

Resultados experimentales

Este capítulo está dedicado a mostrar los resultados obtenidos de los prototipos realizados en el laboratorio, demostrando así la “fabricabilidad” de los mismos. Se han construido prototipos de las topologías modificadas o inventadas en este trabajo. Para el resto de las topologías se han utilizado los resultados suministrados por los autores.

4.1 Introducción.

En el capítulo 2 se propuso una clasificación de los RAA existentes basados en RAI que permitió generalizar el estudio de los mismos. De esta generalización se obtuvieron dos topologías nuevas de RAI: el rectificador de onda completa y cuatro diodos con sólo bobina retrasadora y el rectificador de onda completa con transformador de toma media sin bobina de filtro. Para todas las topologías estudiadas se ha propuesto un método de cálculo para el diseño de RAA tanto en Clase A como en Clase D. Finalmente, en el capítulo 3 se han propuesto diferentes modos de optimizar el diseño de este tipo de convertidores.

Los resultados experimentales que se exponen en este capítulo están principalmente orientados hacia la comprobación de las nuevas topologías y la justificación de las modificaciones y simplificaciones propuestas en las topologías ya existentes. Para su diseño han sido utilizados los métodos de cálculo propuestos en el capítulo 2. Estos diseños y las simulaciones incluidas en el mismo darán validez al método propuesto.

Se han construido dos prototipos un convertidor de retroceso y un convertidor en medio puente. Sobre cada uno de ellos se han realizado los siguientes ensayos:

- Convertidor de retroceso, para cumplir la normativa en Clase D con RAI de onda completa con cuatro diodos. Se han realizado diferentes ensayos donde se ha prestado especial atención a la utilización de bobinas de filtro reducidas (incluyendo el caso sin bobina de filtrado).
- Convertidor de retroceso, para cumplir la normativa en Clase A con RAI de media onda. Este ensayo permitirá comprobar la importancia de la deformación de la corriente como consecuencia del rizado en el condensador de almacenamiento.
- Convertidor en medio puente con doblador de tensión, para cumplir en Clase D en el rango de tensión Europea.
- Convertidor en medio puente con doblador de tensión, para cumplir en Clase D en el rango de tensión Americana.
- Sistemas de control optimizados para eliminar el rizado originado por la introducción de las RAI en los convertidores.

4.2 Convertidor de retroceso.

Aunque es de todos bien conocida la estructura de un convertidor de retroceso se ha incluido la Fig. 4-1 para identificar los componentes utilizados en el prototipo cuyo valor es el mostrado en la Tabla 4.1. Las redes de alta impedancia han sido acopladas sobre el núcleo del transformador del convertidor CC/CC. Los parámetros de las redes de alta impedancia utilizadas serán indicados para cada uno de los diferentes ejemplos.

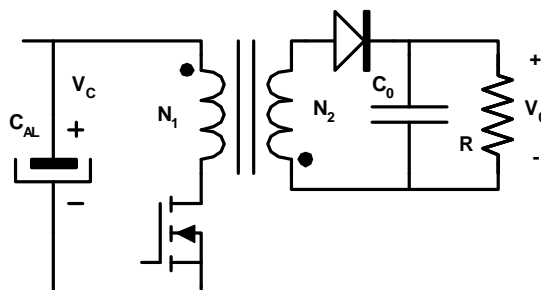


Fig. 4-1. Convertidor de retroceso

Tabla 4.1. Valores de los componentes del convertidor de retroceso

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	100W
Tensión de salida	54V
Frecuencia de conmutación	100kHz
Ciclo de trabajo máximo	0,35
Inductancia de magnetización (referida al primario)	1,1mH
N ₁	28 Vueltas
N ₂	10 Vueltas
C ₀	30μF
C _{AL}	2x47μF

4.2.1 RAI de onda completa y cuatro diodos. Clase D.

La relación de transformación necesaria (N_1/N_3) así como el valor de la bobina retrasadora se calculará de acuerdo con lo expuesto en el capítulo 2. La Tabla 4.2, extraída de dicho capítulo, muestra los parámetros de diseño necesarios. La relación de transformación es fija y sólo tendrá que ser calculado el valor de la bobina retrasadora en función de la potencia del diseño. Para el ejemplo que nos ocupa los resultados serán los mostrados en la Tabla 4.3.

Tabla 4.2. Parámetros de diseño para el convertidor de retroceso en Clase D

PARÁMETRO	K=0	K=1	K=0,5
N_1/N_3 máxima	4	2,89	3,175
Potencia Base [W]	470	1074	875
V_{Cmin} [V]	269	269	269
I_{gpico}/W [A/W]	0,027	0,015	0,017
V_{Cmax} [V]	437	418	426

Tabla 4.3. Parámetros calculados para los prototipos.

PARÁMETRO	K=0	K=1	K=0,5
N_1/N_3 máxima	4	2,89	3,175
L_R [μ H]	47	107	87,5
L_F [μ H]	0	107	43,75
I_{gpico} [A/W]	2,7	1,5	1,7
V_{Cnom} [V]	322	314	315

4.2.1.1 Resultados para K=1.

La forma de corriente calculada, así como su contenido armónico, es la mostrada en la Fig. 4-2. La relación de transformación utilizado ha tenido que ser sustituida por la más próxima realizable 3,11 (28/9). Este cambio no afectará al cumplimiento de la norma, ya que se ha utilizado un margen de seguridad en el calculo de un 5%.

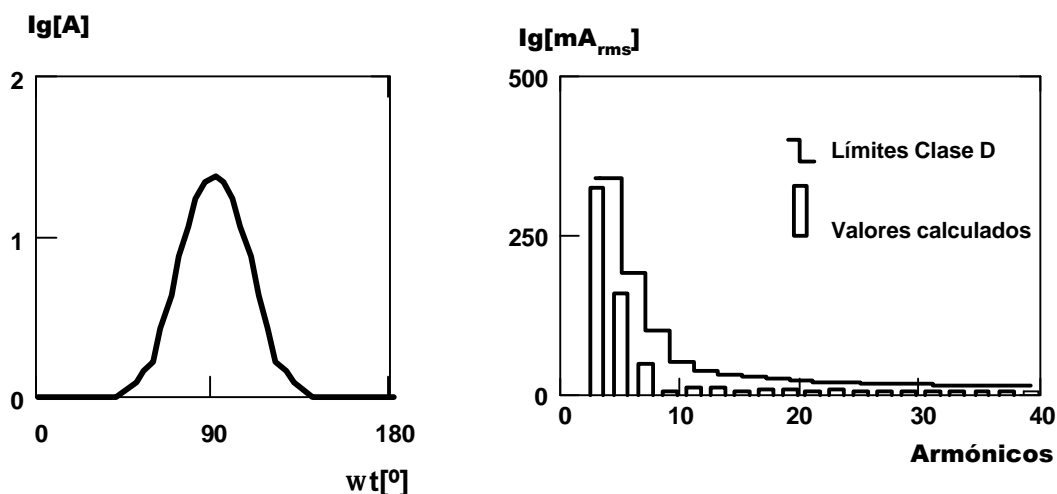


Fig. 4-2. Corriente de entrada para 100W y tensión nominal (izquierda). Contenido armónico calculado y límites impuestos por la Norma IEC-61000-3-2 en Clase D (derecha). (K=1)

La Fig. 4-3 muestra la señal obtenida en el osciloscopio para una tensión de red de 220V y una potencia de 100W. La figura muestra la tensión de red, la corriente de entrada y la tensión de

salida del convertidor. Como puede apreciarse, el lazo de control utilizado no ha sido lo suficientemente rápido para corregir el rizado a la salida, por lo que aparece un pequeño rizado consecuencia del funcionamiento de la RAI.

Comparando la forma de corriente calculada (Fig. 4-2) con la obtenida en el prototipo (Fig. 4-3) puede apreciarse la similitud de los resultados obtenidos con los esperados. Para comprobar numéricamente esta correlación la Fig. 4-4 muestra la corriente eficaz por vatio de cada uno de los armónicos de la corriente de entrada comparados con los límites impuestos por la norma.

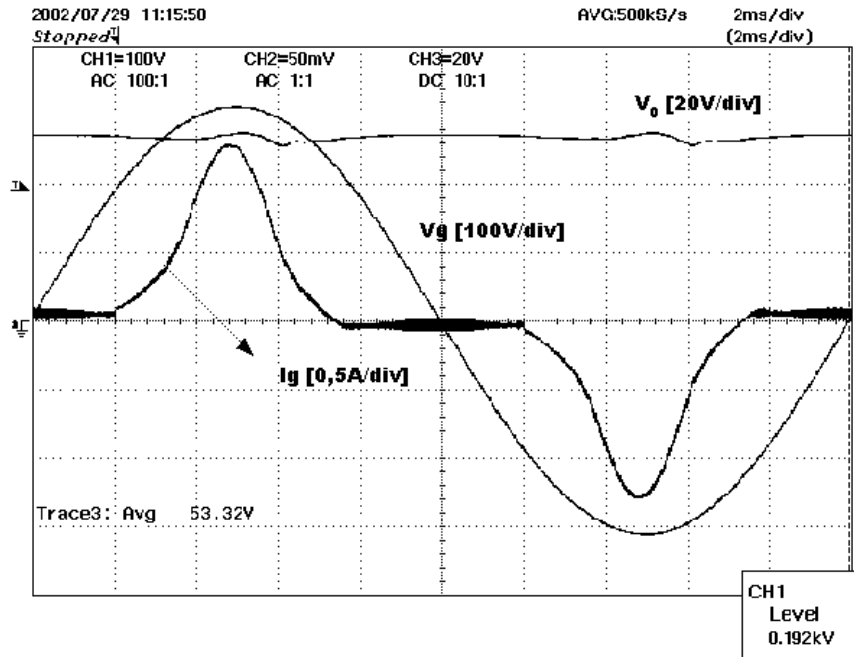


Fig. 4-3. Resultados obtenidos para tensión nominal (220V) y potencia nominal (100W) (K=1)

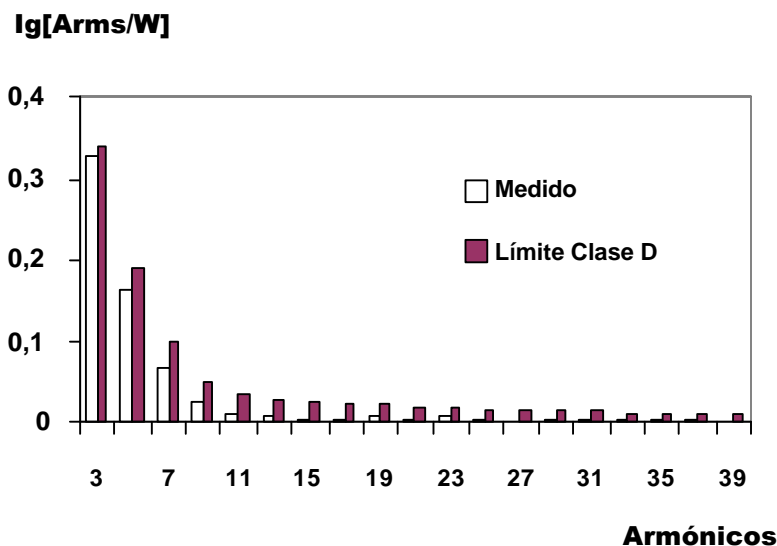


Fig. 4-4. Armónicos medidos para la forma de corriente mostrada en la Fig. 4-3.

Para terminar, se incluyen unas curvas de rendimiento para diferentes potencias y tensiones. Teniendo en cuenta que el rendimiento del convertidor sin RAI es del 87% a plena

carga, puede comprobarse que la inclusión de la RAI penaliza muy poco el rendimiento del convertidor. Si bien parte de la energía tiene que ser procesada dos veces, se suaviza la entrada en conducción del transistor principal. En la Fig. 4-5 puede comprobarse cómo a plena carga el convertidor es penalizado en un 2% como consecuencia del funcionamiento de la RAI.

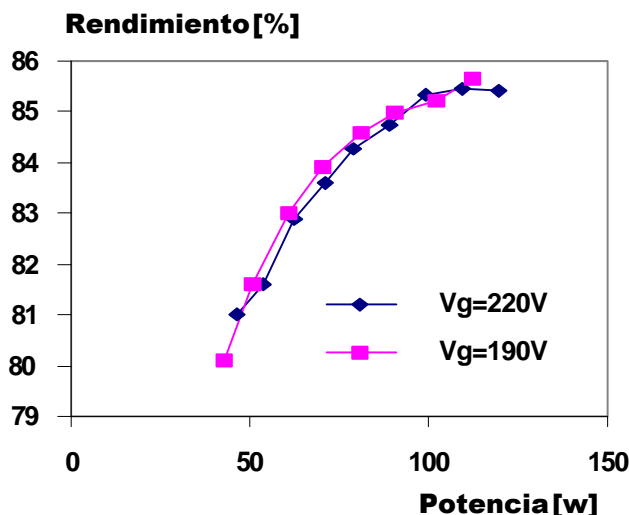


Fig. 4-5. Rendimiento del RAA con RAI para diferentes consumos.

4.2.1.2 Resultados para K=0,5.

La forma de onda de corriente obtenida por simulación para la tensión de red nominal (220V) y plena carga, junto con su contenido armónico es la mostrada en la Fig. 4-6. La Fig. 4-3 muestra la señal obtenida en el osciloscopio para la misma tensión y potencia, donde podemos ver la tensión de red, la corriente de entrada y la tensión de salida del convertidor. Como puede apreciarse, el lazo de control utilizado no ha sido lo suficientemente rápido para corregir el rizado a la salida, por lo que aparece un pequeño rizado consecuencia del funcionamiento de la RAI.

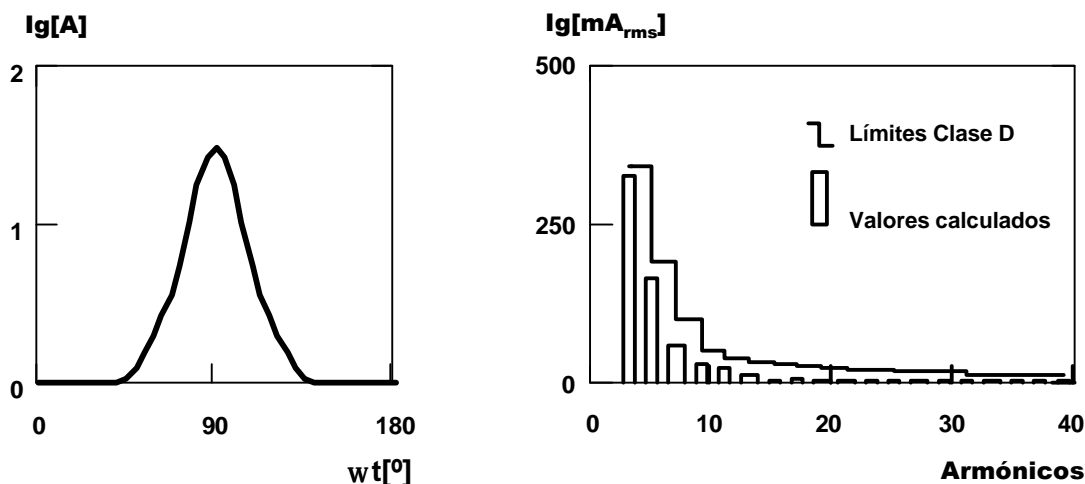


Fig. 4-6. Corriente de entrada para 100W y tensión nominal (izquierda). Contenido armónico calculado y límites impuestos por la Norma IEC-61000-3-2 en Clase D (derecha). (K=0,5)

En la Fig. 4-6 puede apreciarse cómo el convertidor trabaja en MCD durante un periodo de tiempo mayor, como era de esperar para una bobina de filtro menor que en el caso anterior. Sin embargo, la corriente de pico no es apreciablemente superior.

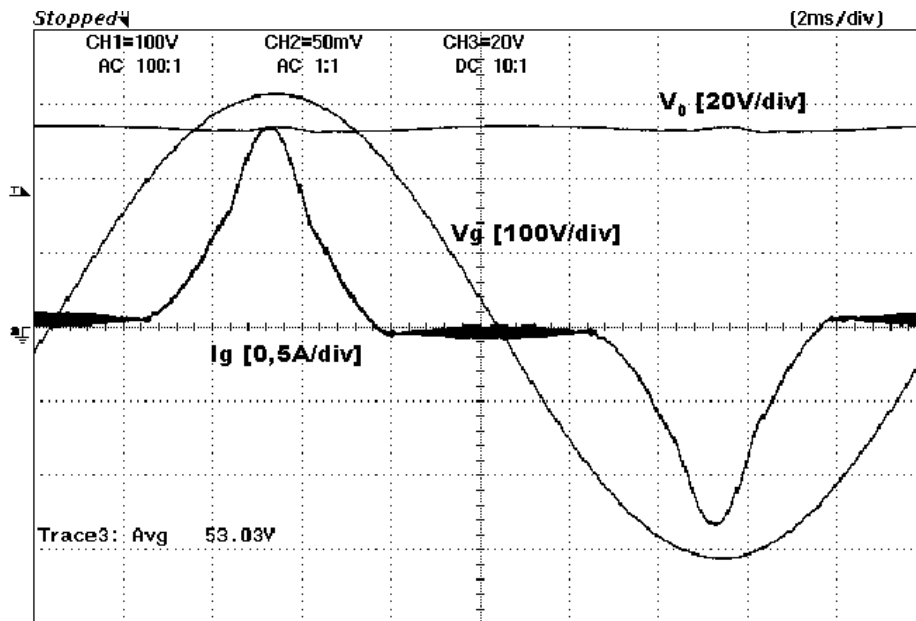


Fig. 4-7. Resultados obtenidos para tensión nominal (220V) y potencia nominal (100W) ($K=0,5$)

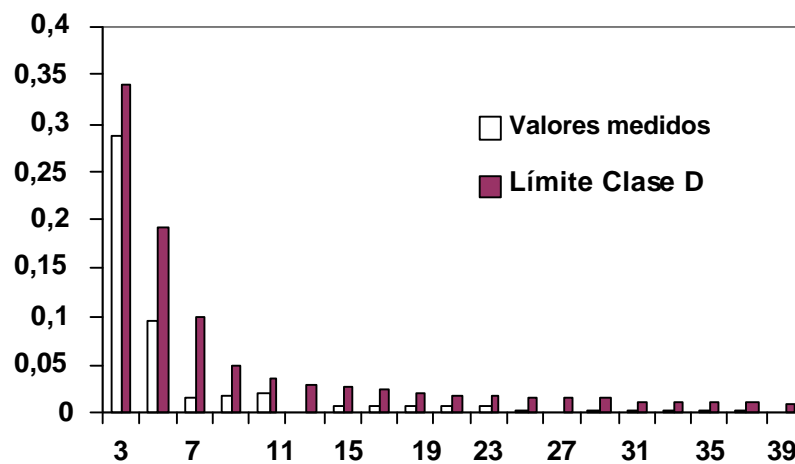


Fig. 4-8. Armónicos medidos para la forma de corriente mostrada en la Fig. 4-7.

En la Fig. 4-8 puede comprobarse cómo el contenido armónico de la corriente se mantiene por debajo de los límites establecidos por la Norma, manteniendo un margen de seguridad introducido durante el periodo de diseño de los componentes utilizados.

Para finalizar, se mostrará al igual que en el caso anterior el rendimiento del convertidor para diferentes condiciones de carga y tensión de entrada. Como puede apreciarse en la Fig. 4-9, el rendimiento es levemente inferior al del caso anterior.

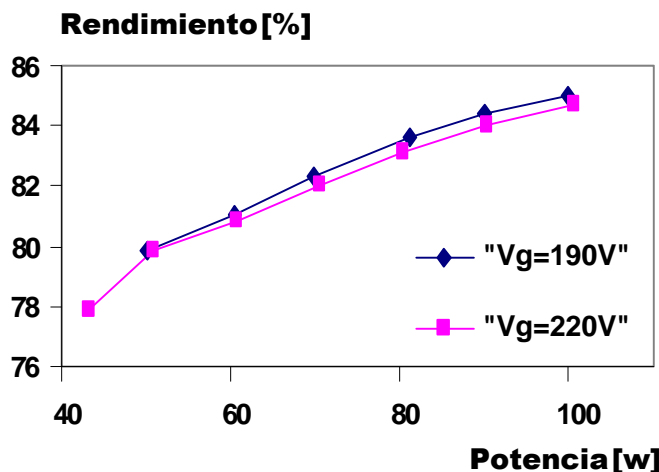


Fig. 4-9. Rendimiento del RAA con RAI para diferentes consumos ($K=0,5$)

4.2.1.3 Resultados para $K=0$.

Esta topología es presentada en este trabajo y puede considerarse una aportación del mismo. La corriente de entrada mostrada está promediada, ya que su valor de pico sería del orden de dos veces el mostrado en la Fig. 4-10. En esta figura se muestra tanto la forma de la corriente que se espera obtener como su contenido armónico, que como puede apreciarse cumple la Norma.

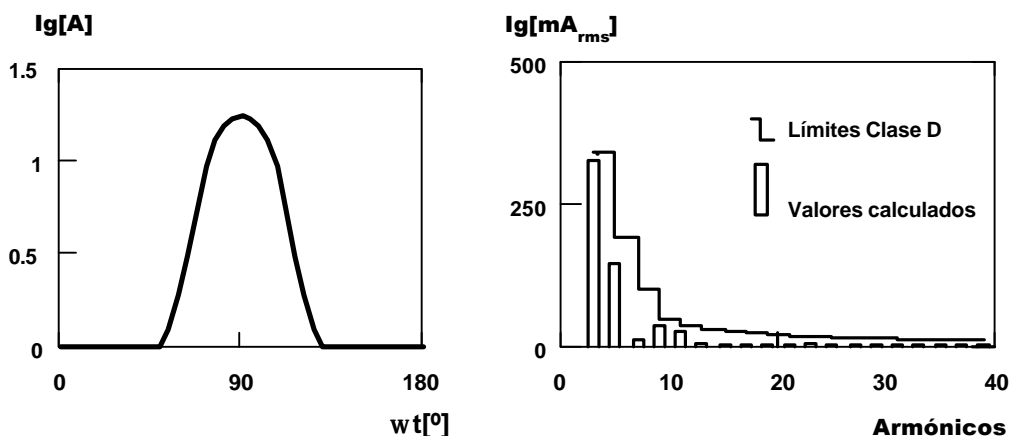


Fig. 4-10. Corriente de entrada para 100W y tensión nominal (izquierda). Contenido armónico calculado y límites impuestos por la Norma IEC-61000-3-2 en Clase D (derecha). ($K=0$)

La corriente de entrada al convertidor (I_g) obtenida en el prototipo es la mostrada en la Fig. 4-11. La forma de corriente mostrada está promediada en el osciloscopio de manera que nos ofrezca el valor medio de la corriente en un periodo de conmutación. Así, puede compararse con la forma de corriente obtenida en simulación. El contenido armónico de la corriente de entrada del prototipo también está dentro de los límites impuestos por la Norma (Fig. 4-12)

Debe mencionarse, que aunque las corrientes de entrada tienen un valor de pico superior (aproximadamente el doble) que el de las topologías con bobina retrasadora, el rendimiento obtenido en este convertidor no es inferior al conseguido en el resto de las topologías, con la ventaja añadida de tener solamente una bobina, si bien no debe olvidarse que se penalizará el tamaño del filtro EMI. (Anexo 4)

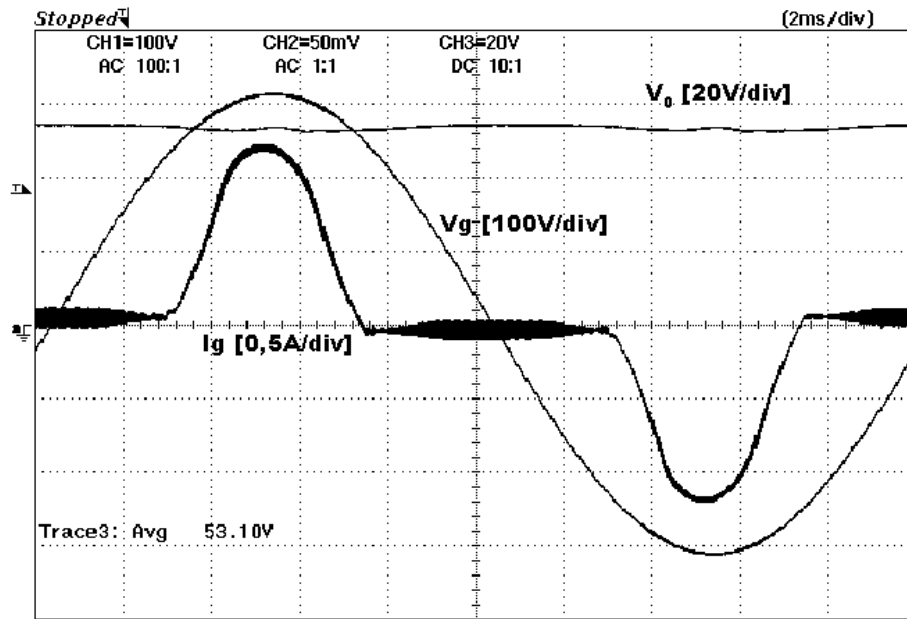


Fig. 4-11. Resultados obtenidos para tensión nominal (220V) y potencia nominal (100W) (K=0)

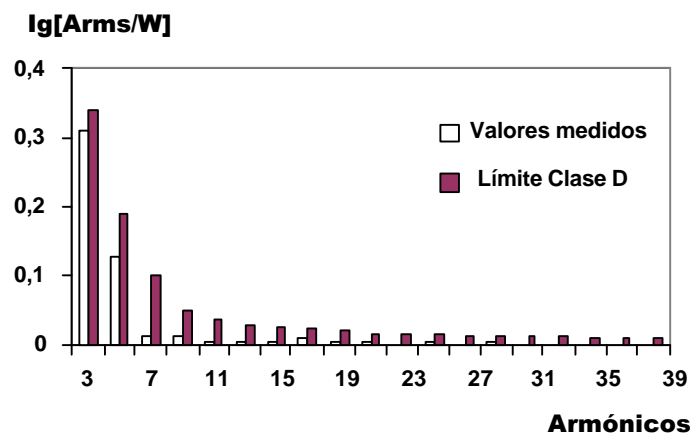


Fig. 4-12. Armónicos medidos para la forma de corriente mostrada en la Fig. 4-11.

Por último, tal como se ha mencionado en el párrafo anterior, en la Fig. 4-13 puede comprobarse como el rendimiento obtenido es muy similar al de la topología con $K=0,5$ y levemente inferior al de $K=1$. Aunque el estrés de corriente en los componentes ha aumentado, dado el elevado valor de pico de la corriente que circula por la RAI las conmutaciones en el transistor del convertidor principal se realizarán con valores de corriente muy pequeños.

4.2.2 RAI de media onda. Clase A.

Más que demostrar el funcionamiento de las RAI de media onda, este apartado está enfocado a comprobar cómo influye el tamaño del condensador de almacenamiento en el contenido armónico de la corriente de entrada en los convertidores de poca potencia (menor de 250W) que deban cumplir la norma en Clase A. Se mostrarán los resultados obtenidos para diferentes tamaños de condensador con RAI de media onda con $K=1$. Para terminar, se mostrará cómo simplemente utilizando un condensador de almacenamiento de pequeño valor, el convertidor puede cumplir la norma sin necesidad de RAI. Sin embargo, no debe olvidarse que el diseño de

estos condensadores responde a los requisitos de almacenamiento ante pequeños fallos de red y no al contenido armónico.

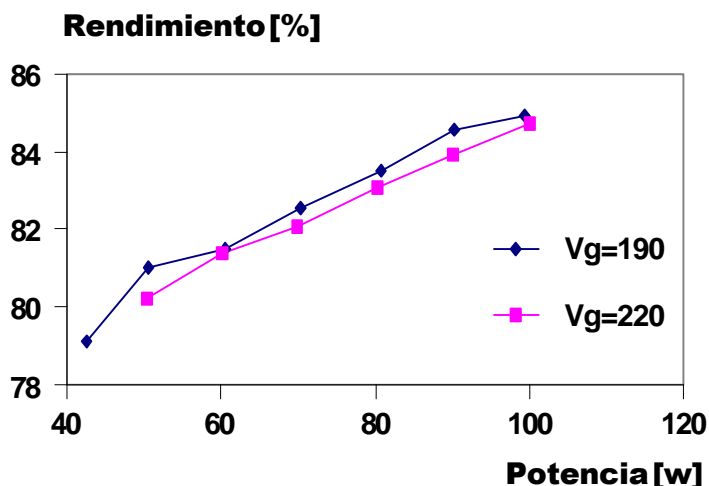


Fig. 4-13. Rendimiento del RAA con RAI para diferentes consumos ($K=0$)

4.2.2.1 Resultados para condensador de almacenamiento “pequeño”.

La RAI utilizada para este diseño (utilizando el convertidor ya descrito) está formada por una bobina retrasadora (L_R) de $17\mu\text{H}$. La relación de transformación N_1/N_3 utilizada ha sido de 14. En estas condiciones y para una tensión de red de 220V se han obtenido los resultados de corriente de entrada y contenido armónico mostrados en las figuras Fig. 4-14 y Fig. 4-15. Como puede comprobarse, la correlación entre los valores calculados y los medidos es muy buena. El modelo utilizado ha sido el de resistencia sin pérdidas incluyendo los efectos del condensador de almacenamiento.

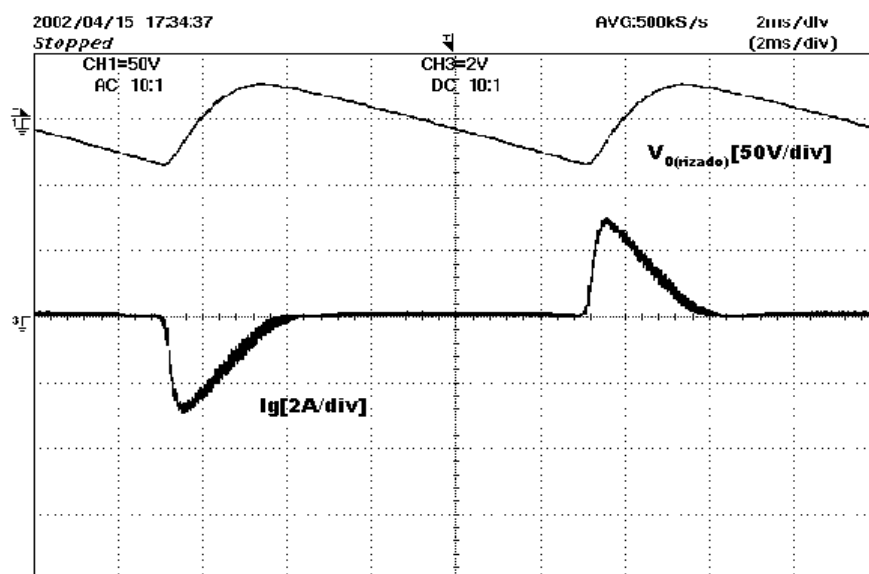


Fig. 4-14. Corriente de entrada y rizado en el condensador de almacenamiento a plena carga y tensión nominal. Condensador de almacenamiento $47\mu\text{F}$.

El condensador de almacenamiento utilizado ha sido de $47\mu\text{F}$. La variación de tensión en el condensador es tan grande que su influencia sobre la forma de onda de la corriente de entrada es superior a la de la RAI utilizada. Llevando esta peculiaridad hasta sus últimas consecuencias se ha

comprobado cómo el convertidor estudiado, puede llegar a cumplir la norma en Clase A incluso sin RAI en este caso concreto.

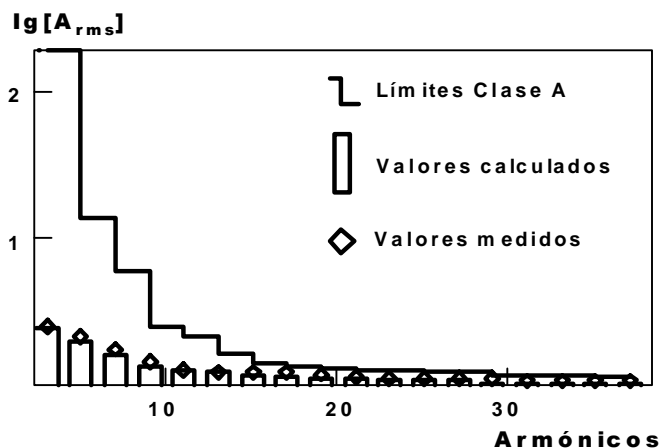


Fig. 4-15. Contenido armónico calculado (barras), medido (diamantes) y límites para cumplir en Clase de la forma de corriente mostrada en la Fig. 4-15.

4.2.2.2 Resultados para condensador de almacenamiento “grande”.

En el anexo 3, mediante cálculos, se llegó a la conclusión que el caso más desfavorable para el cumplimiento de la norma era el modelo ideal donde el condensador de almacenamiento es infinito. Es claro que dicha prueba es imposible de realizar, sin embargo, se ha obtenido la corriente de entrada en el circuito anterior modificando solamente el tamaño del condensador de almacenamiento. El condensador de $47\mu\text{F}$ ha sido sustituido por otro de $247\mu\text{F}$ (al prototipo se le han añadido dos condensadores de $100\mu\text{F}$ en paralelo).

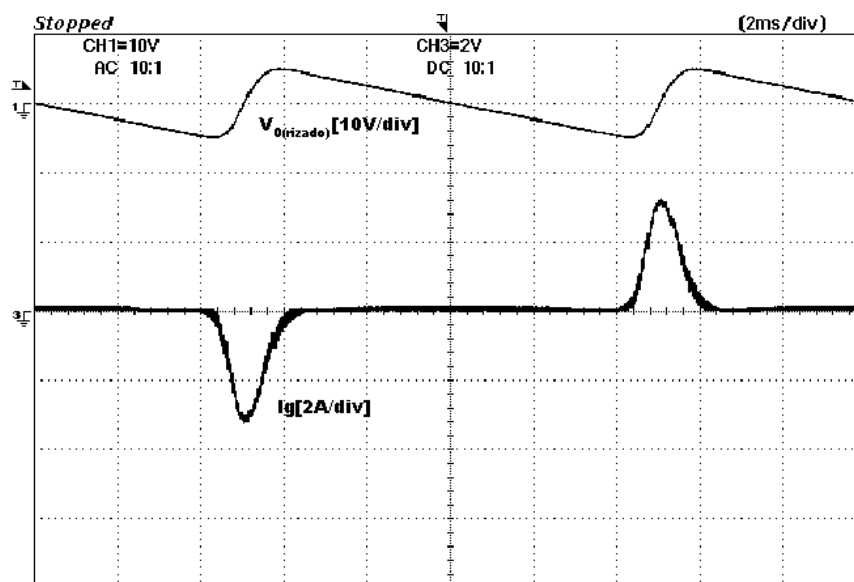


Fig. 4-16. Corriente de entrada y rizado en el condensador de almacenamiento para un condensador de $247\mu\text{F}$.

La Fig. 4-16 muestra la corriente de entrada al convertidor. Como puede comprobarse se ha minimizado el efecto del rizado de tensión en el condensador de almacenamiento sobre la

corriente de entrada. El contenido armónico de esta señal junto con el calculado para un condensador de valor infinito (teórico) y los límites impuestos por la norma son los mostrados en la Fig. 4-17.

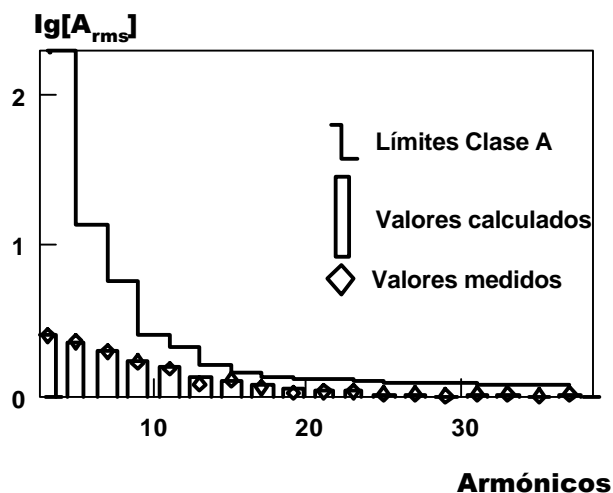


Fig. 4-17. Contenido armónico simulado con $C=\infty$ y medido para la corriente que aparece en la Fig. 4-16.

Si comparamos el contenido armónico obtenido para los diferentes tamaños de condensador (Fig. 4-18) puede comprobarse como el valor de los armónicos comprendidos entre el tercero y el vigésimo es superior en el convertidor con un condensador de almacenamiento mayor. Como ya se indicó en el anexo 3, esta característica hace que sea más sencillo cumplir en Clase A con un condensador “pequeño” que con uno “grande”.

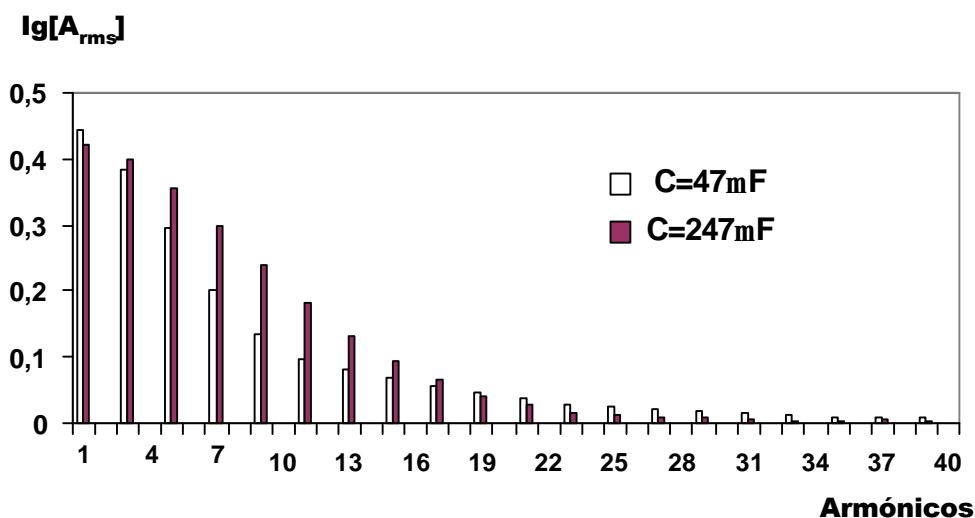


Fig. 4-18. Comparativa entre el contenido armónico de la corriente de entrada para los dos tamaños de condensador estudiados.

4.3 Convertidor en medio puente con doblador de tensión.

Este circuito ha sido estudiado en el capítulo 3 como una manera de optimizar los RAA que deban trabajar con tensión universal. El prototipo construido tiene el esquema mostrado en la Fig. 4-19 y ha sido diseñado para cumplir la norma en Clase D. En este prototipo se podrá comprobar tanto el funcionamiento de la topología diseñada, como la necesidad de incluir un lazo de control rápido que corrija el rizado que aparece en la salida como consecuencia del funcionamiento anómalo del convertidor principal originado por la RAI. Este funcionamiento será especialmente importante cuando el circuito funcione como doblador ya que el ángulo de conducción es muy grande (120°). Debe recordarse que el funcionamiento anómalo aparecería a partir de un ángulo de conducción de 95° en el mejor caso, es decir, cuando la tensión del condensador de almacenamiento es igual a la tensión de pico de red.

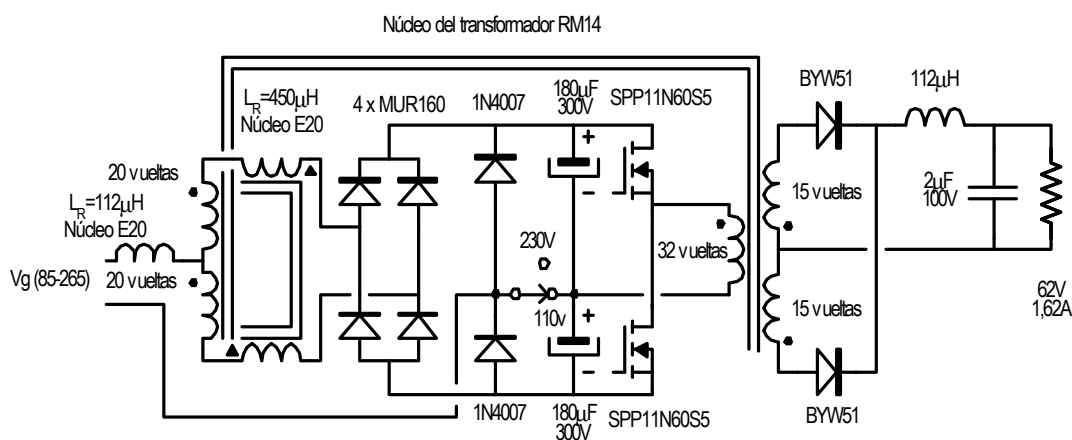


Fig. 4-19. Esquema del prototipo. Potencia nominal 100W

El prototipo ha sido probado en los dos rangos de tensiones y en cada uno de ellos se han realizado dos pruebas diferentes. Funcionando en lazo abierto se ha comprobado el funcionamiento de la RAI y su influencia sobre el rizado a la salida. Por otra parte, trabajando en lazo cerrado se ha comprobado la deformación de la corriente ocasionada por la variación del ciclo de trabajo para corregir el rizado de la tensión de salida.

4.3.1.1 Resultados en el rango de tensión europeo (230V)

La Fig. 4-20 muestra la corriente de entrada y la tensión de salida en lazo abierto del prototipo funcionando a plena carga (100W) con una tensión de entrada de 230V. La corriente que aparece en la figura tiene la forma esperada. Sin embargo, la tensión a la salida muestra un incipiente rizado consecuencia del funcionamiento anómalo del convertidor. Este efecto irá incrementándose a medida que la carga en el convertidor se reduzca.

Dado que el rizado a la salida del convertidor es pequeño, el lazo de control no modificará apreciablemente la corriente de entrada. Este resultado puede comprobarse en la Fig. 4-21, donde se ha representado la señal de control que será comparada con la triangular para generar el PWM, la corriente de entrada y el rizado de la tensión a la salida. La escala seleccionada para el rizado puede parecer excesivamente grande (5V/div). Sin embargo, cuando la topología funcione con menor carga o como doblador de tensión podrá comprobarse que aún incluyendo un lazo de control relativamente rápido (en modo tensión) el rizado a la salida es de este orden de magnitud.

Si comparamos la corriente mostrada en las dos figuras (Fig. 4-20 y Fig. 4-21) puede apreciarse que la introducción del lazo de control no ha modificado la forma de corriente. De hecho, la señal de control apenas es modificada, dando lugar a un ciclo de trabajo constante.

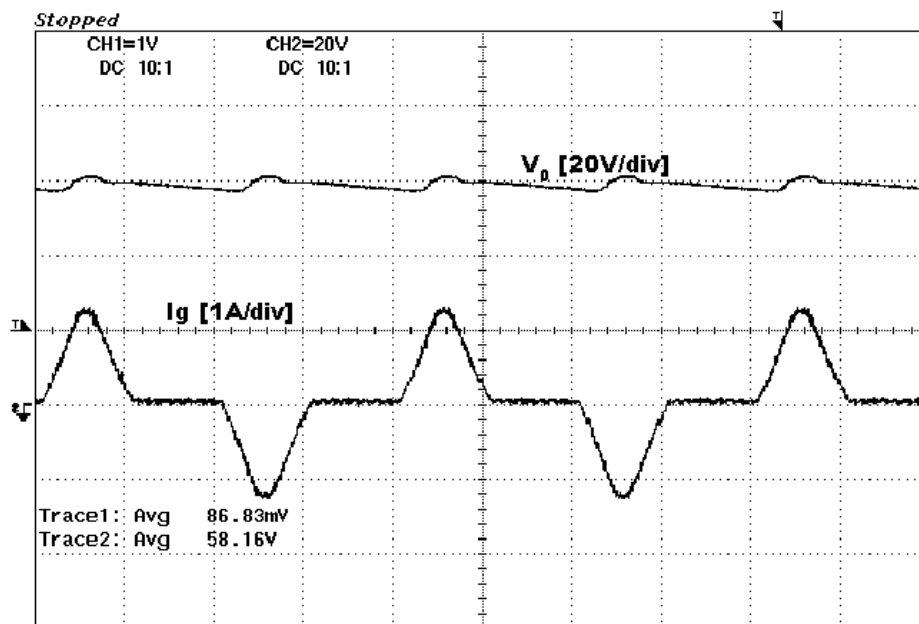


Fig. 4-20. Corriente de entrada (I_g) y tensión de salida (V_o) para potencia nominal.

Para terminar, se ha incluido la Fig. 4-22, donde aparecen representadas las mismas variables que en las figuras anteriores pero para un 50% de la carga. Como puede comprobarse, es tal la variación de la señal de control necesaria que el lazo de control diseñado (con una frecuencia de paso por 0dB de 800Hz) no es capaz de eliminar el rizado a la salida. En el anexo 5 se ha tratado detalladamente este problema.

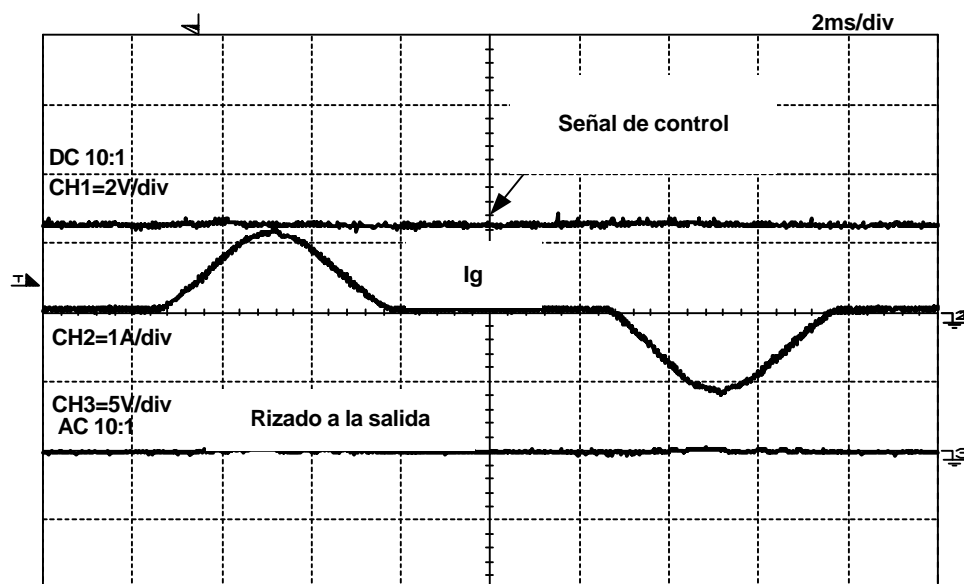


Fig. 4-21. Curvas obtenidas del prototipo funcionando dentro del rango de tensión europeo a plena carga y en lazo cerrado.

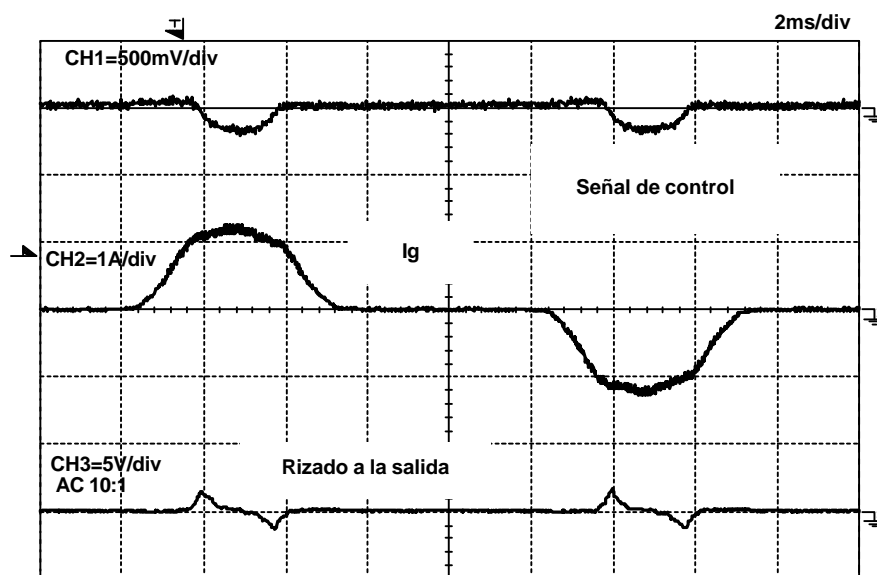


Fig. 4-22. Curvas obtenidas en el prototipo funcionando dentro del rango de tensión europeo a un 50% de la carga y en lazo cerrado.

4.3.1.2 Resultados en el rango de tensión americano (110V)

En la Fig. 4-23 aparece la evolución de la corriente de entrada y la tensión a la salida, medidas durante el funcionamiento de prototipo en el rango de tensión americano y trabajando a plena carga. El ángulo de conducción es tal, que el funcionamiento anómalo incluso deforma la corriente de entrada. Este funcionamiento es también el causante del elevado rizado que aparece en la salida (20%).

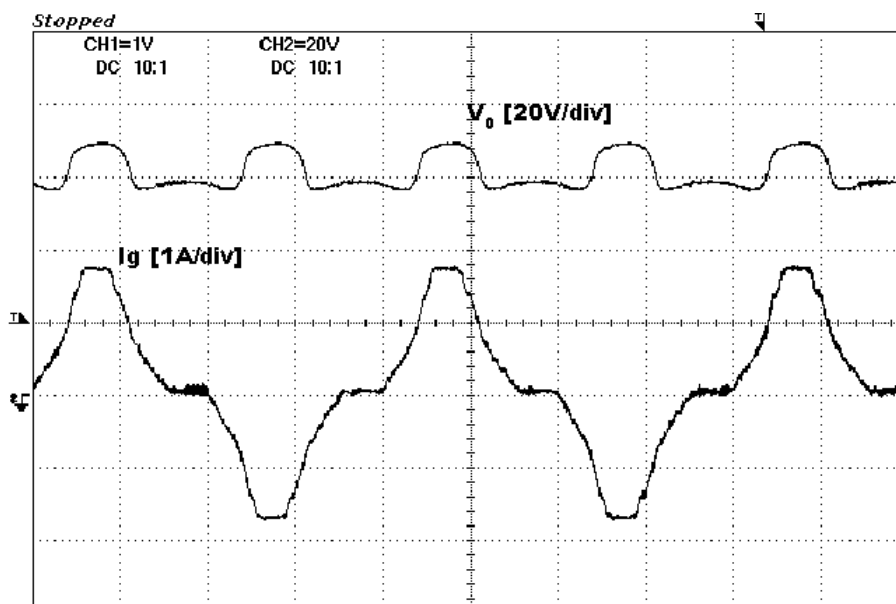


Fig. 4-23. Corriente de entrada y tensión a la salida en el prototipo funcionando en el rango de tensión americana a plena carga (funcionamiento en lazo abierto)

Las mismas variables medidas en la Fig. 4-23, han sido obtenidas en el prototipo trabajando en lazo cerrado. El lazo de control utilizado ha sido el mismo que en el apartado anterior, por lo

que sigue siendo incapaz de corregir el rizado a la salida, que es mayor en esta aplicación. Como puede comprobarse en la Fig. 4-24, incluso a plena carga el ciclo de trabajo tiene que ser modificado en gran medida para poder corregir el rizado a la salida. Este hecho invalidaría los cálculos realizados para el diseño de la RAI si no fuera porque deben realizarse en el rango de tensión europea. El ángulo de conducción en este rango de tensión es tan grande que no representa ningún problema el cumplimiento de la norma.

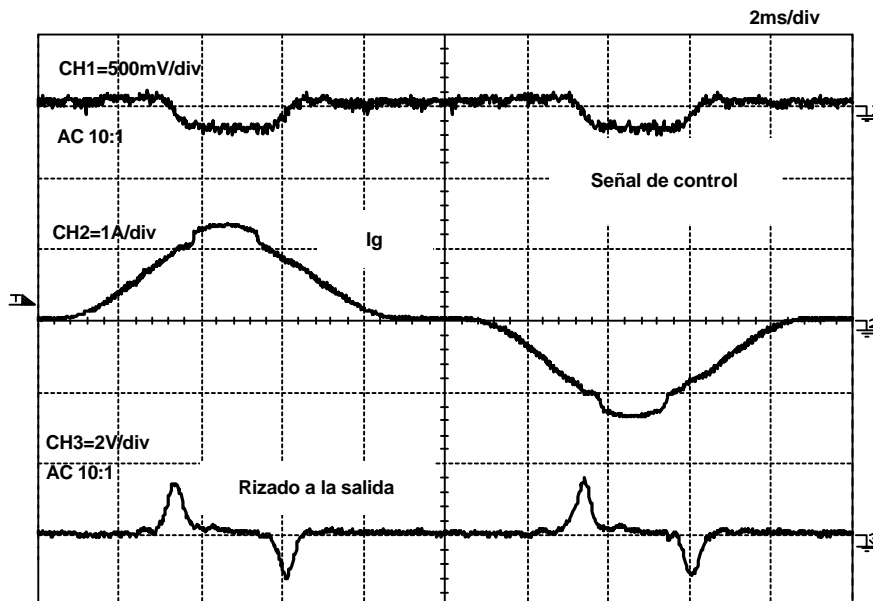


Fig. 4-24. Curvas obtenidas del prototipo funcionando dentro del rango de tensión americano a plena carga y en lazo cerrado.

El problema más importante que aparecerá en esta topología será el rizado en la tensión de salida. En las figuras Fig. 4-24 y Fig. 4-25, donde se ha representado la variación de la tensión de control, la corriente de entrada y la variación de la tensión de salida. Puede apreciarse el rizado que aparece en la salida incluso a plena carga, la variación de la tensión de control y la deformación de la corriente de entrada.

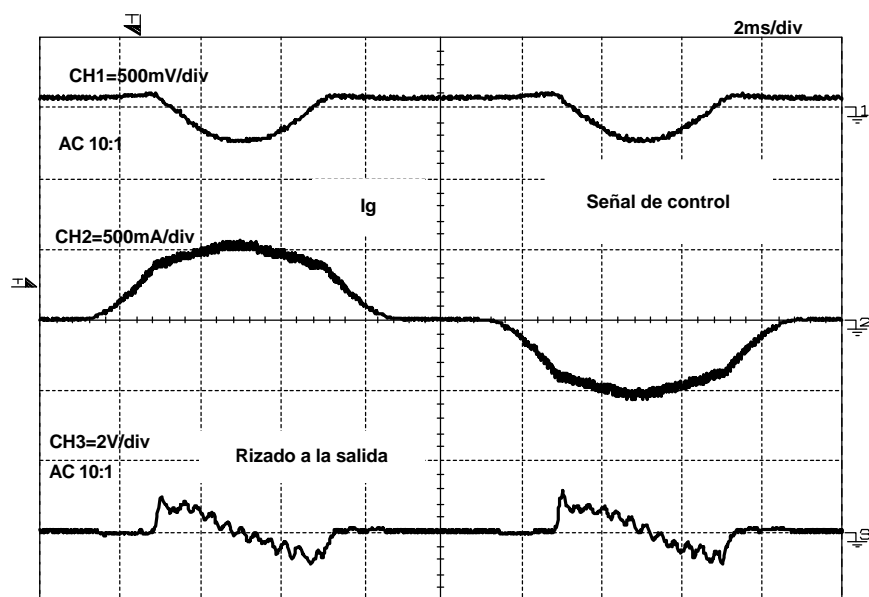


Fig. 4-25. Curvas obtenidas del prototipo funcionando dentro del rango de tensión americano al 50% de la carga y en lazo cerrado.

Finalmente, el rendimiento del convertidor diseñado es muy elevado (supera el 90% a plena carga). A la buena “predisposición” que tienen los convertidores en medio puente para obtener unos rendimientos elevados, debe añadirse el efecto producido por el funcionamiento anómalo que producirá conmutaciones a corriente cero en los transistores. El rendimiento para diferentes potencias y tensiones de entrada es el mostrado en la Fig. 4-26.

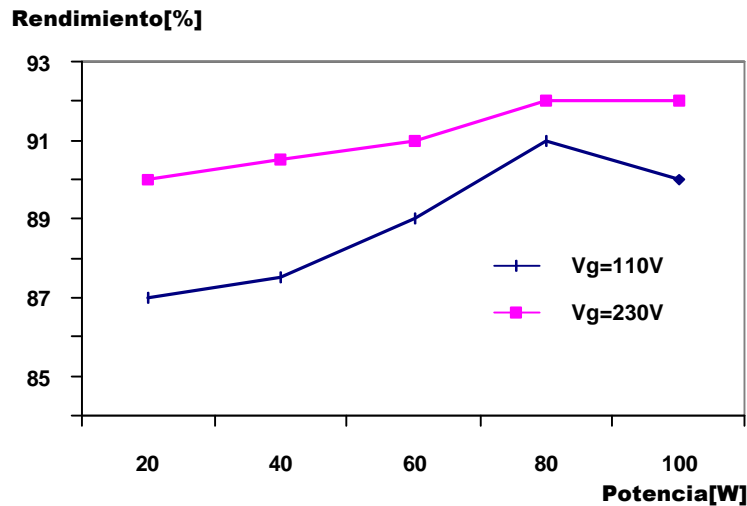


Fig. 4-26. Rendimiento del prototipo para diferentes tensiones de entrada y potencias.

4.4 Control de corriente promediada para reducir el rizado a la salida.

Los funcionamientos anómalos del convertidor CC/CC ocasionados por la introducción de algunas de las RAI estudiadas producen rizados de baja frecuencia en la tensión de salida. En el anexo 5 se puede comprobar cómo utilizando un control de corriente promediada puede reducirse en gran medida este rizado hasta alcanzar valores inferiores al 0,5%. Para contrastar estos resultados en el laboratorio se ha construido un prototipo (Fig. 4-27) y sobre él se ha comprobado el rizado existente a la salida en diferentes condiciones de carga y para diferentes controladores.

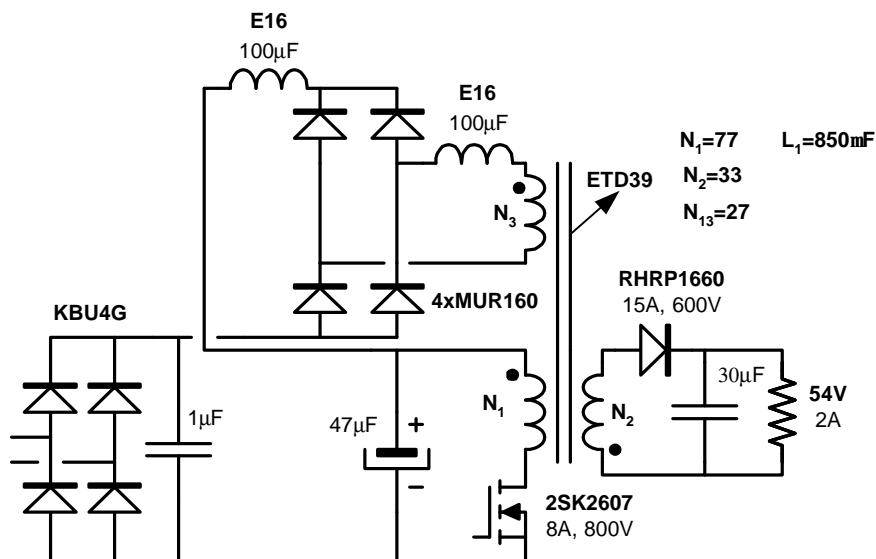


Fig. 4-27. Datos del prototipo. Frecuencia de conmutación 100kHz.

El prototipo construido es un convertidor de retroceso con RAI del tipo (1) con las dos bobinas iguales ($K=1$). El diseño ha sido realizado para que el convertidor cumpla la norma IEC-61000-3-2 en Clase D, ya que es éste el caso más favorable para la aparición de funcionamientos anómalos.

La razón que ha llevado a la selección de esta topología para la construcción del prototipo es la dificultad que presentan los convertidores de retroceso para su control como consecuencia del cero en el plano positivo que aparece en su función de transferencia. Así, si puede eliminarse el rizado en este tipo de convertidores aumentando la velocidad del lazo de control, también podrá corregirse en otros convertidores de control más sencillo.

El circuito de control utilizado es el mostrado en la Fig. 4-28, (control de corriente promediada) donde puede apreciarse que no ha sido posible utilizar la expresión simplificada del controlador PID para el lazo de corriente. Para filtrar la tensión que representa la corriente en el diodo se ha incluido en el controlador un filtro pasabajo (limitando así la velocidad del mismo).

Para comprobar la influencia del controlador en el rizado de salida se han utilizado dos controladores diferentes: uno “lento” (aunque más que suficiente para un convertidor sin RAI) y otro “rápido”. Los resultados obtenidos son mostrados y comentados a continuación.

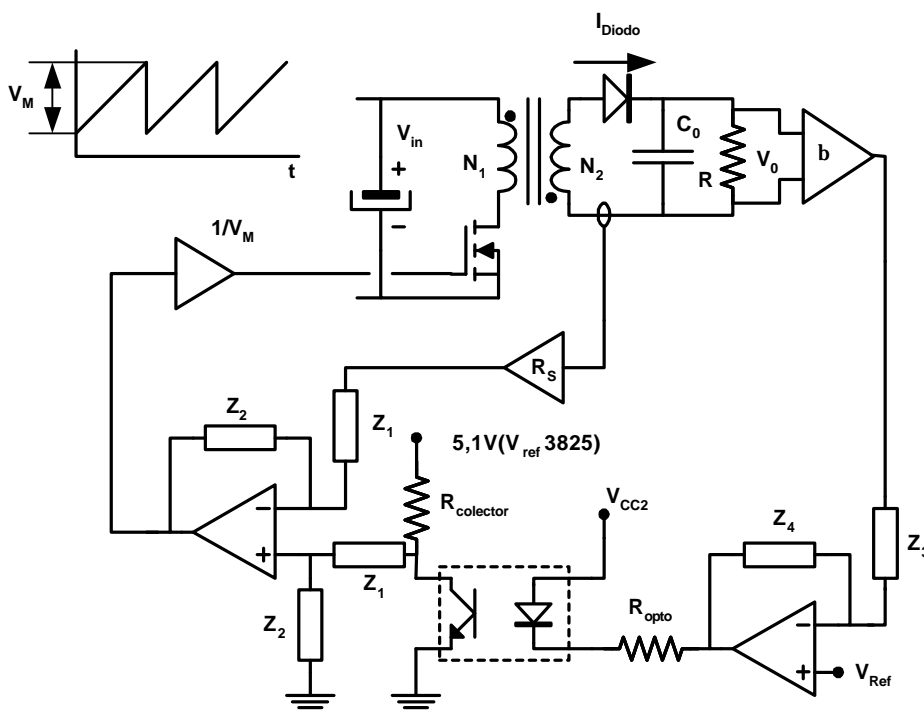


Fig. 4-28. Esquema del controlador utilizado en el prototipo.

4.4.1 Resultados con control “lento”.

Para comprobar que es necesario utilizar un sistema de control de elevadas prestaciones se ha realizado un primer controlador al que se le ha denominado “lento”. Sin embargo, este sistema de control tiene una frecuencia de paso por cero dB para el lazo de corriente de 6kHz y una frecuencia de paso por cero dB para el lazo de tensión de 1.2kHz. En las capturas de osciloscopio que se mostrarán a continuación podrá comprobarse que estas prestaciones, que son más que suficientes en la mayoría de las aplicaciones cuando no aparecen funcionamientos anómalos, no pueden corregir el rizado a la salida del convertidor.

El prototipo se ha hecho funcionar a diferentes cargas (100%, 50% y 25%), ya que como podrá comprobarse a medida que se reduce la carga aumenta la posibilidad de que aparezcan los funcionamientos anómalos y con ella el rizado de bajo frecuencia.

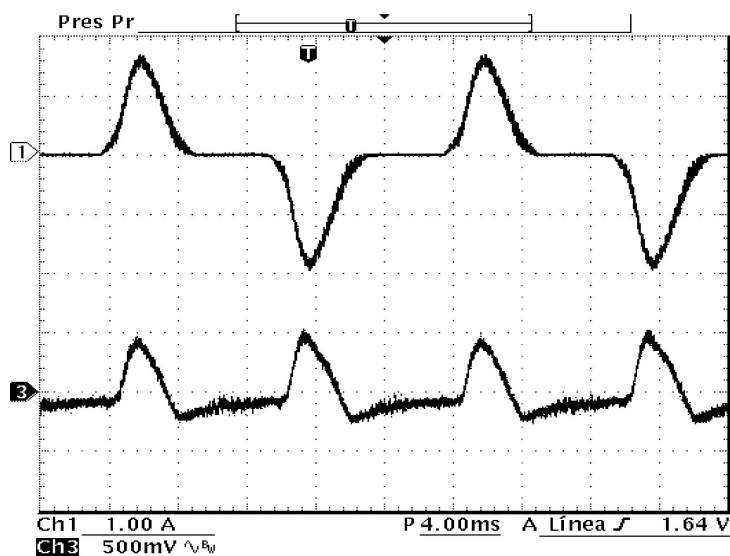


Fig. 4-29. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a plena carga (100W).

La Fig. 4-29 muestra la corriente de entrada y el rizado a plena carga (100W) donde puede comprobarse que en el mejor de los casos el rizado a la salida es superior 500mV (sobre 54V a la salida). A medida que se reduce la carga (Fig. 4-30 y Fig. 4-31) el rizado aumenta, llegando a ser superior a 2 voltios cuando el convertidor funciona con un 25% de la carga.

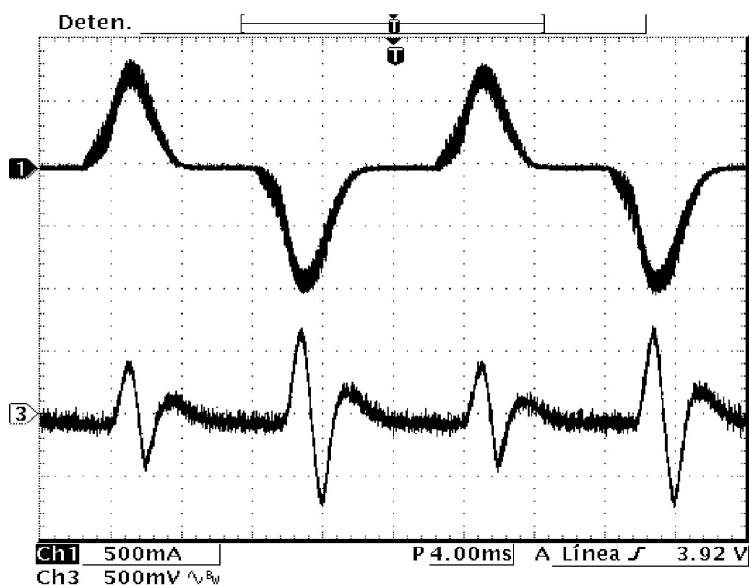


Fig. 4-30. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a media carga (50W).

Los resultados demuestran la necesidad de un lazo de control más rápido para poder reducir el rizado provocado por los funcionamientos anómalos.

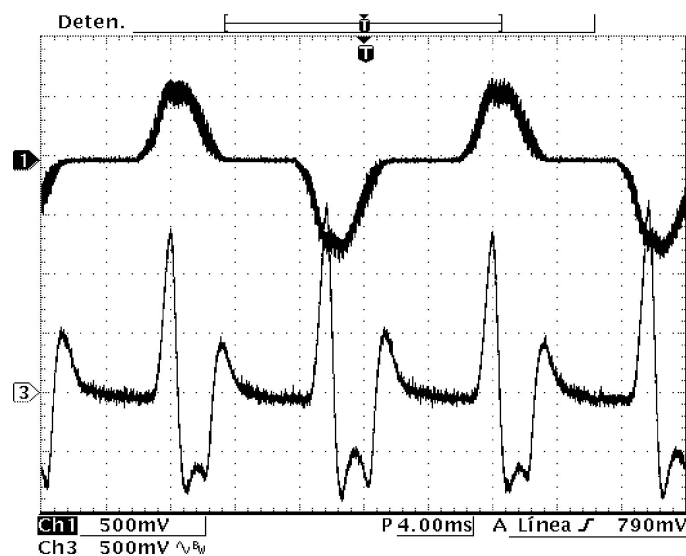


Fig. 4-31. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a baja carga (25W).

4.4.2 Resultados con control “rápido”.

Los resultados mostrados en este apartado han sido obtenidos con lo que se ha denominado un sistema de control “rápido”. La frecuencia de paso por cero del lazo de corriente es de 15kHz y la del lazo de tensión de 5kHz. En estas condiciones como podrá comprobarse en las capturas mostradas en Fig. 4-32, Fig. 4-33 y Fig. 4-34, el rizado permanece por debajo de los 250mV incluso para una carga del 25%, lo que nos garantiza un nivel de rizado inferior al 0,5%

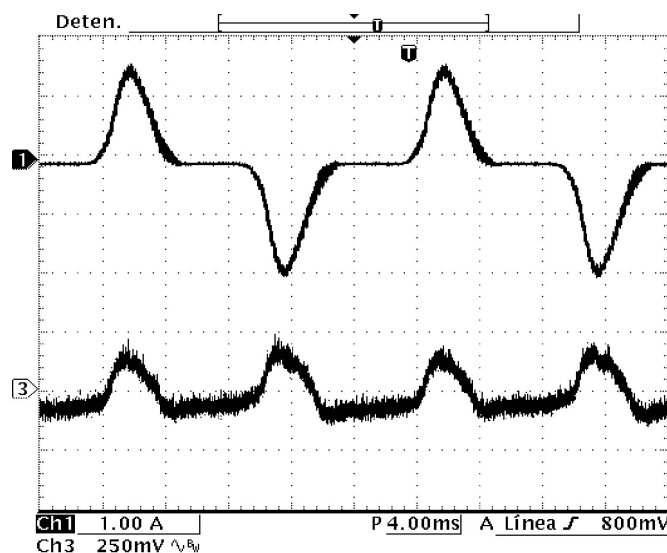


Fig. 4-32. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a plena carga (100W).

Al igual que en el caso anterior (lazo de control “lento”) el rizado máximo a la salida aparece con una carga del 25%. Sin embargo, en esta ocasión no supera los 250mV.

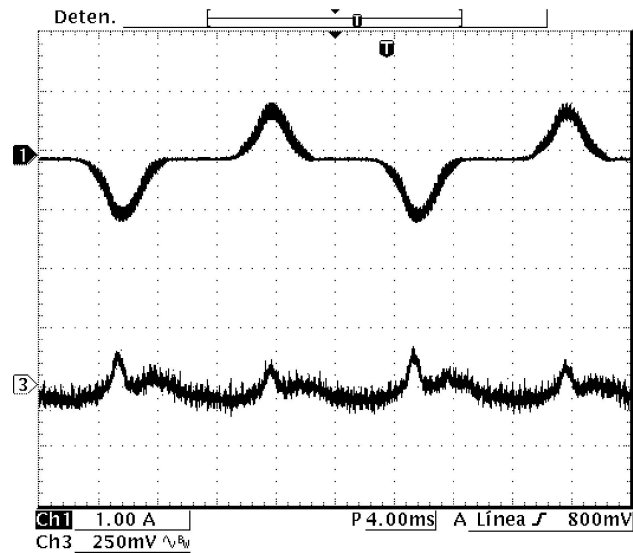


Fig. 4-33. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a media carga (50W).

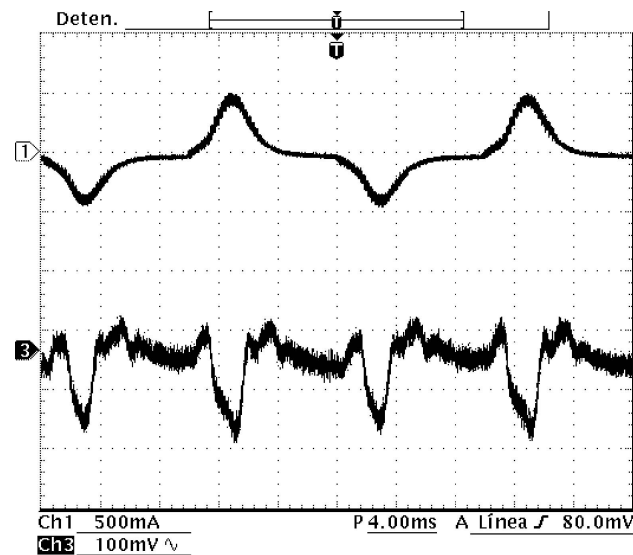


Fig. 4-34. Corriente de entrada al convertidor (canal 1) y rizado a la salida (canal 2) a baja carga (25W).

Los resultados medidos en el laboratorio corroboran los obtenidos mediante simulación en el anexo 5. Por lo que se puede concluir que los efectos anómalos sobre el convertidor principal pueden ser considerados como perturbaciones. Además, bastará con diseñar un controlador con un lazo de corriente promediada (con altas prestaciones) para conseguir eliminar el rizado a la salida ocasionado por dichas perturbaciones.