

# Acondicionamiento de Cargas No Lineales con Tensiones Distorsionadas

Jaime Prieto, Patricio Salmerón, Salvador P. Litrán

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica  
Escuela Politécnica Superior de la Rábida, Universidad de Huelva  
Ctra. Palos de la Frontera s/n, E21819 Palos de la Frontera, Huelva  
Tel / Fax: +0034 959 017574 / 7304 , jpthomas@uhu.es, patricio@uhu.es, salvador@uhu.es

**Resumen.** Este artículo presenta los resultados obtenidos con un prototipo experimental de un Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC). Está compuesto por una combinación serie – paralelo de filtros activos de potencia, y tiene como objetivo el acondicionamiento global de la carga frente a la distorsión armónica. Por un lado, aislar a la tensión en la carga  $v_L$  de los armónicos presentes en la tensión de suministro  $v_S$ , así como regularla a su valor nominal. Por otro lado, mejorar la corriente de suministro  $i_S$ , compensando las componentes armónicas y reactivas de la intensidad de carga  $i_L$ . Se presentan los resultados obtenidos con un prototipo experimental de laboratorio, para dos tipos de carga no lineal y tensiones de suministro distorsionadas. El análisis de los resultados muestra la validez del diseño propuesto para el desarrollo de acondicionadores activos en ambientes de alta distorsión armónica.

**Palabras llave:** Filtros activos de potencia, distorsión armónica, acondicionamiento armónico, UPQC, calidad de la potencia.

## 1. Introducción

La amplia y creciente utilización de receptores basados en la electrónica de potencia en las instalaciones eléctricas está dando cada día más importancia al concepto de la calidad de la potencia eléctrica (Electric Power Quality, EPQ). Este tipo de cargas permiten un control preciso de la energía eléctrica utilizada pero incrementan sustancialmente los niveles de distorsión armónica en las redes eléctricas; y suelen ser a su vez sensibles a dicha distorsión.

Entre las soluciones prácticas al problema de la distorsión armónica están los filtros activos de potencia, (Active Power Filters, APF) [1]. Las primeras aplicaciones estaban enfocadas en la compensación de las componentes armónicas de la intensidad de carga  $i_L$ . De esta forma, las corrientes armónicas no circulan aguas arriba del compensador activo, y no contribuyen a la distorsión de la tensión de suministro  $v_S$ . 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 de Acondicionadores Activos de Potencia (Active Power Line Conditioners, APLC) [1].

Sin embargo, el énfasis ha de centrarse en los Acondicionadores Unificados de Calidad de la Potencia (Unified Power Quality Conditioners, UPQC) [2]-[10] que integran en un solo módulo una combinación de APFs serie y paralelo. El acondicionamiento de la carga debe también proveer que la tensión de carga  $v_L$  sea senoidal, equilibrada y regulada en amplitud; independientemente de las condiciones de la tensión de suministro  $v_S$ , que pudiera estar distorsionada por cargas no lineales cercanas. Por tanto, ambos convertidores son necesarios para un acondicionamiento global y completo de la carga.

Este trabajo presenta los resultados experimentales obtenidos con un prototipo monofásico de un Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga (Load Compensation Active Conditioner, LCAC) [10]. Este prototipo de laboratorio, sLCAC, está compuesto por una combinación serie – paralelo de filtros activos de potencia y tiene como objetivo el acondicionamiento global de la carga frente a la distorsión armónica: aislar a la tensión en la carga  $v_L$  de los armónicos presentes en la tensión de suministro  $v_S$ , así como regularla a su valor nominal; y por otro lado mejorar la corriente de suministro  $i_S$ , compensando las componentes armónicas y reactivas de la intensidad de carga  $i_L$ .

En la sección 2 se explicará la estrategia de control utilizada así como las adaptaciones prácticas, y en la sección 3 se describirán los componentes del prototipo experimental. La sección 4 expondrá los criterios seguidos en la selección de los casos prácticos, así como los correspondientes resultados experimentales. Finalmente, en la sección 5 se mostrarán las conclusiones derivadas de este trabajo.

## 2. Control del sLCAC

La figura 1 muestra el circuito de potencia del sLCAC, donde se puede observar la ubicación de los convertidores serie y paralelo y sus correspondientes transformadores de acoplamiento  $T_S$  y  $T_P$ ; así como los elementos pasivos para el filtrado de las altas frecuencias. También muestra la situación de las principales magnitudes y puntos de medida necesarios para el control del acondicionador. La etapa de continua del

acondicionador está realizada con dos condensadores electrolíticos con toma de conexión intermedia para el conductor de neutro, y cada convertidor puede realizarse con una única rama de dos transistores de potencia.

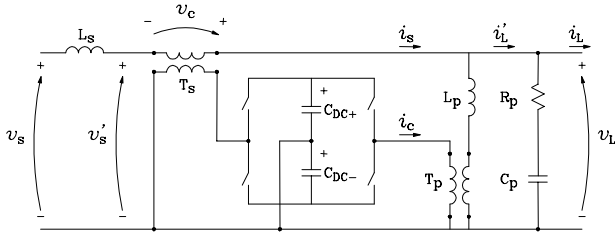


Fig. 1. Circuito de potencia del sLCAC.

El método de control utilizado es una adaptación para sistemas monofásicos del método propuesto por los autores en [10]. El convertidor serie actúa como una fuente controlada de tensión que compensa aquellos componentes que separan a la tensión de suministro  $v_s$  de una referencia ideal, senoidal y regulada en amplitud. El convertidor paralelo, ubicado aguas abajo, actúa como una fuente controlada de intensidad para compensar las componentes armónica y reactiva de la intensidad de carga  $i_L$ . Cada convertidor realiza una tarea específica a través de un control unificado que trata de forma global el proceso de compensación de la carga. Así, la forma de onda de tensión utilizada en el cálculo de la corriente de compensación, es la referencia de tensión obtenida en el control del filtro serie. Además, como se explicará más adelante, cada convertidor controla ambos objetivos – la tensión en la carga y la corriente de suministro – a través de un control cruzado que proporciona al diseño final una gran robustez.

#### A. Referencia de la tensión de carga ( $v_L^* = v_{l,reg}$ )

El control del filtro serie se basa en la obtención de una referencia ideal para la tensión de carga; regulada y sin distorsión. La figura 2 muestra el diagrama de bloques de esta parte del circuito de control. La componente fundamental de la tensión de suministro  $v_s$  se obtiene a través de un filtro paso – banda, y en una segunda etapa un control proporcional + integral regula la amplitud de  $v_l$  a un valor prefijado  $V_{REF}$ . La selección del ancho de banda del filtro ( $\pm 2\% f_N$ ) está orientada a la atenuación de las variaciones rápidas de tensión [5]. En combinación con el lazo de control de amplitud permite una regulación precisa de la tensión. El convertidor serie deberá construir por tanto una tensión  $v_C^*$  igual a la diferencia entre la tensión de suministro y la referencia ideal para la tensión de carga.

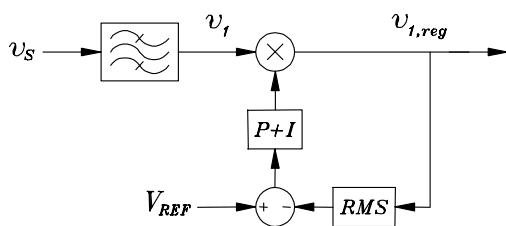


Fig. 2. Cálculo de la referencia de la tensión de carga  $v_L^*$ .

#### B. Referencia de la corriente de suministro ( $i_S^* = i_a$ )

El control del filtro paralelo se basa en el cálculo de la componente activa  $i_a$  de la intensidad de carga, y su diagrama de bloques se muestra en la figura 3. La referencia para la intensidad de suministro  $i_S^*$  será dicha componente activa de la intensidad de carga  $i_L$ , utilizando como referencia de tensión  $v_{l,reg}$ . La transferencia de una potencia activa  $P$  desde el suministro a la carga requiere de las intensidades de línea  $i_s$ , en modo de compensación promedio, [11]:

$$i_a = \frac{P}{V^2} v \quad (1)$$

donde  $V$  es el valor eficaz de la tensión. La diferencia entre la intensidad de carga  $i_L$  y su componente activa  $i_a$  determina los componentes que no transportan potencia útil y por tanto son compensables ( $i_{CL}^* = i_L - i_a$ ).

La determinación de la potencia activa requiere un filtro paso bajo que elimine las componentes oscilatorias de la potencia instantánea  $p(t)$ , con una frecuencia de corte de al menos la frecuencia nominal. Utilizando un lazo de control integral es posible alcanzar en régimen permanente unos valores de  $i_C$  cuya potencia promedio  $P_C$  sea nula. Entonces, la salida del integrador permanecerá constante en el valor estimado de  $G_L (P/V^2)$ , hasta que las condiciones cambien. La velocidad de adaptación a los cambios de carga dependerá principalmente de la respuesta dinámica del conjunto filtro paso bajo + integrador.

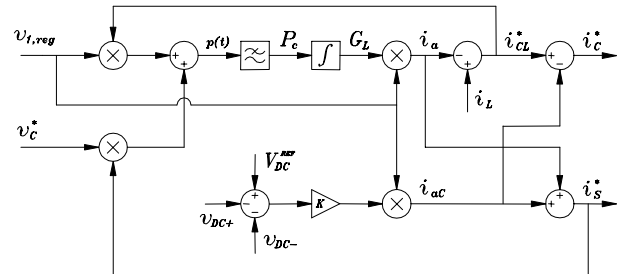


Fig. 3. Diagrama de bloques para el cálculo de las referencias de la intensidad de suministro  $i_S^*$  y de compensación  $i_C^*$ .

La segunda función del convertidor paralelo es la de mantener el balance de potencia y las tensiones de los condensadores del lado de continua del acondicionador. Con este criterio, la potencia estimada que circula a través del convertidor serie se incluye en  $P_C$  como el producto de las referencias de la tensión de compensación serie  $v_C^*$  por la de intensidad de suministro  $i_S^*$ .

Se ha incluido también un control directo de la tensión de continua. Dicho control es necesario para compensar las pérdidas internas del acondicionador. La medida de las tensiones de los condensadores es inevitable, pues cualquier pequeña diferencia en la estimación del balance de potencia – o mínimos errores en los equipos de medida – podrían implicar una lenta pero constante variación de la energía almacenada en la etapa de continua. Las pérdidas internas del acondicionador y

estos pequeños efectos mencionados suponen una componente activa  $i_{oC}$  adicional. Esta componente se añade a las referencias de las intensidades de suministro y de compensación después del bucle principal, con objeto de que no interfirieran en la estimación de potencia del circuito principal.

### C. Comportamiento de los componentes pasivos

Los convertidores de IGBTs no pueden construir con precisión señales de referencia con armónicos mayores de  $f_c/10$ , siendo  $f_c$  la máxima frecuencia de conmutación. Estas componentes han de filtrarse por medio de elementos pasivos. Además, muchos de esos armónicos de alta frecuencia son generados por los propios convertidores. Por otro lado, los componentes pasivos deben interferir lo menos posible con el control a bajas frecuencias, principalmente para mantener el rendimiento energético del acondicionador. La figura 1 muestra la ubicación de estos elementos pasivos:  $L_S$ ,  $R_p$  y  $C_p$ . Evitan que los armónicos altos de  $i_C$  o  $i_L$  circulen por el suministro, y atenúan los efectos de los armónicos altos de  $v_C$  o  $v_S$  sobre la tensión de carga  $v_L$  o la intensidad de suministro  $i_S$ .

Utilizando la técnica expuesta en [10] se puede analizar el comportamiento de los componentes pasivos como un circuito multipuerta lineal que relaciona las tensiones e intensidades de suministro, carga y compensación del acondicionador. De esta forma se puede evaluar el efecto de las posibles distorsiones en  $v_C$ ,  $i_C$ ,  $v_S$  o  $i_L$  sobre las variables objetivo  $v_L$  e  $i_S$ . Este análisis puede realizarse con las ecuaciones de estado del circuito multipuerta. Los autovalores del circuito muestran la respuesta natural de los componentes pasivos frente a perturbaciones bruscas, y las funciones de transferencia entre las variables objetivo y las fuentes de distorsión muestran el grado de atenuación o amplificación para cada frecuencia.

Este análisis se ha realizado con los valores elegidos para los componentes pasivos del prototipo. Muestran una correcta atenuación para los armónicos mayores de  $f_c/10$ , pero presentan una fuerte resonancia a 130 Hz, con una lenta respuesta transitoria (Ver los autovalores de la columna izquierda de la tabla I).

Es difícil evitar este tipo de resonancias cuando los componentes pasivos han de ser lo menos disipativos posibles. Para mejorar el comportamiento del acondicionador en el rango de las frecuencias controlables, al control básico se añaden dos señales de corrección cruzadas proporcionales a la desviación de las variables objetivo respecto a sus referencias, pero aplicadas al convertidor opuesto al que debería controlarlas. Por tanto, las referencias de compensación quedan como:

$$\begin{aligned} v_C^* &= v_C^{**} + R(i_S^* - i_S) \\ i_C^* &= i_C^{**} + G(v_L^* - v_L) \end{aligned} \quad (2)$$

donde  $v_C^{**}$  e  $i_C^{**}$  son las referencias calculadas según las subsecciones A y B. Así, los primeros términos actuarían como un control predictivo, mientras que los

segundos términos actuarían como un control correctivo de las desviaciones del control. Su efecto puede analizarse incluyendo esta ley de control adicional en las ecuaciones de estado del circuito multipuerta y recalculando sus funciones de transferencia y autovalores. En la columna derecha de la tabla I se muestran los autovalores correspondientes a  $R = 500$  y  $G = 0.1$ , para los que se pueden esperar respuestas transitorias suficientemente rápidas y buenos niveles de atenuación.

Esta mejora del control no solo ajusta el diseño del filtrado pasivo, sino que también dota al acondicionador de un control muy robusto. Por ejemplo, no necesita el valor preciso de dichos componentes pasivos, ni incluso el circuito equivalente de los transformadores de acoplamiento. Si ambos convertidores compensan sus respectivos objetivos, solo será necesaria una pequeña acción correctiva de los controles cruzados. Y cuando eso no sea posible, el convertidor que queda saturado es ayudado por el otro, llevando ambos objetivos  $-v_L$  e  $i_S$  – lo más rápido posible a sus referencias de control, con un comportamiento estable.

TABLA I. – Autovalores del circuito pasivo, y con el control cruzado.

Autovalores de A (s <sup>-1</sup> )	Autovalores de A (s <sup>-1</sup> ), con el control cruzado
$-26 \pm 816j$ (130 Hz)	-9,982
$-26 \pm 816j$ (130 Hz)	-4,498

### D. Control de los disparos

El control de los disparos de los convertidores está basado en las señales de referencia  $v_C^*$ ,  $i_C^*$  generados por el control del sLCAC. En el convertidor serie, la tensión de compensación  $v_C$  se construye con un generador PWM, con una anchura de pulso para cada periodo de muestreo:

$$\frac{t_S}{T} = \frac{2v_C^* + v_{DC-}}{v_{DC+} + v_{DC-}} \quad (3)$$

donde  $T$  es el intervalo de muestreo del sistema de control y  $v_{DC+}$ ,  $v_{DC-}$  son las tensiones de los condensadores del lado dc. El factor de escala 2 se debe a la relación de espiras del transformador  $T_S$ . En el convertidor paralelo la corriente de compensación  $i_C$  se construye con un control de corriente por muestreo periódico (periodic sampling control), en cada instante de muestreo como:

$$\frac{t_P}{T} = \text{sign}(2i_C^* - i_C) \in [0,1] \quad (4)$$

donde el factor 2 es debido a la relación de espiras del transformador  $T_p$ . Si bien este método de control de corriente no es el mejor, ambos métodos – para tensión y corriente – aseguran una frecuencia de conmutación límite para los convertidores. Además, los resultados experimentales mostrarán la robustez de la estrategia de control propuesta.

### 3. Prototipo experimental

Se ha construido un prototipo experimental con una potencia nominal de 0.25 kVA, a 115 Vrms, 50 Hz. Los convertidores están realizados con dos ramas SKM50GB123D de Semikron, compuestas por dos IGBTs con diodos de libre circulación. Los convertidores están ensamblados en un conjunto con los condensadores  $C_{DC+}$  y  $C_{DC-}$  de 2200  $\mu$ F, 400V cada uno. La figura 4 muestra dicho módulo, donde también se pueden observar tras él uno de los transformadores de acoplamiento y una inductancia.

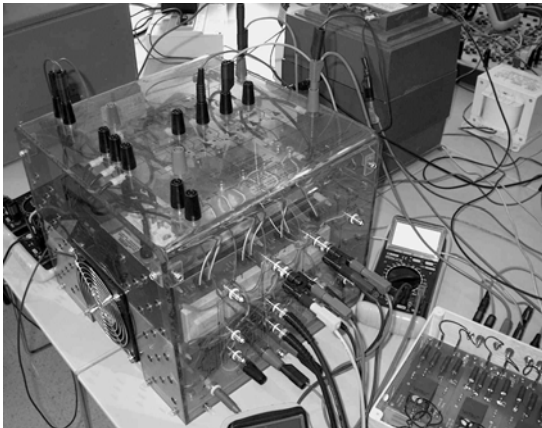


Fig. 4. Módulo con los convertidores de IGBTs y los condensadores de continua.

La referencia de tensión de los condensadores ha de elegirse de forma que permitan al convertidor paralelo un seguimiento apropiado de la corriente de compensación  $i_C$ . Los valores usuales están entre 1.5 y 2 veces el valor de pico de la tensión nominal del suministro. Por tanto, para 115 Vrms, podría seleccionarse un valor de 250 V para los condensadores. Dado que la relación de espiras del transformador  $T_p$  es de 1:2, la tensión de cada condensador se regulará a 125 V. Por tanto, la tensión aguas abajo de  $L_p$  podrá controlarse entre  $\pm 250$  V de pico.

La tensión de compensación del convertidor serie será un 25 % de la del convertidor paralelo. Con una relación de transformación de 2:1 en  $T_s$ , la tensión  $v_C$  podrá regularse entre  $\pm 62.5$  V de pico.

El resto de los componentes pasivos han sido seleccionados con los criterios expuestos en [10] y sus valores se muestran en la tabla II.

TABLA II. – Componentes pasivos del sLCAC.

$L_s$	$T_s$	$L_p$	$T_p$	$R_p$	$C_p$
50 mH	230/115 V	50 mH	115/230 V	2.5 $\Omega$	30 $\mu$ F

El sLCAC está controlado por una tarjeta DSP de adquisición y control DS1104 de dSPACE, la cual decide los pulsos de disparo de los IGBTs en función de las medidas de tensión e intensidad del sistema. Estas medidas se realizan con sensores de efecto Hall, LEM LA35 – NP para las corrientes y LEM LV25 – 600 para las tensiones. La figura 5 muestra un módulo de medida,

con tres sensores de tensión y cuatro de intensidad. La figura 6 muestra el ordenador en donde se ha instalado la tarjeta de control DS1104 y el programa de monitorización ControlDesk. Este sistema de control se ejecuta con tiempos de muestreo de 60  $\mu$ s.

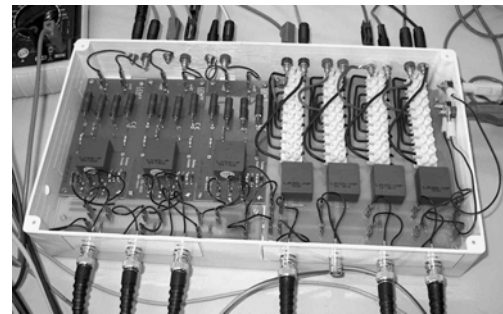


Fig. 5. Sensores de tensión y corriente.



Fig. 6. Tarjeta de control DS1104 y ordenador de monitorización.

### 4. Casos prácticos de laboratorio

Uno de los objetivos del LCAC es que se pueda aplicar a un amplio rango de tipos de carga. Por este motivo se han seleccionado dos tipos diferentes de carga como casos prácticos. El primer caso es el de un rectificador de diodos de onda completa, con un condensador de gran capacidad en el lado de continua y una inductancia de alisado en el lado de alterna. Esta carga, *Rectificador de Tensión*, es una fuente característica de armónicos de tensión [12]. El segundo caso corresponde también a un rectificador de diodos de onda completa, esta vez con una gran inductancia en el lado de continua, *Rectificador de Corriente*, que es una fuente característica de armónicos de intensidad [12]. El valor de la resistencia de carga se ha ajustado en cada caso para obtener en ambos un consumo similar, en torno a 200 W.

El sistema experimental está alimentado desde la red de suministro del laboratorio a través de un autotransformador variable de 230/0 – 230 V, 50 Hz, 25 A; con una tensión de salida ajustada a 115 Vrms en vacío.

Las medidas de las pruebas se han registrado con un FLUKE 43 Power Quality Analyzer. Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 7 y 8, para cada caso respectivamente, y los valores principales se presentan en

las tablas III y IV. Se muestran las formas de onda de tensión e intensidad, así como medidas de THD y potencias, antes y después de la compensación.

#### A. Caso 1

La figura 7 muestra las medidas correspondientes al primer caso, rectificador de diodos con un condensador de gran capacidad en el lado de continua. La columna de la izquierda muestra las medidas correspondientes a la tensión e intensidad de carga antes de la compensación. La figura 7a1 muestra las formas de onda de tensión e intensidad, la figura 7a2 las medidas de potencia y factor de potencia, la figura 7a3 el espectro armónico de la tensión  $v_L$  y la figura 7a4 el espectro armónico de la corriente  $i_L$ .

Las columnas central y derecha muestran, después de la compensación, la misma estructura de medidas para el lado de suministro ( $v_S$ ,  $i_S$ ) y el lado de carga ( $v_L$ ,  $i_L$ ) respectivamente. La tabla III resume los principales valores obtenidos para este caso.

TABLA III: Resumen de medidas para el caso 1.

	Vx (V <sub>rms</sub> )	THDv (%)	Ix (A <sub>rms</sub> )	THDi (%)	Px (W)	FP (-)
Carga antes de comp. ( $v_L$ , $i_L$ )	110.1	3.1	2.03	26.7	190	0.81
Sumin. después de comp. ( $v_S$ , $i_S$ )	112.6	1.8	2.01	1.2	230	1.00
Carga después de comp. ( $v_L$ , $i_L$ )	113.8	1.8	2.16	27.7	200	0.81

Antes de la compensación, la tensión de carga  $v_L$  sufre una caída de tensión del 4.3% principalmente por efecto de la impedancia de la fuente. La naturaleza de esta carga genera también una distorsión del 3.1 %. Después de la compensación, la tensión de carga se acerca más a su valor ideal, con una caída de tensión del 1.04% y una distorsión de 1.8%. La tensión de suministro  $v_S$  refleja igualmente los efectos de la compensación, básicamente debido a la mejora de la corriente de suministro  $i_S$ . El valor de su THD es del 1.8%, que puede ser originado tanto por el propio proceso de compensación como por la distorsión existente en el propio suministro, en el que se han registrado diferentes valores dependiendo del día o incluso la hora en que se han realizado las medidas, en un rango de 0.7% a 2.5%.

Respecto a las intensidades, antes de la compensación la carga demanda una intensidad de 2.03 A con una distorsión del 26.7%. Después de la compensación, la corriente aumenta a 2.16 A con un THD de 27.7%. Este incremento en ambos valores se debe principalmente a una mejor regulación y un carácter más ideal de la tensión de carga. Por otro lado, la corriente de suministro  $i_S$  después de la compensación es prácticamente senoidal y en fase con la tensión de suministro, con un valor eficaz mínimo para transportar la potencia activa necesaria para la carga y las pérdidas del acondicionador.

La potencia activa demandada por la carga se incrementa ligeramente después de la compensación, de 190 a 200

W, debido a la mejora en la tensión de carga. Y el factor de potencia en el suministro es prácticamente la unidad. La comparación entre las potencias de entrada y salida del acondicionador permiten calcular su rendimiento para este caso en un 87.0%.

#### B. Caso 2

La figura 8 y la tabla IV muestran los resultados obtenidos para el segundo caso, rectificador de diodos con una gran inductancia en el lado de continua, con la misma estructura que en el primero. Los comentarios que se pueden extraer son similares a los anteriores.

La regulación de tensión en el lado de carga es algo mejor, pero el nivel de distorsión se incrementa hasta un 5.0%. Esto es debido a que esta carga presenta un caso extremo, con cambios bruscos en la corriente de carga del orden de su valor nominal. Este efecto puede observarse cuando la tensión de carga cambia de polaridad (Ver figura 8c1 ) y se produce la conmutación en el puente de diodos. En esos instantes el convertidor paralelo no puede compensar instantáneamente este cambio de corriente y se produce un pequeño transitorio.

Por otro lado, como en el caso anterior, la corriente de suministro  $i_S$  queda completamente compensada y esto se refleja en la mejora de la tensión de suministro  $v_S$ . Además puede observarse que en este caso la corriente de suministro es mayor que la de carga. Esto es debido al tipo de carga, con un mayor factor de potencia; así como la ligera reducción en el rendimiento a un 84.6%.

TABLA IV: Resumen de medidas para en caso 2.

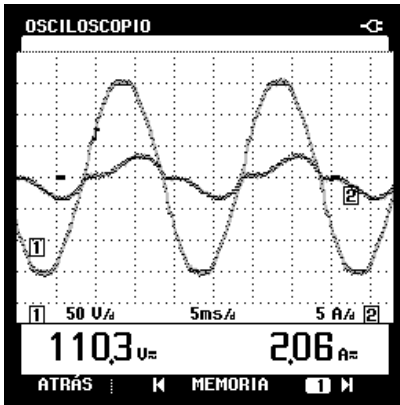
	Vx (V <sub>rms</sub> )	THDv (%)	Ix (A <sub>rms</sub> )	THDi (%)	Px (W)	FP (-)
Carga antes de comp. ( $v_L$ , $i_L$ )	111.0	3.4	1.92	22.9	210	0.96
Sumin. después de comp. ( $v_S$ , $i_S$ )	112.3	2.2	2.32	1.0	260	1.00
Carga después de comp. ( $v_L$ , $i_L$ )	114.5	5.0	1.96	25.5	220	0.95

#### C. Respuesta dinámica

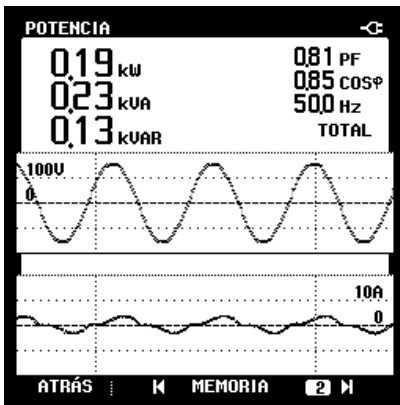
Durante los ensayos con ambos tipos de carga se han realizado pruebas de respuesta dinámica del acondicionador. Las figuras 9 y 10 corresponden al transitorio, de vacío al 100 % de la resistencia de carga, para el caso 1. Dichos datos han sido capturados con el programa de monitorización ControlDesk del sistema de control dSPACE y presentados gráficamente en Matlab. Ambas figuras corresponden al mismo transitorio, habiéndose ampliado en la primera figura para que se aprecien mejor las formas de onda.

En la figura 9 se aprecia la evolución de la tensión en la carga  $v_L$  y de la intensidad de suministro  $i_S$ . Se puede observar que la tensión permanece prácticamente inalterada, y que la intensidad se ajusta a régimen permanente en aproximadamente dos ciclos y medio; desde vacío a plena carga.

a) Carga  $v_L, i_L$  antes de comp.



a1) Formas de onda de  $v_L, i_L$ .



a2) Medidas de potencias.

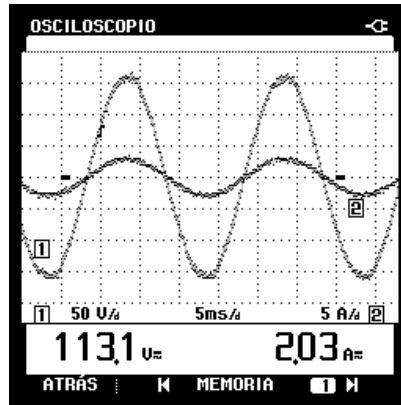


a3) Espectro armónico y THD de  $v_L$ .

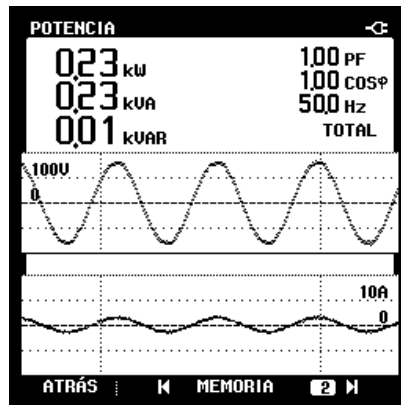


a4) Espectro armónico y THD de  $i_L$ .

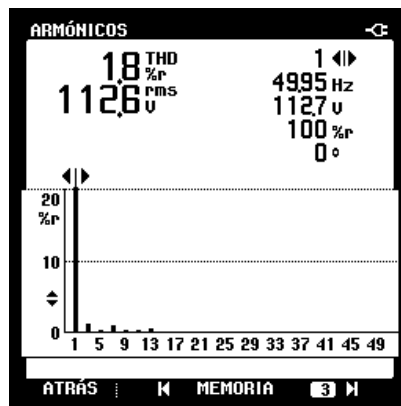
b) Suministro  $v_S, i_S$  después de comp.



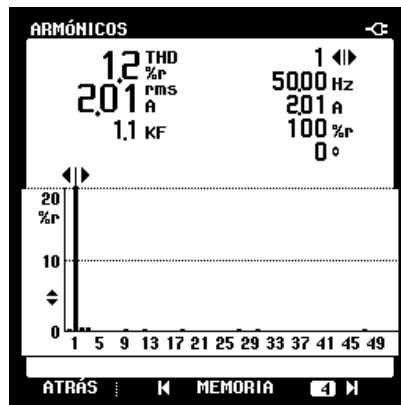
b1) Formas de onda de  $v_S, i_S$ .



b2) Medidas de potencias.

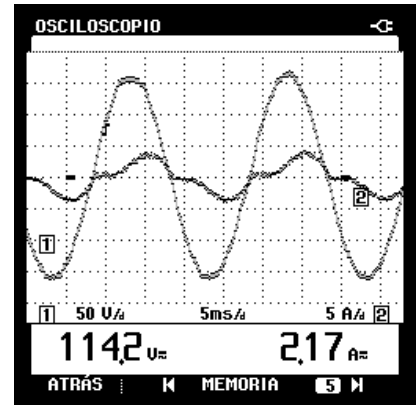


b3) Espectro armónico y THD de  $v_S$ .

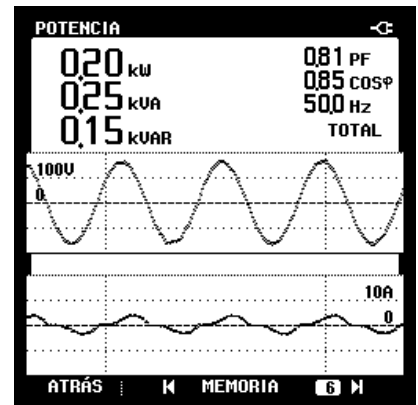


b4) Espectro armónico y THD de  $i_S$ .

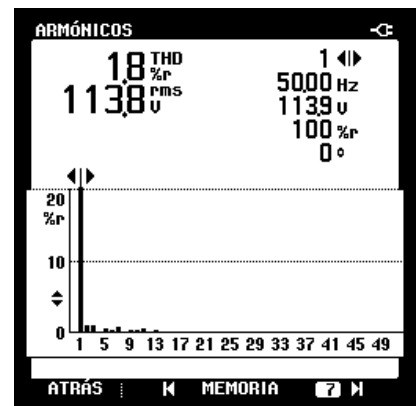
c) Carga  $v_L, i_L$  después de comp.



c1) Formas de onda de  $v_L, i_L$ .



c2) Medidas de potencias.



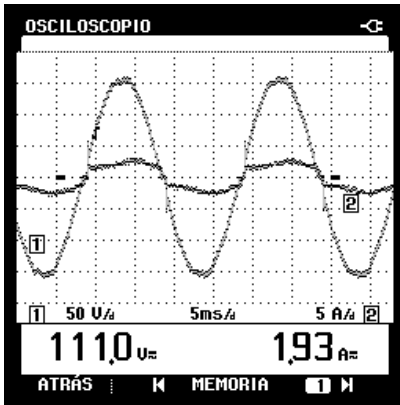
c3) Espectro armónico y THD de  $v_L$ .



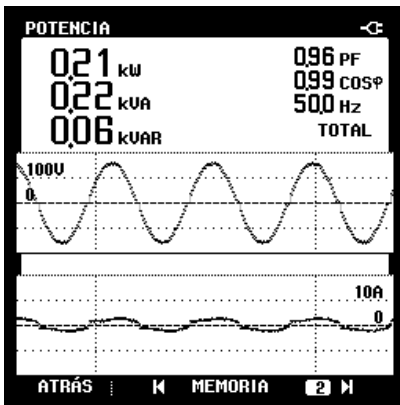
c4) Espectro armónico y THD de  $i_L$ .

Fig. 7. Medidas para el caso 1: a) lado de carga antes de la compensación, b) lado de suministro después de la compensación, c) lado de carga después de la compensación.

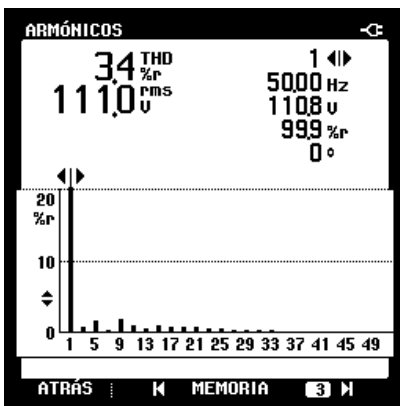
a) Carga  $v_L, i_L$  antes de comp.



a1) Formas de onda de  $v_L, i_L$ .



a2) Medidas de potencias.

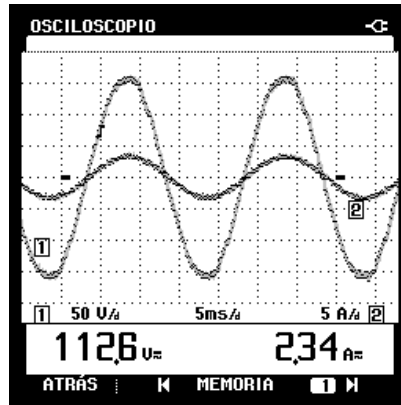


a3) Espectro armónico y THD de  $v_L$ .

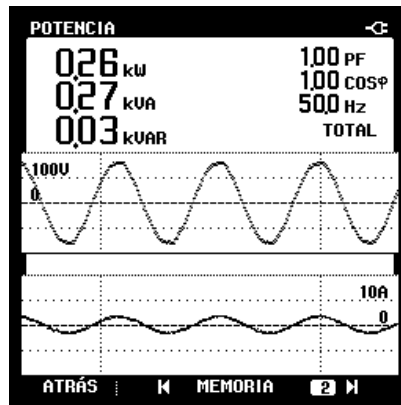


a4) Espectro armónico y THD de  $i_L$ .

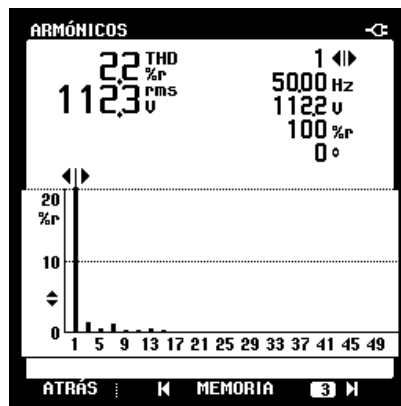
b) Suministro  $v_S, i_S$  después de comp.



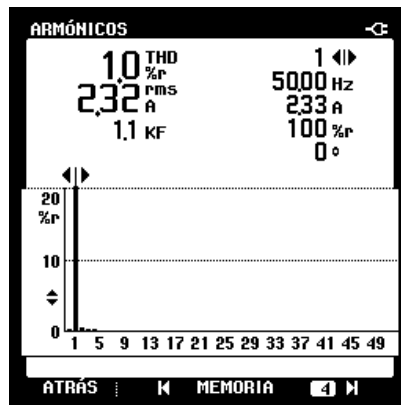
b1) Formas de onda de  $v_S, i_S$ .



b2) Medidas de potencias.

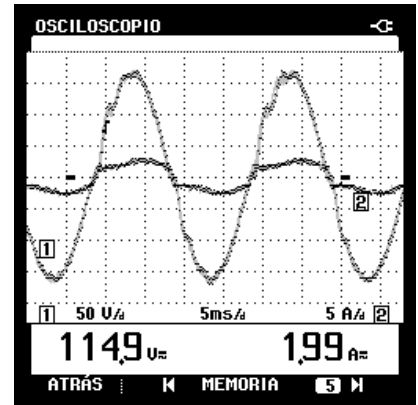


b3) Espectro armónico y THD de  $v_S$ .

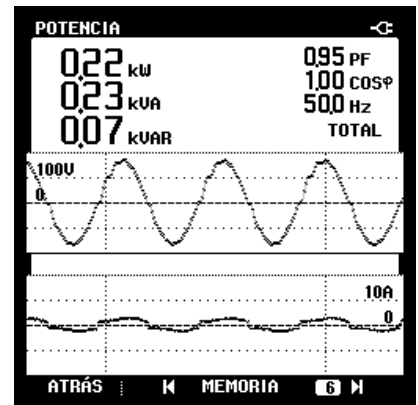


b4) Espectro armónico y THD de  $i_S$ .

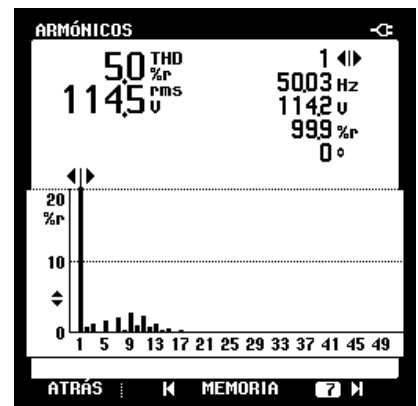
c) Carga  $v_L, i_L$  después de comp.



c1) Formas de onda de  $v_L, i_L$ .



c2) Medidas de potencias.



c3) Espectro armónico y THD de  $v_L$ .



c4) Espectro armónico y THD de  $i_L$ .

Fig. 8. Medidas para el caso 2: a) lado de carga antes de la compensación, b) lado de suministro después de la compensación, c) lado de carga después de la compensación.

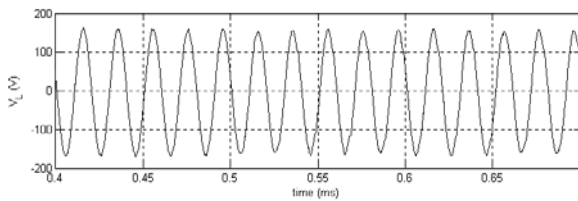


Fig. 9. Transitorio del 100% en la carga *Rectificador de Tensión*. Valores de tensión de carga  $v_L$  e intensidad de suministro  $i_S$ .

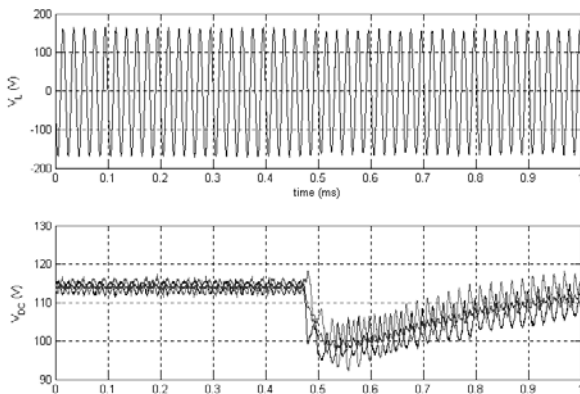


Fig. 10. Transitorio del 100% en la carga *Rectificador de Tensión*. Valores de tensión de carga  $v_L$  y de los condensadores de continua (tensión en ambos y valor promedio).

En la figura 10 se presenta de nuevo la tensión de carga, como marco de referencia para apreciar la evolución de las tensiones en los condensadores de continua durante todo el transitorio capturado. Se puede observar la oscilación de las tensiones de ambos condensadores alrededor de su valor promedio, típicas en un caso de compensación monofásica. E igualmente se aprecia el transitorio de primer orden provocado por la conexión de la resistencia de carga. Por último, conviene comentar los valores en régimen permanente de la tensión de continua. El control proporcional utilizado en su regulación (fig. 3) hace que su valor en régimen permanente sea distinto según el grado de carga, aunque esto no afecte sustancialmente en las prestaciones del acondicionador.

## 5. Conclusiones

Se presentan los resultados de un prototipo monofásico del Acondicionador Activo para la Compensación de la Carga, LCAC. El diseño del acondicionador permite aislar la tensión de carga de los armónicos existentes en la tensión de suministro, mejorando igualmente su regulación de tensión. También compensa las componentes armónicas y reactivas de la intensidad de carga, con la consiguiente mejora en la intensidad y tensión de suministro.

Los resultados experimentales obtenidos, para dos casos con diferentes tipos de carga, muestran la validez del diseño propuesto para el desarrollo de equipos de compensación activa de amplio espectro de carga, en la mejora de la calidad de la potencia en ambientes con alta distorsión armónica.

## Agradecimientos

Este trabajo es parte del proyecto “Una Nueva Técnica para la Reducción de la Distorsión Armónica en Instalaciones Eléctricas mediante Equipos de Compensación Activa” DPI 2004-03501, financiado por la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología, CICYT.

## Referencias

- [1] H. Akagi, “New Trends in Active Filters for Power Conditioning,” *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 32 (6), pp. 1312-1322, Nov. 1996.
- [2] H. Akagi and H. Fujita, “A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems,” *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 10 (3), pp. 153-158, Jul. 1995.
- [3] 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.
- [4] 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 (5), pp. 612-620, Oct. 1997.
- [5] H. Fujita and H. Akagi, “The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series and Shunt-Active Filters,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 13 (2), pp. 315-322, Mar. 1998.
- [6] M. Aredes, K. Heumann, E. H. Watanabe, “An Universal Active Power Line Conditioner,” *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 13 (2), pp. 545-551, Apr. 1998.
- [7] F. Kamran, Thomas G. Habetler, “Combined Deadbeat Control of a Series-Parallel Converter Combination Used as a Universal Power Filter,” *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 13 (1), pp. 160-168, Jan. 1998.
- [8] A. Gosh, G. Ledwich, “A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation,” *Electric Power Systems Research*, Vol. 59, pp. 55-63, 2001.
- [9] A. Nasiri, A. Emadi, “Different Topologies for Single-Phase Unified Power Quality Conditioners,” in *Proc. of the 38th Industry Applications Conf.*, Vol. 2, pp. 976-981, Oct. 2003.
- [10] J. Prieto, P. Salmerón, J. R. Vázquez and J. Alcántara, “A Series – Parallel Configuration of Active Power Filters for VAr and Harmonic Compensation,” in *Proc. IECON 02 Conf.*, Vol. 4, pp. 2495-2950, Nov. 2002.
- [11] 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 (4), pp. 1968-1974, Oct. 2004.
- [12] F. Z. Peng, “Applications Issues of Active Power Filters,” *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 21-30, Sep. 1998.