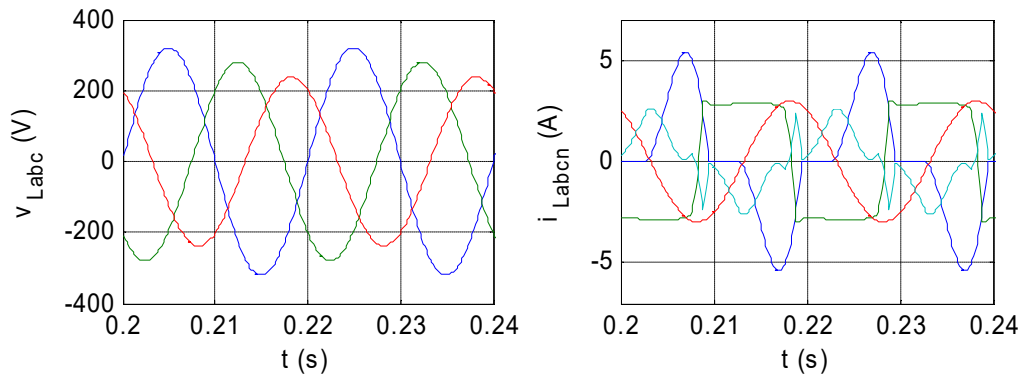


Figura A.56. Caso *sim3*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

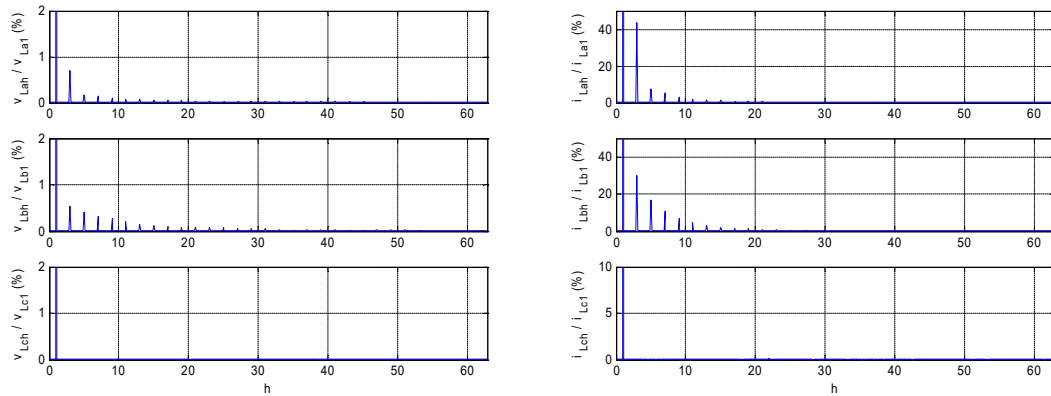


Figura A.57. Caso *sim3*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que los casos anteriores. La figura A.58 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC, durante toda la simulación. La figura A.59 muestra las correspondientes tensiones e intensidades en el lado de suministro. De nuevo se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas. Y en el lado de carga las tensiones aparecen equilibradas y reguladas, con independencia de la corriente demandada por ésta.

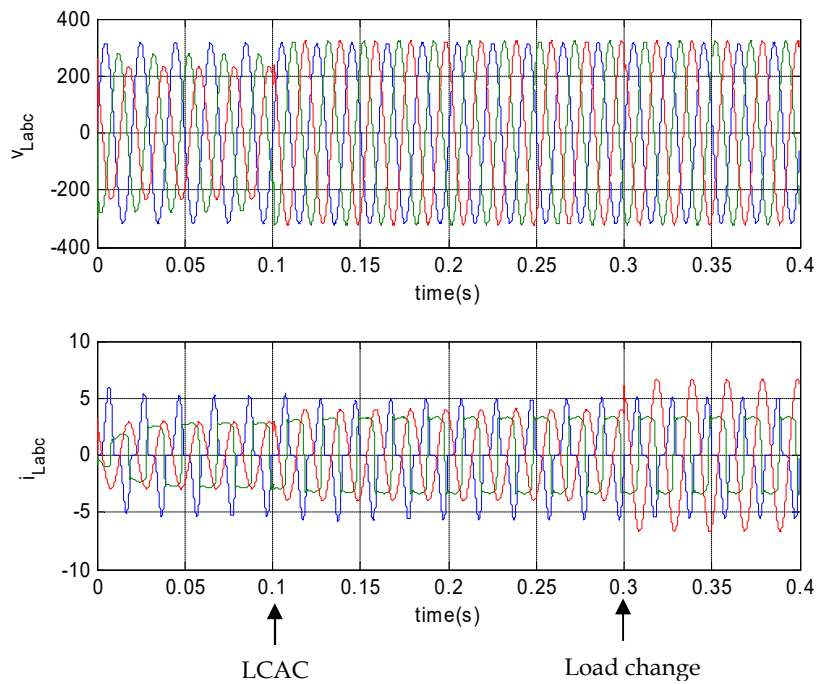


Figura A.58. Caso *sim3*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

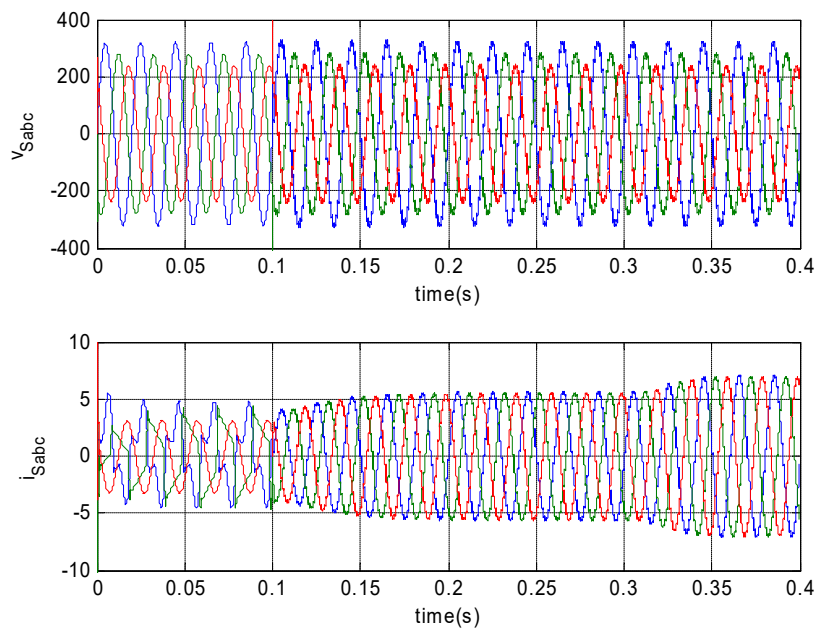


Figura A.59. Caso *sim3*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

La figura A.60 muestra en detalle los efectos de la conexión del LCAC en las intensidades del lado de suministro. De forma similar al caso anterior, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia del desequilibrio de las tensiones de suministro. La figura A.61 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga con el inicio de la compensación, cuando las tensiones de carga se vuelven

senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal. Las intensidades de carga son las que presentan menos variación aparente con la compensación. La intensidad de la carga resistiva de la fase tres presenta una mejora visible debida a la compensación conseguida en la tensión de carga. Por su parte, la corriente de la primera fase  $i_{La}$  no presenta esta vez un transitorio de ajuste pues su tensión de alimentación no se modifica respecto a antes de la compensación. Por otro lado, el cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los del caso anterior. El LCAC ya está independizando a la carga de las tensiones de suministro y no se observan cambios sustanciales en ese transitorio.

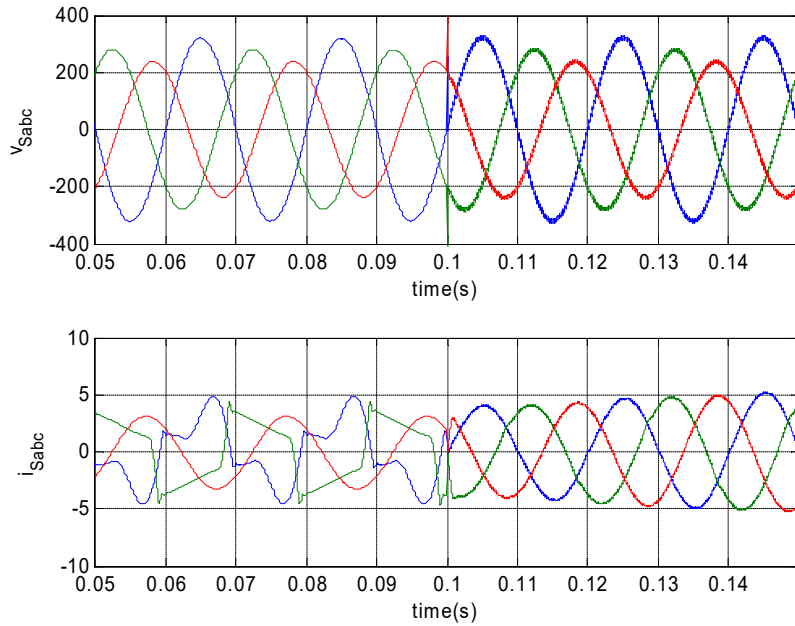


Figura A.60. Caso *sim3*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.

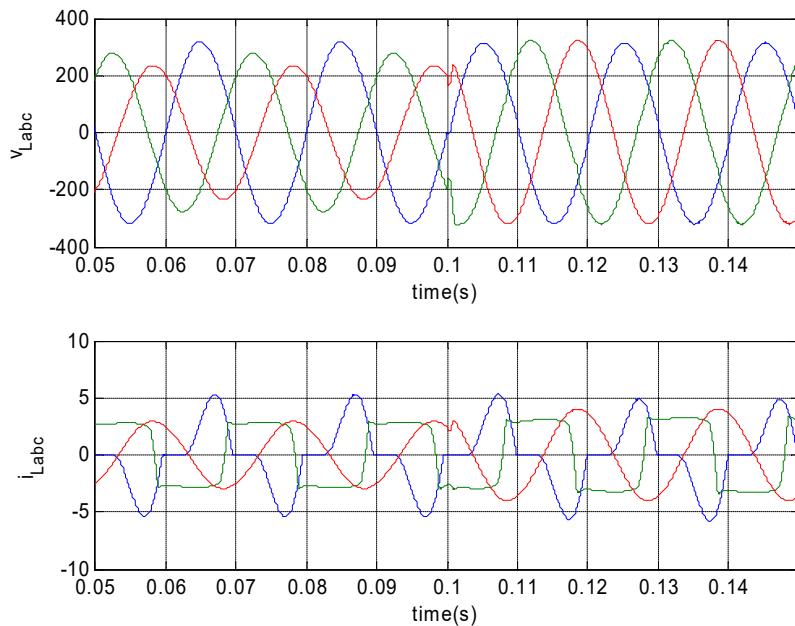


Figura A.61. Caso *sim3*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.



La figura A.62 muestra la evolución de la corriente de neutro en la carga,  $i_{Ln}$ , y en el suministro,  $i_{Sn}$ , durante toda la simulación. Las observaciones que pueden realizarse son similares a los del caso anterior, y no se aprecian diferencias sustanciales por el cambio de la tensión de suministro. Lo mismo puede comentarse con respecto a las intensidades de compensación  $i_C$  expuestas en la figura A.63.

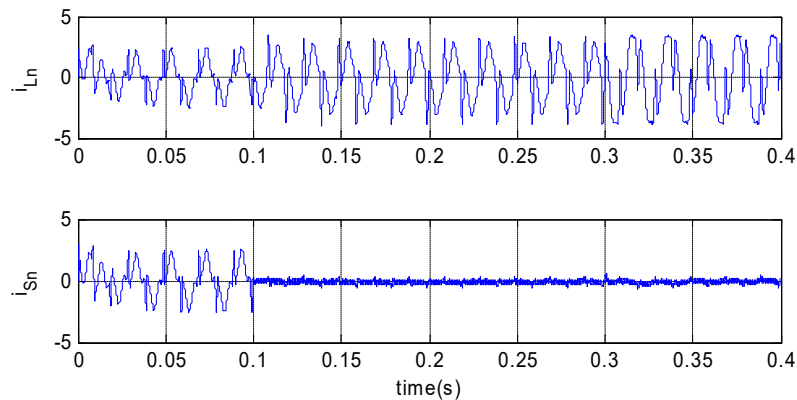


Figura A.62. Caso *sim3*. Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro.

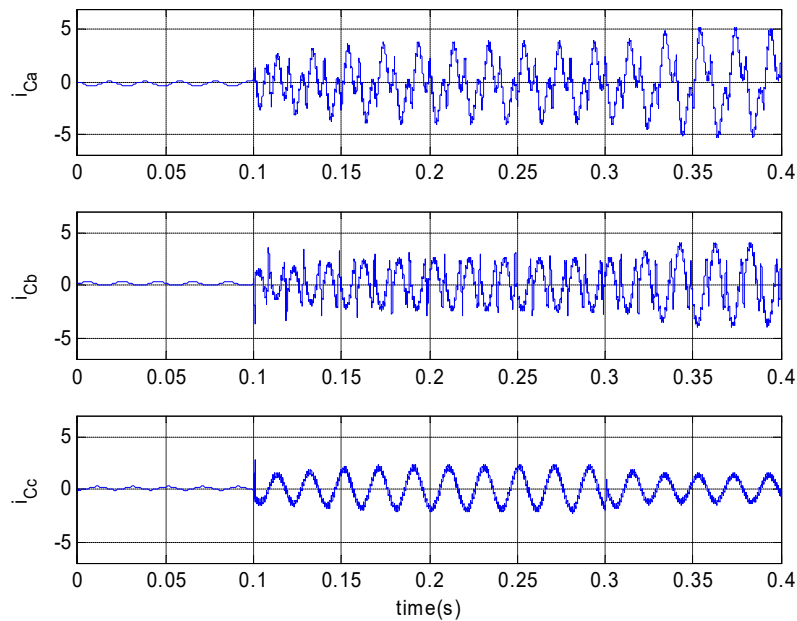


Figura A.63. Caso *sim3*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.64 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_C^*$  para el convertidor serie. Aquí sí aparece una diferencia apreciable: ahora las formas de onda son de aspecto similar en las tres fases, pues se está compensando una tensión de suministro desequilibrada pero senoidal. Su amplitud es más elevada para las fases b y c, pues el desequilibrio de tensiones de este ensayo conlleva valores eficaces bastante reducidos en ambas fases de la tensión de suministro. Esto hace que la componente más elevada de las tensiones de compensación sea a la frecuencia fundamental

y que acerque sus valores máximos a los límites de dimensionamiento del LCAC estudiados en la sección 3.7.1.

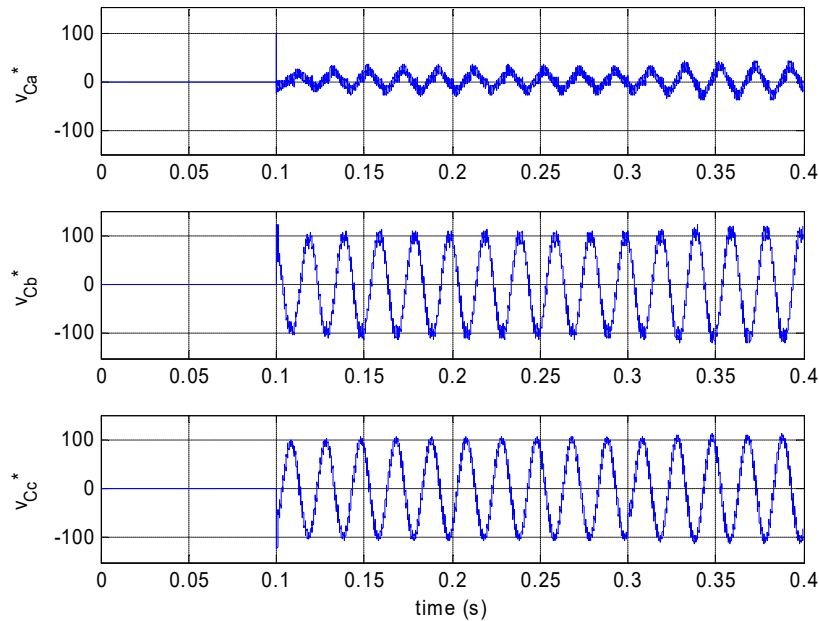


Figura A.64. Caso *sim3*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

Las figuras A.65 a A.67 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas requeridas por la carga, entre convertidores y en el lado de suministro durante la simulación. Los resultados son similares a los del caso anterior, incluso antes de la compensación. La diferencia más significativa es la forma de la potencia instantánea en el lado de suministro. Una vez comenzada la compensación, las intensidades de suministro son equilibradas y senoidales, y dado que las tensiones también son senoidales, las potencias instantáneas reflejan claramente la componente oscilante de 100 Hz correspondiente al desequilibrio fundamental de tensiones.

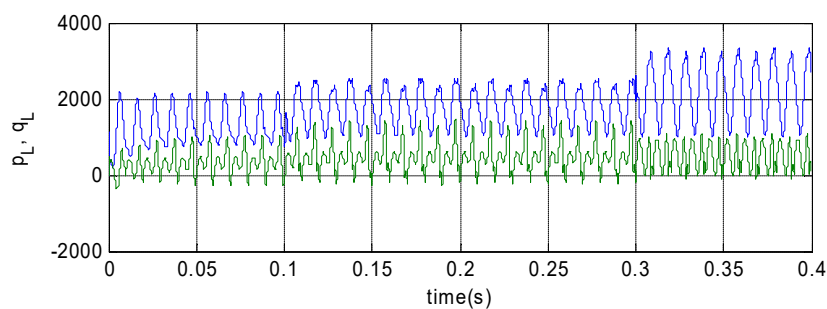


Figura A.65. Caso *sim3*. Potencias activa y reactiva instantáneas en terminales de la carga no lineal.

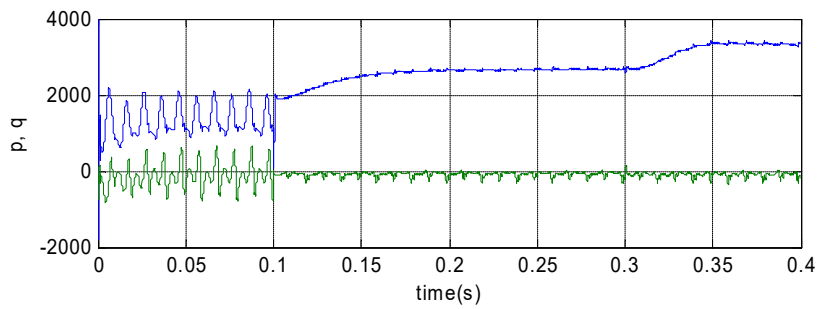


Figura A.66. Caso *sim3*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.

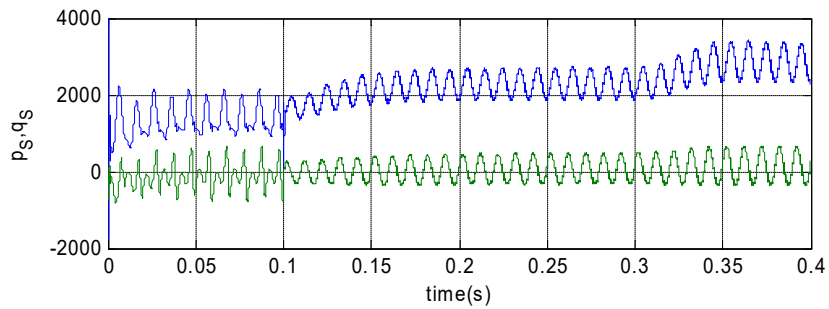


Figura A.67. Caso *sim3*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras A.68 y A.69 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas que fluyen a través de los convertidores serie y paralelo del LCAC, respectivamente. Las gráficas muestran resultados muy similares a los de los casos anteriores.

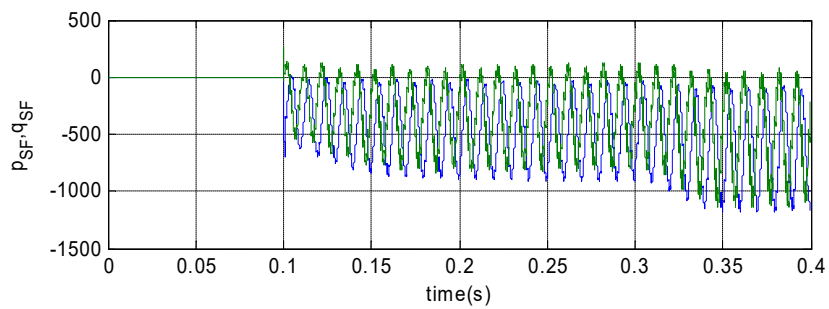


Figura A.68. Caso *sim3*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.

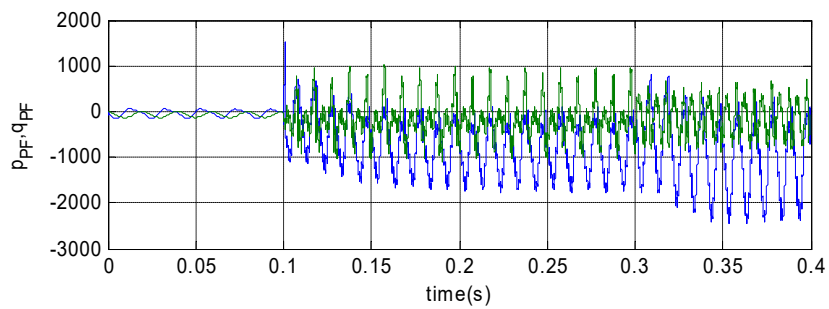


Figura A.69. Caso *sim3*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.70 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este tercer caso. De nuevo presenta una evolución similar a los casos anteriores, pues las fluctuaciones de potencia de mayor valor se presentan en la compensación del lado de carga.

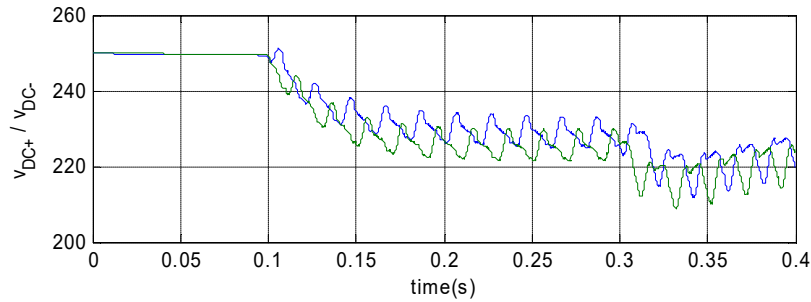


Figura A.70. Caso *sim3*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las forma de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.71 a A.74 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación.

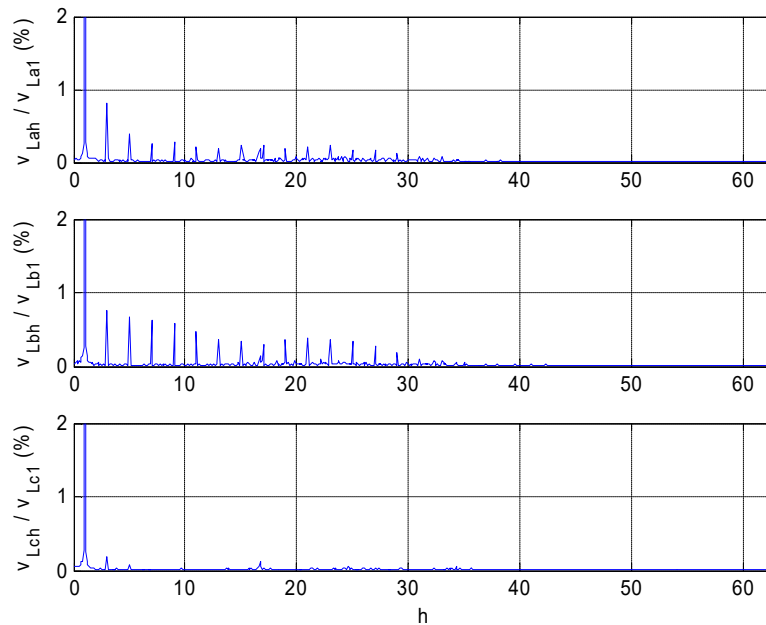


Figura A.71. Caso *sim3*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

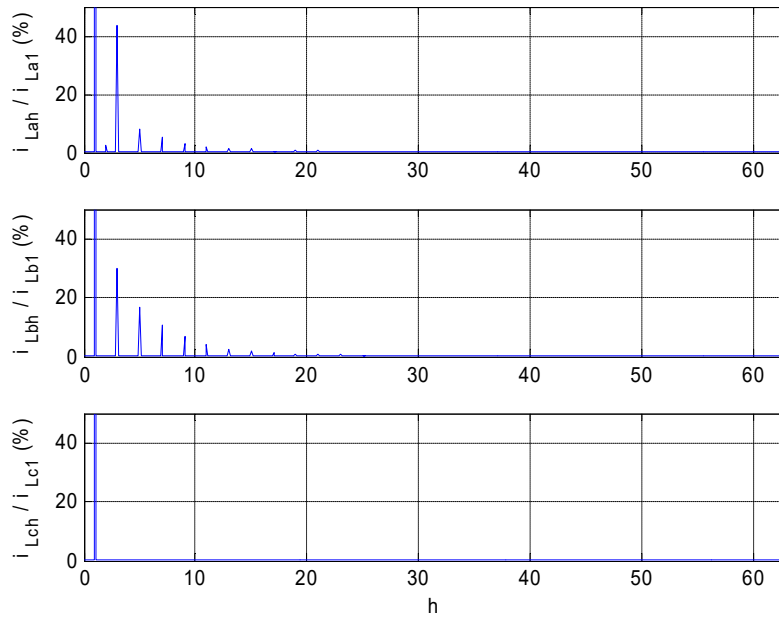


Figura A.72. Caso *sim3*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

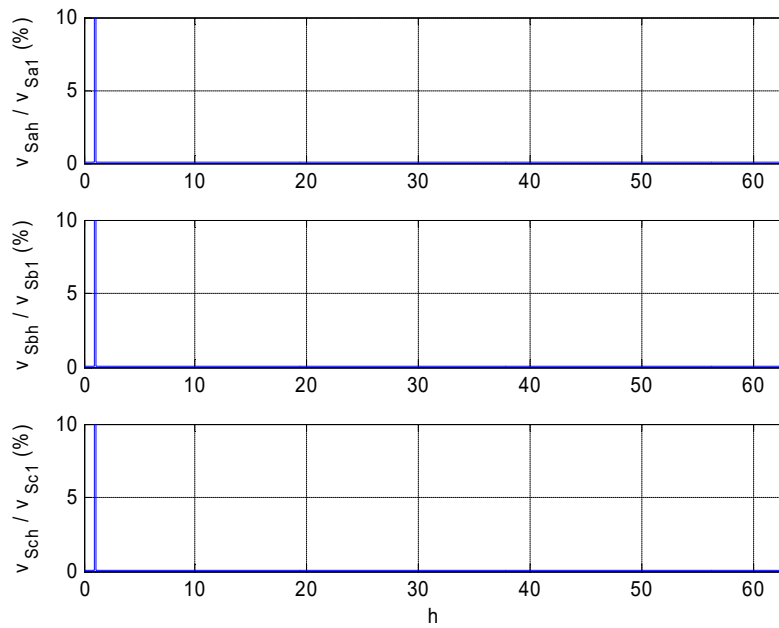


Figura A.73. Caso *sim3*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

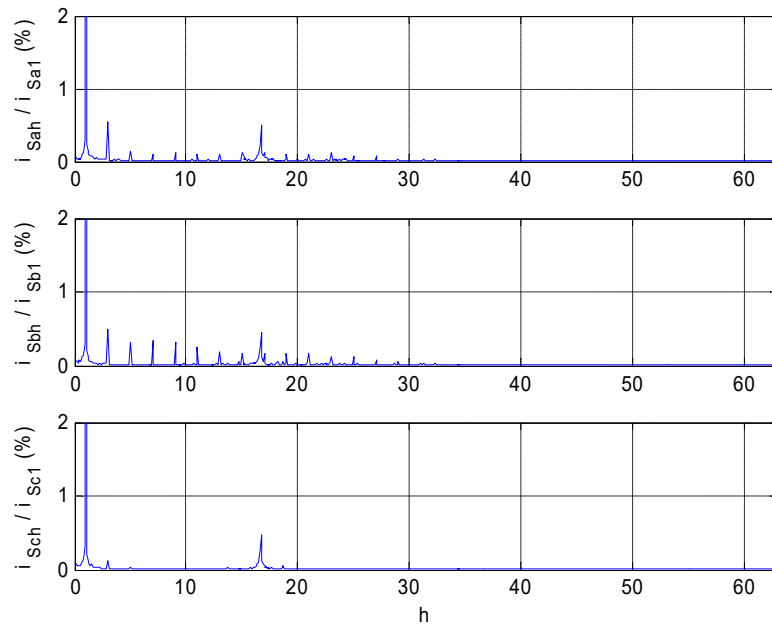


Figura A.74. Caso *sim3*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 1%, menores que en los casos anteriores al no haber una fuente de distorsión armónica en el lado de red. En esta situación el nivel de distorsión en el lado de red es muy reducido y las tensiones de suministro presentan valores de THD menores del 0.1% (ver tabla 4.7). Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores reducidos, en torno al 1%, y más distribuidos. Los valores más altos aparecen en la fase *b*, con un THD total del 1.98%. La fase *c*, con la carga resistiva, presenta el menor valor de THD, de 0.76%. Respecto a las intensidades de carga, ahora presentan valores similares antes y después de la compensación, a excepción de la fase *c* donde aparece un reducido valor producido por los propios convertidores del acondicionador.

### A.2.3. Caso práctico *sim4*: Carga equilibrada no lineal tipo HVS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.

En este caso práctico se alimenta una carga trifásica equilibrada y no lineal de tipo HVS, con la misma tensión desequilibrada y distorsionada del primer caso. La carga es un rectificador trifásico de diodos de onda completa, con un condensador de 180  $\mu\text{F}$  y una resistencia de carga de 150  $\Omega$  en el lado de continua, así como tres inductancias de alisado de 17 mH en el lado de alterna. La figura A.75 muestra el modelo utilizado en MATLAB-Simulink, en el que se aprecia que la resistencia de salida se ha dividido en dos elementos de 300  $\Omega$  para producir el cambio de carga.

La figura A.76 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro seleccionada. En ella se observan formas de onda típicas de esta carga. Por otro lado, la corriente de neutro es nula al tratarse de una carga de tres terminales. La figura A.77 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. La carga presenta unos elevados componentes armónicos en los índices 3, 5 y 7, con valores máximos en torno al 30% para el armónico quinto. También se observa un ligero desequilibrio en la forma de onda de las intensidades que se podrá cuantificar cuando se calculen los índices trifásicos correspondientes.

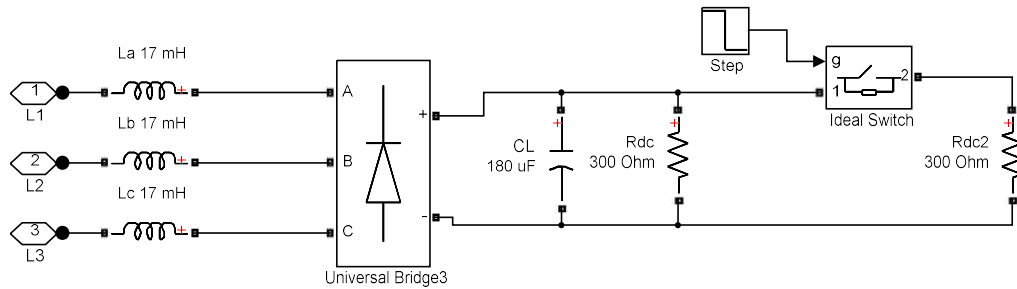


Figura A.75. Carga equilibrada no lineal para el caso *sim4*.

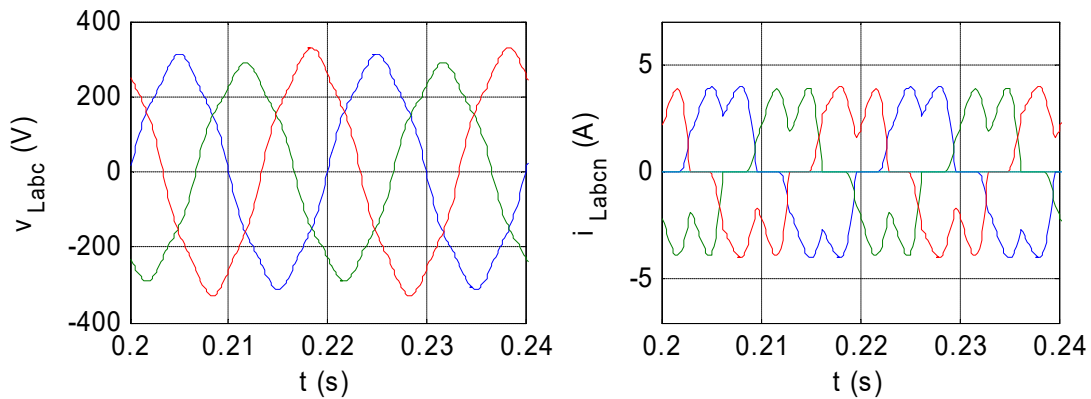


Figura A.76. Caso *sim4*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

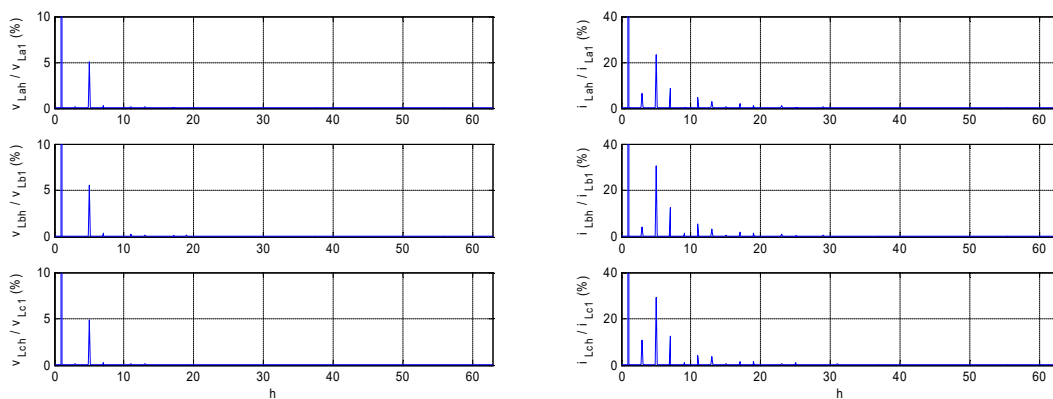


Figura A.77. Caso *sim4*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el resto de casos. El LCAC se iniciará la compensación a los 100 ms y se producirá un cambio de carga en los 300 ms. La figura A.78 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación y la figura A.79 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en

funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, y las tensiones de carga quedan reguladas y reducen su distorsión armónica y de desequilibrio.

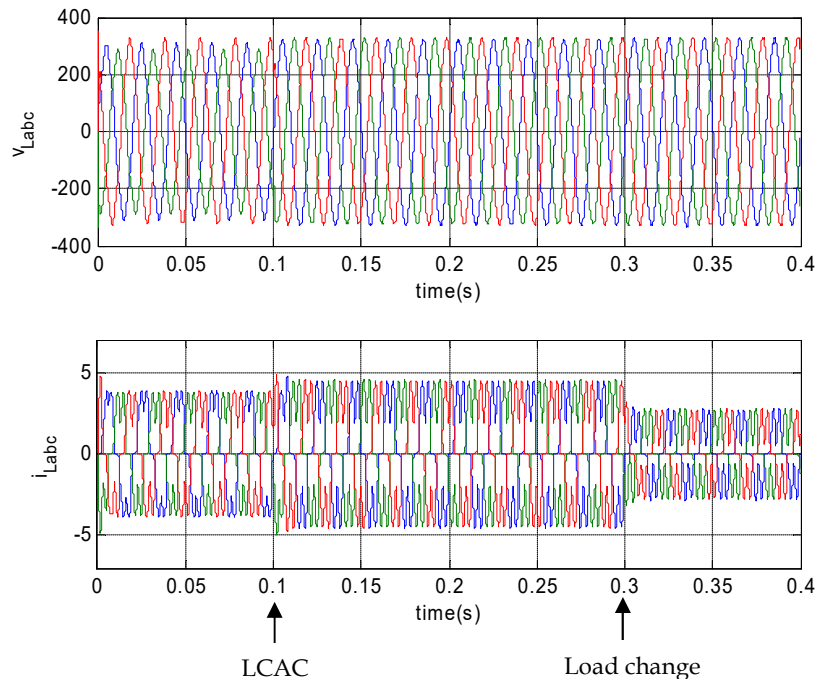


Figura A.78. Caso *sim4*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

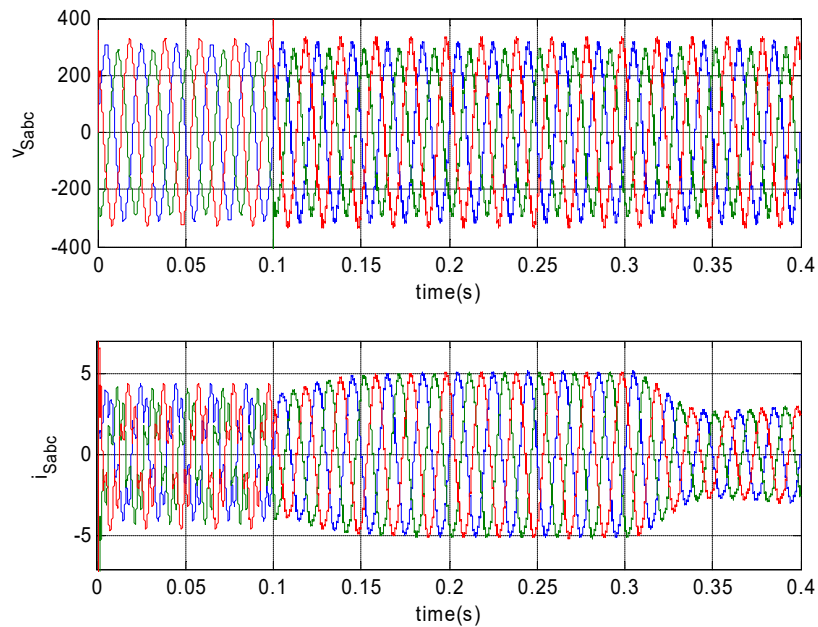


Figura A.79. Caso *sim4*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.



La figura A.80 muestra en detalle los efectos de la conexión del LCAC en las intensidades del lado de suministro. De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. La figura A.81 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga con el inicio de la compensación del LCAC. Las tensiones se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal y las intensidades presentan una ligera variación puntual mas un transitorio de ajuste al incremento de la componente fundamental de la tensión. Por otro lado, al cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a en los casos anteriores. En este caso se ha realizado una reducción de carga y se observa la correspondiente reducción de la intensidad de suministro (figura A.79), a medida que el control del LCAC determina la nueva componente activa de la carga, en aproximadamente dos ciclos y medio.

La figura A.82 muestra la evolución de las intensidades de compensación  $i_c$  del convertidor paralelo. Sus valores discurren de forma parecida en las tres fases, incluso durante el cambio de carga, en el que el acondicionador tiene que ajustar el balance de potencia del conjunto.

La figura A.83 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_c^*$  para el convertidor serie. En este caso si son de distinta magnitud para compensar el desequilibrio fundamental de las tensiones de suministro. Con el cambio de carga, el ajuste de las tensiones se reduce levemente y el convertidor serie tiene que hacer un menor esfuerzo.

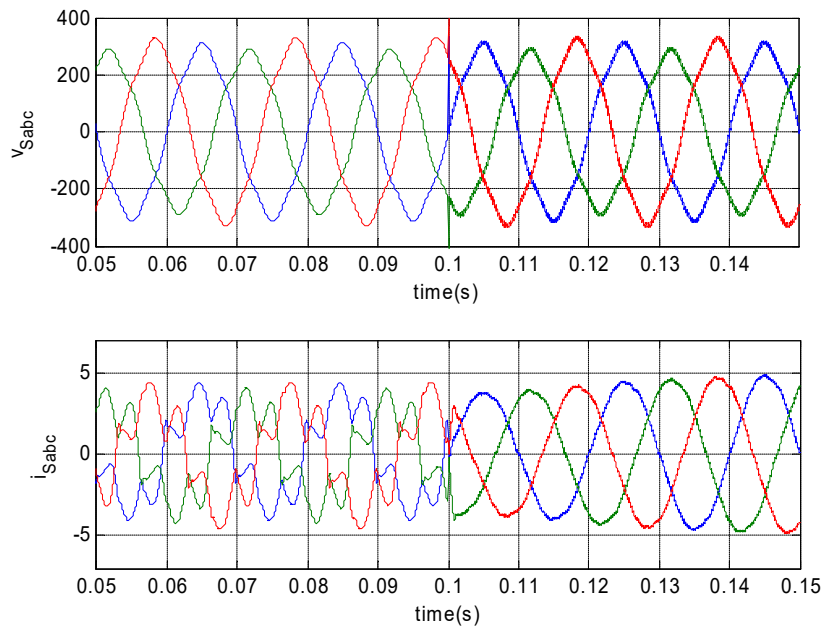


Figura A.80. Caso *sim4*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.

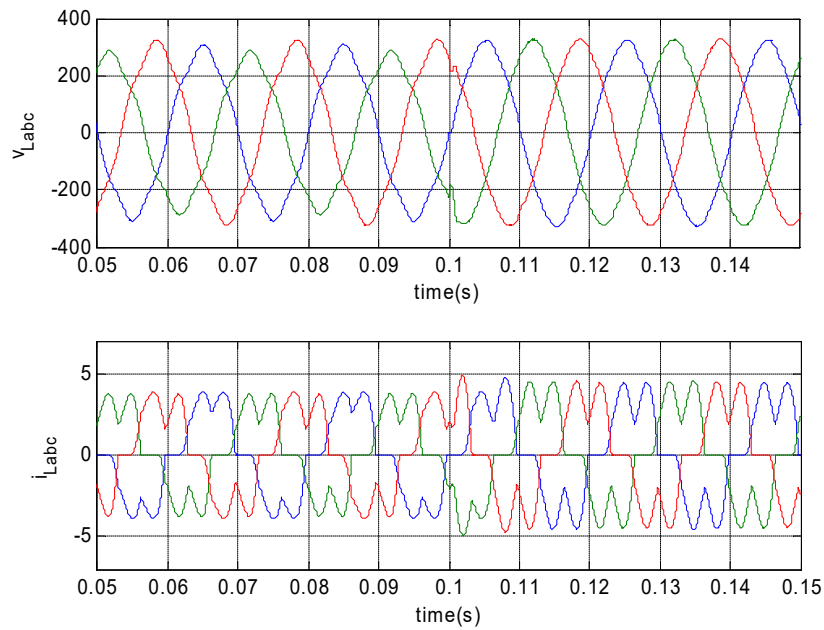


Figura A.81. Caso *sim4*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.

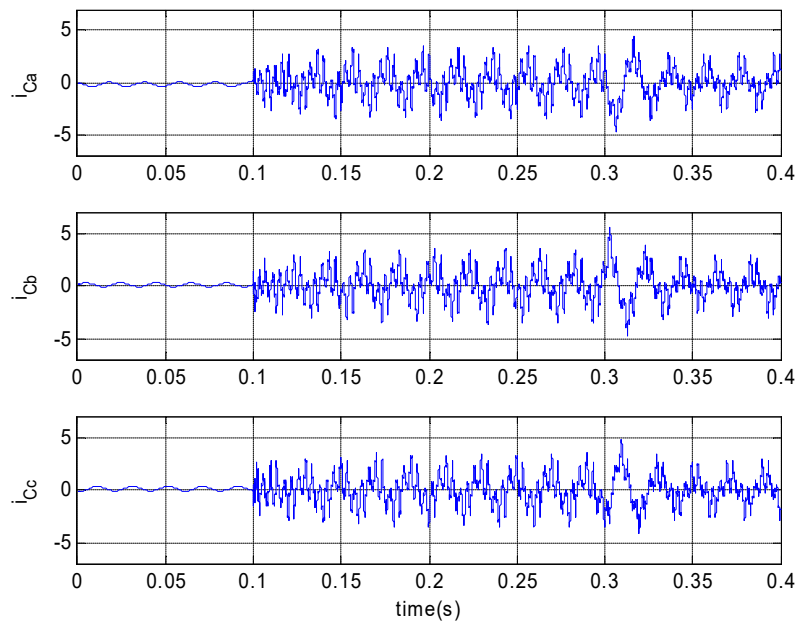
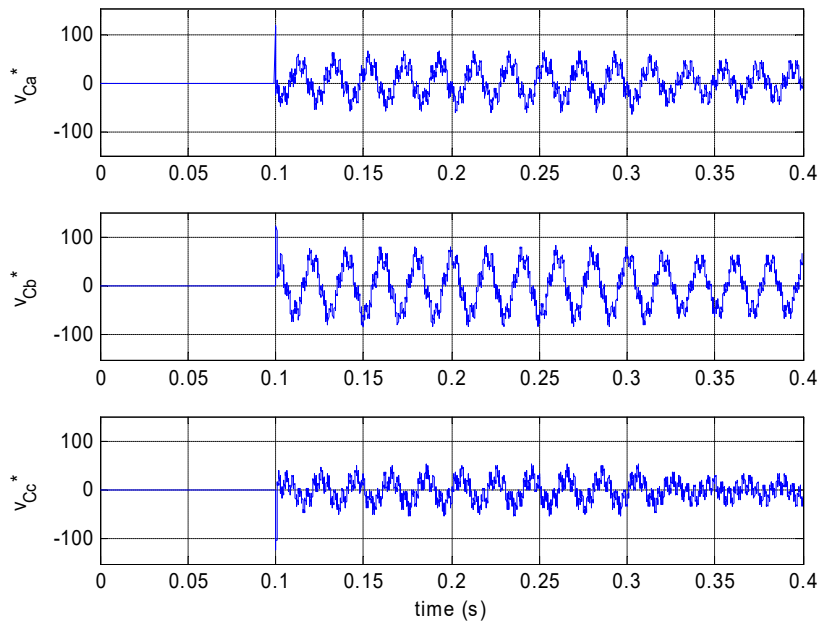
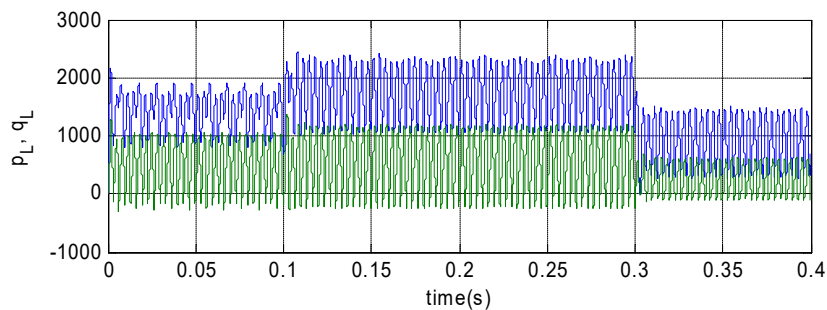


Figura A.82. Caso *sim4*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.



**Figura A.83.** Caso *sim4*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

Las figuras A.84 a A.86 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas requeridas por la carga, entre convertidores y en el lado de suministro durante la simulación. En el lado de carga, las potencias instantáneas tienen una fuerte componente oscilatoria de alta frecuencia, aunque se puede apreciar en sus valores medios que la potencia activa sube al inicio de la compensación por la mejora en la regulación de las tensiones en la carga. También se ve claramente cómo se reduce después en el cambio de carga, tanto a nivel de potencia activa como reactiva. En el punto de conexión de los convertidores del LCAC, en el que tanto las tensiones como las intensidades son senoidales durante la compensación, las potencias instantáneas presentan valores con muy poco rizado, en las que se aprecia claramente la evolución de la potencia promedio (figura A.85). En el lado de suministro queda el pequeño rizado correspondiente a la distorsión armónica y el desequilibrio de la propia tensión de suministro (figura A.86).



**Figura A.84.** Caso *sim4*. Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.

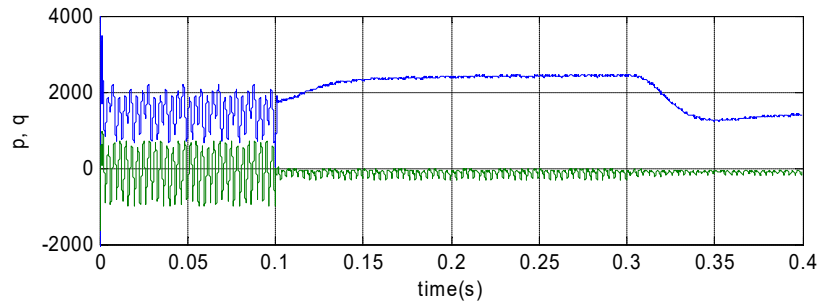


Figura A.85. Caso *sim4*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.

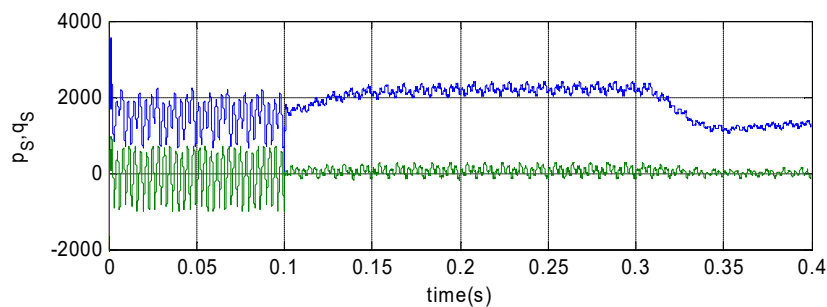


Figura A.86. Caso *sim4*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras A.87 y A.88 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas que fluyen a través de los convertidores serie y paralelo del LCAC, respectivamente. Las potencias instantáneas a través del convertidor serie son ahora similares a los del primer caso, pues se utiliza la misma tensión de suministro. Éstas se ven reducidas con el cambio de carga y la correspondiente disminución en la intensidad de suministro. Por otro lado, las componentes oscilantes de las potencias instantáneas que se circulan por el convertidor paralelo alcanzan valores máximos parecidos; si bien con componentes de mayor frecuencia.

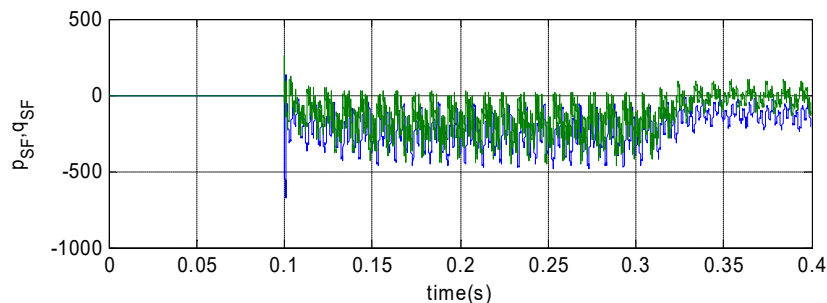


Figura A.87. Caso *sim4*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.

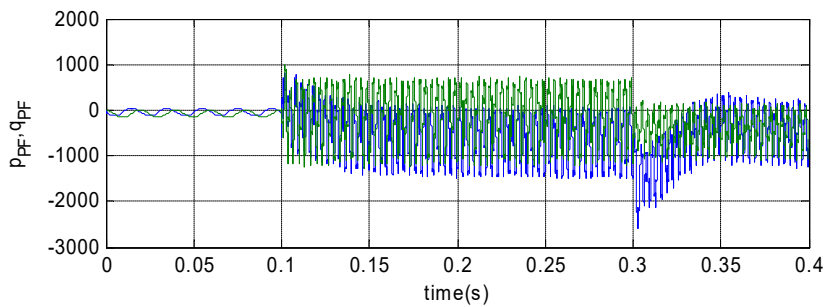


Figura A.88. Caso *sim4*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.89 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este cuarto caso. Dado que la carga no permite la circulación de componentes de secuencia cero, las tensiones en ambos condensadores se mantienen en el mismo valor y evolucionan conjuntamente. Durante el arranque del LCAC empiezan a descargarse hasta que se ajusta la componente activa de regulación, y con la reducción de carga en 300 ms se produce un incremento temporal que ajusta posteriormente el control del LCAC.

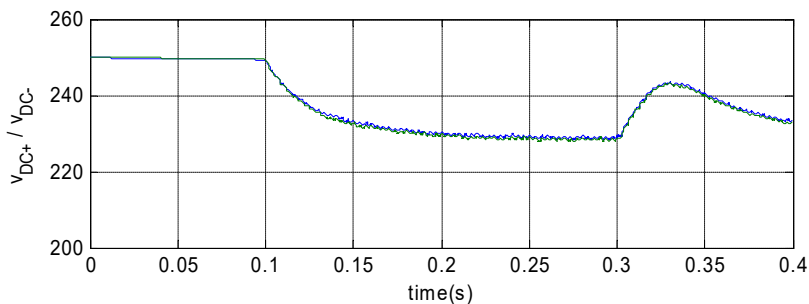


Figura A.89. Caso *sim4*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.90 a A.93 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 1% en el quinto armónico y niveles de THD por fase del 1.6% (ver tabla 4.10). Al estar prácticamente corregidas, se consigue que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores algo mayores y más distribuidos a lo largo del espectro, con un máximo para el quinto armónico en torno al 1.5%. Esta carga presenta variaciones más rápidas de la corriente, lo que dificulta su seguimiento por el convertidor paralelo y reduce las capacidades de ajuste preciso de la tensión de carga. Así, sus valores de distorsión armónica total alcanzan valores del 2.3% en cada fase (ver tabla 4.10).

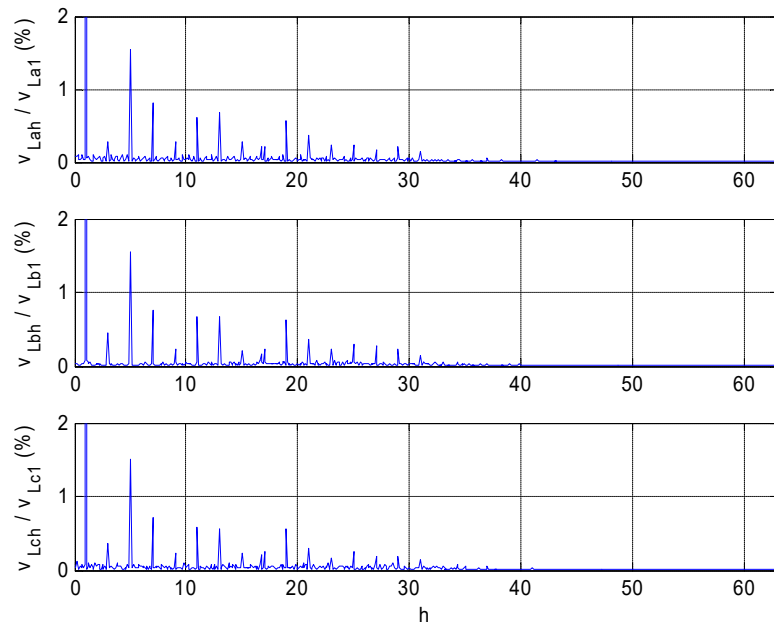


Figura A.90. Caso *sim4*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

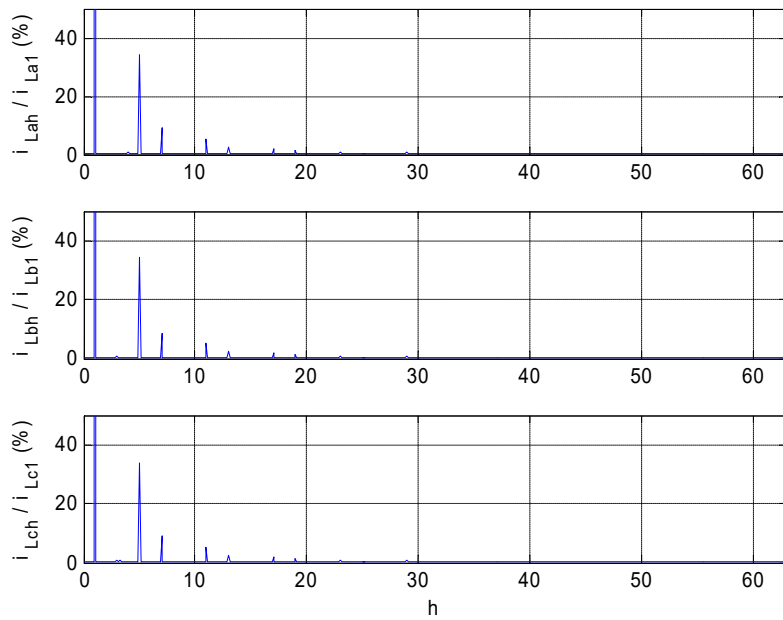


Figura A.91. Caso *sim4*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

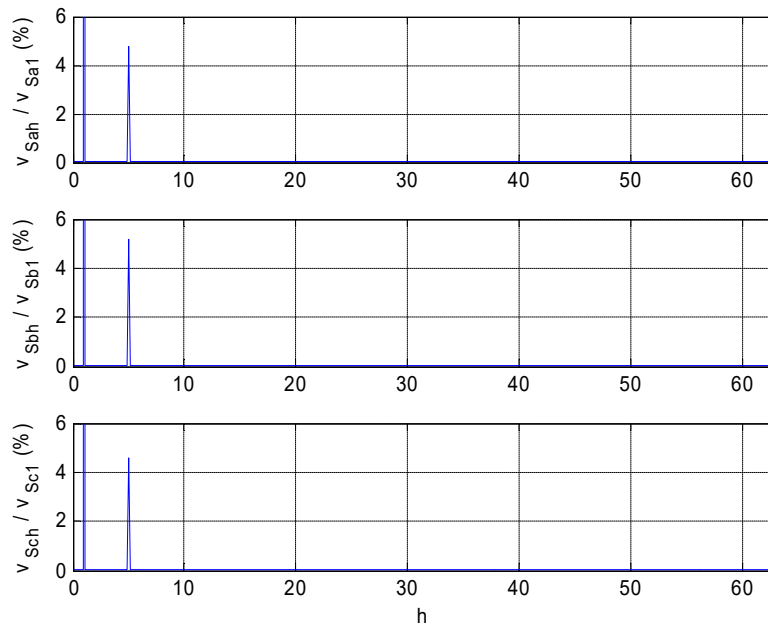


Figura A.92. Caso *sim4*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

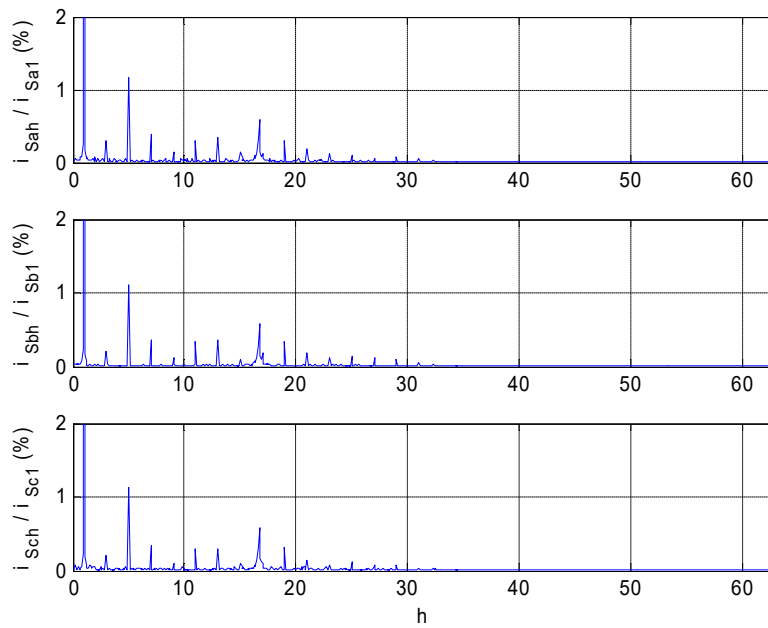
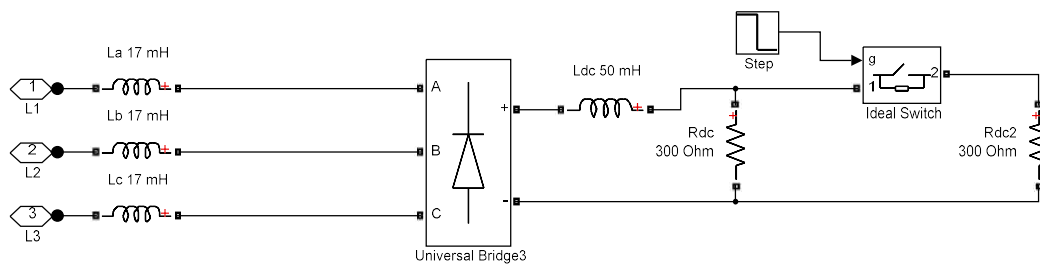


Figura A.93. Caso *sim4*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

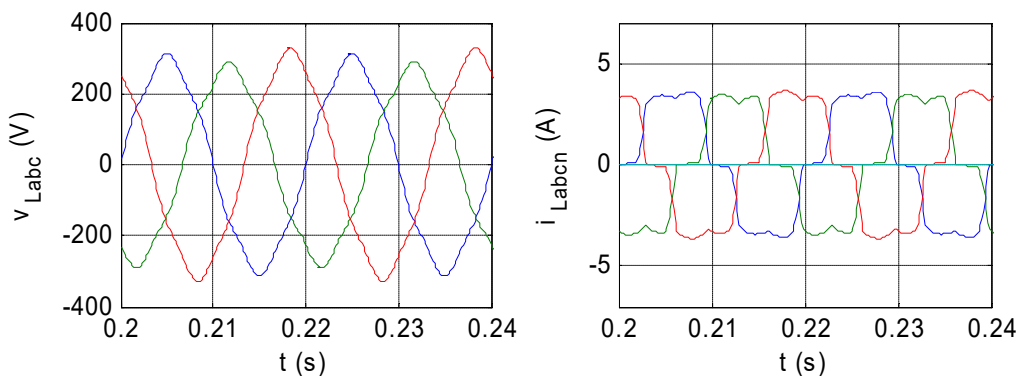
**A.2.4. Caso práctico *sim5*: Carga equilibrada no lineal tipo HCS alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.**

En este caso práctico se alimenta a una carga trifásica equilibrada y no lineal de tipo HCS, con la misma tensión desequilibrada y distorsionada del caso *sim1*. La carga es un rectificador trifásico de diodos de onda completa, con una inductancia de 50 mH y una resistencia de carga de 150  $\Omega$  en el lado de continua, así como tres inductancias de alisado de 17 mH en el lado de alterna. En el puente de diodos se dispone de ramas RC serie como snubber, de 500  $\Omega$  y 1  $\mu$ F respectivamente. La figura A.94 muestra el esquema de MATLAB-Simulink para dicha carga, en el que se aprecia que la resistencia de carga se ha dividido en dos elementos de 300  $\Omega$  para producir el cambio de carga.

La figura A.95 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga, alimentada por la red de suministro seleccionada. En ella se observan formas de onda típicas de esta carga. Por otro lado, la corriente de neutro es nula al tratarse de una carga de tres terminales. La figura A.96 muestra los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga antes de la compensación. La carga presenta unos elevados componentes armónicos en los índices 5 y 7, con valores máximos en torno al 20% para el armónico quinto; así como valores apreciables en los armónicos 3, 9, 11 o 13. Sin embargo, la tensión de suministro no presenta grandes variaciones con respecto a su funcionamiento en vacío. También se observa un ligero desequilibrio en la forma de onda de las intensidades, que se podrá cuantificar cuando se calculen los índices trifásicos correspondientes.



**Figura A.94.** Carga equilibrada no lineal para el caso *sim5*.



**Figura A.95.** Caso *sim5*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.



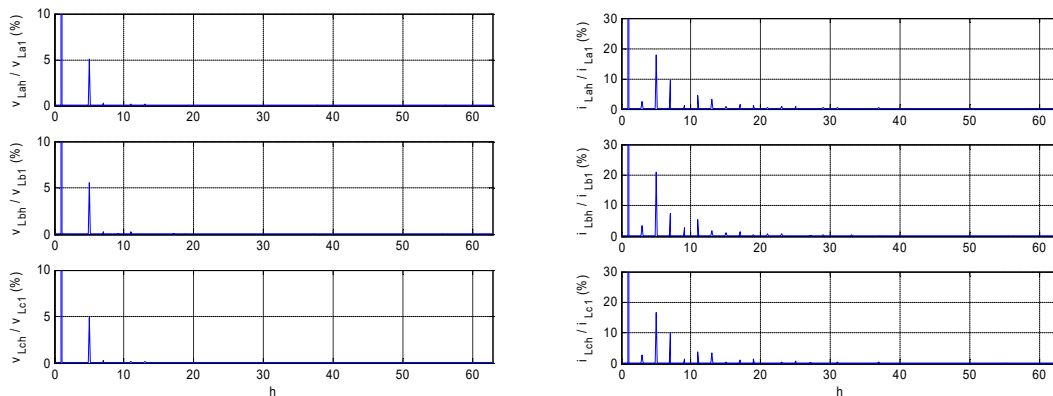


Figura A.96. Caso *sim5*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. El LCAC iniciará la compensación a los 100 ms y se producirá un cambio de carga en los 300 ms. La figura A.97 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación y la figura A.98 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, y las tensiones de carga aparecen reguladas y con niveles reducidos de distorsión armónica y desequilibrio.

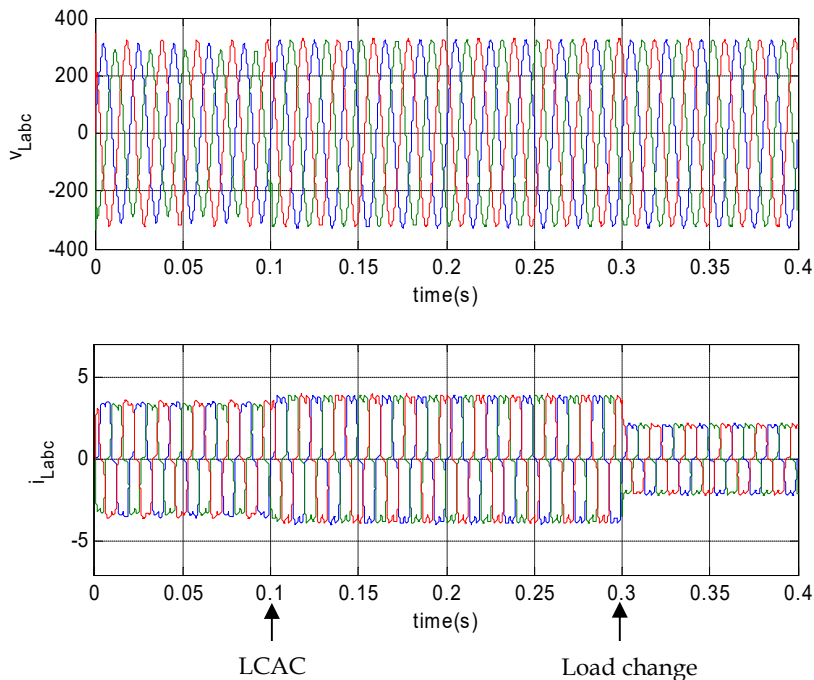


Figura A.97. Caso *sim5*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

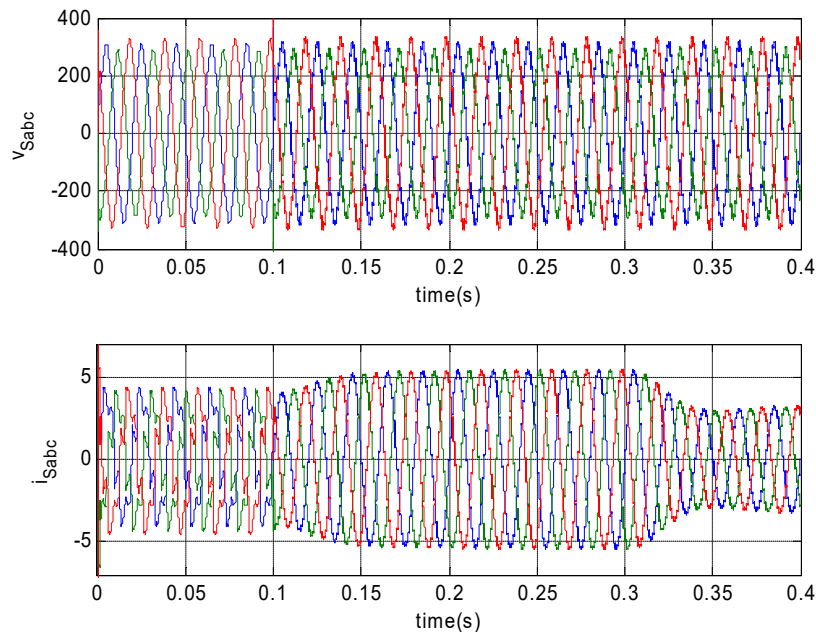


Figura A.98. Caso *sim5*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

La figura A.99 muestra en detalle los efectos de la conexión del LCAC en las intensidades del lado de suministro. De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. La figura A.100 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga con la activación del LCAC, cuando las tensiones de carga se vuelven senoidales, equilibradas y reguladas a su valor nominal. Las intensidades de carga presentan una ligera variación aparente con la activación del acondicionador, con un transitorio de ajuste al incremento en componente fundamental de la tensión. Por otro lado, al cambio de carga en los 300ms produce efectos similares a los casos anteriores. En este caso se ha realizado también una reducción de carga y se observa la correspondiente reducción de la intensidad de suministro, a medida que el control del LCAC determina la nueva componente activa de la carga en aproximadamente dos ciclos y medio.

La figura A.101 muestra la evolución de las intensidades de compensación  $i_c$  del convertidor paralelo. Sus valores discurren de forma parecida en las tres fases, incluso durante el cambio de carga, mientras el acondicionador va ajustando el balance de potencia del conjunto al nuevo régimen de trabajo.

La figura A.102 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_c^*$  para el convertidor serie. En este caso son de distinta magnitud para compensar el desequilibrio fundamental de las tensiones de suministro. Con el cambio de carga, el ajuste de las tensiones se reduce levemente y el convertidor serie tiene que hacer un menor esfuerzo.

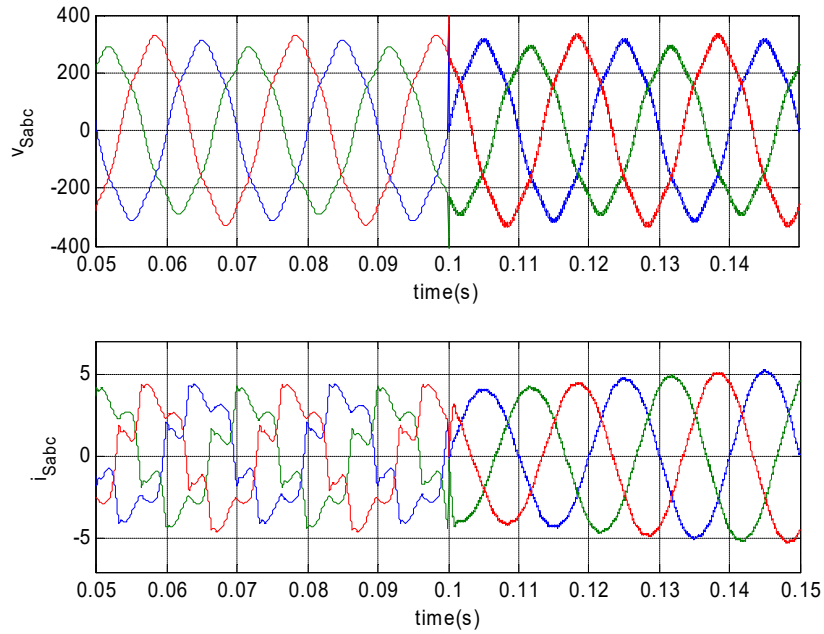


Figura A.99. Caso *sim5*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.

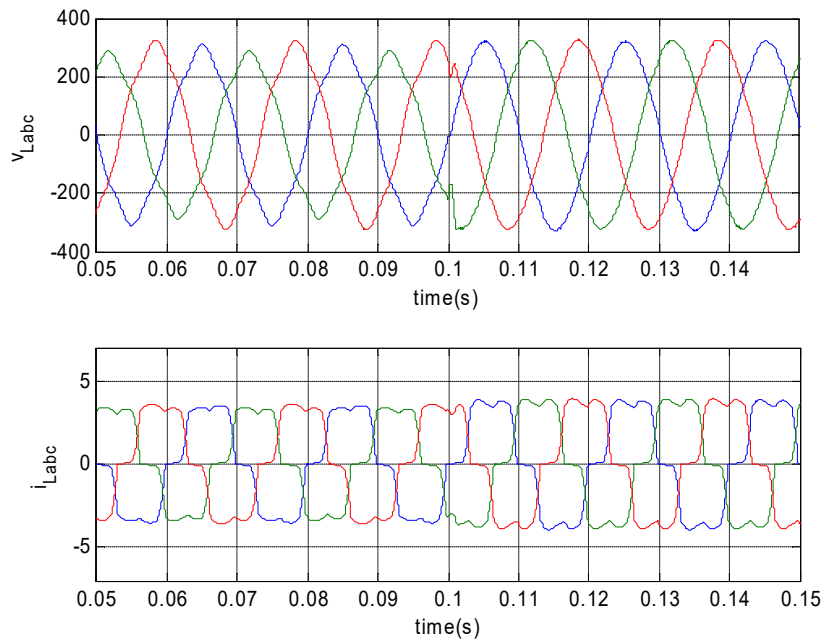


Figura 4.100. Caso *sim5*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.

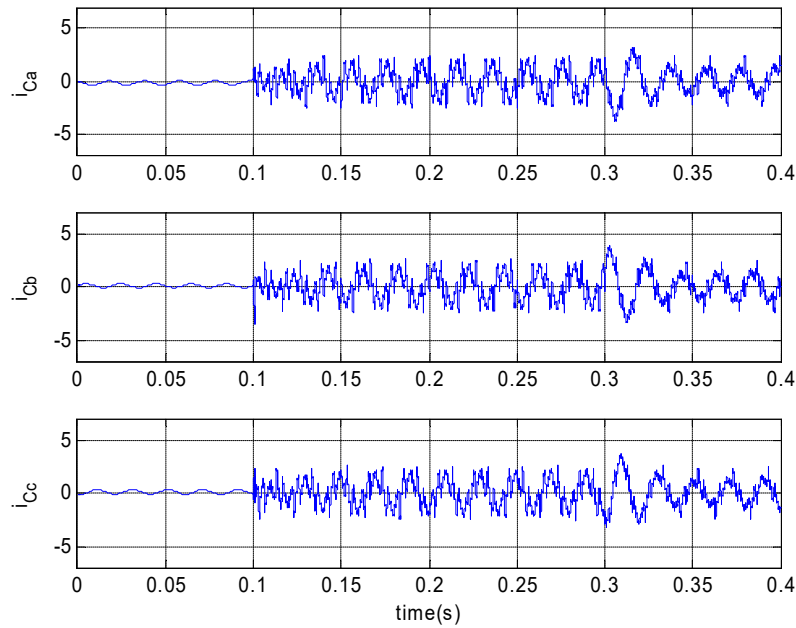


Figura A.101. Caso *sim5*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.

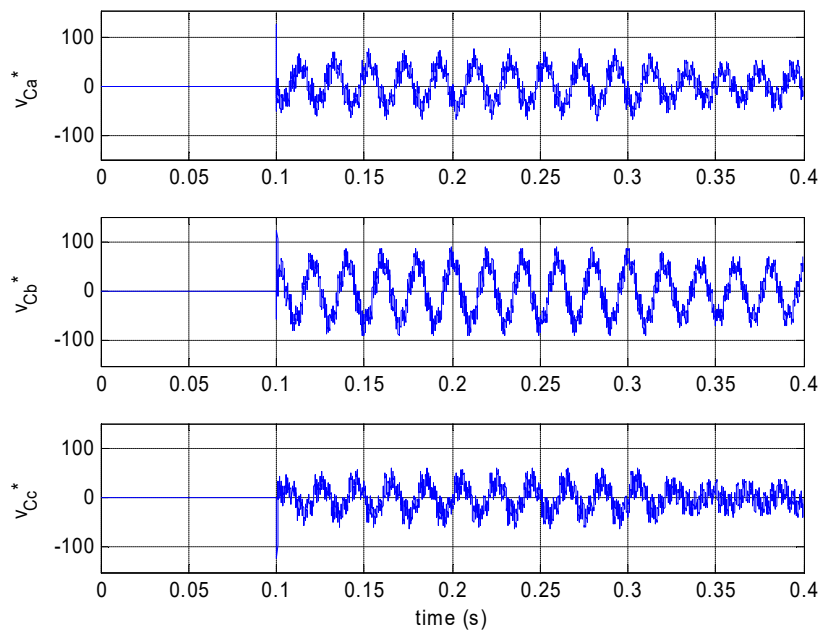


Figura A.102. Caso *sim5*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

Las figuras A.103 a A.105 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas requeridas por la carga, entre convertidores y en el lado de suministro durante la simulación. En el lado de carga, las potencias instantáneas tienen una fuerte componente oscilatoria de alta frecuencia, aunque se puede apreciar en sus valores medios que la potencia activa sube al inicio de la compensación por la mejora en la regulación de las tensiones en la carga. También se aprecia como baja después con

el cambio de carga, tanto a nivel de potencia activa como reactiva. En el punto de conexión de los convertidores del LCAC, en el que tanto las tensiones como las intensidades son senoidales durante la compensación, las potencias instantáneas presentan valores con muy poco rizado en las que se aprecia claramente la evolución de la potencia promedio (figura A.104). En el lado de suministro queda el pequeño rizado correspondiente a la distorsión armónica y el desequilibrio de la propia tensión de suministro (figura A.105).

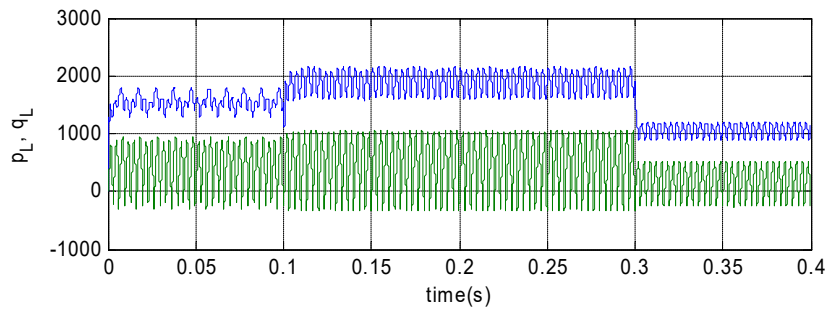


Figura A.103. Caso *sim5*. Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.

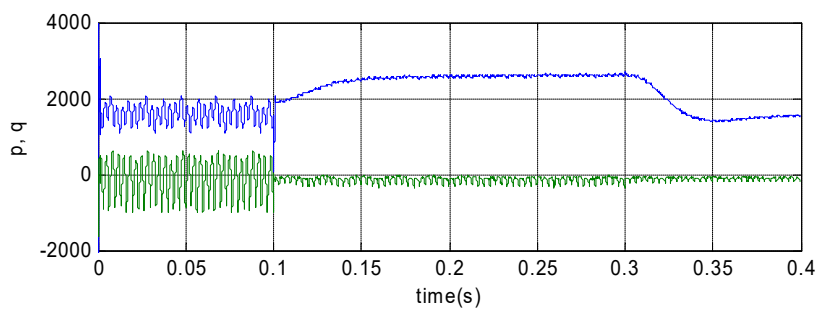


Figura A.104. Caso *sim5*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.

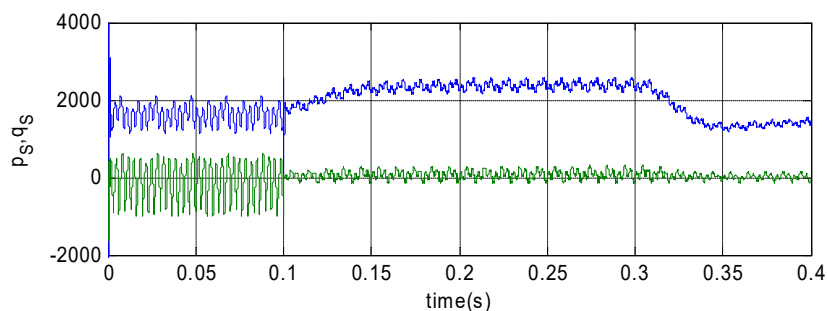


Figura A.105. Caso *sim5*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras A.106 y A.107 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas que fluyen a través de los convertidores serie y paralelo del LCAC, respectivamente. Las potencias instantáneas a través del convertidor serie son similares a los del caso *sim1*, pues se utiliza la misma tensión de suministro. Éstas se ven reducidas con el cambio de carga y la correspondiente disminución en la intensidad de suministro. Por otro lado, las componentes oscilantes de las potencias instantáneas

que se circulan por el convertidor paralelo alcanzan valores máximos parecidos, si bien con componentes de mayor frecuencia.

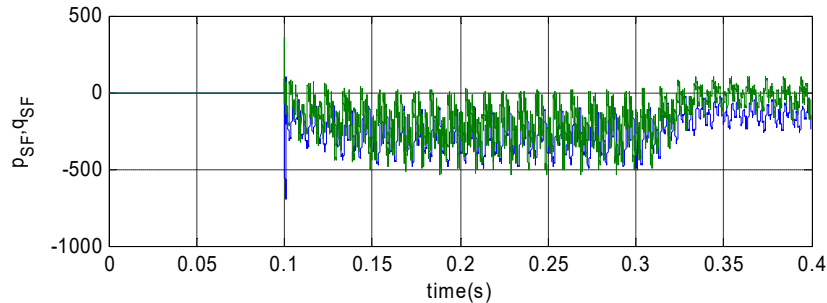


Figura A.106. Caso *sim5*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.

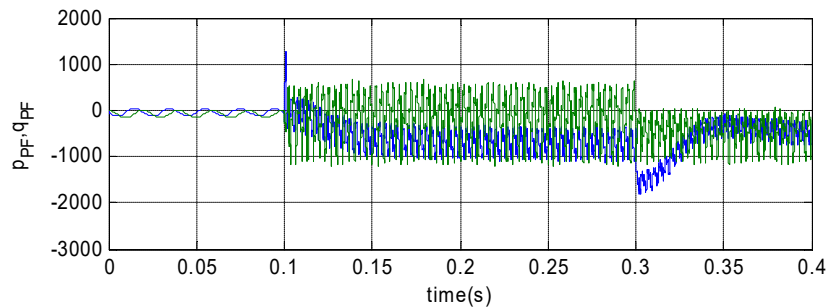


Figura A.107. Caso *sim5*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.108 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este quinto caso. Dado que la carga no permite la circulación de componentes de secuencia cero, las tensiones en ambos condensadores se mantienen en el mismo valor y evolucionan conjuntamente, al igual que en el caso anterior. Durante el arranque del LCAC, empiezan a descargarse hasta que se ajusta la componente activa de regulación. Y con la reducción de carga en 300 ms, se produce un incremento temporal que ajusta posteriormente el control del LCAC.

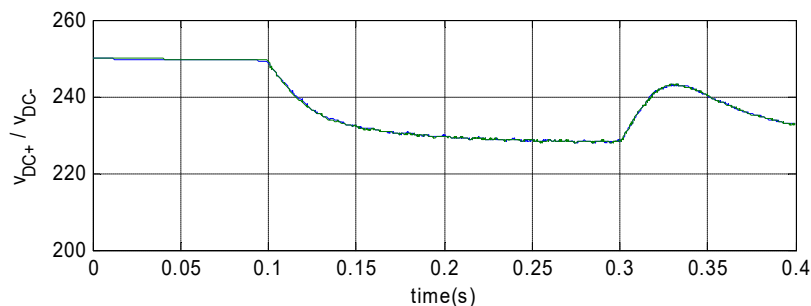


Figura A.108. Caso *sim5*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se ha tomado el intervalo de 0.2 a 0.4

segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.109 a A.112 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación.

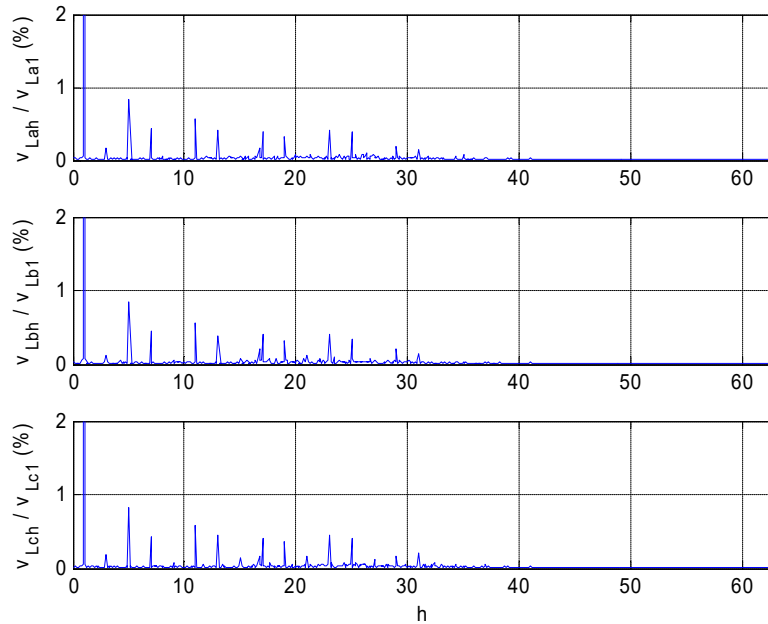


Figura A.109. Caso *sim5*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

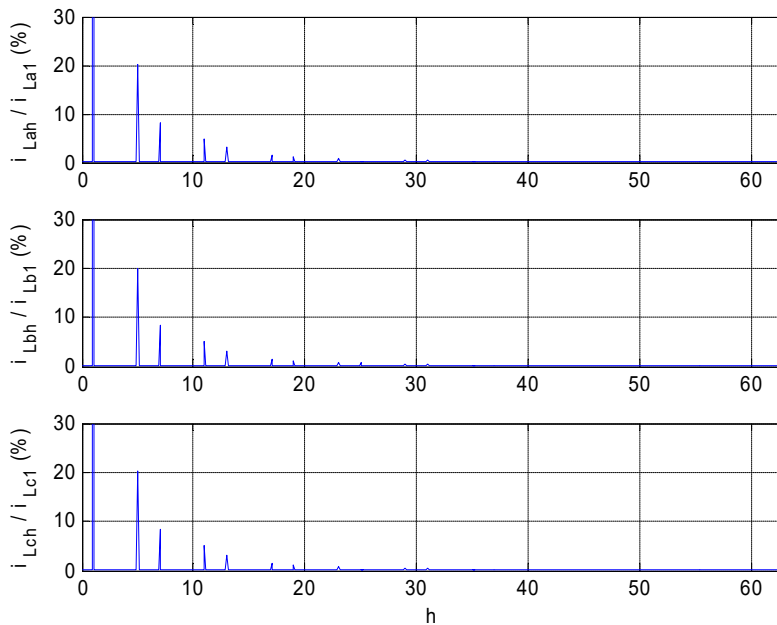


Figura A.110. Caso *sim5*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

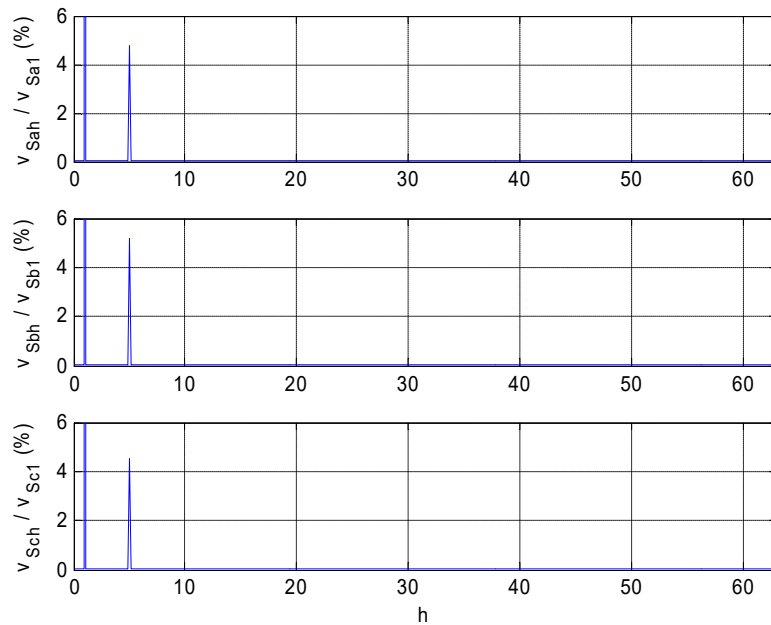


Figura A.111. Caso *sim5*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

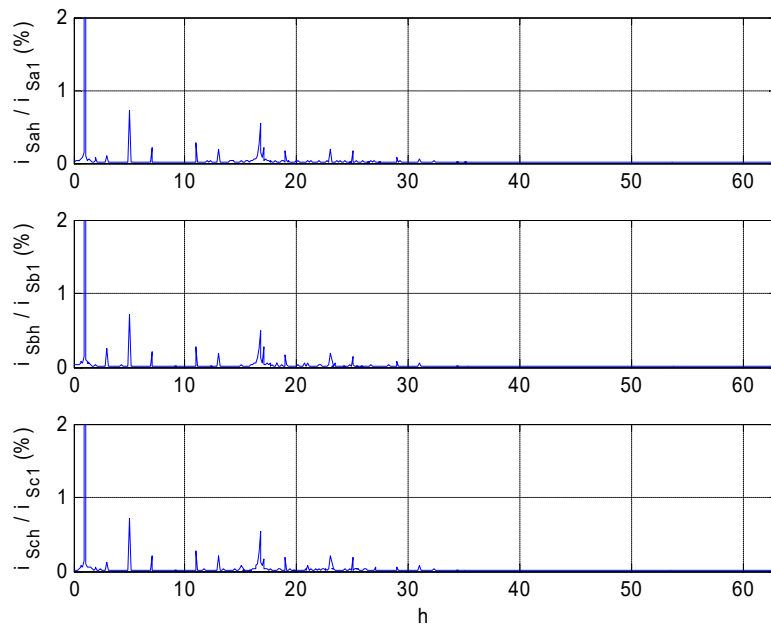


Figura A.112. Caso *sim5*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas inferiores al 1% en el quinto armónico y más reducidas en el resto, con niveles de THD por fase del 1.18% (ver tabla 4.13). Al estar prácticamente corregidas, se consigue que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes como en los casos anteriores. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores también reducidos y más distribuidos, con valores de distorsión armónica total del 1.6% en cada fase.



**A.2.5. Caso práctico *sim6*: Carga equilibrada no lineal tipo HVS sensible, alimentada con tensiones desequilibradas y distorsionadas.**

En este caso práctico se alimenta a la carga del caso *sim4*, con la diferencia de que ahora no se incluyen las inductancias de alisado. La figura A.113 muestra el esquema de MATLAB-Simulink para dicha carga, también con dos resistencias para producir el cambio de carga, y la figura A.114 muestra las formas de onda de tensión e intensidad en los terminales de la carga antes de la compensación. En ella se observa que las intensidades de carga presentan picos pronunciados y repetitivos que apuntan a resonancias entre fuente y carga con un comportamiento poco amortiguado. Esta carga muestra una sensibilidad elevada a los armónicos de la tensión de alimentación y a sus propias conmutaciones. La figura A.115 muestra los espectros armónicos correspondientes. La corriente de carga presenta unos elevados componentes armónicos en un amplio rango de frecuencias, con muchas componentes con índices de distorsión entre el 10% y el 20%, con valores de THD por fase entre el 38 y el 45% (ver tabla 4.16). Esta corriente tan distorsionada afecta también a la tensión en bornas, elevando su THD de valores en torno al 4.7% a valores en torno al 5.5% (ver tabla 4.16), si bien la principal distorsión armónica sigue siendo el componente del quinto armónico.

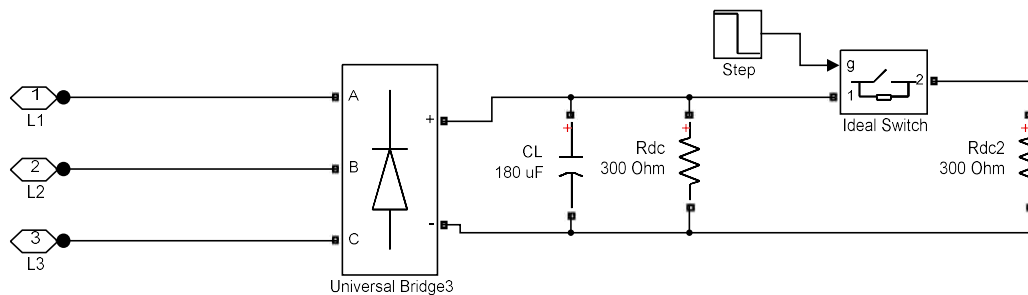


Figura A.113. Carga equilibrada no lineal para el caso *sim6*.

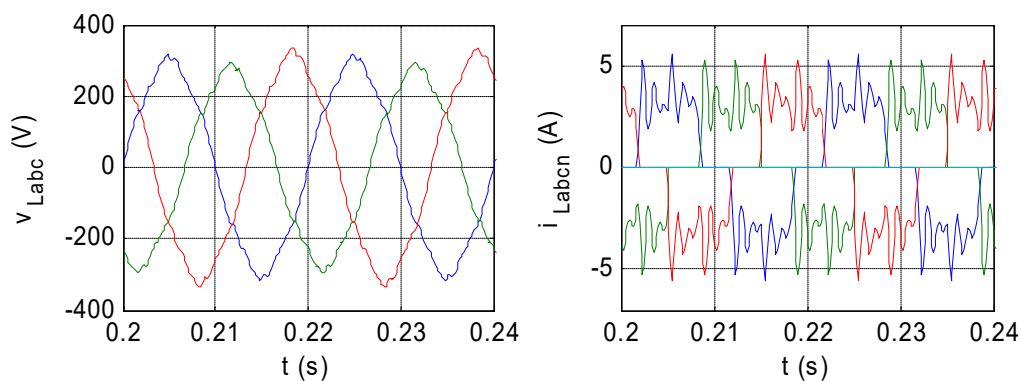


Figura A.114. Caso *sim6*. Formas de onda de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

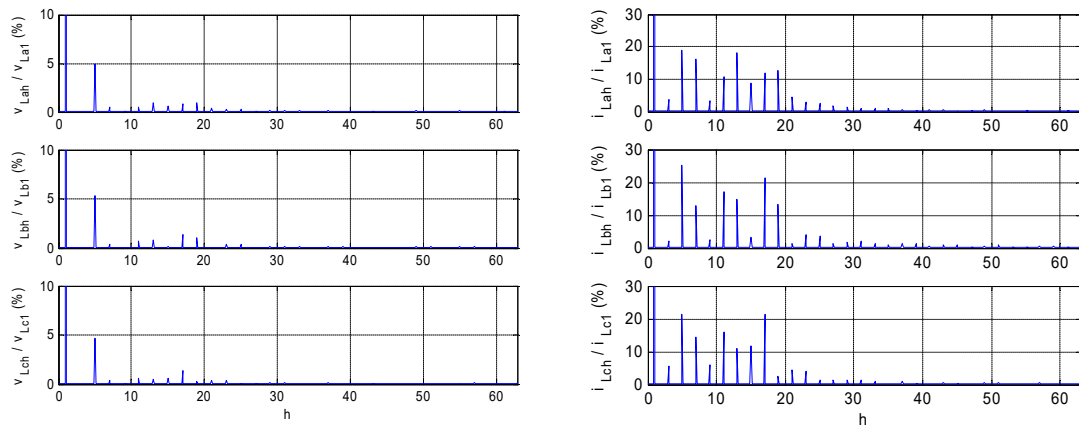


Figura A.115. Caso *sim6*. Espectros armónicos de las tensiones e intensidades en la carga sin compensar.

Una vez caracterizados tanto la carga como la red de suministro, se realizará una simulación para analizar la compensación del sistema por el LCAC con la misma estructura que el caso anterior. El LCAC iniciará la compensación a los 100 ms y se producirá un cambio de carga en los 300 ms. La figura A.116 muestra las formas de onda resultantes de las tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC durante toda la simulación y la figura A.117 muestra las tensiones e intensidades en el lado de suministro. En ellas se observa cómo, a partir de la entrada en funcionamiento del LCAC, las corrientes de suministro se vuelven más senoidales y equilibradas. Y las tensiones de alimentación a la carga mejoran en su grado de desequilibrio y en su regulación de tensión, si bien muestran una distorsión armónica visible.

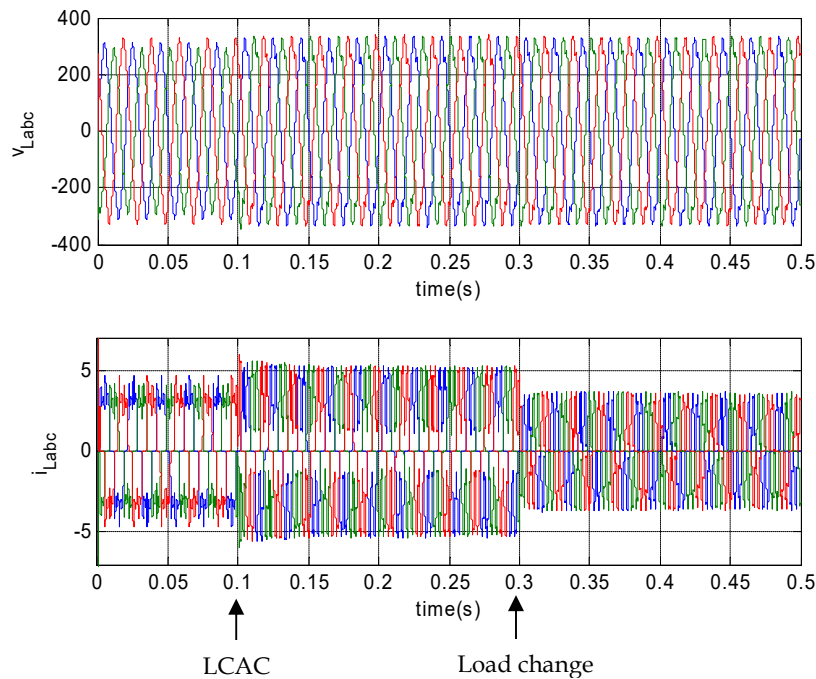


Figura A.116. Caso *sim6*. Tensiones e intensidades en el lado de carga del LCAC.

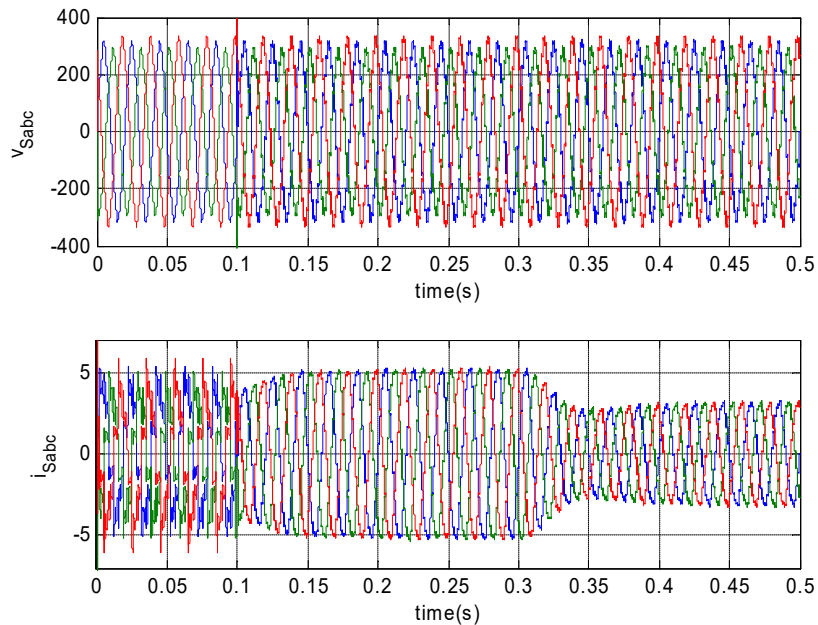


Figura A.117. Caso *sim6*. Tensiones e intensidades en el lado de red del LCAC.

La figura A.118 muestra en detalle los efectos de la conexión del LCAC en las intensidades del lado de suministro. De forma similar a los casos anteriores, se observa un corto transitorio de ajuste tras el cual las intensidades de suministro se vuelven más senoidales y equilibradas, con independencia de la distorsión de las tensiones de suministro. En este caso se observa cierta distorsión en las intensidades, en los momentos en que se producen las variaciones de carga más rápidas y se alcanzan algunos límites en las capacidades de compensación del acondicionador. La figura A.119 muestra la variación de las tensiones e intensidades de carga con el comienzo de la compensación del LCAC. Las tensiones de carga se vuelven más equilibradas y reguladas a su valor nominal. Se mantiene sin embargo algo de distorsión en los tramos en que los diodos de la fase correspondiente están en fase de conducción y la carga se comporta como una carga tipo HVS. En estos instantes, las intensidades que habría que inyectar desde el convertidor paralelo para mantener la tensión senoidal serían muy elevadas, pudiendo sobrepasar incluso los límites de la propia línea de alimentación. En este caso, el convertidor serie bloquea la circulación de dichos armónicos desde la línea de suministro y el convertidor paralelo suministra la intensidad necesaria, dentro de sus límites, para mantener la tensión lo más senoidal posible para otras cargas que pudiera haber conectadas en dicha fase. Además, se eliminan las resonancias que existían en la corriente de carga y sus formas de onda aparecen como las características de este tipo de consumo.

La figura A.120 muestra la evolución de la intensidad de neutro en los lados de carga y suministro, antes y después de la compensación. La corriente de neutro es nula en el lado de carga, al ser ésta de tres hilos. En el lado de suministro aparece una pequeña componente, principalmente compuesta por armónicos de alta frecuencia. Según se refleja en los cálculos de las tablas 4.16 y 4.17, la corriente de neutro en el suministro presenta un valor eficaz total de 0.163 A, con una componente fundamental de 0.014 A.

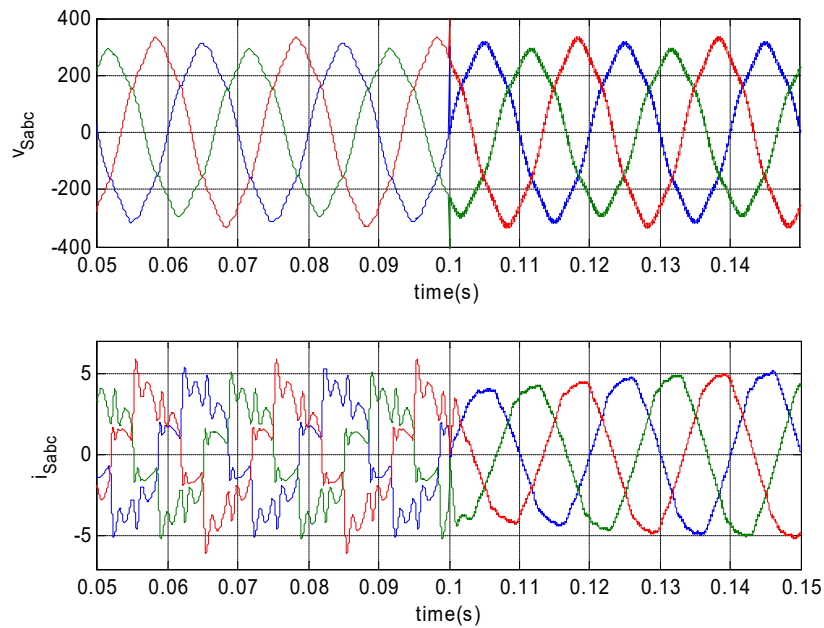


Figura A.118. Caso *sim6*. Detalle de las tensiones e intensidades de suministro durante la conexión del LCAC.

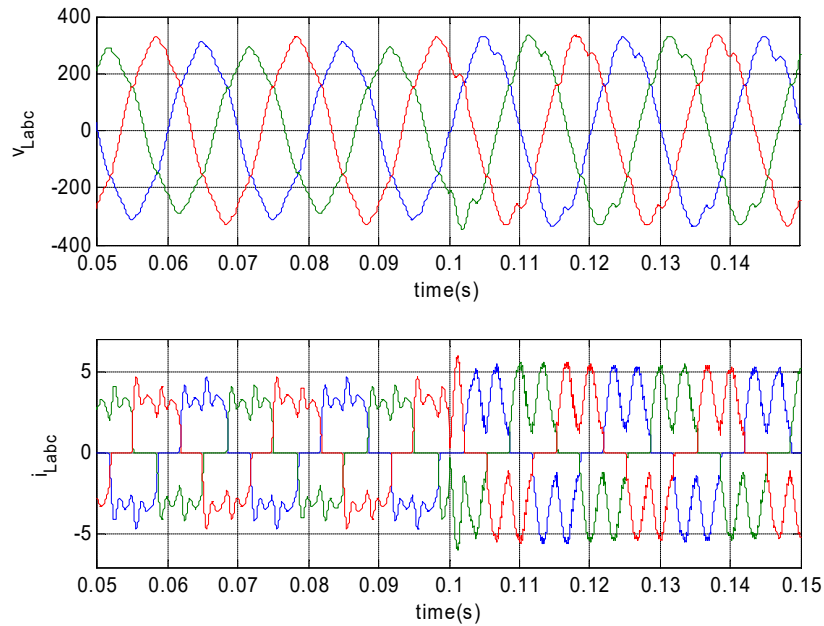


Figura A.119. Caso *sim6*. Detalle de las tensiones e intensidades de carga durante la conexión del LCAC.

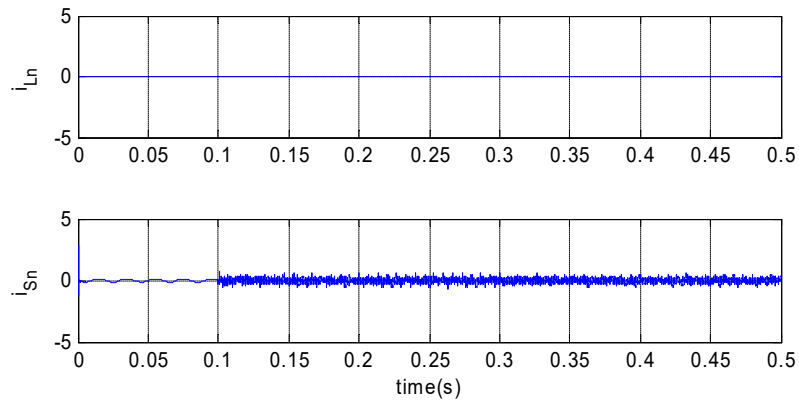


Figura A.120. Caso *sim6*. Intensidades de neutro en los lados de carga y suministro del LCAC.

La figura A.121 muestra la evolución de las intensidades de compensación  $i_c$  del convertidor paralelo. Sus valores discurren de forma parecida en las tres fases, incluso durante el cambio de carga en el que el acondicionador tiene que ajustar el balance de potencia del conjunto. En comparación con el caso *sim4*, éstas tienen componentes de mayor frecuencia para compensar en la medida de lo posible los cambios rápidos en la corriente de carga. La figura A.122 muestra las referencias de las tensiones de compensación  $v_c^*$  para el convertidor serie. En este caso presentan valores más reducidos ya que las tensiones de suministro no presentan una distorsión tan acusada; si bien de nuevo presentan un esfuerzo más elevado en alta frecuencia, para mantener la corriente de suministro con una distorsión reducida en este caso límite.

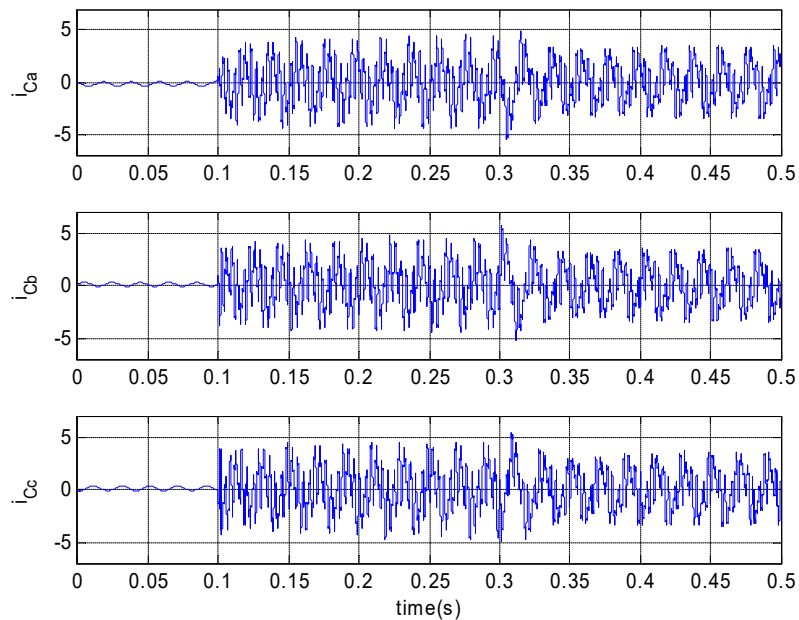


Figura A.121. Caso *sim6*. Intensidades de compensación del convertidor paralelo del LCAC.

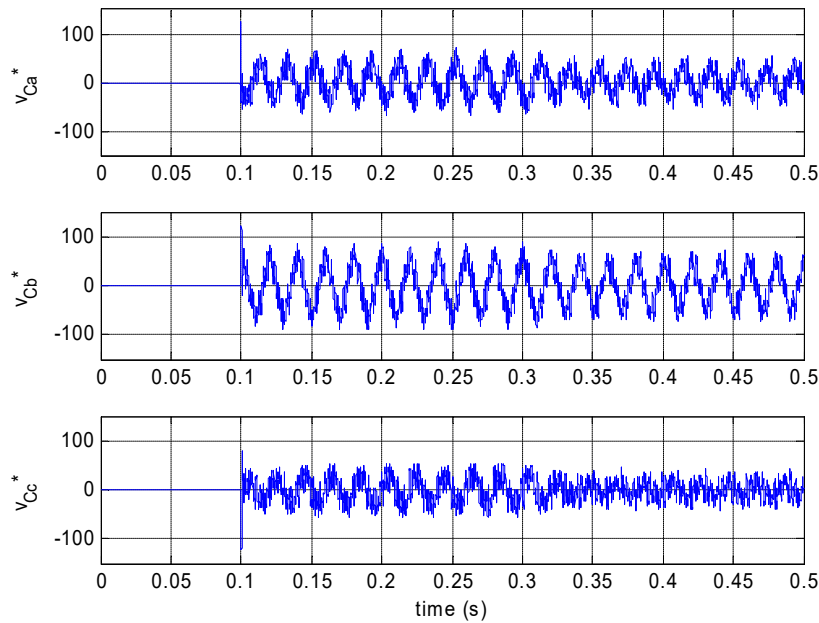


Figura A.122. Caso *sim6*. Referencias de las tensiones de compensación del convertidor serie del LCAC.

Las figuras A.123 a A.125 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas requeridas por la carga, entre convertidores y en el lado de suministro durante la simulación. En el lado de carga, las potencias instantáneas tienen una fuerte componente oscilatoria de alta frecuencia, con picos acusados, aunque se puede apreciar en sus valores medios que la potencia activa sube al inicio de la compensación por la mejora en la regulación de las tensiones en la carga. Se aprecia también como se ajusta después en el cambio de carga, tanto a nivel de potencia activa como reactiva. En el punto de conexión de los convertidores del LCAC, ahora tanto las tensiones como las intensidades presentan un cierto nivel de distorsión, y las potencias instantáneas presentan valores con un pequeño rizado, aunque se sigue apreciando claramente la evolución de la potencia promedio. En el lado de suministro presenta una evolución similar, si bien el desequilibrio de la tensión produce una componente oscilante de potencia de 100 Hz claramente identificable.

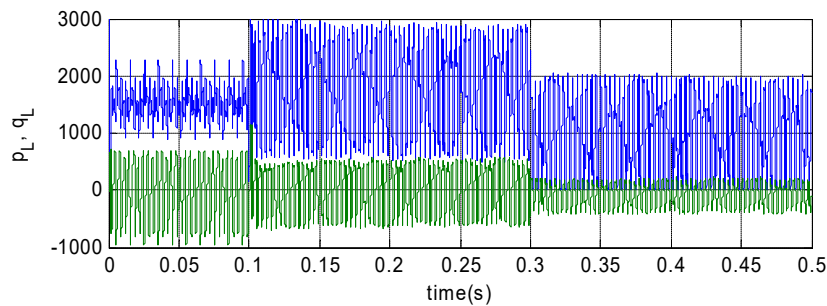


Figura A.123. Caso *sim6*. Potencias activa y reactiva instantáneas en bornas de la carga no lineal.

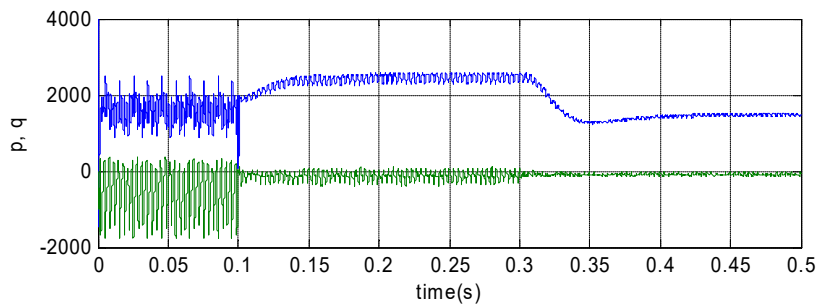


Figura A.124. Caso *sim6*. Potencias activa y reactiva instantáneas entre los convertidores del LCAC.

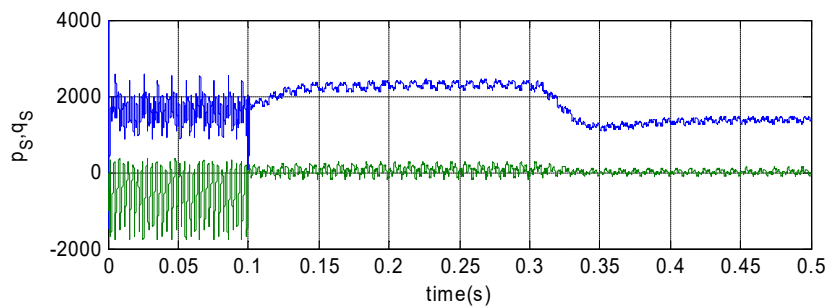


Figura A.125. Caso *sim6*. Potencias activa y reactiva instantáneas proporcionadas desde el lado de suministro.

Las figuras A.126 y A.127 muestran las potencias activa y reactiva instantáneas que fluyen a través de los convertidores serie y paralelo del LCAC, respectivamente. Las potencias instantáneas a través del convertidor serie son ahora similares a los del caso *sim4*, pues se utiliza la misma tensión de suministro. Por otro lado, las componentes oscilantes de las potencias instantáneas que se circulan por el convertidor paralelo alcanzan valores máximos más acusados, debido al carácter de la carga a compensar.

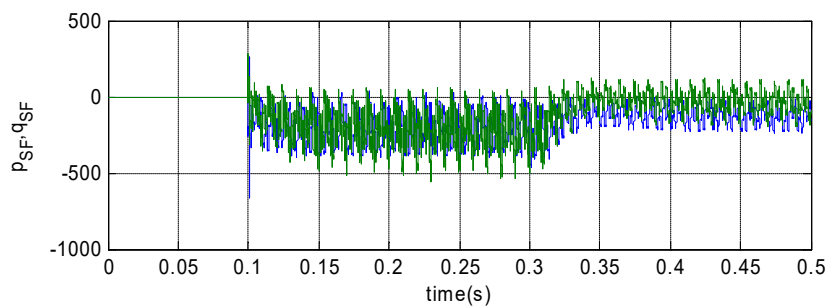


Figura A.126. Caso *sim6*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor serie del LCAC.

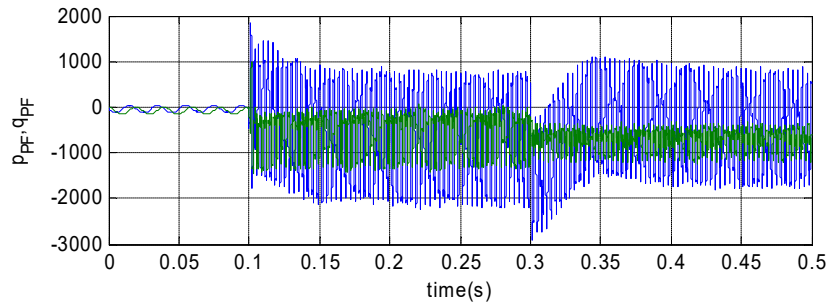


Figura A.127. Caso *sim6*. Potencias activa y reactiva instantáneas en el convertidor paralelo del LCAC.

La figura A.128 muestra la evolución de las tensiones en los condensadores del bus de continua durante este sexto caso. Dado que la carga no permite la circulación de componentes de secuencia cero, las tensiones en ambos condensadores se mantienen en el mismo valor y evolucionan conjuntamente. Durante el arranque del LCAC, empiezan a descargarse hasta que se ajusta la componente activa de regulación. Después, con la reducción de carga en 300 ms, se produce un incremento temporal que ajusta posteriormente el control del LCAC.

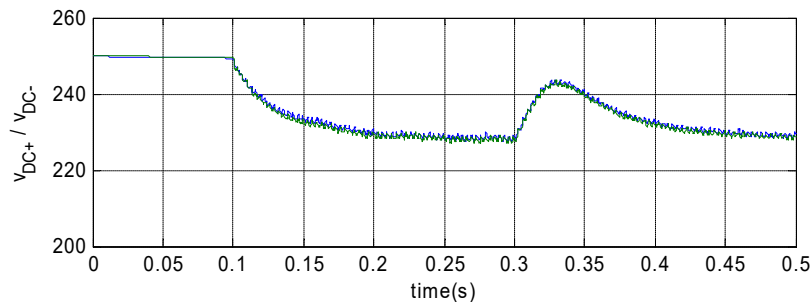


Figura A.128. Caso *sim6*. Tensiones en el bus de continua del LCAC.

Finalmente, se ha realizado un análisis de contenido armónico y desequilibrios en las formas de onda obtenidas de tensión e intensidad. En este caso, se ha vuelto a realizar la simulación expuesta en las figuras anteriores, sin realizar el cambio de la carga, y se he tomado el intervalo de 0.2 a 0.4 segundos para el cálculo con la FFT. Las figuras A.129 a A.132 muestran los espectros armónicos de las tensiones e intensidades en los lados de carga y suministro después de la compensación.

Las intensidades de suministro muestran reducidos niveles de distorsión, con componentes armónicas cercanas al 2.5% en el quinto armónico, y niveles de THD por fase del 3.3% (ver tabla 4.16). Al tener componentes armónicas mucho menores que antes de la compensación, se consigue que el espectro armónico de las tensiones de suministro sea básicamente el original de las fuentes. Por otro lado, los armónicos de las tensiones de carga presentan valores mayores y más distribuidos, con máximos para el quinto armónico en torno al 6%. Esta carga presenta variaciones más rápidas de la corriente, lo que dificulta su seguimiento por el convertidor paralelo y reduce las capacidades de ajuste preciso de la tensión de carga. Así, los valores de distorsión armónica total de las tensiones alcanzan valores mayores del 7% en cada fase (ver tabla 4.16). Respecto a las intensidades de carga, el desequilibrio existente antes de la compensación mejora sustancialmente con el funcionamiento del acondicionador. Su espectro armónico es ahora más regular y centrado en torno al quinto armónico.



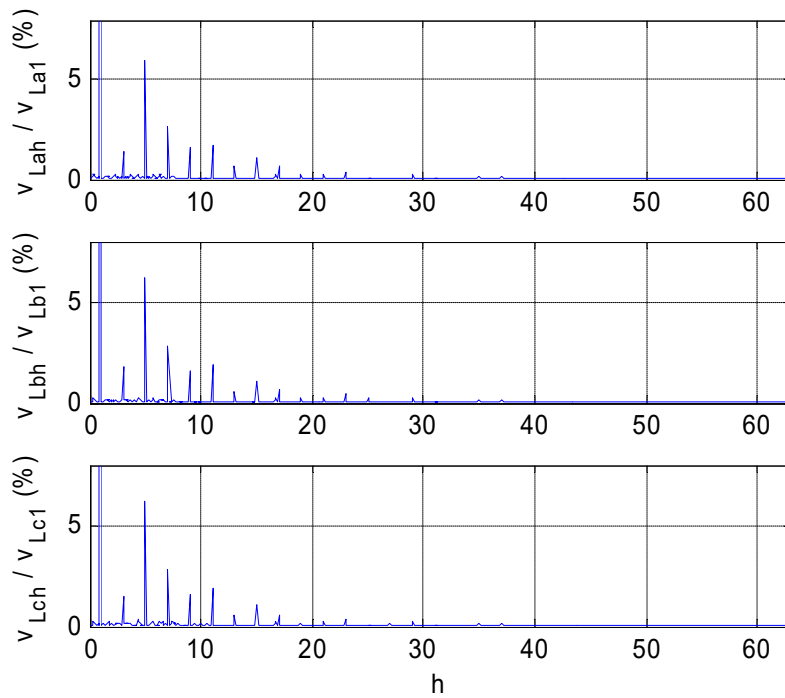


Figura A.129. Caso *sim6*. Espectros armónicos de las tensiones en la carga durante la compensación.

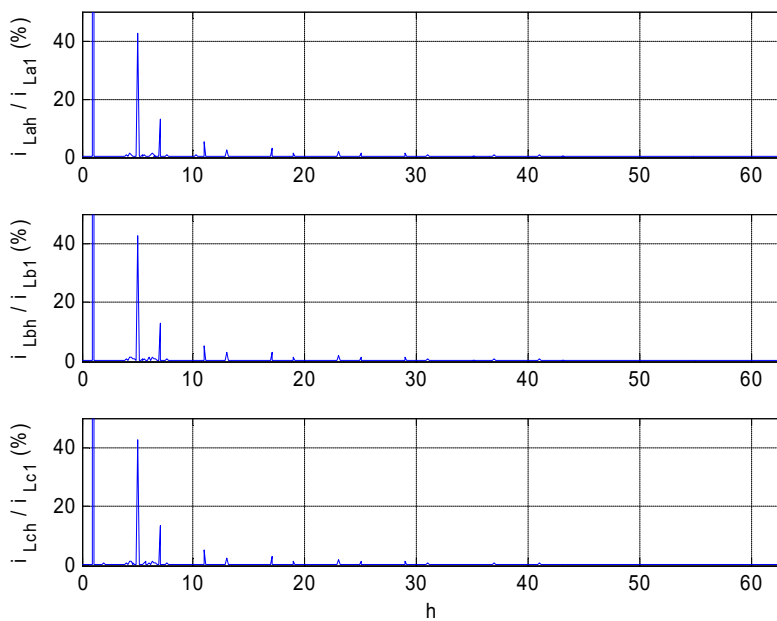


Figura A.130. Caso *sim6*. Espectros armónicos de las intensidades en la carga durante la compensación.

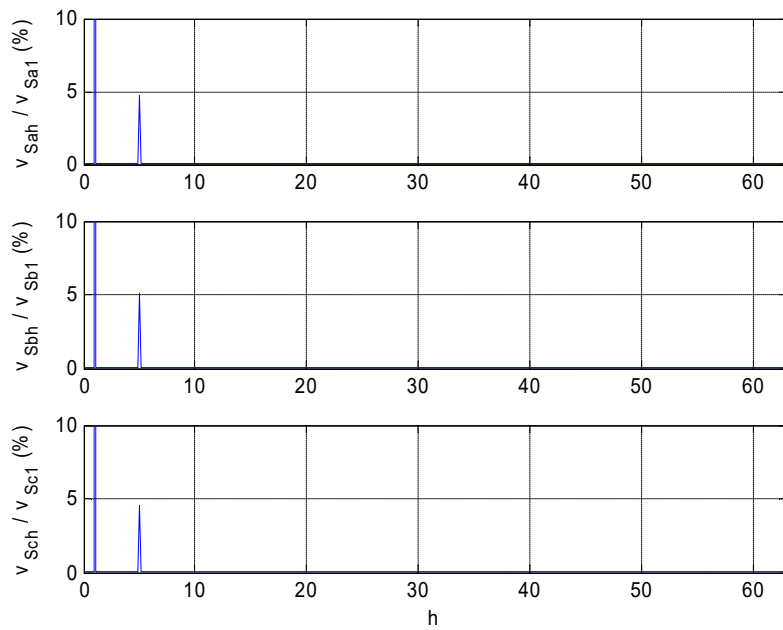


Figura A.131. Caso *sim6*. Espectros armónicos de las tensiones de suministro durante la compensación.

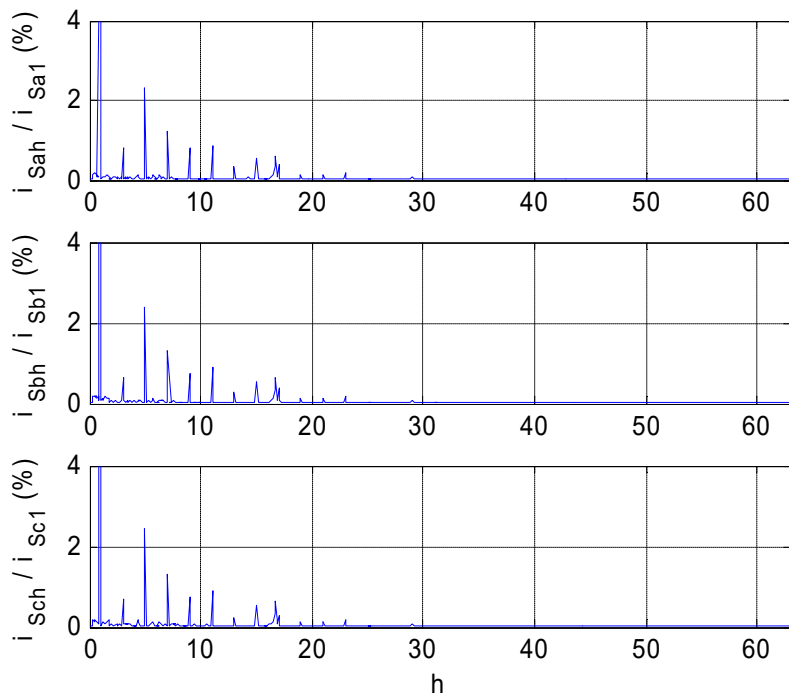


Figura A.132. Caso *sim6*. Espectros armónicos de las intensidades de suministro durante la compensación.



## Anexo B

---

### PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Este anexo recoge la descripción de los equipos y programas utilizados para el desarrollo de los casos prácticos de laboratorio, dividido en tres secciones. La primera, B.1, describe los componentes físicos de la plataforma experimental, desde el circuito de potencia del acondicionador con los convertidores y sus elementos auxiliares, hasta los sistemas DSP utilizados para su medida y control. La sección B.2 describe el programa de control implementado en la tarjeta DSP, en el entorno ControlDesk – MATLAB – Simulink; desde la recogida de las señales de los transductores hasta la salida a los circuitos de control específicos de los convertidores. Finalmente, la tercera sección recoge los equipos e instrumentos utilizados en la medición de los resultados para su posterior análisis y valoración.

#### B.1. Plataforma experimental de laboratorio.

Esta sección describe el montaje de laboratorio utilizado para la realización de los casos experimentales expuestos en el capítulo IV. La figura B.1 muestra el esquema general del prototipo de laboratorio en el que se distinguen los siguientes bloques: el circuito de potencia del LCAC con la ubicación de los transductores de medida en la parte superior de la figura, los elementos de control del acondicionador en la parte intermedia, y el conjunto de dispositivos utilizados en la configuración del equipo de medida (instrumento virtual) para el análisis de los resultados en la parte inferior de la figura.

Para el circuito de potencia se ha usado una plataforma experimental modular preparada para probar diferentes configuraciones de filtros activos de potencia con sus respectivos componentes pasivos y elementos de medida. La parte superior de la figura B.1 muestra el circuito de potencia resultante con la configuración para UPQCs, en la que tanto el convertidor serie como el convertidor paralelo están incluidos en el circuito de potencia, con sus correspondientes componentes pasivos. El panel de configuración (Panel selector, PS) permite conectar uno u otro convertidor según la topología que se quiera probar. Para los ensayos en los que se utilice un filtro activo paralelo, el convertidor serie se puentea con contactores a través de un selector del panel; también es posible modificar las conexiones de los elementos auxiliares para el filtrado pasivo. Ambos convertidores se controlan a través de la tarjeta de control DSP, modelo dSPACE-DS1103, con las correspondientes medidas de tensión e intensidad que se muestran en la figura. Las tensiones en los lados de suministro,  $v_{Sabc}$ , y de carga,  $v_{Labc}$ , se miden a la entrada y a la salida del

acondicionador. También se recogen las tensiones en los condensadores del bus de continua,  $v_{DC1}$ ,  $v_{DC2}$ , para su regulación y control. Respecto a las intensidades, se miden tanto en los lados de carga,  $i_{Labc}$ , y suministro,  $i_{Sabc}$ , como a la salida de los convertidores serie,  $i_{CSabc}$ , y paralelo,  $i_{CPabc}$ .

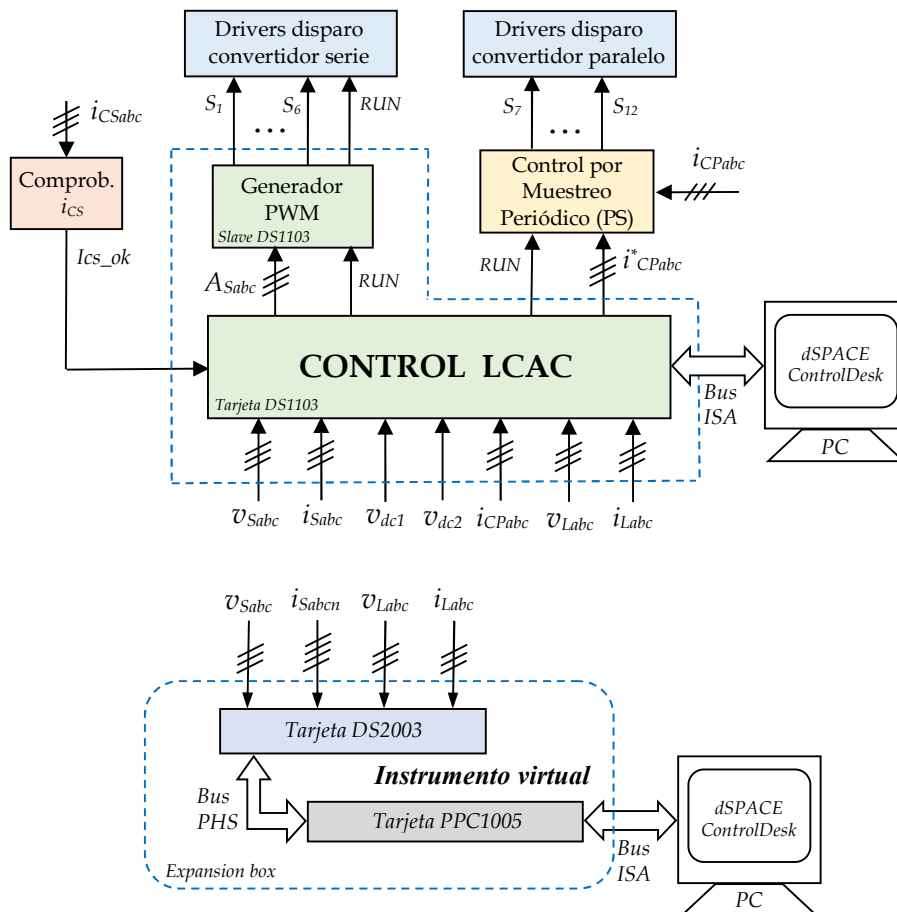
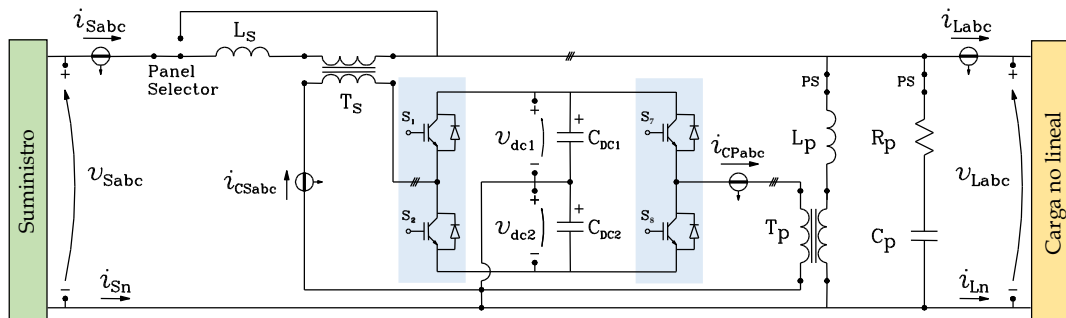


Figura B.1. Esquema general de la plataforma de ensayos de laboratorio.

La zona central de la figura B.1 muestra el esquema general del sistema de control del acondicionador. El elemento principal es la tarjeta DSP, modelo DS1103 de dSPACE, que recoge las medidas antes indicadas de los transductores, ejecuta el programa de control implementado (ver

sección B.2) y determina las señales de salida a los convertidores. Respecto al convertidor paralelo, la tarjeta genera las señales analógicas de referencia,  $i_{CPabc}^*$  que se comparan con las medidas de las intensidades de compensación,  $i_{CPabc}$ , en un circuito externo (ver figura B.21) que implementa el control por muestreo periódico de dichas intensidades. Este circuito utiliza una señal adicional de validación (señal *RUN*), generada en el control principal, para la habilitación de los disparos de los IGBTs. En caso de que esta señal esté desactivada, las señales  $S_7$  a  $S_{12}$  también lo estarán y los transistores del convertidor permanecerán en estado de corte. Respecto al convertidor serie, la tensión de compensación se construye por modulación de anchura de pulsos con un generador PWM disponible en el procesador esclavo de la tarjeta DS1103 (ver figura B.17). La entrada de ese bloque son los anchos de pulso de cada fase,  $A_{Sabc}$  que determina el control principal en cada periodo de muestreo. La señal *RUN* se utiliza también para la habilitación de las conmutaciones y en este caso se lleva hasta la etapa de entrada de los drivers de disparo del convertidor serie, que dispone de una entrada de señal para este fin. Por último, se dispone de un circuito externo adicional de seguridad que comprueba que las intensidades de salida del convertidor serie,  $i_{CSabc}$ , están dentro de los límites establecidos y comunica dicha condición ( $I_{cs\_ok}$ ) al control principal. Esta es una de las condiciones lógicas por las que la señal *RUN* puede desactivarse y parar las conmutaciones de los transistores. Por otro lado, la tarjeta DSP se comunica con el ordenador en el que está instalada a través de un bus ISA. Esto permite que el programa de control se realice en el entorno MATLAB-Simulink, se compile y se vuelque en la memoria de la tarjeta para su ejecución en tiempo real. Además, este sistema dispone de una aplicación, ControlDesk, con el que monitorizar el control implementado, activando y desactivando la compensación y visualizando las formas de onda correspondientes (ver figura B.20).

La parte inferior de la figura B.1 muestra el esquema utilizado para la composición del instrumento virtual que recoge los datos para el análisis y el cálculo de los índices. Esta adquisición se realiza a través de un sistema de tarjetas DSP independiente (sistema DS1005 de dSPACE, ver figuras B.38 a B.42) que recoge las tensiones e intensidades a la entrada y a la salida del acondicionador y almacena los resultados. La tarjeta DS2003 muestrea de forma simultánea todos los canales de entrada analógicos y la tarjeta PPC1005 (que alberga el programa principal del instrumento virtual) define los instantes de muestreo, recoge dichos datos y los comunica al ordenador en el que se encuentra la aplicación de monitorización. La comunicación entre ambas tarjetas se realiza a través de un bus de alta velocidad (PHS, Peripheral High-Speed bus). La tarjeta principal, a su vez, se comunica con el ordenador de monitorización a través de un bus ISA, para el volcado del programa ejecutable y para la visualización de las mediciones realizadas.

Una vez expuesto el esquema general, se irán describiendo en detalle los distintos componentes. Así, la configuración de la plataforma experimental se hace a través del panel de conexiones antes mencionado, cuya vista frontal se muestra en la figura B.2. En la zona central de la imagen se observan los selectores que se utilizan para la conexión/desconexión de los convertidores serie y paralelo. El panel está también preparado para la conexión de hasta cuatro cargas trifásicas o monofásicas (ver cuadro de interruptores a la derecha de la figura) y permite también la selección entre dos fuentes de suministro: directamente desde la red existente en el laboratorio, o a través de un autotransformador regulable (selector a la izquierda de la figura). La figura B.3 muestra la parte posterior del panel de configuración con el cableado hacia los diferentes componentes de la plataforma experimental.

La fuente de alimentación utilizada en los casos experimentales es un autotransformador trifásico variable, compuesto por tres unidades monofásicas de 0 – 230 V, 50 Hz, 25 A, con conexión en estrella. El nivel de tensión de cada fase se puede ajustar independientemente y el nivel de distorsión armónico utilizado es el existente en la red de suministro del laboratorio. La figura B.4 muestra dicho equipo autotransformador, con sus reguladores manuales y los indicadores de tensión en cada fase.

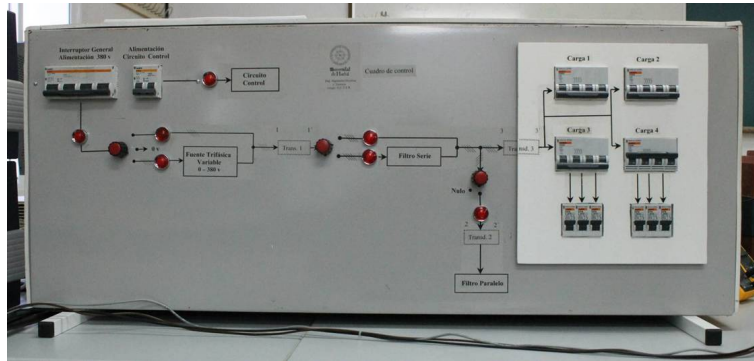


Figura B.2. Panel de configuración. Selectores e interruptores frontales.



Figura B.3. Parte posterior del panel de configuración. Cableado y conexiones.



Figura B.4. Fuente de alimentación a través de autotransformador regulable.

La carga trifásica desequilibrada no lineal utilizada es similar a una de las cargas presentadas en los casos de simulación (Ver figura 4.3). Para la fase 1 se ha utilizado un rectificador monofásico de diodos de onda completa con un condensador de  $180 \mu\text{F}$  en el lado de continua y una resistencia de carga de  $120 \Omega$  (carga DCR), así como una inductancia de alisado de  $50 \text{ mH}$  en el lado de alterna. En la fase 2 se ha dispuesto otro rectificador de diodos de onda completa, esta vez con carga en el lado de continua de tipo inductivo - resistivo en serie de  $1 \text{ H}$  y  $60 \Omega$  (carga DLR). El rectificador dispone de una inductancia de alisado de  $15 \text{ mH}$  en el lado de alterna, con una rama RC de  $500 \Omega$  y

1  $\mu\text{F}$  como snubber, aguas abajo de la inductancia. La carga para la fase 3 es una carga resistiva con mínimo carácter inductivo. La figura B.5 muestra la disposición general de dicha carga y la imagen de la derecha muestra el detalle de conexión de los puentes de diodos, las inductancias de alisado y el circuito snubber de la carga DLR. Los puentes de diodos utilizan un módulo rectificador GBPC2510, con una corriente máxima en el lado de continua de 25 A y una tensión de pico repetitivo máximo de 1000 V. Los principales componentes lineales se han tomado de las cajas de impedancias seleccionables mostradas en la imagen izquierda. La caja de resistencias tiene una potencia nominal de 1200 W por fase, mientras que las cajas de bobinas y condensadores tienen un valor de 900 var. Este conjunto modular permite configurar diferentes composiciones de carga, utilizarse para producir transitorios, etc...



Figura B.5. Carga trifásica desequilibrada no lineal, de cuatro hilos.

Por otro lado, los convertidores del acondicionador serie - paralelo están compuestos cada uno por tres módulos SKM50GB123D de Semikron. Cada uno de estos módulos integra dos transistores IGBT con sus respectivos diodos de libre circulación, como se muestra en la figura B.6. Sus características principales incluyen una tensión máxima colector - emisor ( $V_{\text{CE}}$ ) de 1200 V, una intensidad de colector de hasta 50 A, y una tensión puerta - emisor de  $\pm 15\text{V}$ . Los módulos se montan en bloques de aluminio anodizado, que actúan como elementos de refrigeración, y que suelen incorporar ventiladores para mejorar la evacuación de calor. El control de la conmutación de los transistores se realiza con módulos driver SKHI 22A de Semikron. Cada integrado permite el control de dos transistores conectados en configuración de medio puente, con conmutaciones complementarias. Incorpora además prestaciones adicionales como la protección contra cortocircuitos, monitorización de la tensión colector-emisor  $V_{\text{CE}}$  o aislamiento galvánico entre el circuito de control y el de potencia.



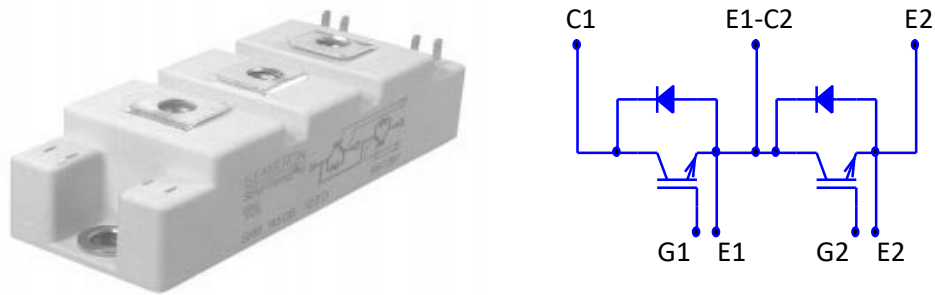


Figura B.6. Módulo de dos IGBTs SKM50GB123D de Semikron.

El filtro activo serie - paralelo está compuesto por los dos convertidores trifásicos de IGBTs, que comparten un bus de continua formado por dos condensadores electrolíticos,  $C_{DC1}$  y  $C_{DC2}$ , de 2200  $\mu\text{F}$ , 400 V cada uno. El punto medio del bus de continua está conectado al cable de neutro de la línea trifásica, como se indica en el circuito equivalente por fase de la figura B.1. La figura B.7 muestra el montaje completo con los dos inversores. El convertidor paralelo está a la izquierda de la imagen, dentro de la carcasa transparente, que incluye asimismo los condensadores electrolíticos; mientras que el convertidor serie queda a la derecha de la figura. Los IGBTs de los convertidores son controlados por los driver SKHI 22A, que trabajan con señales de entrada lógica de 0 - 15 V. El convertidor serie tiene instalado un circuito adicional para adaptar los pulsos TTL de la salida de la tarjeta de control DSP a los niveles de tensión de entrada de los driver SKHI 22A. Este circuito incluye además una entrada de validación para el arranque o parada de todos los pulsos de disparo, provista también desde la tarjeta DSP. La adaptación de los niveles de tensión de los disparos del convertidor paralelo se realiza desde un circuito externo, que ejecuta un control de muestreo periódico, PS, de la corriente de salida (ver figura B.21).

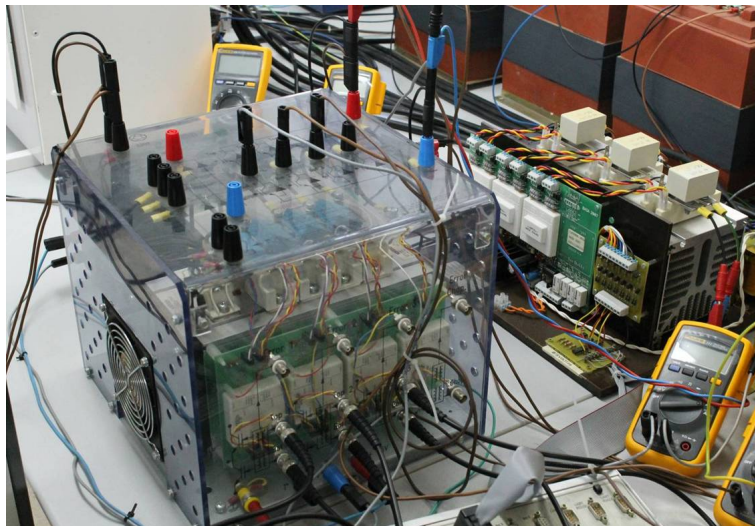


Figura B.7. Convertidores serie y paralelo del acondicionador activo.

El acoplamiento del convertidor paralelo a la línea se hace a través de tres transformadores monofásicos de 4 kVA, con una relación de espiras de 1:2, con objeto de mantener la tensión de trabajo de los condensadores del bus de continua en 250 V cada uno. La figura B.8 muestra la instalación de dichos transformadores.

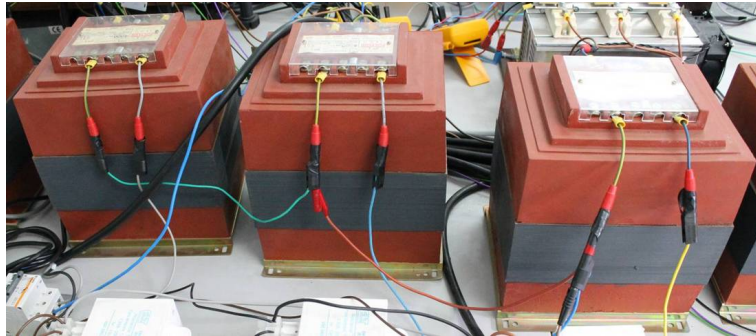


Figura B.8. Transformadores de acoplamiento del convertidor paralelo  $T_P$ .

La figura B.9 muestra las inductancias  $L_P$  (50 mH) utilizadas a la salida del convertidor paralelo y la figura B.10 muestra la rama  $R_P C_P$  utilizada para los casos experimentales con la configuración UPQC, compuesta por condensadores de 15  $\mu\text{F}$ , 300 Vac, y resistencias de 2.5  $\Omega$ .



Figura B.9. Inductancias  $L_P$  del convertidor paralelo.

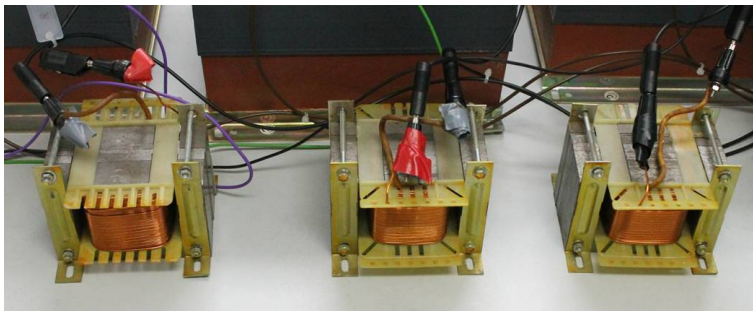


Figura B.10. Ramas  $R_P C_P$  para el filtro activo serie - paralelo.

Las figuras B.11 y B.12 muestran los transformadores de acoplamiento  $T_S$  y las inductancias de alisado  $L_S$  utilizadas a la salida del convertidor serie. Los transformadores tienen una potencia nominal de 4 kVA y una relación de espiras de 1:1, mientras que las inductancias  $L_S$  son de 25 mH.

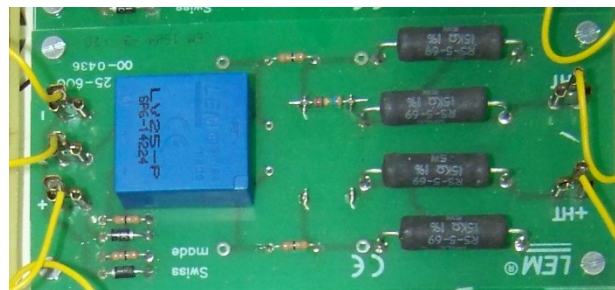


**Figura B.11.** Transformadores de acoplamiento serie  $T_S$ .



**Figura B.12.** Inductancias serie  $L_S$ .

Los sensores de tensión e intensidad descritos en la figura B.1 utilizan transductores de efecto Hall tipo LEM con realimentación interna en bucle cerrado que proporciona una característica de salida lineal de gran precisión y alta respuesta dinámica. La figura B.13 muestra el sensor LEM LV25-P utilizado para las señales de tensión. El transductor provee aislamiento galvánico entre las tensiones primaria y secundaria, con un rango de tensiones de entrada de hasta 1600 V. La relación de tensiones depende de la resistencia que se conecte a la salida del secundario del transductor dentro de un rango especificado por el fabricante. En este caso se ha utilizado una resistencia de 100  $\Omega$  y la relación entre entrada y salida es de 240:1.



**Figura B.13.** Sensor de tensión LEM LV25-P.

La figura B.14 muestra el dispositivo utilizado para las señales de intensidad. El integrado LEM LA35 - NP utiliza la misma técnica que los sensores de tensión y permite ajustar la relación entre la intensidad de entrada y la tensión de salida en cinco escalas diferentes a través de la conexión de sus pines. Para esta plataforma se utiliza un rango de 14 A y una relación con la tensión de salida de 2 A/V.

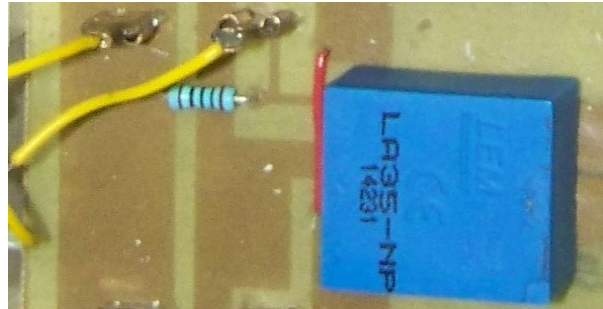


Figura B.14. Sensor de intensidad LEM LA35-NP.

Estos sensores de tensión e intensidad se han agrupado en bloques de cuatro señales de intensidad y tres de tensión para facilitar la alimentación de sus circuitos internos y su conexión con el circuito de potencia. La figura B.15 muestra una bandeja que incorpora dichos transductores con una alimentación común. En la parte inferior se pueden observar las conexiones con el circuito de potencia y en la parte superior están los conectores BNC para el envío de las señales al equipo de control. La figura B.16 muestra la disposición de los sensores utilizados con la plataforma experimental, agrupados en tres bandejas, con un total de doce sensores de intensidad y nueve de tensión.

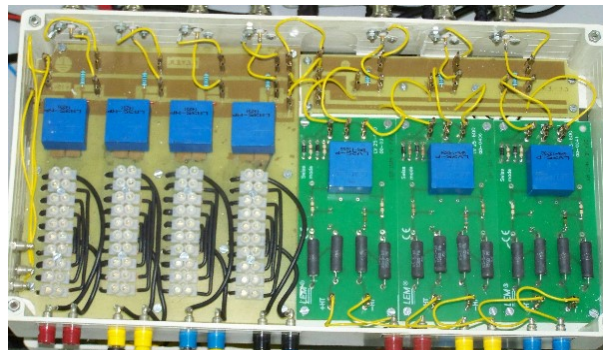


Figura B.15. Bandeja con conjunto de cuatro sensores de intensidad y tres de tensión.



Figura B.16. Agrupación de sensores LEM para el conjunto de medidas de la plataforma.

Como ha quedado indicado, ambos convertidores son controlados desde una tarjeta DSP, modelo DS1103 de dSPACE, cuya estructura funcional se muestra en la figura B.17. La tarjeta DS1103 lleva un procesador principal, PowerPC 604e, que trabaja a 400 MHz y ejecuta las aplicaciones en tiempo real. La tarjeta está conectada con el ordenador en que se instala a través de un bus ISA, con un protocolo de comunicaciones específico. El ordenador actúa únicamente como interfaz de usuario, si bien algunas variables de control se pueden modificar de forma dinámica desde las aplicaciones en el programa ControlDesk, proporcionado también por dSPACE. La tarjeta Master PPC dispone de hasta 20 entradas y ocho salidas analógicas con un rango de tensión de  $\pm 10$  V. Cuatro entradas analógicas tienen su propio convertidor A/D y una resolución de 12 bits, mientras que las restantes dieciséis entradas tienen una resolución de 16 bits y comparten los convertidores A/D en grupos de cuatro canales multiplexados. Las salidas analógicas tienen una resolución de 14 bits. Dispone también de numerosos canales configurables de entrada/salida digital con lógica TTL. En esta aplicación se usan algunas de ellas para la recepción o emisión de señales de estado, para la comunicación con los circuitos externos de control del convertidor serie y del convertidor paralelo. La tarjeta DS1103 dispone también de una tarjeta DSP esclava (TMS320F240), que trabaja a 20 MHz, con sus propias entradas y salidas; y que está enfocada a la generación de patrones de señal PWM.

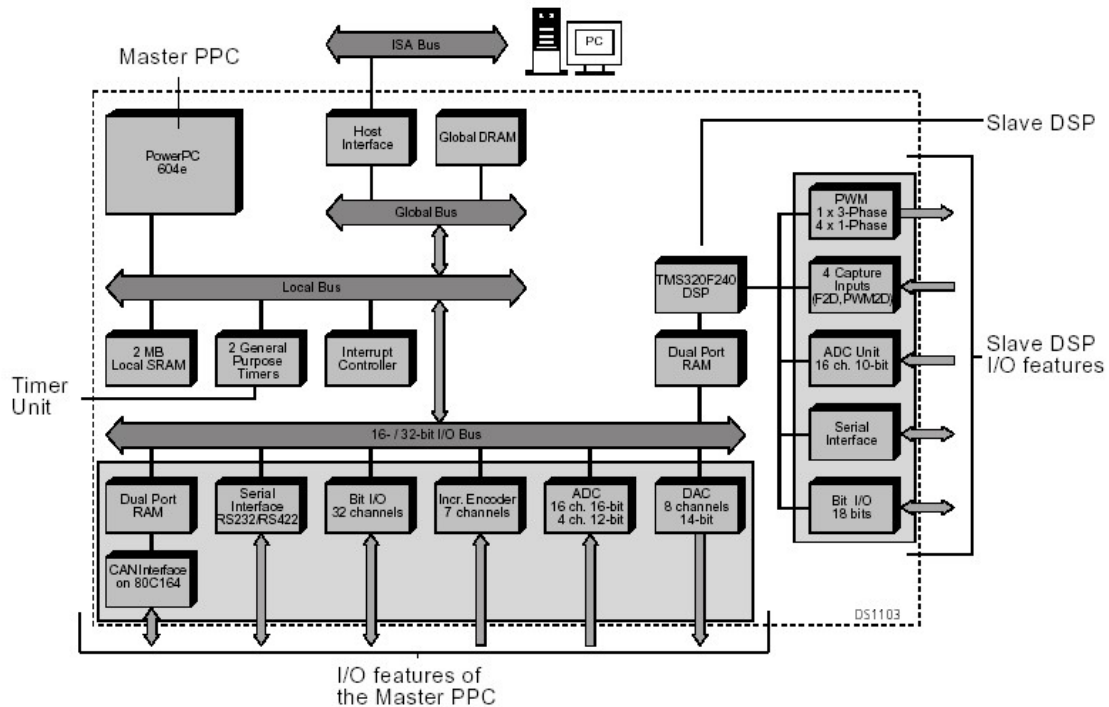


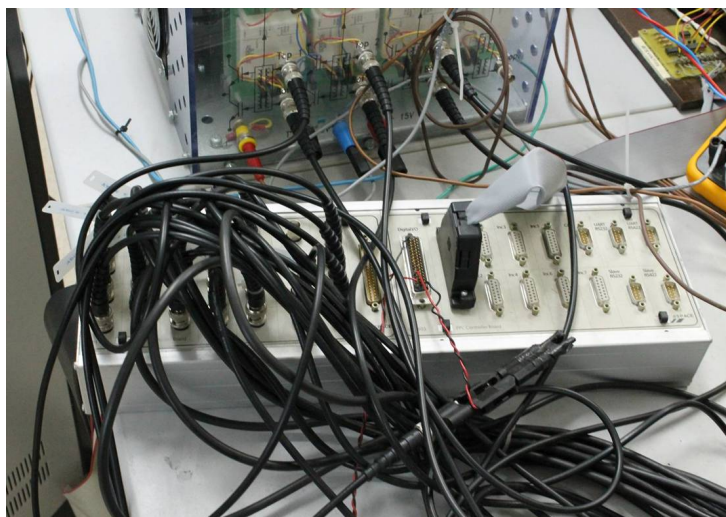
Figura B.17. Estructura funcional de la tarjeta dSPACE DS1103, [101].

La tarjeta DS1103 está instalada en un rack de 19" de un PC industrial (ver figura B.18), en el que se han instalado los programas de MATLAB/Simulink y dSPACE/ControlDesk para el diseño y desarrollo del control y las aplicaciones de monitorización. Las señales de entrada y salida están conectadas a través del panel de conexiones CP1103 que se muestra en la figura B.19. Los conectores BNC del lado izquierdo corresponden a las entradas y salidas analógicas del procesador principal, mientras que en la zona derecha se observan varios tipos de conectores de pines para las entradas y salidas digitales, así como el bus gris de señales concentradas del procesador esclavo que van al convertidor serie.

Tanto el procesador principal de la tarjeta como el esclavo pueden configurarse y programarse gráficamente desde el entorno MATLAB/Simulink. El enlace entre el software y el hardware se realiza a través de la interface para tiempo real RTI (Real Time Interface) de dSPACE. La librería de bloques RTI permite la parametrización de las entradas y salidas de las tarjetas, y su conexión con el resto de bloques del entorno Simulink. Una vez definido el modelo de control completo, la toolbox de MATLAB RTW (Real Time Workshop) genera el programa en lenguaje C. Posteriormente se compila dicho programa y se vuelca en la memoria de los procesadores de tiempo real, en los que se van ejecutando de forma automática. Por otro lado, se dispone de la aplicación dSPACE/ControlDesk que permite interactuar con el sistema en tiempo real. Permite visualizar y registrar las variables internas que se le indiquen; o cambiar parámetros del programa en ejecución para, por ejemplo, poner en marcha o parar la conmutación de los convertidores. La figura B.20 muestra una pantalla del programa desarrollado para los casos prácticos en la que se pueden observar las formas de onda de tensiones e intensidades, los botones de apagado/encendido de los convertidores o el estado de las comprobaciones de seguridad.



**Figura B.18.** PC Industrial con la tarjeta dSPACE DS1103 instalada.



**Figura B.19.** Panel de conexiones CP1103 y cableado de las señales.

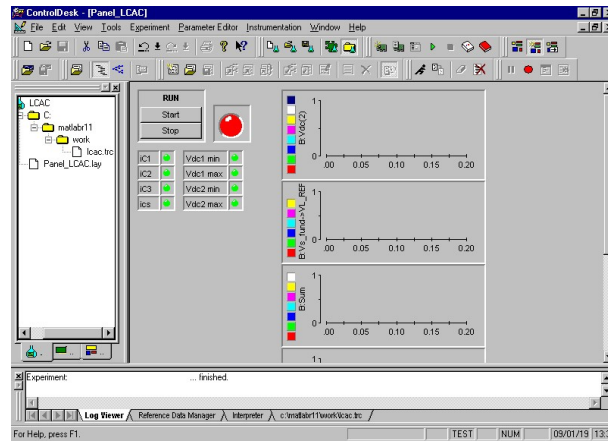


Figura B.20. Pantalla en ControlDesk durante la monitorización de los casos prácticos.

Por otro lado, la figura B.21 muestra el circuito externo que realiza el control tipo PS (Muestreo Periódico) de la corriente de salida del convertidor paralelo, tal y como se explicó en el capítulo IV. Este recibe mediante conectores BNC las señales de las intensidades de compensación  $i_{CPabc}$  (ver figura B.1) de los sensores LEM del bloque de medidas, así como sus señales de referencia calculadas en la tarjeta DS1103 y emitidas en tres de sus salidas analógicas. En una primera etapa del circuito las señales se comparan mediante comparadores de tensión de alta velocidad de respuesta (LM311) para generar la señal de disparo en cada fase. Estas señales se retienen en circuitos flip - flop tipo D (CD4013) que son activados con los flancos de subida de una señal de reloj que define la frecuencia de conmutación (20 kHz). Estos integrados también generan la señal directa y la complementaria para los dos IGBTs de cada fase del convertidor. En la etapa final, estas seis señales se validan, a través de puertas AND (SN74LS08N) con una señal de salida digital adicional producida por la tarjeta DS1103 para activar o desactivar los disparos del convertidor paralelo.

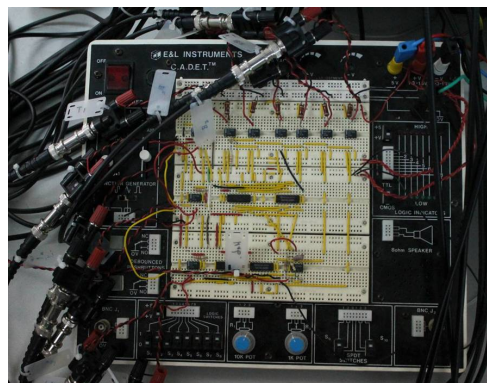


Figura B.21. Implementación del control PS de intensidad para el convertidor paralelo.



La figura B.22 muestra un circuito externo de seguridad adicional para la comprobación de las corrientes que circulan por el convertidor serie,  $i_{CSabc}$ . Éste comprueba que dichas intensidades están dentro de los valores admisibles para los distintos dispositivos ( $\pm 14$  A). Las señales analógicas producidas por los transductores LEM de dichas corrientes llegan a través de tres conectores BNC. Esas tres señales de tensión se comparan primero con unos valores preestablecidos ( $\pm 7$  V) para comprobar que se encuentran dentro del rango aceptable. Este paso se realiza con comparadores diferenciales (LM741), y posteriormente se adaptan sus valores de salida a nivel de tensión TTL. Finalmente, a través de puertas AND (SN47LS08N), se obtiene una señal del estado conjunto, con nivel cero de tensión si no se cumplen las condiciones. Esta señal resultante se envía con el cuarto conector BNC a una entrada digital del panel de conexiones CP1103 (Ver figura B.19), donde actúa como señal de validación para permitir la activación de los disparos de los convertidores de potencia.

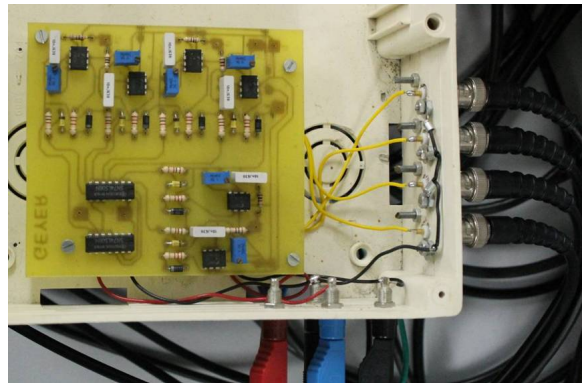
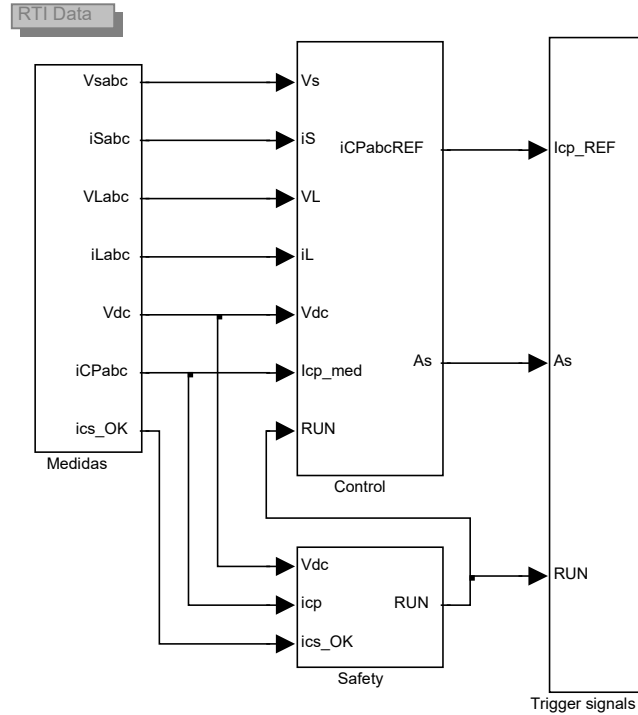


Figura B.22. Circuito de seguridad para las intensidades,  $i_{CSabc}$ , del convertidor serie.

## B.2. Programa de control en el entorno ControlDesk - MATLAB - Simulink.

Tal y como se menciona en la descripción de la plataforma experimental, los programas de control se han implementado en el entorno MATLAB/Simulink, donde se compilan y se envían a la tarjeta DSP para su ejecución en tiempo real. A continuación se describirán los archivos utilizados para la realización de los casos experimentales obtenidos.

La figura B.23 muestra el esquema general del archivo de MATLAB/Simulink. El bloque *Medidas* captura las señales analógicas de los sensores LEM de tensión e intensidad y las escala a sus valores reales. El bloque *Control* calcula las referencias internas del acondicionador de la manera expuesta en el capítulo IV y determina los valores de referencia para el control de los convertidores: las corrientes de compensación  $i_{CPabcref}$  para el convertidor paralelo, así como los anchos de pulso  $A_S$  de las tres fases del convertidor serie, cada  $80 \mu s$ . El bloque *Trigger signals* utiliza las referencias calculadas para establecer las salidas de la tarjeta DSP. El bloque *Safety* comprueba que las variables internas del acondicionador activo ( $v_{DC}$ ,  $i_{CP}$ ,  $i_{CS}$ ) están dentro de límites, y establece la variable *RUN* para permitir la activación de los convertidores. Esta variable activa asimismo algunas partes del cálculo de las referencias de control.



**Figura B.23.** Esquema general del archivo Simulink para los resultados experimentales. Referencias para el convertidor paralelo, *iCPabcREF*, y el convertidor serie, *As*.

La figura B.24 muestra los elementos del bloque *Medidas*, con la adquisición, escalado y acondicionamiento de las señales de entrada. Las señales analógicas de las tensiones e intensidades de los lados de carga y de suministro llegan a través de los convertidores A/D multiplexados CON1 a CON3. Cada multiplexor está dedicado a las medidas de una fase. Después del correspondiente escalado, se reorganizan en grupos de tres, correspondientes a cada magnitud. La tarjeta DS1103 tiene cuatro canales de entrada (C17 a C20) con su propio convertidor A/D, que son usadas para la medida de las corrientes de salida del convertidor paralelo, *iCPabc*, y para la tensión total de los condensadores del bus de continua *Vdctot*. Y el primer canal del cuarto convertidor A/D multiplexado, CON4, se utiliza para la medida de la tensión en el condensador superior del bus de continua, *Vdc1*. Así, las tensiones en ambos condensadores se miden de forma simultánea, pues el primer canal del convertidor multiplexado es el primero en adquirirse. De esta forma se mejora la precisión en la determinación de las señales *As* (ecuación 4.1) y el control del convertidor serie. Finalmente, la señal digital de entrada *Ics\_ok* corresponde a la salida de seguridad del circuito externo que se mostró en la figura B.22 y que se utiliza para validar la activación del acondicionador. Es decir, permitirá el disparo de los IGBTs únicamente si las intensidades a través del convertidor serie, *iCSabc*, están dentro de límites.

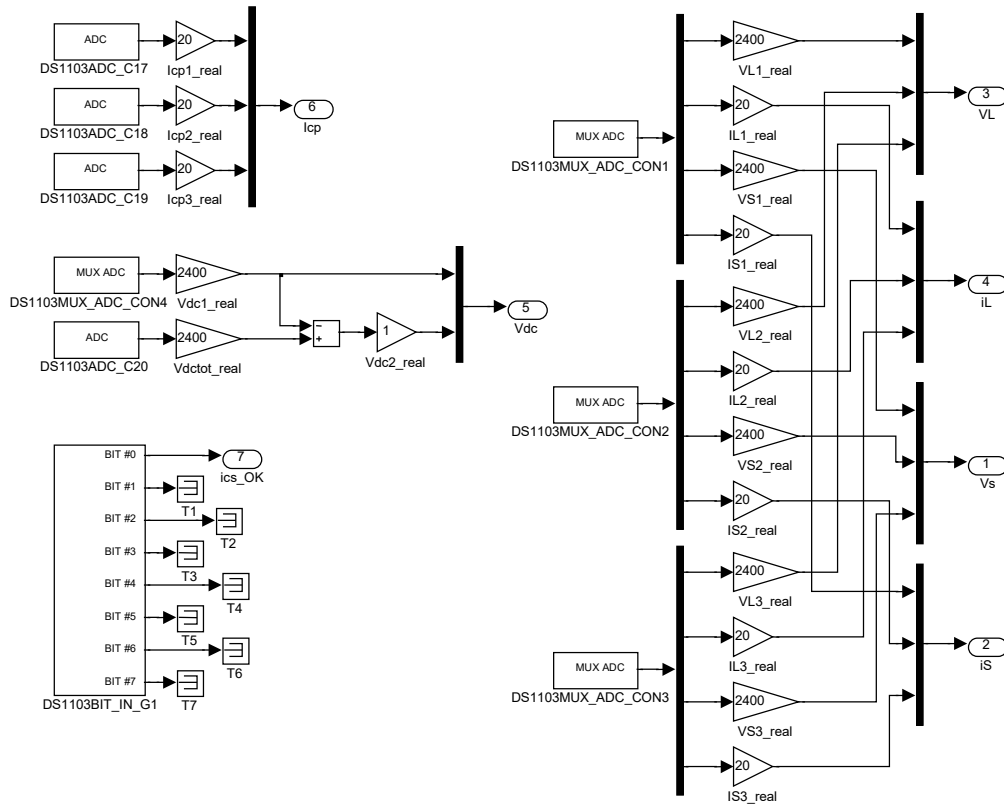


Figura B.24. Bloque *Medidas*. Escalado y agrupación de las entradas.

Las salidas del programa de control se ubican en el bloque *Trigger signals*, mostrado en la figura B.25. Las intensidades de referencia del convertidor paralelo se escalan y envían a sus respectivos convertidores D/A hacia el circuito externo que realiza el control por muestreo periódico, PS (Ver figura B.21). Los anchos de pulso  $A_S$  del convertidor serie son enviados al procesador DSP esclavo que genera los patrones PWM con una frecuencia de conmutación de 20 kHz definida en su bloque de control (DS1103SL\_DSP\_PWM3). La señal *RUN* es enviada también como salida digital para la validación de las señales de disparo de los transistores de potencia. La señal que sale por el bloque DS1103BIT\_OUT\_G0 se utiliza como validación en el circuito externo de control de corriente del convertidor paralelo (ver figura B.21). La señal que sale con las del procesador esclavo (SLAVE BIT OUT) se utiliza también como validación en el circuito de entrada de los disparos del convertidor serie que se describió en la figura B.7.

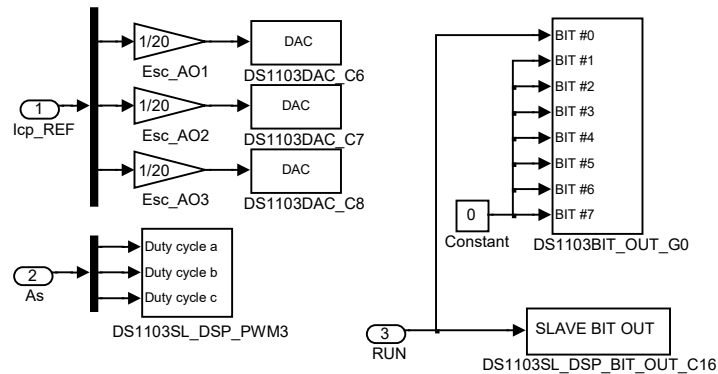


Figura B.25. Bloque *Trigger signals*. Escalado y canalización de las señales de salida de la tarjeta DSP.

Las figuras B.26 a B.30 muestran las comprobaciones realizadas en el bloque *Safety*. El bloque *Cond\_Icp* comprueba que las intensidades del convertidor paralelo están en valor absoluto por debajo de 14 A. Si esta condición no se cumpliera, el bloque *Memory* retiene ese estado e inhibe la activación de la señal *RUN*. Este valor puede monitorizarse desde la aplicación en ControlDesk y debe reajustarse manualmente para poder volver a activar los disparos de los convertidores. El bloque *Cond\_Ics\_ok* actúa sólo como retenedor de una posible señal de alarma que venga del circuito externo (figura B.22). Los rangos admisibles para la tensión de los condensadores del bus de continua se comprueban también por separado y se muestran en la monitorización de la aplicación para localizar la causa de la inhibición de los disparos. Finalmente, la constante *Manual\_RUN* se utiliza para activar manualmente el arranque y la parada del acondicionador, a través de la aplicación en ControlDesk.

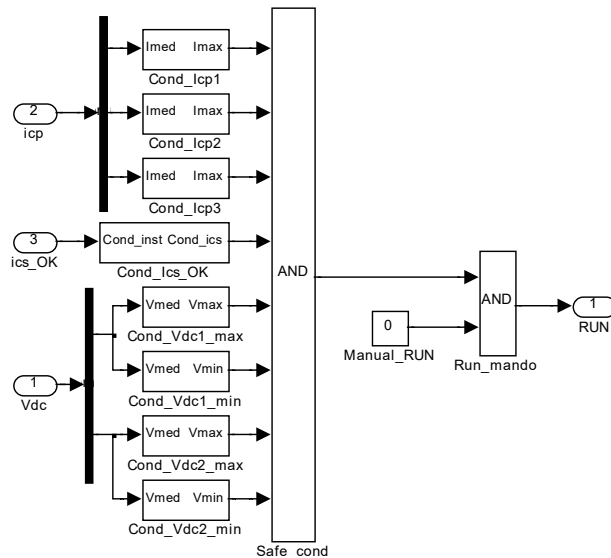


Figura B.26. Bloque *Safety*. Comprobaciones internas.

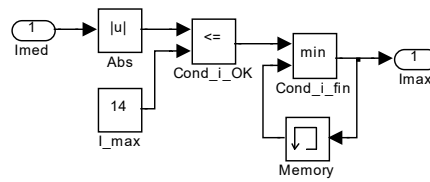


Figura B.27. Bloque *Cond\_Icp1*.

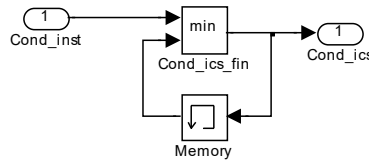


Figura B.28. Bloque *Cond\_Ics\_ok*.

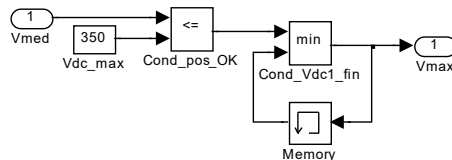


Figura B.29. Bloque *Cond\_Vdc1\_max*.

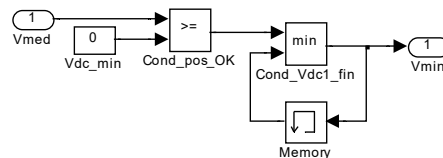


Figura B.30. Bloque *Cond\_Vdc1\_min*.

La figura B.31 muestra la estructura del bloque *Control*. El balance de potencia interno está en la parte superior de la imagen, con una implementación similar a la expuesta en el capítulo IV (figura 4.10) y determina las referencias de las intensidades del convertidor paralelo *IcpL*. El bloque *Vs\_fund* obtiene la tensión de referencia equilibrada, senoidal y regulada en amplitud  $V_{L\_REF}$ . El bloque *Comp\_FS* calcula la referencia para las tensiones de compensación del filtro serie y el bloque *Refs\_FS* determina los anchos de pulso  $A_S$  para las tres ramas del convertidor serie, teniendo en cuenta los valores actuales de las tensiones en el bus de continua. El bloque *Reg\_Vdc* calcula la corriente adicional necesaria para la regulación de las tensiones del bus de continua. El bloque *GEv* calcula el término amortiguador correspondiente a la desviación de las tensiones en el lado carga y el bloque *IL\_filt* produce el prefiltrado de las señales de las intensidades de carga. Las figuras B.32 a B.37 muestran los detalles internos de dichos bloques y son similares a los utilizados en los modelos de simulación descritos en el capítulo IV. Solo hay pequeñas diferencias en la organización de las señales, como la concentración de las referencias para el convertidor serie en el bloque *Comp\_FS*, incluyendo el cálculo de la señal amortiguadora *REis*, o la estimación de la potencia instantánea  $P_S$  del convertidor serie para el balance interno de potencia.

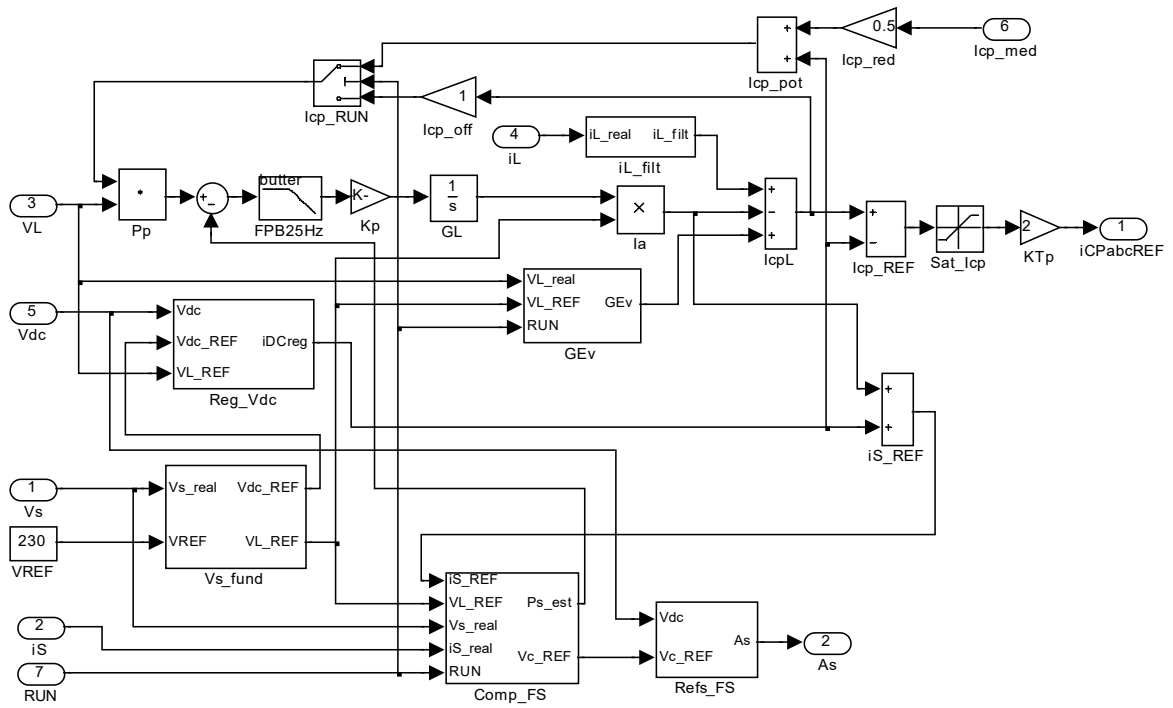


Figura B.31. Bloque *Control*. Cálculo de las referencias.

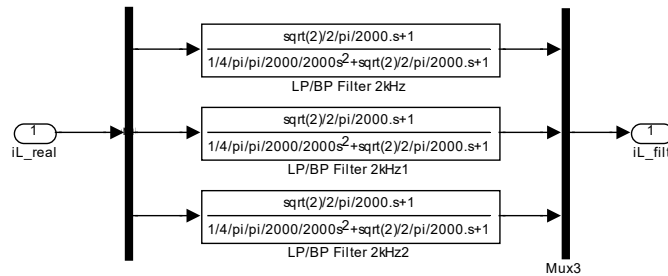


Figura B.32. Bloque *IL\_filt*.

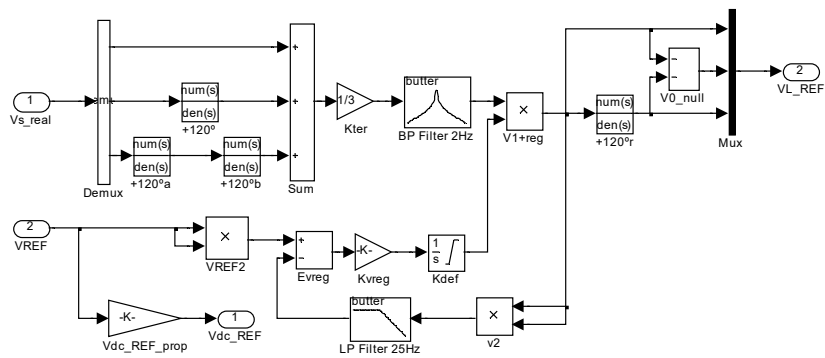


Figura B.33. Bloque *Vs\_fund*.

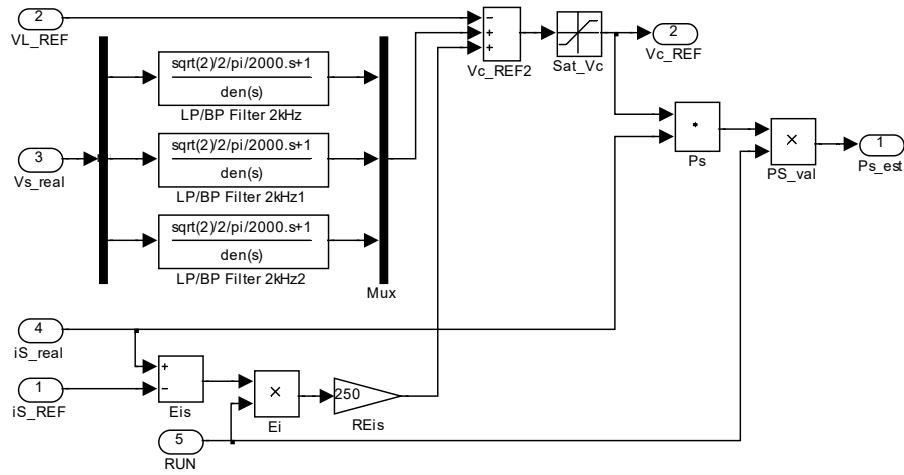


Figura B.34. Bloque *Comp\_FS*.

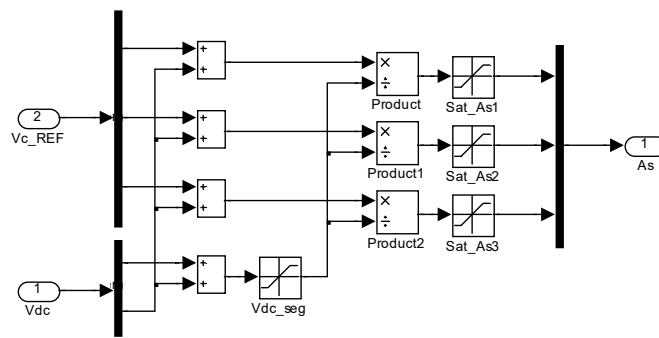


Figura B.35. Bloque *Refs\_FS*.

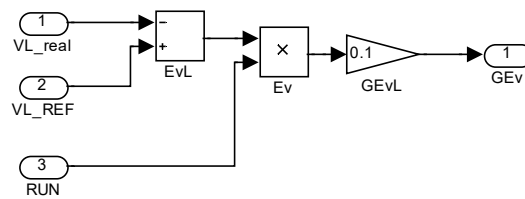


Figura B.36. Bloque *GEv*.

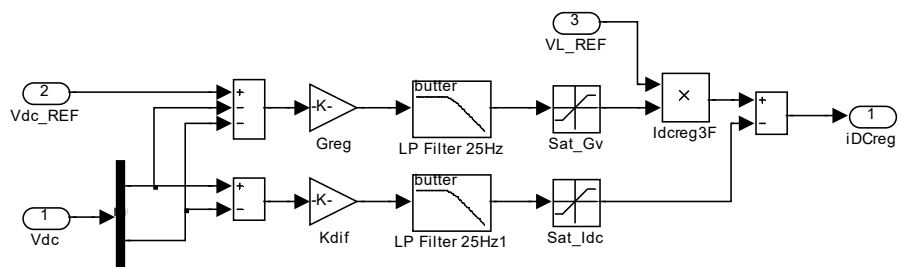


Figura B.37. Bloque *Reg\_Vdc*.

### B.3. Instrumentos y equipos de medida.

Esta sección recoge los equipos e instrumentos utilizados para la recogida, monitorización y análisis de los resultados obtenidos en los casos implementados en la plataforma experimental. El método de medida y evaluación expuesto en el capítulo II requiere de la adquisición simultánea de las tres tensiones fase-neutro y las tres intensidades de línea, en cada punto de medida. Para poder analizar los índices correspondientes a los casos prácticos realizados se necesitan dichas medidas en los lados de carga y suministro del acondicionador, con un total de 12 entradas simultáneas. Dicho equipo de medida se ha implementado con un sistema modular que integra la tarjeta PPC 1005 de dSPACE (Ver figura B.38), con características similares a las de la tarjeta DS1103 utilizada para el sistema de control. La diferencia principal es que éste es un sistema modular en el que la tarjeta PPC 1005 se conecta con tarjetas específicas de entrada o salida a través de un bus de alta velocidad (PHS, Peripheral High-Speed), realiza los cálculos del programa principal y se comunica con el ordenador que se utilice como interface a través de un bus ISA. La figura B.39 muestra su esquema funcional, en la que se observa el bus PHS en la esquina superior derecha de la imagen. La tarjeta PPC 1005 dispone de un procesador PowerPC 750GX que trabaja a 1 GHz y el bus de comunicaciones PHS con las tarjetas de entrada y salida es de 32 bits con una velocidad de transferencia de 22 MB/s.



Figura B.38. Tarjeta de control PPC 1005 de dSPACE.

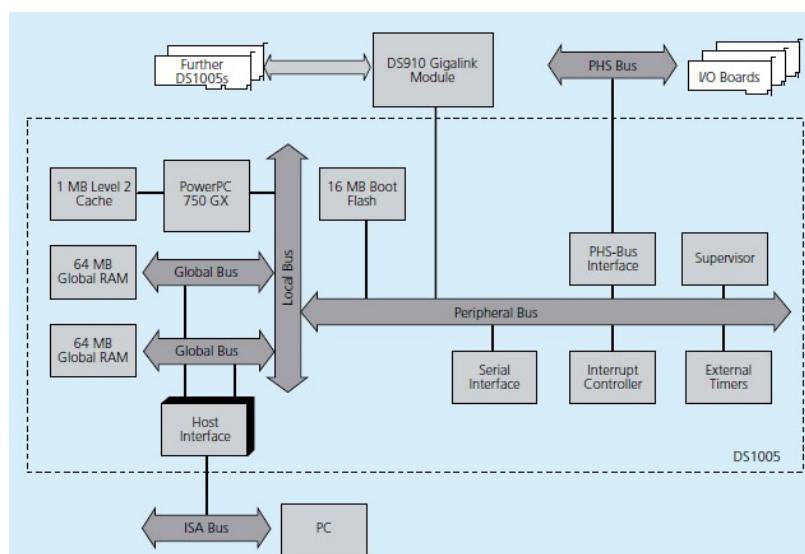


Figura B.39. Esquema funcional de la tarjeta dSPACE PPC 1005, [102].



Como tarjeta de entrada se ha utilizado la tarjeta DS 2003, figura B.40, que se comunica con la tarjeta DS 1005 a través del bus PHS. Esta tarjeta adquiere señales de hasta 32 canales de entrada analógica con retención y muestreo simultáneos, con dos convertidores A/D compartidos de 16 bits y una velocidad de conversión de 3  $\mu$ s/señal. La tarjeta dispone también de un panel de conexiones, CP DS2003, para facilitar la conexión de la entrada de las señales vía BNC. Cada canal tiene un buffer de hasta 512 valores y permite la adquisición simultánea de todos los canales a través de una señal de sincronización, tanto vía hardware como software. La figura B.41 muestra el esquema funcional de la tarjeta.

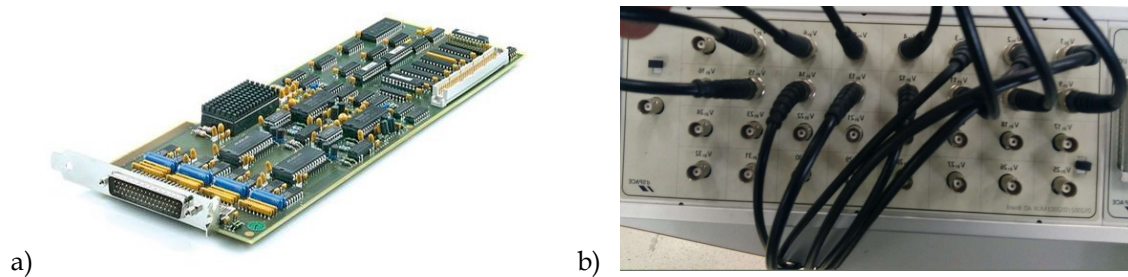


Figura B.40. Tarjeta de entradas analógicas DS 2003 de dSPACE y panel de conexiones CP DS2003.

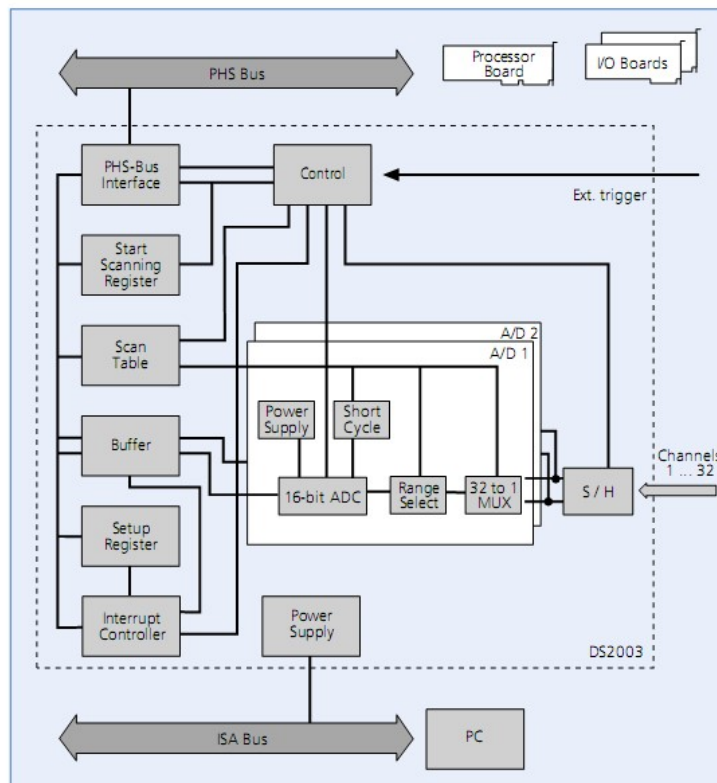


Figura B.41. Esquema funcional de la tarjeta dSPACE DS 2003, [103].

El sistema modular PPC 1005 está instalado en una caja independiente (*Expansion Box*), con su rack de conexiones y su propia fuente de alimentación; así como una tarjeta de comunicaciones con

el PC, ver figura B.42. En este diseño utiliza una tarjeta Ethernet, que traslada los datos al PC, el cual actúa únicamente como interface, ya que los cálculos en tiempo real se efectúan en la tarjeta PPC 1005.

Estas tarjetas, de forma similar al sistema DS1103, pueden configurarse y programarse gráficamente en el entorno MATLAB/Simulink a través del interface RTI y la toolbox RTW. Además, se pueden recoger y monitorizar los resultados a través del programa ControlDesk. La figura B.43 muestra el esquema del programa realizado en Simulink para la medida de los canales de entrada, así como su escalado. Las señales de tensión e intensidad se reciben directamente de los mismos sensores LEM utilizados en la plataforma experimental (figura B.16). El programa está preparado para recoger también las intensidades de neutro, para su monitorización; y como no se dispone de medida directa de la intensidad de neutro de la carga en el módulo de sensores, dicha señal se calcula de forma instantánea, *ILNC*, con las mediciones de las intensidades de fase correspondientes (ver parte inferior de la figura B.43). La figura B.44 muestra una pantalla de la aplicación elaborada en ControlDesk para la visualización y captura de dichos datos, así como los elementos de activación de la recogida de datos para su análisis posterior.



Figura B.42. Expansión box del sistema dSPACE DS 1005 y PC utilizado como interface.

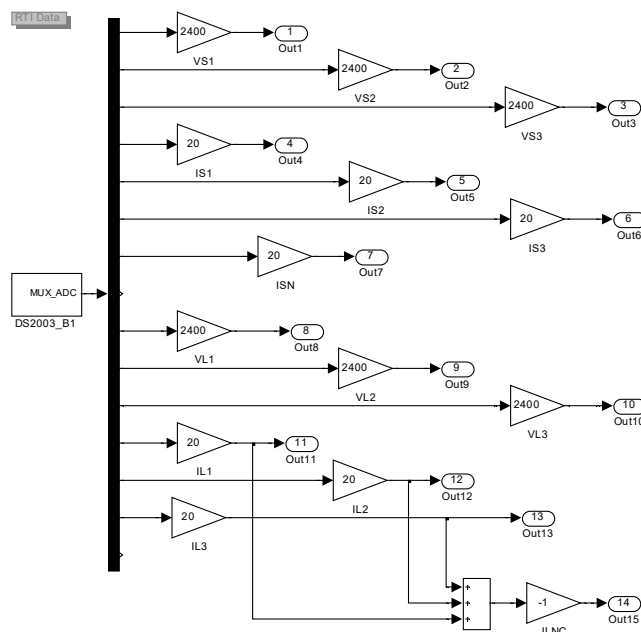


Figura B.43. Modelo en MATLAB/Simulink para la adquisición de los datos de medida.

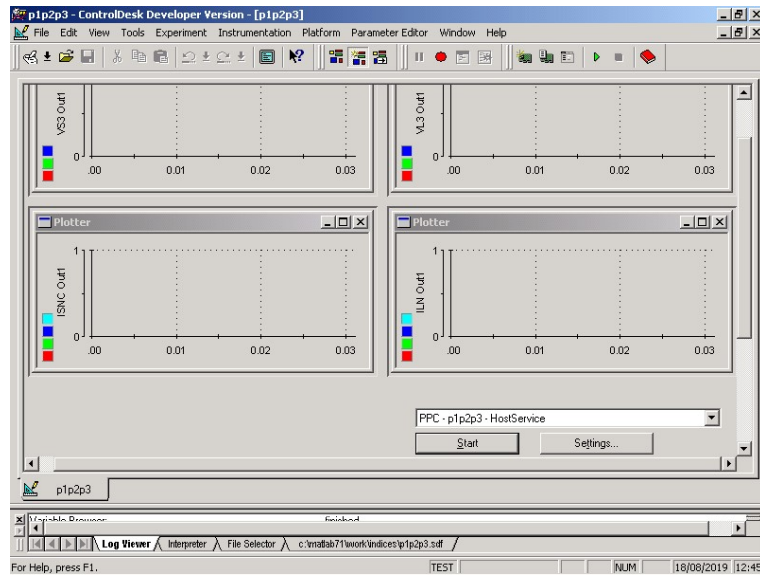


Figura B.44. Pantalla del diseño en ControlDesk del instrumento virtual.

Finalmente, se incluyen aquí dos equipos de medida comerciales que se han usado para mediciones complementarias de monitorización en los diferentes ensayos y valoraciones. El primero de ellos es el analizador trifásico FLUKE 434, que se muestra en la figura B.45. Este instrumento puede medir gran cantidad de parámetros de una red eléctrica como tensión, intensidad, potencia, energía, desequilibrio, flicker, armónicos e interarmónicos. Tiene cuatro canales en los que la tensión e intensidad de las tres fases y el neutro se miden simultáneamente, con una precisión en la medida de la tensión del 0.1%, cumpliendo con los requisitos de la norma IEC 61000-4-30 Clase A.



Figura B.45. Analizador trifásico FLUKE 434.

Otro equipo utilizado para las formas de onda es el Osciloscopio WaveSurfer 424 de LeCroy, mostrado en la figura B.46. Entre sus características está un ancho de banda de 200 MHz y una velocidad de muestreo de 2 GS/s. Tiene una resolución vertical de 8 bits y una sensibilidad de 1

mV/div. Este osciloscopio puede mostrar y capturar simultáneamente hasta cuatro canales, con diferentes colores y escalados para cada uno.

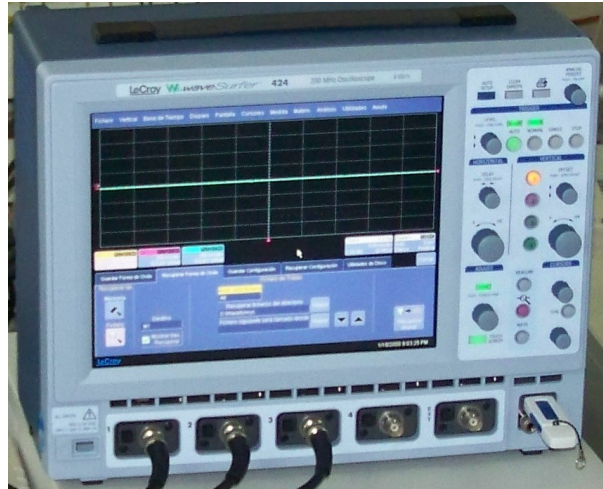


Figura B.46. Osciloscopio WaveSurfer 424 de LeCroy.



## Referencias bibliográficas

---

- [1] R.C. Dugan, M.I. McGranaghan, M. Santoso, H.W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, McGraw Hill, 2<sup>nd</sup> Edition, New York, 2002.
- [2] J. Arrillaga, L.I. Eguiluz, *Armónicos en sistemas de potencia*, Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 1994.
- [3] L. Gyugyi, E.C. Strycula, "Active ac power filters", in *IEEE/IAS Ann. Meeting*, 1976, pp. 529-537.
- [4] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 9, No. 3, p. 263-268, May 1994.
- [5] H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proc. IEEE*, Vol. 93 (12), pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [6] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, Nov/Dec 1996.
- [7] E.L. Owen, "A History of Harmonics in Power Systems", *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, No. 1, pp. 6-12, 1998.
- [8] W. Mack Grady, S. Santoso, "Understanding Power System Harmonics", *IEEE Power Eng. Review*, vol. 21, No. 11, pp. 8-11, 2001.
- [9] D. Sharon, J.C. Montaña, A. López, M. Castilla, D. Borrás, J. Gutierrez, "Power Quality Factor for Networks supplying Unbalanced Nonlinear Loads", *IEEE Trans. Instrum Meas*, vol. 56, No. 6, pp. 1268-1274, 2008.
- [10] IEEE Std 519-2014: "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems", 2014.
- [11] W. Xu, Y.A. Liu, "A Method for Determining Customer and Utility Harmonics Contributions at the Point of Common Coupling", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 15, No. 2, pp. 804-811, 2000.
- [12] Norma UNE-EN 50160, "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", 2010.
- [13] Norma UNE-EN 61000-3-2, "Compatibilidad Electromagnética (CEM). Límites para las emisiones de corriente armónica (equipos con corriente de entrada  $\leq 16$  A por fase).", 2014.
- [14] Norma UNE-EN 61000-3-12, "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-12: Límites para las corrientes armónicas producidas por los equipos conectados a las redes públicas de baja tensión con corriente de entrada  $> 16$  A y  $\leq 75$  A por fase.", 2012.
- [15] Norma UNE-EN 61000-4-30, "Compatibilidad Electromagnética (CEM). Parte 4-30. Técnicas de ensayo y medida. Métodos de medida de Calidad del suministro.", 2015.
- [16] D.A. González, J.C. McCall, "Design of Filters to Reduce Harmonic Distortion in Industrial Power Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. IA-23, No. 3, pp. 504-511, May/June 1987.

- [17] H. Sasaki, T. Machida, "A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation – Considerations on basic design", *IEEE Trans. Power Appl. Syst.* vol. PAS-90, pp. 2009-2019, 1971.
- [18] W.M. Grady, M.J. Samotyj, A.H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies", *IEEE Trans. Power Delivery.* vol. 5, p. 1536-1542, 1990.
- [19] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, applications and design*, John Wiley & Sons, 1989.
- [20] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann, "Three-phase four-wire active filter control strategies", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 12, No. 2, pp. 311-318, Mar 1997.
- [21] J.W. Dixon, S.M. Tepper, L.T. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters", in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'94, Vol.2*, p. 894-900, 1994.
- [22] G. Superti-Furga, E. Tironi, G. Ubezio, "Shunt active filter for four wire low - voltage systems: Theoretical operating limits and measures for performance improvement", *ETEP*, Vol. 7, No. 1, Jan/Feb 1997, p. 41-47.
- [23] A. Dastfan, V.J. Gosbell, D. Platt, "Control of a new active power filter using 3-D vector control", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, No. 1, pp. 5-12, Jan 2000.
- [24] M.A. Rahman, T.S. Radwan, A.M. Osheiba, A.E. Lashine, "Analysis of current controllers for voltage source inverter", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 44, No. 4, pp. 477-485, Aug 1997.
- [25] S.J. Huang, J.C. Wu, "A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under non ideal mains voltages", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, No. 4, pp. 753-760, Jul 1999.
- [26] J.S. Tepper, J.W. Dixon, G. Venegas, L. Moran, "A simple frequency - independent method for calculating the reactive and harmonic current in a nonlinear load", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, No. 6, pp. 647-654, Dec 1996.
- [27] D.A. Torrey, A.M.A.M. Al-Zamel, "Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 10, No. 3, pp. 263-272, May 1995.
- [28] D. González, J. Balcells, A. Arias, "Dynamic behaviour of a parallel single phase active power line conditioner", in *7<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics Applications, Conf. Proc.*, Norway 1997.
- [29] F.Z. Peng, G.W. Ott, D.J. Adams, "Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three - phase four - wire systems", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, No. 6, pp. 1174-1181, Nov 1998.
- [30] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. IA-20, No. 3, p. 625-630, May/Jun 1984.
- [31] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits", in *Proc. IEEJ International Power Electronics Conference (IPEC - Tokyo)*, p. 1375-1382, 1983.
- [32] J.L. Willems, "Mathematical foundations of the instantaneous power concepts: a geometrical approach", *ETEP*, vol. 6, N° 5, pp. 299-304, Sep/Oct 1996.

- [33] J.C. Montaño, P. Salmerón, "Instantaneous and full compensation in three-phase systems", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 13, p. 1342-1347, Oct 1998.
- [34] J.C. Montaño, P. Salmerón, "Different approaches for compensation in three-phase four-wire circuits with active power filters", in *Proc. Melecon 2000, Cyprus*, vol. III, pp. 920-923, Jun 2000.
- [35] P. Salmerón, S.P. Litrán, J. Prieto, *Active Power Line Conditioners. Design, simulation and implementation for improving Power Quality*, Elsevier Academic Press, London, 2016.
- [36] H. Akagi, H. Fujita, K. Wada, "A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 35, No. 3, pp. 638-645, May/June 1999.
- [37] F. Z. Peng, "Applications Issues of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 21-30, Sep. 1998.
- [38] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. Lindsay, "Analysis and design of a series voltage compensator for three - phase unbalanced sources", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 39, No. 2, pp. 159-167, Apr 1992.
- [39] H. Akagi, H. Fujita, "A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 3, pp. 1570-1575, Jul 1995.
- [40] H. Akagi, H. Fujita, "The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt active filters", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, No. 2, pp. 315-322, Mar 1998.
- [41] M. Aredes, K. Heumann, E.H. Watanabe, "An universal active power line conditioner", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 13, No. 2, pp. 545-551, Apr 1998.
- [42] F. Kamran, T.G. Habetler, "Combined deadbeat control of a series - parallel converter combination used as a universal power filter", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, No. 1, pp. 160-168, Jan 1998.
- [43] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic - sensitive load isolation", in *Proc. 1989 IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 947-951, Oct 1989.
- [44] D. Graovac, V. Katic, A. Rufer, "Power quality compensation using universal power quality conditioning system", *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 20, n° 12, pp. 58-60, Dec 2000.
- [45] R. Rezaei-pour, A. Kazemi, "Review of novel control strategies for UPQC", in *Proc. of Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'08, Santander*, pp. 219.1-219.5, Mar 2008.
- [46] V. Khadkikar, "Enhancing electric power quality using UPQC: a comprehensive overview", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 27, No. 5, pp. 2284-2297, May 2012.
- [47] H. Fujita, Y. Watanabe, H. Akagi, "Control and analysis of a unified power flow controller", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, No. 6, pp. 1021-1027, Nov 1999.
- [48] I. Rubilar, J. Espinoza, J. Munoz, L. Moran, "DC link voltage unbalance control in three-phase UPQCs based on NPC topologies", in *Proc. 42nd Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. Ind. Appl. Conf.*, pp. 597-602, Nov 2007.
- [49] L.B. Garcia Campanhol, S.A. Oliveira da Silva, A.A. de Oliveira, V.D. Bacon, "Power Flow and Stability Analyses of a Multifunctional Distributed Generation System Integrating a Photovoltaic System With Unified Power Quality Conditioner", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 34, No. 7, pp. 6241-6256, Jul 2019.



- [50] S. Devassy, B. Singh, "Modified pq-Theory-Based Control of Solar-PV-Integrated UPQC-S", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 53, No. 5, pp. 5031-5040, Sep 2017.
- [51] S. Devassy, B. Singh, "Design and Performance Analysis of Three-Phase Solar PV Integrated UPQC", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 54, No. 1, pp. 73-81, Jan 2018.
- [52] B. Han, B. Bae, H. Kim, S. Back, "Combined operation of unified power quality conditioner with distributed generation", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 21, No. 1, pp. 330-338, Jan 2006.
- [53] R.J. Millnitz dos Santos, J.C. da Cunha, M. Mezaroba, "A simplified control technique for a dual unified power quality conditioner", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 11, pp. 5851-5860, Nov. 2014.
- [54] R. A. Modesto, S. A. Oliveira da Silva, A. A. de Oliveira Júnior, "Power quality improvement using a dual unified power quality conditioner/uninterruptible power supply in three-phase four-wire systems", *IET Power Electronics*, Vol. 8, N° 9, pp. 1595-1605, Mar 2015.
- [55] R.A. Modesto, S.A. Oliveira da Silva, A.A: de Oliveira, V.D. Bacon, "A Versatile Unified Power Quality Conditioner Applied to Three-Phase Four-Wire Distribution Systems Using a Dual Control Strategy", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 31, No. 8, pp. 5503-5514, Aug 2016.
- [56] P. Rodriguez, L. Sainz, J. Bergas, "Synchronous double reference frame PLL applied to a unified power quality conditioner", in *Proc. 10<sup>th</sup> Int. Conf. Harmonics Quality Power*, pp. 614-619, Oct 2002.
- [57] M. Kesler, E. Ozdemir, "Synchronous-reference-frame-based control method for UPQC under unbalanced and distorted load conditions", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 3967 - 3975, Sep 2011.
- [58] V. Khadkikar, A. Chandra, "A new control philosophy for a unified power quality conditioner (UPQC) to coordinate load-reactive power demand between shunt and series inverters", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 23, No. 4, pp. 2522-2534, Oct 2008.
- [59] V. Khadkikar, A. Chandra, A.O. Barry, T.D. Nguyen, "Power quality enhancement utilizing single-phase unified power quality conditioner: digital signal processor-based experimental validation", *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 3, pp. 323-331, Mar. 2011.
- [60] L.F.C. Monteiro, M. Aredes, J. A. Moor Neto, "A control strategy for unified power quality conditioner", in *IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics, ISIE '03*, Vol. 1, pp. 391-396, Jun 2003.
- [61] P. Li, Y.H Yang, Z. Ma, H. Li, "The study and simulation verifying of the controlling signal detecting method about UPQC", in *Proc. 6<sup>th</sup> Int. conf. on Electrical Machines and systems, ICEMS 2003*, Vol. 2, pp. 657 -660, Nov 2003.
- [62] P. Salmerón, J. C. Montaña, J. R. Vázquez, J. Prieto, A. Pérez, "Compensation in Nonsinusoidal, Unbalanced Three-Phase Four-Wire Systems with Active Power Line Conditioner," *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 19, No. 4, pp. 1968-1974, Oct. 2004.
- [63] T. Tanaka, K. Wada and H. Akagi, "A control scheme for suppressing voltage oscillation on the AC side of a series active filter," in *Proc. of the 7th ICHQP Conf.*, pp. 153-158, Oct. 1996, Las Vegas, NV, USA.

- [64] J. W. Dixon, G. Venegas, L. A. Moran, "A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 5, pp. 612-620, Oct. 1997.
- [65] M. Basu, S. P. Das, G.K. Dubey, "Investigation on the performance of UPQC-Q for voltage sag mitigation and power quality improvement at a critical load point", *IET Generation, Transmiss. Distrib.*, Vol. 2, No. 3, pp. 414-423, May 2008.
- [66] V. Khadkikar and A. Chandra, "UPQC-S: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of UPQC", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 26, No. 9, pp. 2414-2425, Sep 2011.
- [67] Y. Kolhatkar, S. Das, "Experimental investigation of a single-phase UPQC with minimum VA loading", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 22, No. 1, pp. 371-380, Jan 2007.
- [68] S. Domínguez, P. Campoy, J.M. Sebastián, A. Jiménez, *Control en el Espacio de Estado*, Ed. Prentice Hall, 2002.
- [69] A. Ghosh, A.K. Jindal, A. Joshi, "Inverter control using output feedback for power compensating devices", in *Proc. Convergent Technol. Conf.*, vol. 1, pp. 48-52, Oct 2003.
- [70] S.B. Karanki, M.K. Mishra, B.K. Kumar, "Particle swarm optimization-based feedback controller for unified power-quality conditioner", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 25, No. 4, pp. 2814-2824, Oct. 2010.
- [71] P. Li, Q. Bai, B. Zhao, Y. Yang, "Power quality control center and its control method", in *Proc. Transmiss. Distrib. Conf. Exhib.*, pp. 1-6, 2005.
- [72] K.H. Kwan, Y.C. Chu, P.L. So, "Model-based  $H_{\infty}$  control of a unified power quality conditioner", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 7, pp. 2493-2504, Jul 2009.
- [73] L.H. Tey, P.L. So, Y.C. Chu, "Unified power quality conditioner for improving power quality using ANN with hysteresis control", in *Proc. Int. Conf. Power Syst. Technol.*, pp. 1441-1446, Nov 2004.
- [74] R. Banaei, S.H. Hosseini, "Mitigation of current harmonic using adaptive neural network with active power line conditioner", in *Proc. IEEE 5th Int. Conf. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 1-5, Aug 2006.
- [75] V.G. Kinhal, P. Agarwal, H.O. Gupta, "Performance investigation of neural-network-based unified power-quality conditioner", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 26, No. 1, pp. 431-437, Jan 2011.
- [76] A. Elnady, A. Goauda, M.M.A. Salama, "Unified power quality conditioner with a novel control algorithm based on wavelet transform", in *Proc. Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 1041-1045, 2001.
- [77] M. Forghani, S. Afsharnia, "Online wavelet transform-based control strategy for UPQC control system", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 22, No. 1, pp. 481-491, Jan 2007.
- [78] N. Karthikeyan, M.K. Mishra, B.K. Kumar, "Complex wavelet based control strategy for UPQC", in *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst.*, pp. 1-6, Dec. 2010.
- [79] A.E. Leon, S.J. Amodeo, J.A. Solsona, M.I. Valla, "Non-linear optimal controller for unified power quality conditioners", *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 4, pp. 435-446, Apr 2011.

- [80] IEEE Std. 1459-2010, "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", Mar. 2010.
- [81] IEEE Working group on nonsinusoidal situations, "Practical Definitions for Power in Systems with Non-sinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: a Discussion", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 11, No. 1, pp. 79-87, 1996.
- [82] P.S. Filipski, Y. Bagzouz, M.D. Cox, "Discussion of Power Definitions Contained in the IEEE Dictionary", IEEE Trans Power Delivery, vol. 9, No. 3, pp. 1237-1243, 1994.
- [83] IEEE Std. 1459-2000, "IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", Jan. 2000.
- [84] A.E. Emanuel, "Summary of IEEE Standard 1459: Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40, No. 3, pp. 869-876, May/June 2004.
- [85] T.E. Seiphethlho, A.P.J. Rens, "On the Assessment of Voltage Unbalance", in Proc. of the 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010, pp. 1-6.
- [86] J. Prieto, P. Salmerón, J.R. Vázquez, F.J. Alcántara, "A Series-Parallel Configuration of Active Power Filters for VAR and Harmonic Compensation", in Proc. of IECON'02, Sevilla, paper FILTQ.4 pp. 1-6, Nov. 2002.
- [87] T. Zheng, E.B. Makram, A.A. Girgis, "Evaluating Power System Unbalance in the Presence of Harmonic Distortion", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 18, No. 2, pp. 393-397, Apr. 2003.
- [88] G. Chicco, P. Postolache, C. Toader, "Analysis of Three-phase Systems with Neutral under Distorted and Unbalanced Conditions in the Symmetrical Component-based Framework", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 22, No. 1, pp. 674-683, Jan. 2007.
- [89] R. Langella, A. Testa, and A.E. Emanuel, "Unbalance Definition for Electrical Power Systems in the Presence of Harmonics and Interharmonics", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 61, No. 10, pp. 2622-2631, Oct. 2012.
- [90] P. Salmerón, A. Pérez, S.P. Litrán, "New Approach to Assess Unbalance and Harmonic Distortion in Power Systems", in Proc. of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13), Bilbao (Spain), pp. 1-4, March 2013.
- [91] F.J. Alcántara, P. Salmerón, "A New Technique for Unbalance Current and Voltage Estimation With Neural Networks", IEEE Trans. on Power Systems, vol. 20, No. 2, pp. 852-858, May 2005.
- [92] J. Prieto, P. Salmeron, A. Perez, S.P. Litrán, "Practical Evaluation of Unbalance and Harmonic Distortion in Power Conditioning", Electric Power Systems Research, Vol. 1, pp. 487-499, 2016.
- [93] J. Prieto, P. Salmerón, S.P. Litrán, "Assessment on Apparent Power Indices with Hybrid Active Power Filters", in Proc. of the 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, ISBN: 978-1-5090-4962-2, vol. 1, pp. 181-186, Apr. 2017.
- [94] UNE-EN 61000-2-4:2004 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 2-4: Entorno. Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia en las instalaciones industriales."

- [95] UNE-EN 61000-4-13:2003 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 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."
- [96] UNE-EN 61000-4-14:2001 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 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."
- [97] UNE-EN 61000-4-11:2005 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 4-11: Técnicas de ensayo y de medida. Ensayos de inmunidad a los huecos de tensión, interrupciones breves y variaciones de tensión."
- [98] UNE-EN 61000-4-27:2002 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 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."
- [99] S. Martínez García, *Alimentación de equipos informáticos y otras cargas críticas*, Ed. McGraw-Hill, 1997.
- [100] UNE-EN 61000-2-2:2003 "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 2-2: Entorno. Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes de suministro público en baja tensión.
- [101] *DS1103 PPC Controller Board Feature Reference*, Release 3.4 - May 2002, dSPACE GmbH.
- [102] *DS1005 PPC Board Features*, Release 4.2 - March 2005, dSPACE GmbH.
- [103] *DS2003 Multi-Channel A/D Board Features*, Release 4.2 - March 2005, dSPACE GmbH.