

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Departament d'Enginyeria Electrònica

**“MODELOS NO LINEALES Y CONTROL
EN MODO DESLIZAMIENTO DE
CONVERTIDORES DE ESTRUCTURA
RESONANTE”**

Autor: Miguel Castilla Fernández
Director: Jose Luis García de Vicuña

Mayo de 1998

6. RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1. INTRODUCCIÓN

Las características de los reguladores conmutados y los sistemas resonantes con referencia externa variable estudiados en los capítulos 4 y 5 han sido deducidas del diseño teórico de sus subsistemas de control y del análisis de los resultados de simulación realizados.

El presente capítulo tiene como objetivo fundamental la validación de estas predicciones teóricas, mediante la contrastación de las mismas con los resultados obtenidos de los ensayos efectuados sobre una serie de prototipos, implementados expresamente para este fin.

Los equipos desarrollados son prototipos básicos, que operan a baja frecuencia de resonancia (en todos los casos próxima a 100kHz) y suministran un bajo nivel de potencia a la carga (entre 5 y 150W), lo que está en desacuerdo con las aplicaciones industriales propias de estos convertidores.

No obstante, aún tratándose de prototipos a escala reducida de equipos de potencia comerciales, contienen todas las no idealidades propias de los montajes prácticos, como elementos reactivos parásitos, resistencias de pérdidas, comparadores y amplificadores con ancho de banda finito y *offset*, etc. Estos elementos pueden provocar una serie de efectos no deseados sobre el comportamiento de los convertidores, como retardos en las tomas de decisión del control, modificación de la dinámica de determinadas señales, etc., que no han sido considerados en las simulaciones efectuadas en los capítulos 4 y 5.

Por todo ello, el análisis de los resultados obtenidos de los ensayos de estos prototipos resultan fundamentales para la correcta caracterización de los convertidores *Quantum* con controladores en modo de deslizamiento.

6.2. REGULADOR QSRC CON DOS ACCIONES DE CONTROL

6.2.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado se presentan algunos resultados de los ensayos efectuados sobre un prototipo de un regulador QSRC con dos acciones de control. El análisis de los resultados permitirá comprobar la validez de los estudios teóricos realizados en el apartado 4.4, y al mismo tiempo, permitirá determinar las principales prestaciones del prototipo del regulador.

6.2.2. ESQUEMA DEL REGULADOR

La etapa de potencia del regulador y un diagrama de bloques del subsistema de control se representan en la Fig 6.1. Asimismo, el esquema electrónico completo del regulador puede observarse en el anexo A.1 [91].

El subsistema de control toma como punto de partida el controlador en modo de deslizamiento propuesto para el convertidor QSRC con dos acciones de control en el apartado 4.4, y que por comodidad se reescribe a continuación:

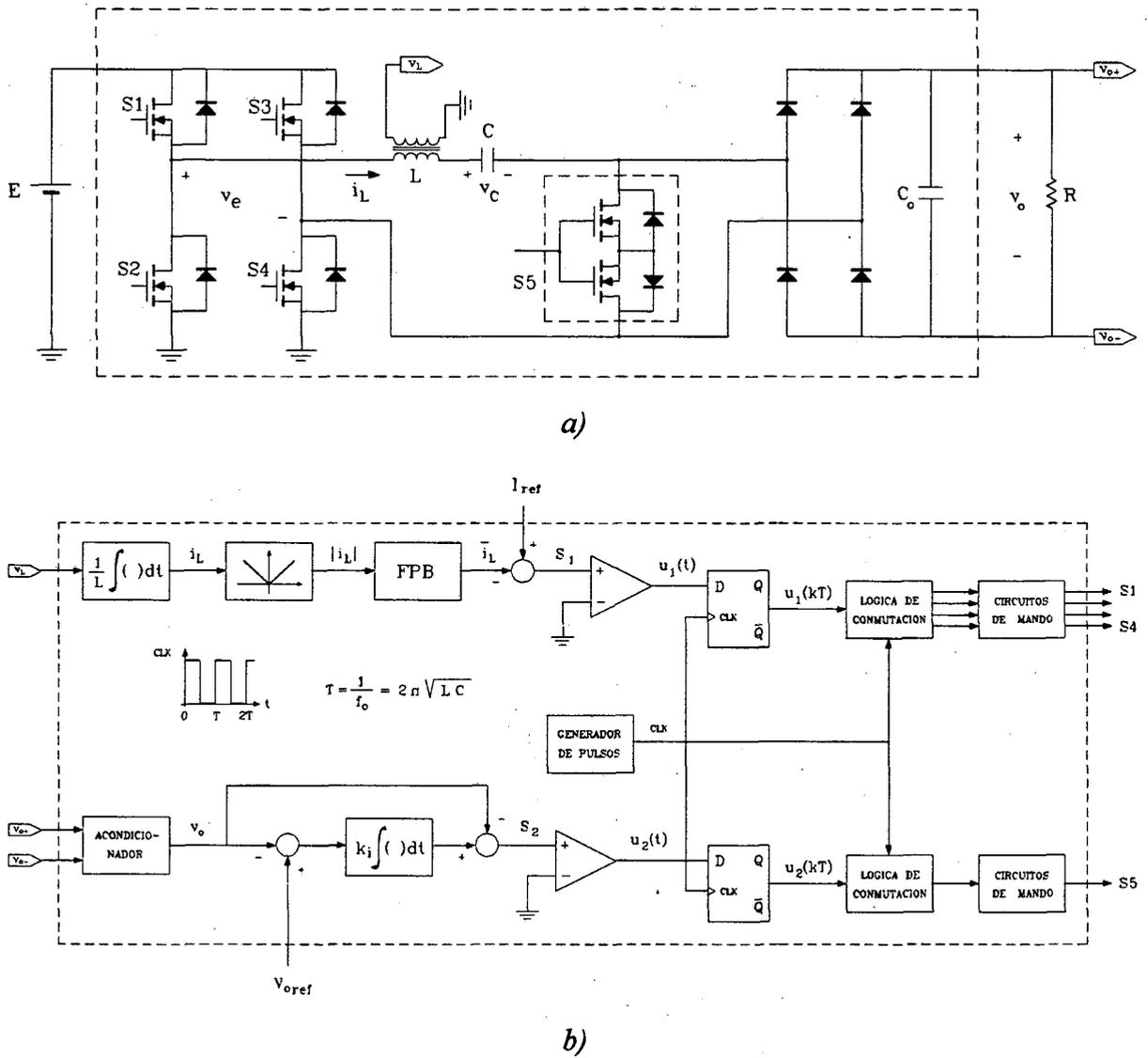


Fig. 6.1. Regulator QSRC con dos acciones de control: a) etapa de potencia, b) diagrama de bloques del subsistema de control

$$S_1 = I_{ref} - \bar{i}_L \qquad S_2 = k_i \cdot \int (V_{oref} - \bar{v}_o) dt - \bar{v}_o \qquad (6.1a)$$

$$u_1 = \begin{cases} 1 \text{ (PM)}, & \text{para } S_1 > 0 \\ 0 \text{ (FRM)}, & \text{para } S_1 < 0 \end{cases} \qquad u_2 = \begin{cases} 1 \text{ (S5 OFF)}, & \text{para } S_2 > 0 \\ 0 \text{ (S5 ON)}, & \text{para } S_2 < 0 \end{cases} \qquad (6.1b)$$

donde PM significa modo de energización y FRM modo de resonancia libre.

Como se observa en la Fig. 6.1, el subsistema de control puede dividirse en los siguientes bloques: sensado y procesado del estado del convertidor, generación de las superficies de deslizamiento, realización de las leyes de control y circuitos de mando de los interruptores de potencia.

A continuación se comentan los aspectos más relevantes de la realización de estos bloques:

- 1) El sensado de la corriente resonante se realiza de forma indirecta, mediante un transformador y un circuito integrador.
- 2) La corriente promediada \bar{i}_L se obtiene con un puente de diodos y un filtro pasa-bajos de primer orden. La relación entre la frecuencia de corte del filtro y la frecuencia de resonancia del tanque se ha establecido en:

$$\frac{\omega_c}{\omega_0} = \frac{36.9\text{kHz}}{83.88\text{kHz}} = 0.44 \quad (6.2)$$

- 3) El bloque denominado en la Fig.6.1 GENERADOR DE PULSOS corresponde a un oscilador de onda cuadrada, y tiene como función garantizar que los cambios en las entradas de los circuitos de mando de los interruptores de potencia se produzcan únicamente en los pasos por cero de la corriente resonante. Para ello, los pulsos que aparecen en su salida se seleccionan con un ciclo de trabajo del 50% y con una frecuencia idéntica a la frecuencia de resonancia.
- 4) Para facilitar la activación de los interruptores del puente que tienen el surtidor flotante respecto a la referencia del sistema, el circuito de mando de los interruptores S1 y S3 incluye un condensador de *Bootstrap*.

La información completa y detallada del diseño y la realización del prototipo puede encontrarse en la referencia [91].

6.2.3. FORMAS DE ONDA DEL REGULADOR

En el presente subapartado se muestran las formas de onda más significativas del regulador QSRC con dos acciones de control. Los parámetros de base utilizados en los ensayos han sido:

$$E = 15\text{V}, \quad L = 36\mu\text{H}, \quad C = 100\text{nF}, \quad C_o = 100\mu\text{F}, \quad R = 10\Omega, \quad I_{\text{ref}} = 1.4\text{A}, \quad k_1 = 212$$

reductor de tensión: $V_{\text{oref}} = 10\text{V}$, elevador de tensión: $V_{\text{oref}} = 18\text{V}$

En primer lugar, la Fig.6.2 muestra la evolución de la corriente resonante y la tensión de salida del puente de interruptores v_e (únicamente en los semiperiodos positivos). Obsérvese que tanto la modulación de amplitud de la corriente como la forma de onda de la tensión dependen directamente del modo de operación seleccionado. En concreto, el valor de pico de la corriente crece en modo de energización ($u_1 = 1$) y decrece en modo de resonancia libre ($u_1 = 0$), y por otra parte, la evolución ideal de la tensión v_e puede ser expresada como:

$$v_e = u_1(kT) \cdot E \cdot \text{sgn}(i_L) \quad (6.3)$$

La pequeña diferencia entre la tensión v_e y su valor teórico esperado es debida a la caída de tensión en los interruptores del puente.

La Fig.6.3 muestra la evolución de la corriente resonante y la tensión de entrada al circuito de activación del interruptor S1. Para la correcta interpretación de las formas de onda de la figura es necesario tener en cuenta que los circuitos de mando de los interruptores S1 a S4 actúan como inversores (véase anexo A.1), y además, que el interruptor S1 se encuentra en conducción únicamente en los semiciclos positivos de la corriente resonante en los que el

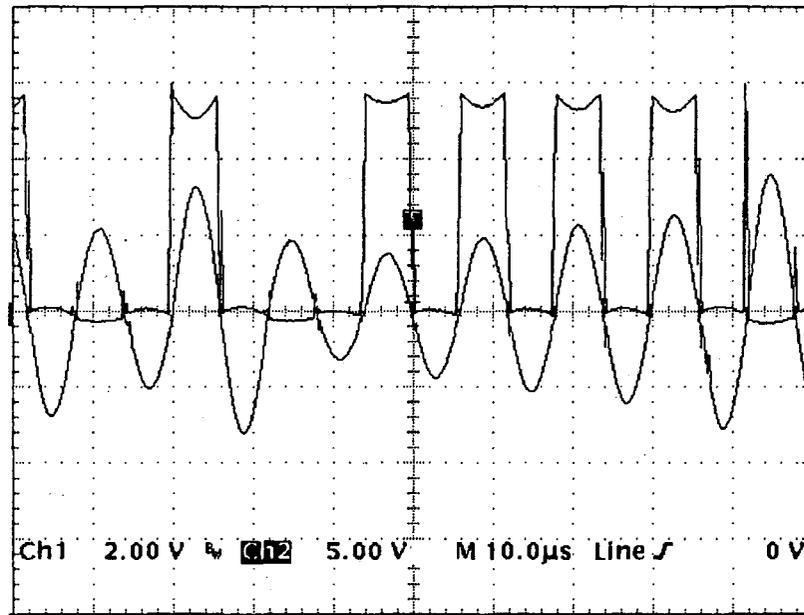
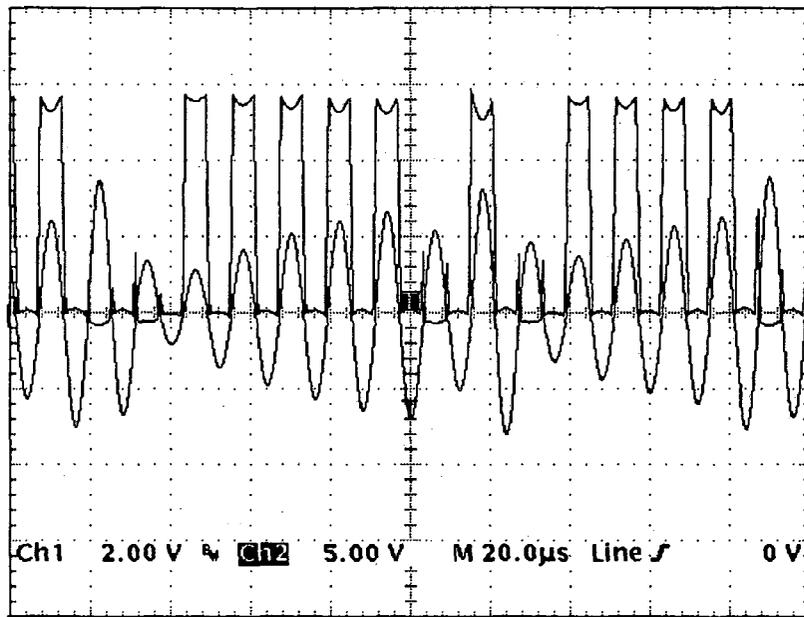


Fig.6.2. Tensión de salida del puente de interruptores v_e (únicamente en los semiciclos positivos) y corriente resonante i_L (2A/div)

convertidor opera en modo de energización. Por lo tanto, la tensión de entrada al circuito de activación del interruptor S1 puede expresarse como:

$$v_{act,S1} = 12V \cdot \left[1 - u_1(kT) \cdot \frac{1 + \text{sgn}(i_L)}{2} \right] \quad (6.4)$$

La Fig.6.4 muestra la evolución de la corriente resonante y la tensión de entrada al circuito de activación del interruptor S5. De nuevo, el circuito de mando del interruptor S5

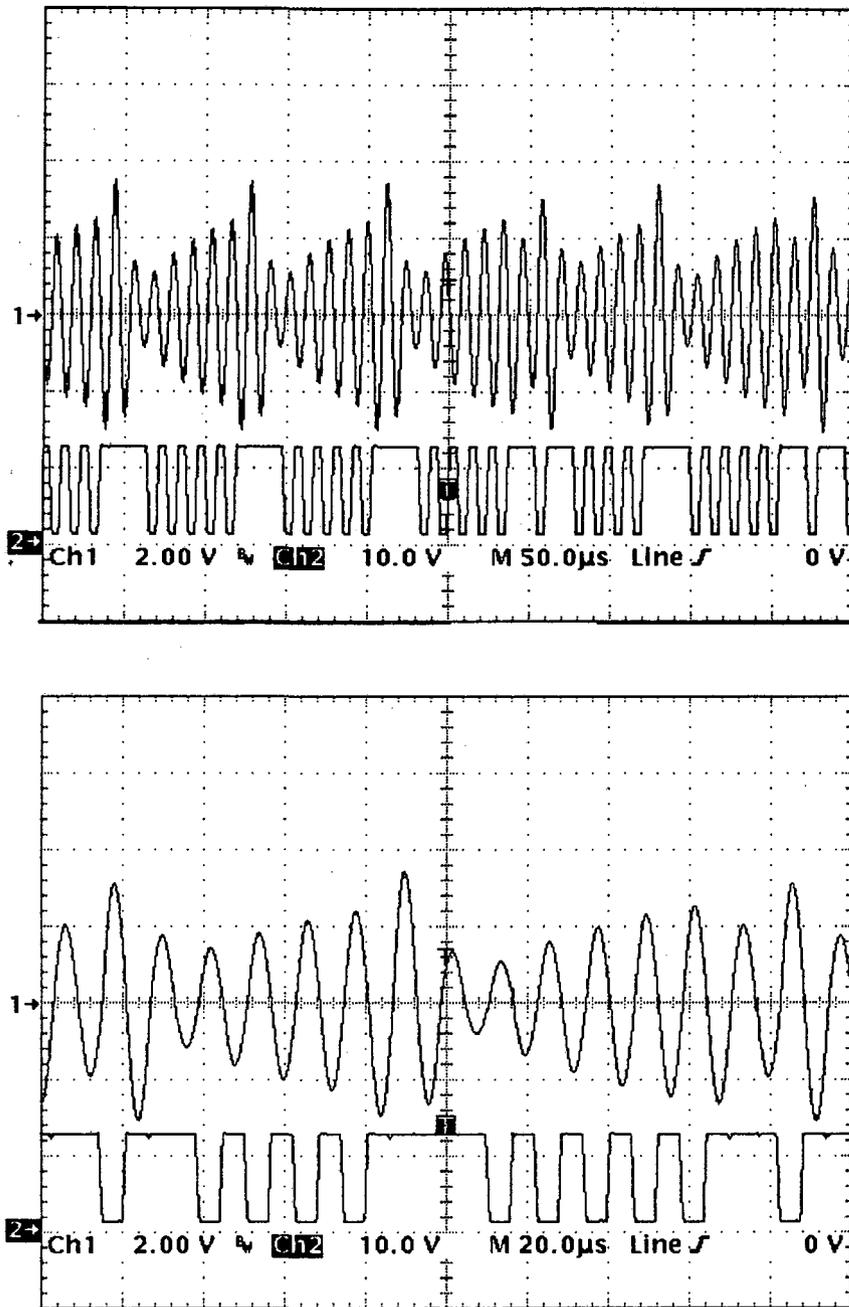


Fig.6.3. Tensión de activación del interruptor S1 y corriente resonante i_L (2A/div)

actúa como inversor, de modo que S5 está bloqueado cuando la tensión de activación presenta un nivel alto y se encuentra en conducción para nivel bajo. En consecuencia, la forma de onda de la tensión de entrada al circuito de activación del interruptor S5 coincide con la variable de control u_2 :

$$v_{act,S5} = 12V \cdot u_2(kT) \quad (6.5)$$

En las Fig.6.3 y 6.4 puede observarse como los cambios en las tensiones de activación de los interruptores se producen en los pasos por cero de la corriente resonante, lo que garantiza conmutación a corriente cero en todos los interruptores de potencia.

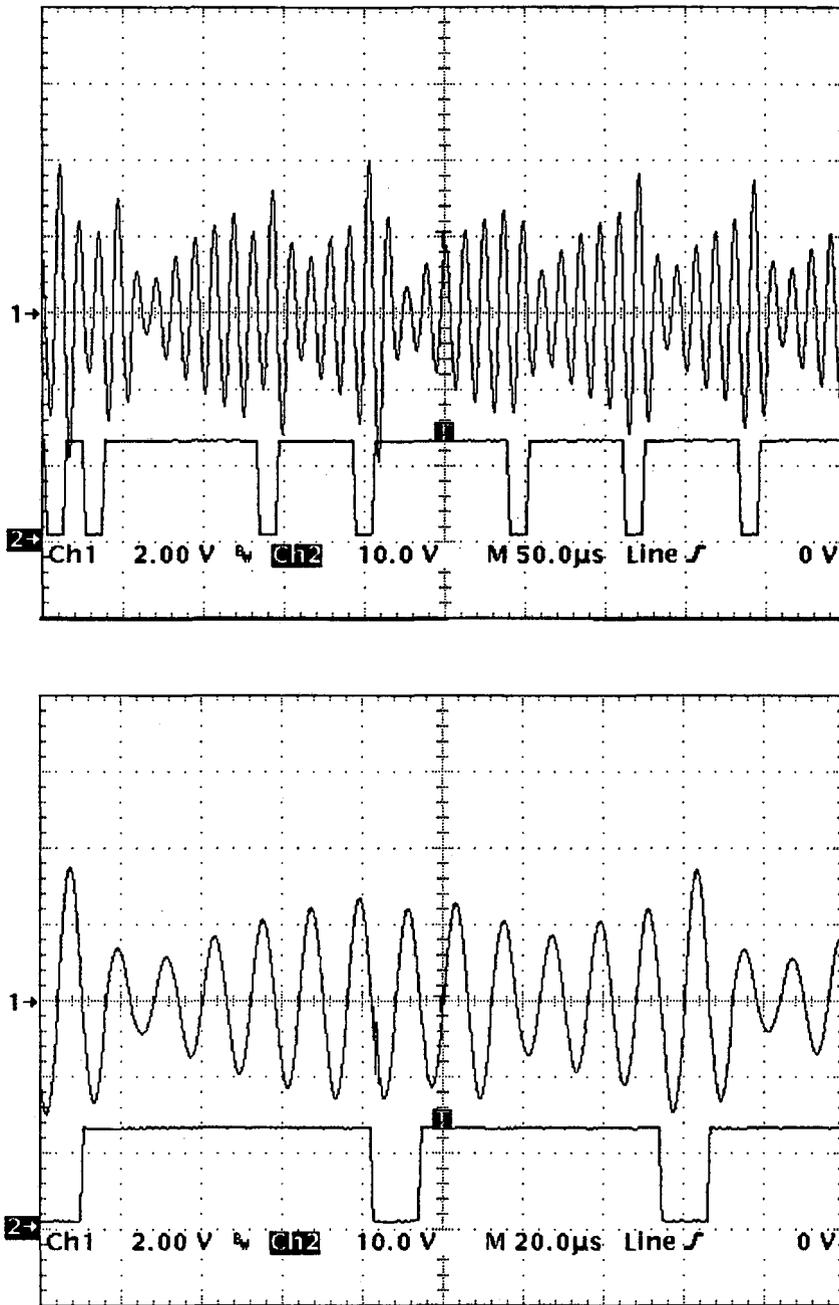
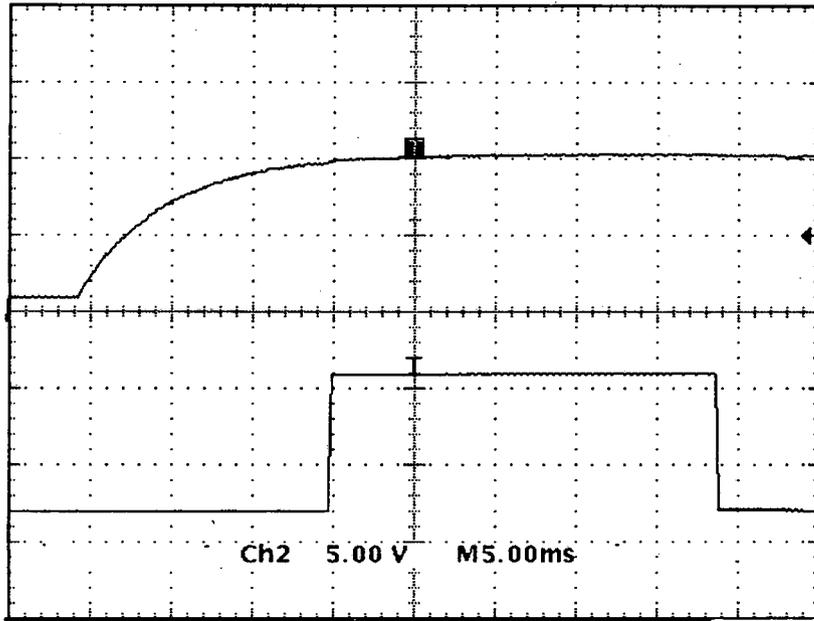


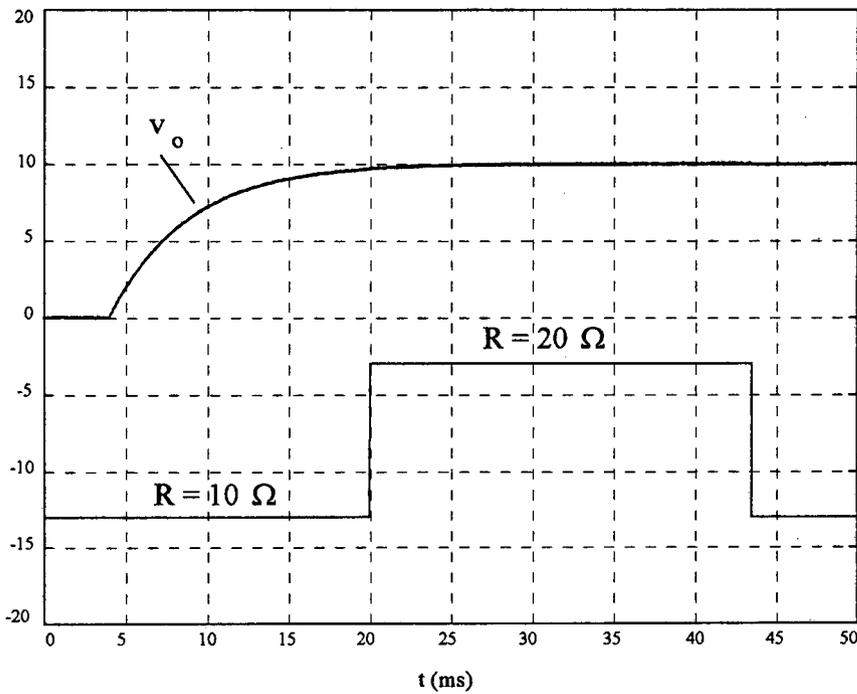
Fig.6.4. Tensión de activación del interruptor S_5 y corriente resonante i_L (2A/div)

Finalmente, las Fig.6.5 y 6.6 comparan la respuesta del prototipo con unos resultados de simulación obtenidos mediante MATLAB-Simulink, cuando el convertidor actúa como reductor y como elevador de tensión, respectivamente. En concreto, las figuras muestran la evolución de la tensión de salida en el arranque del sistema y cuando la carga presenta una variación abrupta de gran señal.

Es necesario destacar el elevado grado de coincidencia que presentan las medidas obtenidas en los ensayos de laboratorio y los resultados de simulación, como puede verse en estas figuras. Por otra parte, debe destacarse la insensibilidad de la tensión de salida del prototipo frente a grandes perturbaciones en la carga.

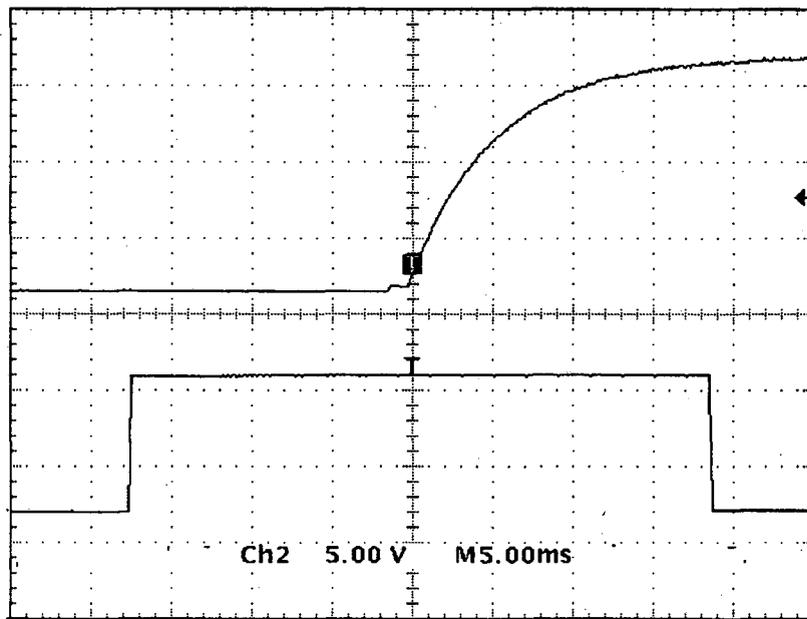


a)

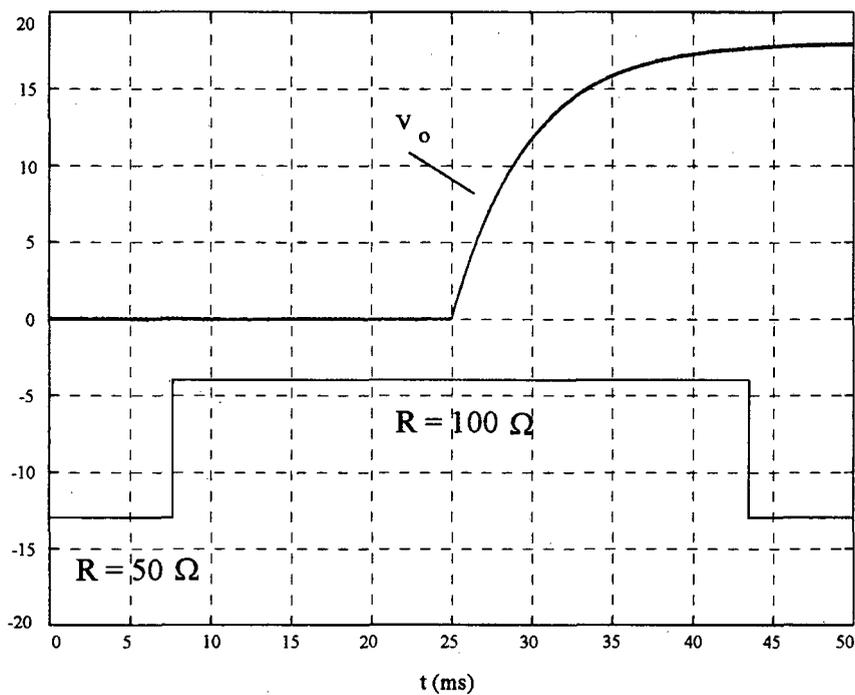


b)

Fig.6.5. Reductor de tensión: a) tensión de salida en el arranque y frente a una perturbación en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink



a)



b)

Fig.6.6. Elevador de tensión: a) tensión de salida en el arranque y frente a una perturbación en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

6.2.4. PRESTACIONES DEL PROTOTIPO

La Tabla 6.1 muestra diversas medidas efectuadas modificando las condiciones de trabajo del regulador QSRC con dos entradas de control. Con ayuda de estos resultados, se deduce la regulación de carga RC y la regulación de línea RL del prototipo, actuando como reductor y como elevador de tensión:

$$RC_{\text{red}}(E = 15V) = \frac{V_{\text{omax}} - V_{\text{omin}}}{V_{\text{omin}}} = \frac{10.13 - 10.09}{10.09} \cdot 100 = 0.4\% \quad (6.6a)$$

$$RC_{\text{elev}}(E = 15V) = \frac{17.55 - 17.5}{17.5} \cdot 100 = 0.28\% \quad (6.6b)$$

$$RL_{\text{red}}(R = 10\Omega) = \frac{10.02 - 10}{10} \cdot 100 = 0.2\% \quad (6.6c)$$

$$RL_{\text{elev}}(R = 68\Omega) = \frac{18.05 - 18.03}{18.03} \cdot 100 = 0.11\% \quad (6.6d)$$

Por otra parte, el nivel de rizado de la tensión de salida varía ligeramente en función del punto de trabajo del convertidor. A modo de ejemplo, se obtiene el rizado para dos situaciones de carga concretas:

$$\Delta V_{\text{o red}}(R = 10\Omega) = \frac{\Delta V_{\text{o}}}{V_{\text{o}}} \cdot 100 = \frac{0.15}{10} \cdot 100 = 1.5\% \quad (6.7a)$$

$$\Delta V_{\text{o elev}}(R = 68\Omega) = \frac{\Delta V_{\text{o}}}{V_{\text{o}}} \cdot 100 = \frac{0.17}{18} \cdot 100 = 0.95\% \quad (6.7b)$$

Para finalizar con la deducción de las prestaciones del prototipo, se obtiene el rendimiento del convertidor actuando como reductor y como elevador de tensión, también para

REDUCTOR DE TENSIÓN				ELEVADOR DE TENSIÓN			
R (Ω)	V _o (V)	E (V)	V _o (V)	R (Ω)	V _o (V)	E (V)	V _o (V)
10	10.09	13	10.02	30	17.5	12	18.05
22	10.1	14	10.01	40	17.5	13	18.05
28	10.12	15	10	50	17.51	14	18.03
43	10.13	16	10	60	17.52	15	18.03
53	10.12	17	10	70	17.53	16	18.03
68	10.12	18	9.99	80	17.54	17	18.04
78	10.11	19	9.99	90	17.55	18	18.04

Tabla 6.1. Resultados experimentales del regulador QSRC con dos acciones de control

dos situaciones de carga concretas:

$$\eta_{\text{red}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_o^2/R}{E \cdot I_{\text{in}}} = \frac{10^2/10}{15 \cdot 0.82} = 81\% \quad \eta_{\text{lev}} = \frac{18^2/50}{15 \cdot 0.72} = 60\% \quad (6.8)$$

6.3. REGULADOR *BOOST* QPRC

6.3.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado se presentan algunos resultados de los ensayos efectuados sobre un prototipo de un regulador *Boost* QPRC. Con la contrastación de estos resultados y los obtenidos mediante simulación se pretenden validar los estudios realizados sobre este convertidor en el apartado 4.4 y deducir las prestaciones más relevantes del prototipo.

6.3.2. ESQUEMA DEL REGULADOR

La etapa de potencia del regulador y un diagrama de bloques del subsistema de control se muestran en la Fig.6.7. Además, en el anexo A.2 aparece representado un esquema electrónico completo del subsistema de control [92].

El lazo de control del prototipo toma como punto de partida el controlador en modo de deslizamiento propuesto para el convertidor *Boost* QPRC en el apartado 4.4. A continuación se reescribe la estructura de este controlador:

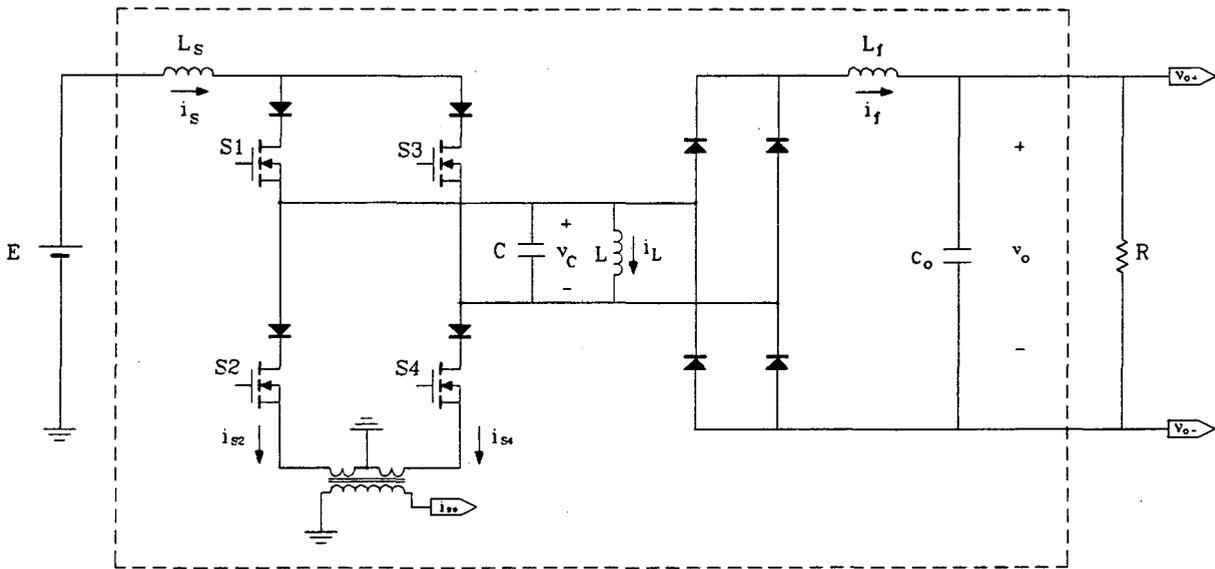
$$S = i_{\text{sref}} - \bar{i}_s \quad u = \begin{cases} 0 \text{ (FRM)}, & \text{para } S > 0 \\ 1 \text{ (PM)}, & \text{para } S < 0 \end{cases} \quad (6.9)$$

siendo $i_{\text{sref}} = k_p \cdot (V_{\text{oref}} - \bar{v}_o) + k_i \cdot \int (V_{\text{oref}} - \bar{v}_o) dt$.

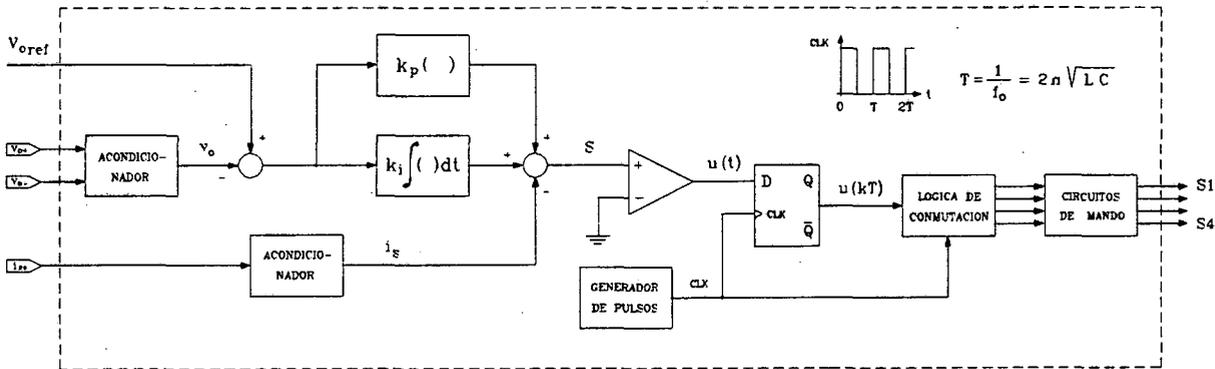
Como puede observarse, es necesario sensar únicamente dos variables de estado para la generación de la superficie de deslizamiento: la corriente del inductor de entrada y la tensión de salida. El sensado de la tensión de salida se realiza mediante un simple amplificador de instrumentación, mientras que la corriente continua del inductor de entrada se obtiene mediante un transformador toroidal con dos devanados primarios que generan un campo magnético en sentido opuesto (véanse las figuras 6.7 y 6.8). Por lo tanto, el reducido número de variables de estado necesarias y el hecho que ninguna de estas corresponda a un elemento del tanque resonante simplifica de forma considerable la circuitería de sensado y procesado del estado del convertidor.

Por otra parte, el bloque denominado en la Fig.6.7 **GENERADOR DE PULSOS** corresponde a un oscilador de onda cuadrada, como en el caso del regulador QSRC con dos acciones de control. Este circuito proporciona unos pulsos con un ciclo de trabajo del 50% y con una frecuencia idéntica a la frecuencia de resonancia, que serán utilizados para efectuar la conmutación a tensión cero en todos los interruptores de potencia.

Los detalles del diseño y la realización del prototipo pueden encontrarse en la referencia [92].



a)



b)

Fig.6.7. Regulador Boost QPRC: a) etapa de potencia, b) diagrama de bloques del subsistema de control

6.3.3. FORMAS DE ONDA DEL REGULADOR

Los resultados de los ensayos que se muestran en el presente subapartado han sido efectuados sobre un prototipo con los siguiente parámetros de base:

$$E = 10V, L_s = 300\mu H, L = 53\mu H, C = 470nF, L_f = 100\mu H, C_o = 10\mu F, R = 47\Omega$$

$$V_{ref} = 15V, k_p = 0.04, k_i = 1600$$

En las figuras 6.9 y 6.10 se observa la evolución de la tensión del condensador resonante y la tensión de salida en función del modo de operación del convertidor. Obsérvese como los valores de pico de la tensión resonante aumentan progresivamente en modo de energización (variable u a nivel alto), y disminuyen en modo de resonancia libre (variable u a nivel bajo). Además, los cambios en la variable de control se producen en los pasos por cero de la tensión resonante.

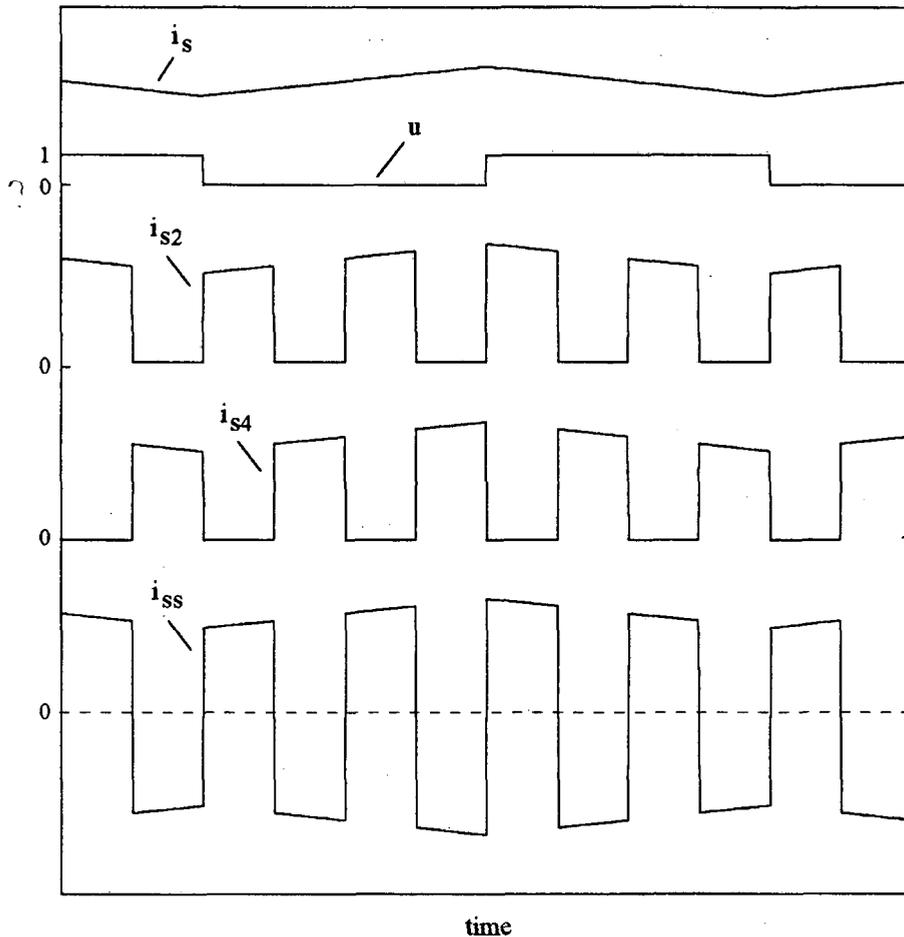


Fig.6.8. Formas de onda en el sensado de la corriente del inductor de entrada

La Fig.6.11 muestra como la corriente continua de entrada al convertidor presenta un rizado importante. Este rizado aparece debido a los procesos de carga y descarga del inductor de entrada. De hecho, en modo de resonancia libre ($u=0$) se produce la carga del inductor, mientras que en modo de energización ($u=1$) la energía almacenada en el inductor es transferida al tanque resonante, lo que produce la disminución paulatina de su corriente.

El rizado de la corriente de entrada puede ser reducido seleccionando un valor más elevado para el inductor de entrada. Sin embargo, este hecho repercute negativamente en la dinámica del sistema. Además, en la Fig.6.12 puede observarse como el severo rizado de la corriente de entrada (aproximadamente el 50% de su nivel de continua) es corregido por el subsistema de control, proporcionando una tensión de salida en régimen estacionario con un rizado prácticamente despreciable.

Para finalizar con este primer grupo de resultados, la Fig.6.13a muestra la respuesta del regulador cuando la carga varía periódicamente entre dos valores. De hecho, obsérvese como el controlador en modo de deslizamiento fuerza que el nivel de referencia de la corriente del inductor de entrada i_{sref} adecue su valor a las necesidades del sistema, de forma que la tensión de salida en cada nuevo régimen estacionario mantenga el valor de la tensión de referencia V_{oref} .

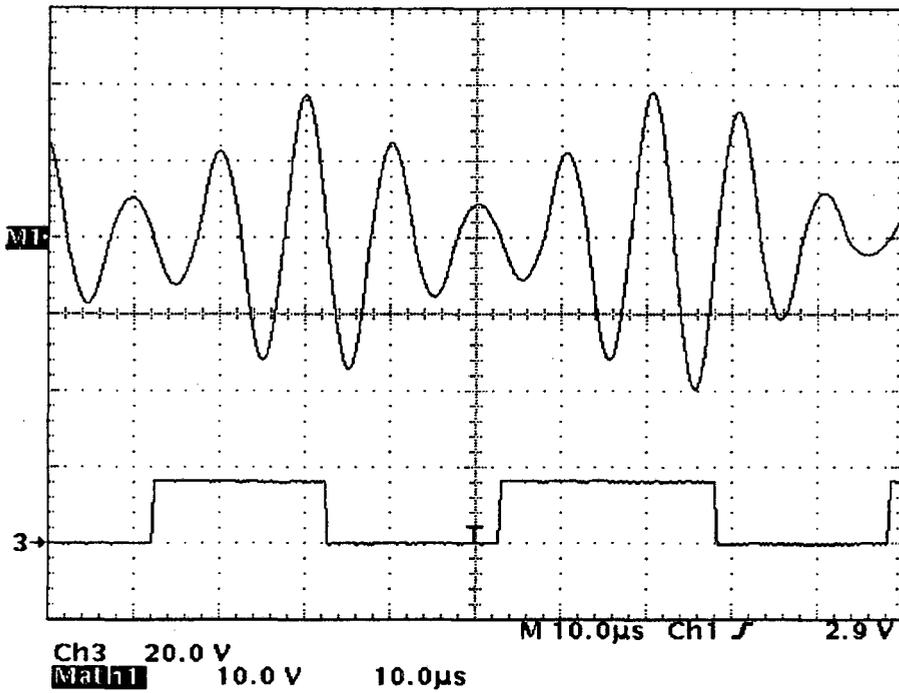


Fig.6.9. Tensión resonante y variable de control u

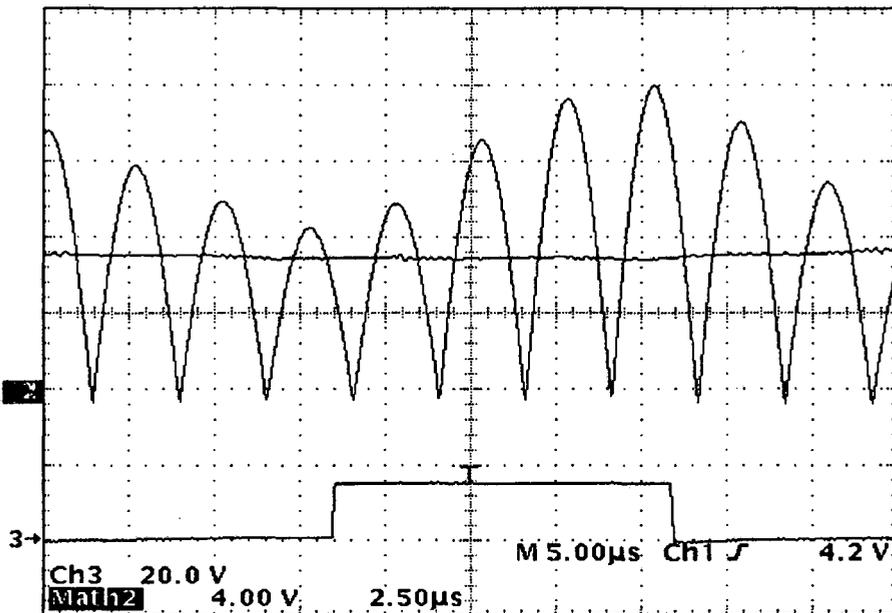


Fig.6.10. Tensión resonante rectificada, tensión de salida y variable de control u

No obstante, la variación de la carga produce un transitorio en la tensión de salida que se caracteriza por la aparición de un cierto sobreimpulso y un determinado tiempo de establecimiento. Estos parámetros pueden ser ajustados de modo que cumplan unas determinadas especificaciones de diseño, eligiendo convenientemente las ganancias de los términos proporcional e integral de la superficie de deslizamiento.

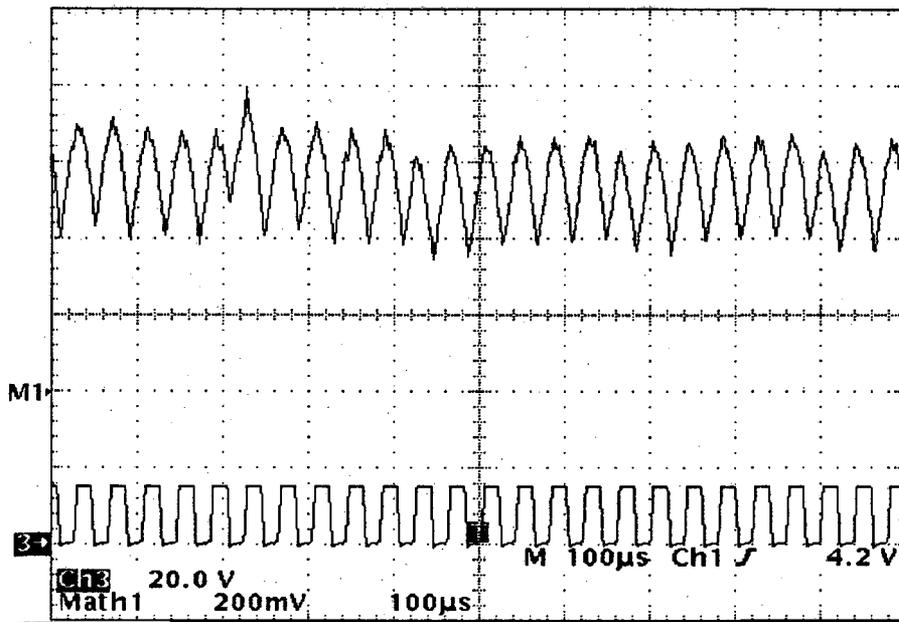


Fig.6.11. Variable de control u y corriente del inductor de entrada ($0.2A/div$)

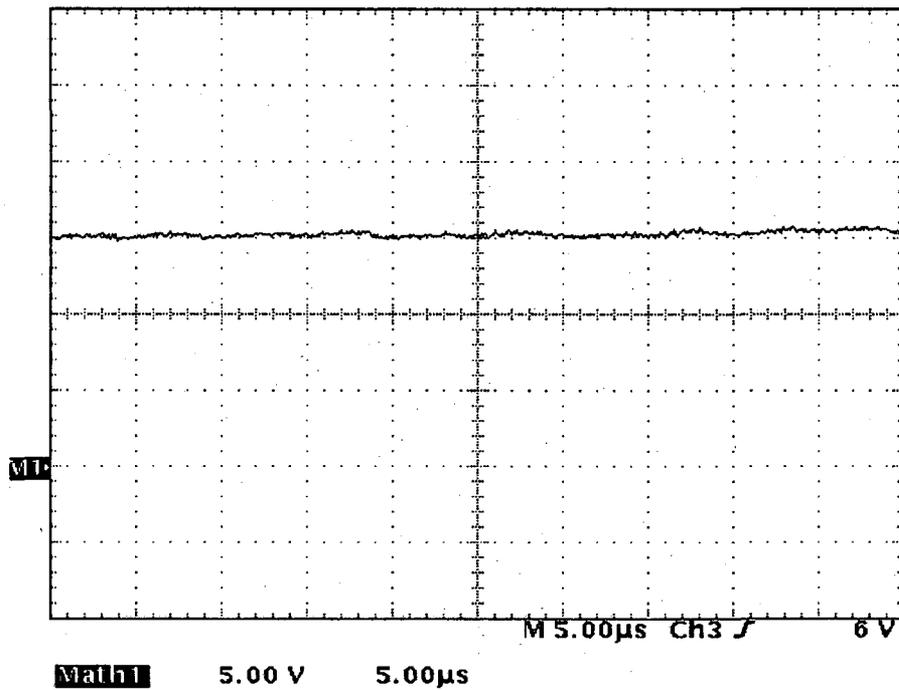
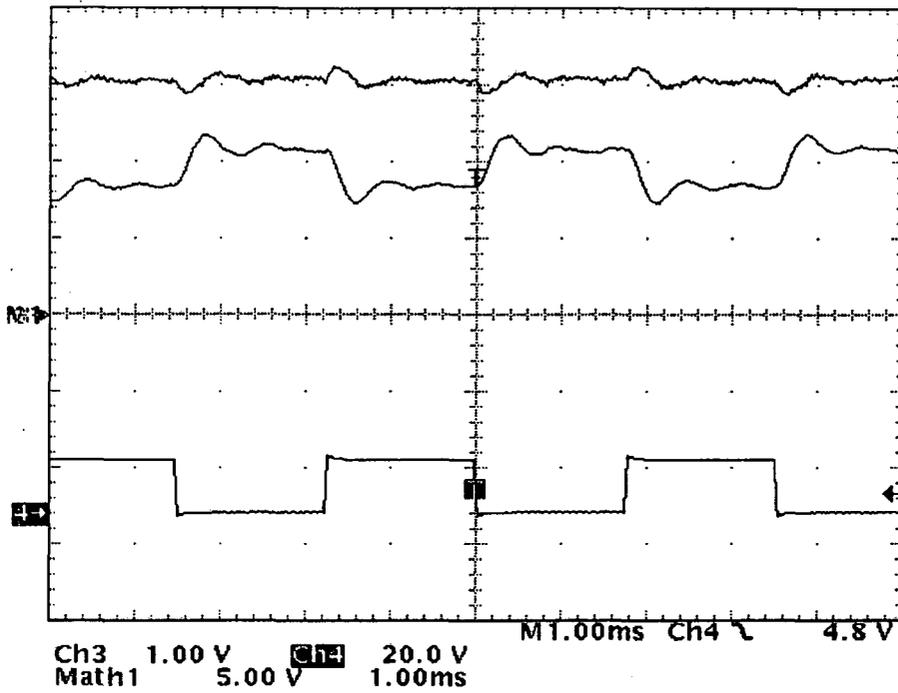
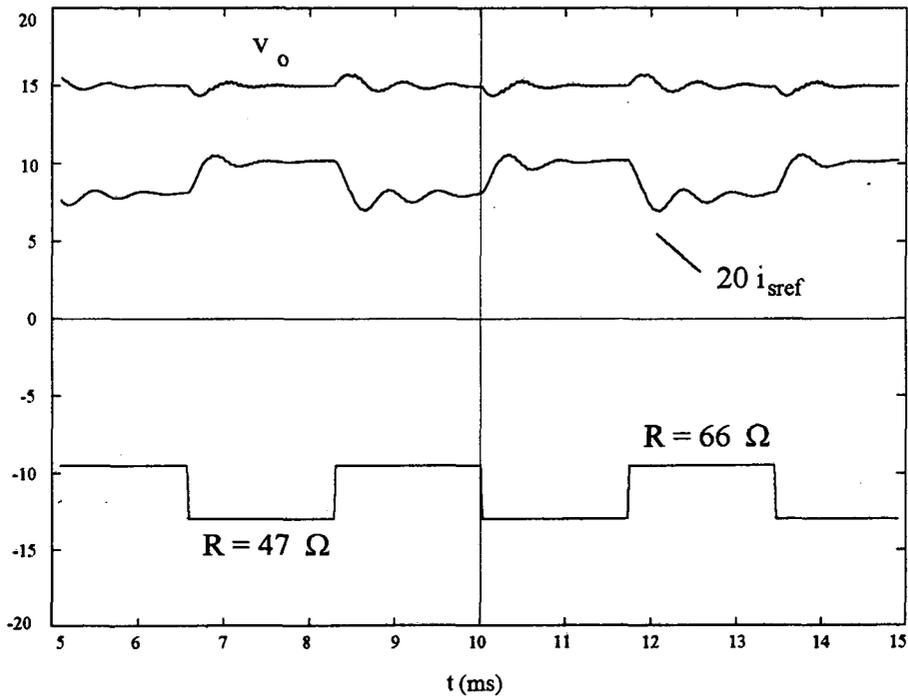


Fig.6.12. Tensión de salida en régimen estacionario

Además, la Fig.6.13b muestra unos resultados de simulación de la respuesta del regulador frente a perturbaciones en la carga, tomando como base los mismos parámetros utilizados en el prototipo. La comparación entre ambas figuras pone de manifiesto la gran correlación entre las formas de onda obtenidas experimentalmente y mediante simulación.



a)



b)

Fig.6.13. a) Respuesta de la tensión de salida y la corriente de referencia i_{sref} (0.2A/div) a una carga pulsante, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

6.3.4. PRESTACIONES DEL PROTOTIPO

La Tabla 6.2 muestra diversas medidas efectuadas modificando las condiciones de trabajo del regulador *Boost* QPRC. Con ayuda de estos resultados se obtienen las características más relevantes del regulador: regulación de carga RC, regulación de línea RL, rizado de la tensión de salida ΔV_o y rendimiento del prototipo η :

$$RC = \frac{V_{o\max} - V_{o\min}}{V_{o\min}} = \frac{15.04 - 14.94}{14.94} \cdot 100 = 0.67\% \quad (6.10a)$$

$$RL = \frac{V_{o\max} - V_{o\min}}{V_{o\min}} = \frac{15.02 - 14.93}{14.93} \cdot 100 = 0.6\% \quad (6.10b)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot 100 = \frac{0.23}{15} \cdot 100 = 1.5\% \quad (6.10c)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o^2/R}{E \cdot I_{in}} = \frac{15^2/33}{10 \cdot 0.9} = 76\% \quad (6.10d)$$

R (Ω)	20		33		47		100
V_o (V)	14.94		15		15.02		15.04
E (V)	7	8	9	10	11	12	13
V_o (V)	14.93	14.96	14.98	15	15.01	15.02	15.02

Tabla 6.2. Resultados experimentales del regulador *Boost* QPRC

6.4. ONDULADOR QSRC CON DOS ACCIONES DE CONTROL

6.4.1. INTRODUCCIÓN

El capítulo 5 del presente trabajo de investigación se ha destinado a la utilización de las técnicas de control en modo de deslizamiento en aplicaciones de seguimiento de señal. De entre los sistemas analizados en ese capítulo, se ha realizado un prototipo de un ondulator QSRC con dos acciones de control.

En este apartado se presentan algunos resultados de los ensayos efectuados sobre el prototipo, con objeto de validar las predicciones teóricas realizadas en el apartado 5.3.

6.4.2. ESQUEMA DEL ONDULADOR

La Fig.6.14 muestra la etapa de potencia del ondulator y un diagrama de bloques del subsistema de control. El esquema electrónico completo puede observarse en el anexo A.3 [93].

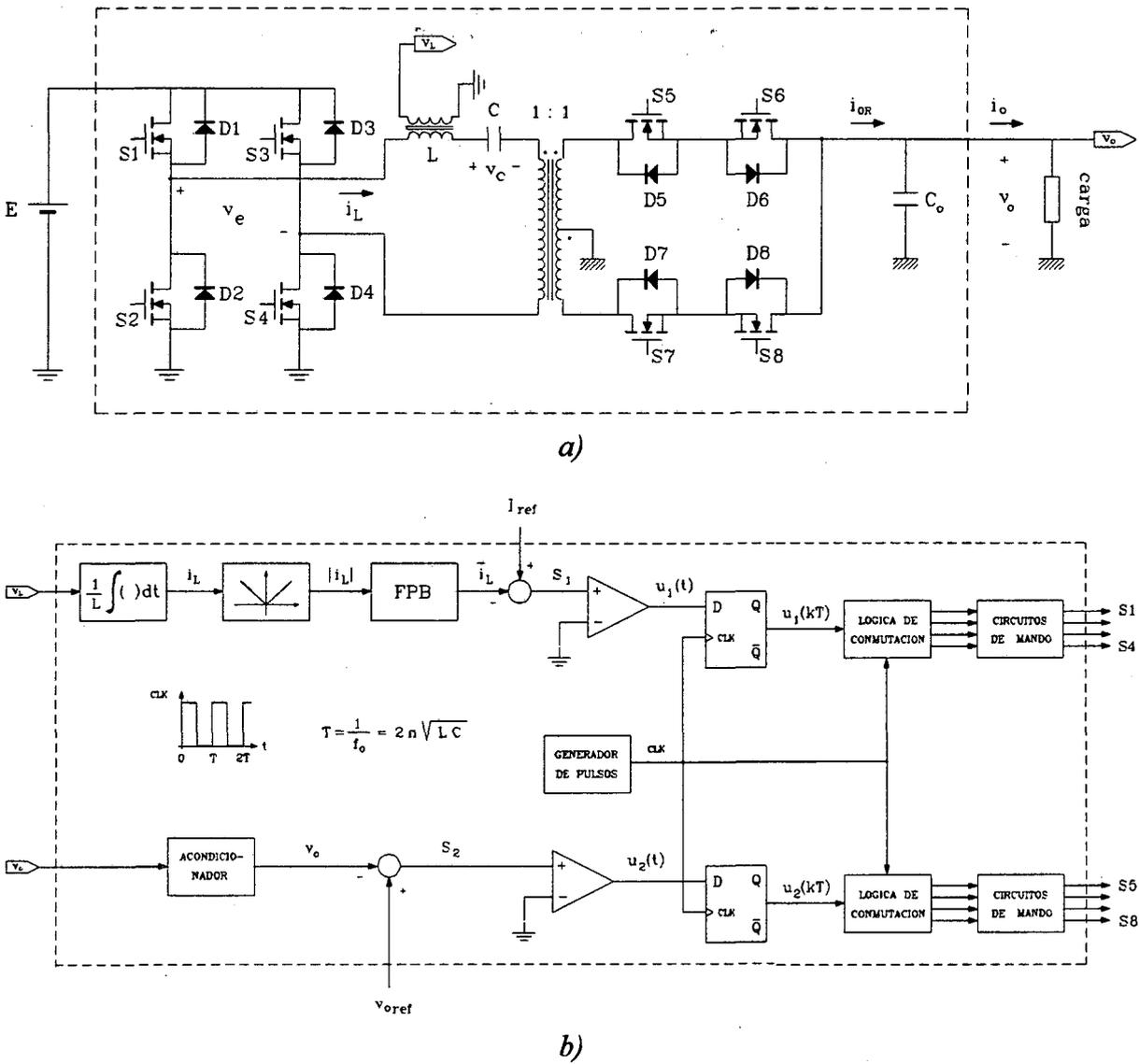


Fig.6.14. Ondulador QSRC con dos acciones de control: a) etapa de potencia, b) diagrama de bloques del subsistema de control

El subsistema de control toma como punto de partida el controlador en modo de deslizamiento propuesto en el apartado 5.3, y que por comodidad se reescribe a continuación:

$$S_1 = I_{ref} - \bar{i}_L \quad u_1 = \begin{cases} 1 \text{ (PM)}, & \text{para } S_1 > 0 \\ -1 \text{ (RM)}, & \text{para } S_1 < 0 \end{cases} \quad (6.11a)$$

$$S_2 = v_{oref} - \bar{v}_0 \quad u_2 = \begin{cases} 1 \text{ (S5, S7 ON)}, & \text{para } S_2 > 0 \\ -1 \text{ (S6, S8 ON)}, & \text{para } S_2 < 0 \end{cases} \quad (6.11b)$$

con $v_{oref} = V_{oref} \cdot \sin \omega t$ y donde PM indica modo de energización y RM modo de regeneración.

Como puede observarse, la estructura del ondulador es muy similar a la del regulador QSRC presentado en el apartado 6.2. No obstante, existen una serie de diferencias significativas entre ambos sistemas, que se detallan a continuación:

- 1) La etapa de potencia del ondulator incluye un transformador de alta frecuencia y un rectificador bidireccional controlado, de modo que la corriente entregada a la carga puede ser positiva o negativa.
- 2) En el subsistema de control del ondulator, el lazo de tensión utiliza una superficie de deslizamiento más simple y una tensión de referencia senoidal.
- 3) La circuitería de lógica de activación de los interruptores del puente de entrada ha sido modificada, de manera que la desenergetización del tanque resonante se realiza mediante el modo de regeneración. Este hecho acelera considerablemente la dinámica de las variables de estado resonantes, lo que facilita el seguimiento de la tensión de referencia senoidal.

Los detalles del diseño y la realización del prototipo pueden encontrarse en la referencia [93].

6.4.3. FORMAS DE ONDA DEL ONDULATOR

Los resultados de los ensayos que se muestran en el presente subapartado han sido efectuados sobre un prototipo con los siguientes parámetros de base:

$$E = 15V, \quad L = 56\mu H, \quad C = 47nF, \quad C_o = 100\mu F, \quad R = 22\Omega$$

$$I_{ref} = 1.2A, \quad v_{oref} = 10 \cdot \sin(2\pi 50t) V$$

En la Fig.6.15 se observa claramente los efectos que el modo de operación del convertidor produce sobre la corriente resonante y la tensión de salida del puente de interruptores. En modo de energización, los valores de pico de la corriente resonante crecen y la tensión pulsante v_e , que está en fase con la corriente resonante, difiere en amplitud de la tensión de la fuente de entrada en la caída de tensión que tiene lugar en los transistores del puente que se encuentran en estado de conducción. Por otra parte, los valores de pico de la corriente resonante decrecen en modo de regeneración, y además, la amplitud de la tensión v_e , ahora en contrafase con la corriente resonante, resulta de la superposición de la tensión de la fuente de entrada y la caída de tensión de los diodos del puente que operan en conducción directa.

La Fig.6.16 muestra como los cambios en la variable de control u_1 se producen en los pasos por cero de la corriente resonante, lo que garantiza conmutación a corriente nula en los interruptores del puente de entrada.

En la Fig.6.17 se observa la evolución de la corriente de salida del rectificador bidireccional en función del estado de la variable de control u_2 . Cuando la variable u_2 se encuentra a nivel alto, el rectificador entrega a la carga la corriente resonante rectificada, mientras que si la variable u_2 está a nivel bajo, la corriente negativa suministrada a la carga se corresponde a la corriente resonante rectificada con signo negativo. Asimismo, obsérvese como los cambios en la variable de control u_2 se producen en los pasos por cero de la corriente, lo que dará lugar a conmutación a corriente nula también en los interruptores del rectificador bidireccional.

La Fig.6.18 muestra la evolución de la tensión de salida del ondulator y la corriente de salida del rectificador bidireccional. Obsérvese que el número de semiciclos de corriente

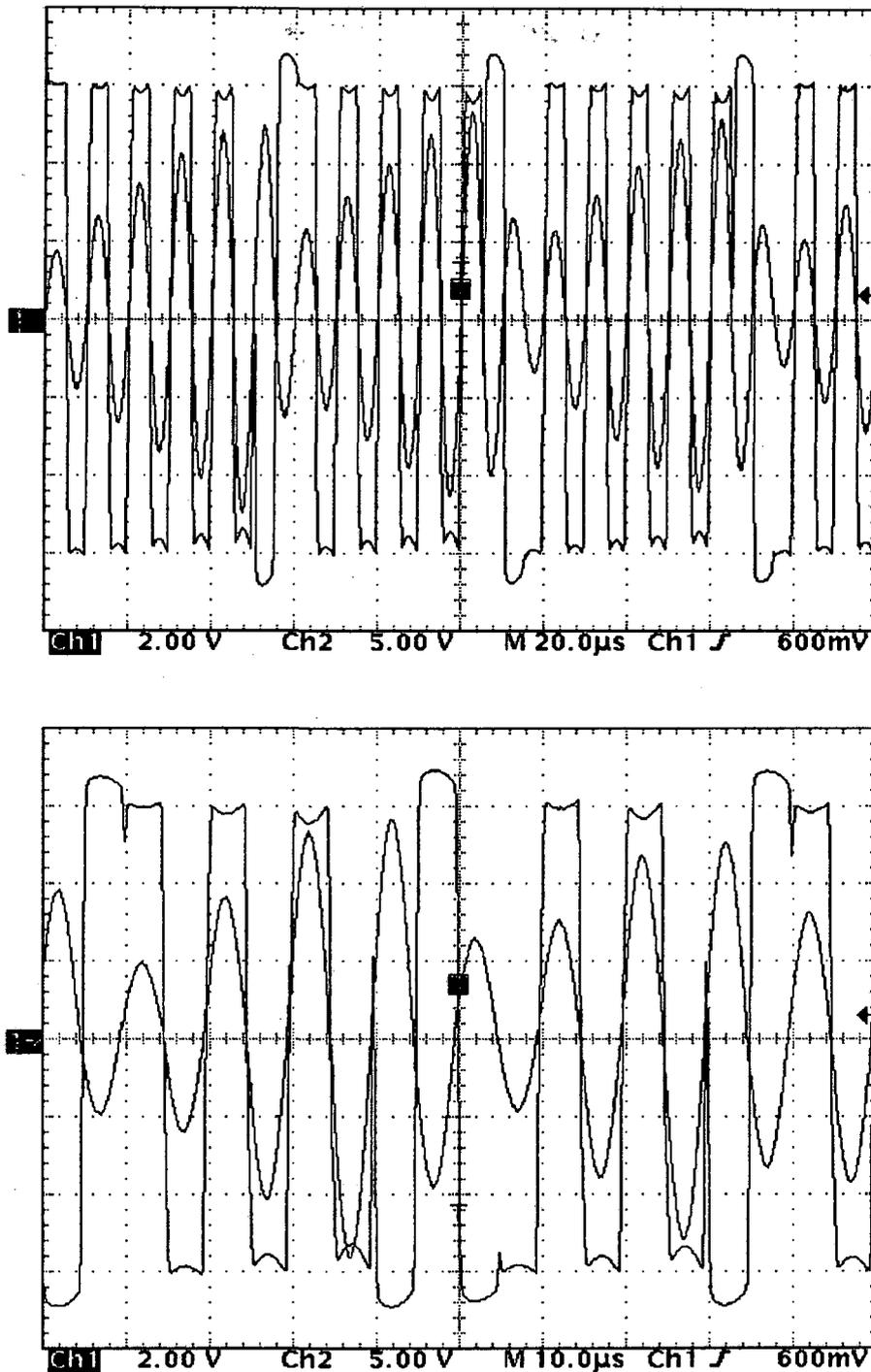


Fig.6.15. Tensión de salida del puente de interruptores v_e y corriente resonante i_L (1A/div)

negativa es superior al número de semiciclos de corriente positiva, lo que produce que el valor de la tensión de salida decrezca.

En la Fig.6.19 se observa el perfecto seguimiento que la tensión de salida de la etapa de potencia efectúa sobre la tensión de referencia, para dos escalas de tiempo diferentes.

Seguidamente se presentan un conjunto de medidas experimentales y de resultados de

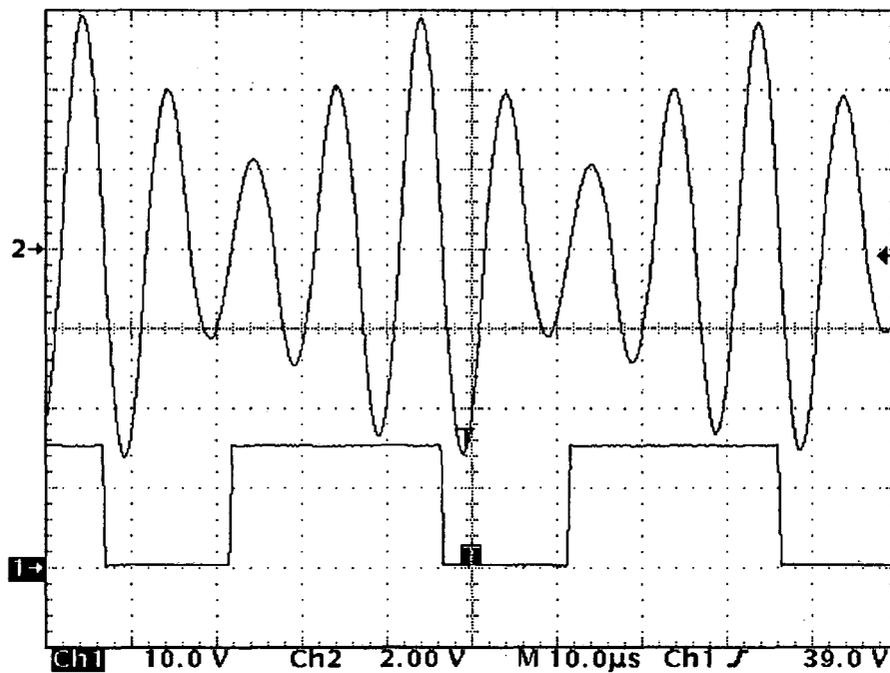
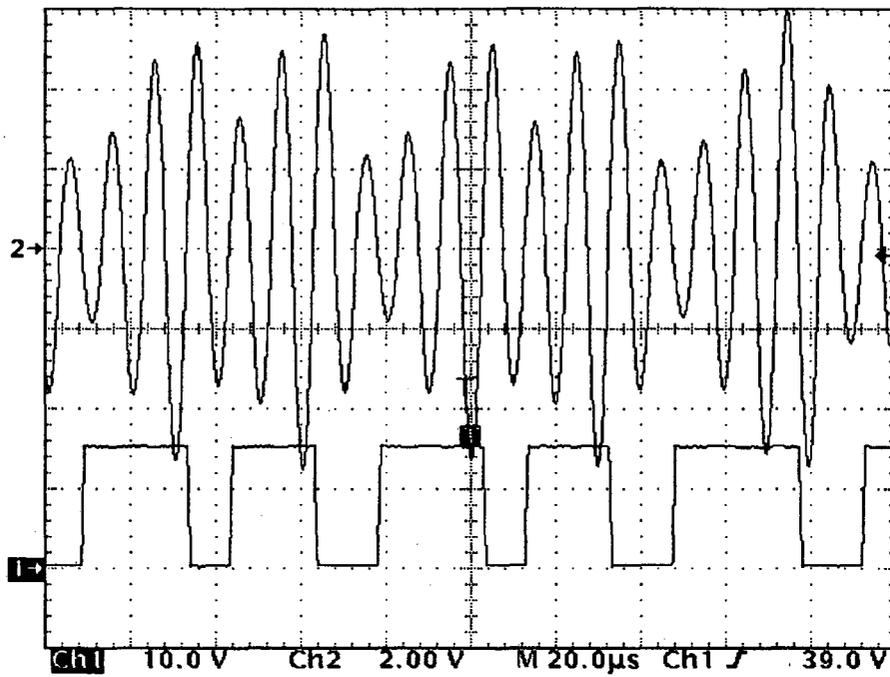


Fig.6.16. Variable de control u_1 y corriente resonante i_L (1A/div)

simulación que corroboran el excelente comportamiento del ondulator cuando alimenta a cargas de diferente naturaleza, incluso en situaciones en las que las cargas sufren variaciones bruscas de sus parámetros.

En primer lugar, la Fig.6.20 muestra la evolución de la tensión y la corriente de salida del ondulator cuando aparece una perturbación en la carga resistiva que puede expresarse como:

$$R = 11 \cdot [1 + u(t - 16.7\text{ms}) - u(t - 20.5\text{ms})] \Omega \quad (6.12)$$

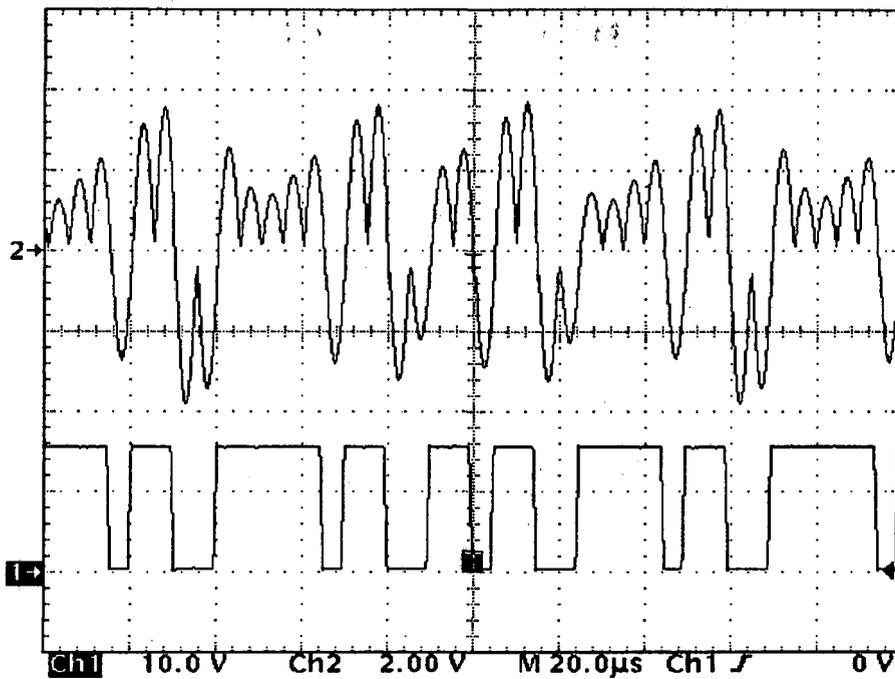


Fig.6.17. Variable de control u_2 y corriente de salida del rectificador bidireccional i_{OR} (2A/div)

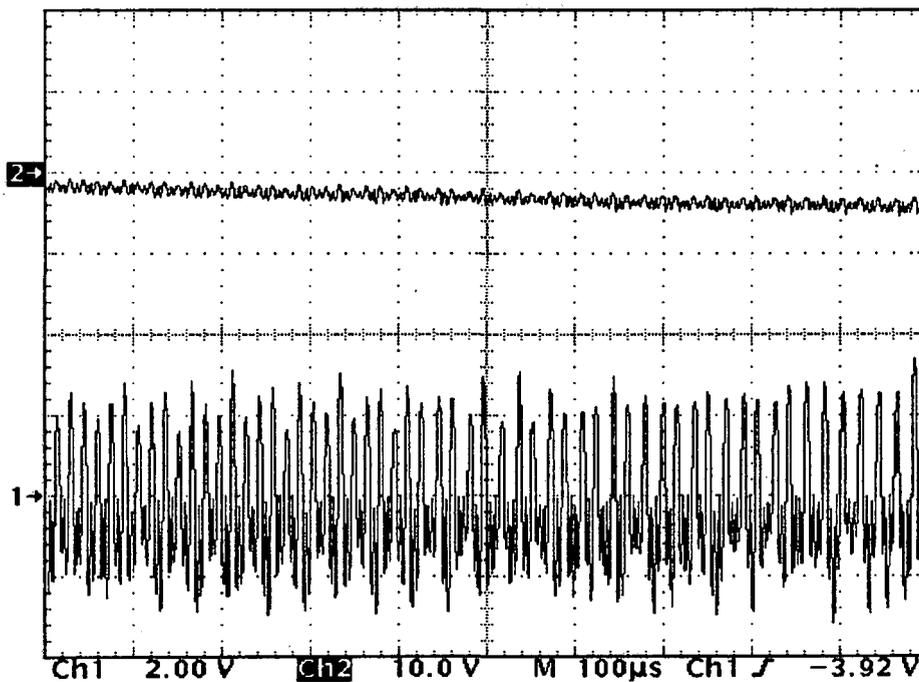


Fig.6.18. Tensión de salida y corriente i_{OR} (2A/div)

En la Fig.6.21 se observa la tensión y la corriente que el ondulator suministra a una carga inductiva (véase Fig.5.3b), con los siguientes parámetros:

$$L_f = 3\text{mH} \quad R = 11 \cdot [1 + u(t - 25.5\text{ms})] \Omega \quad (6.13)$$

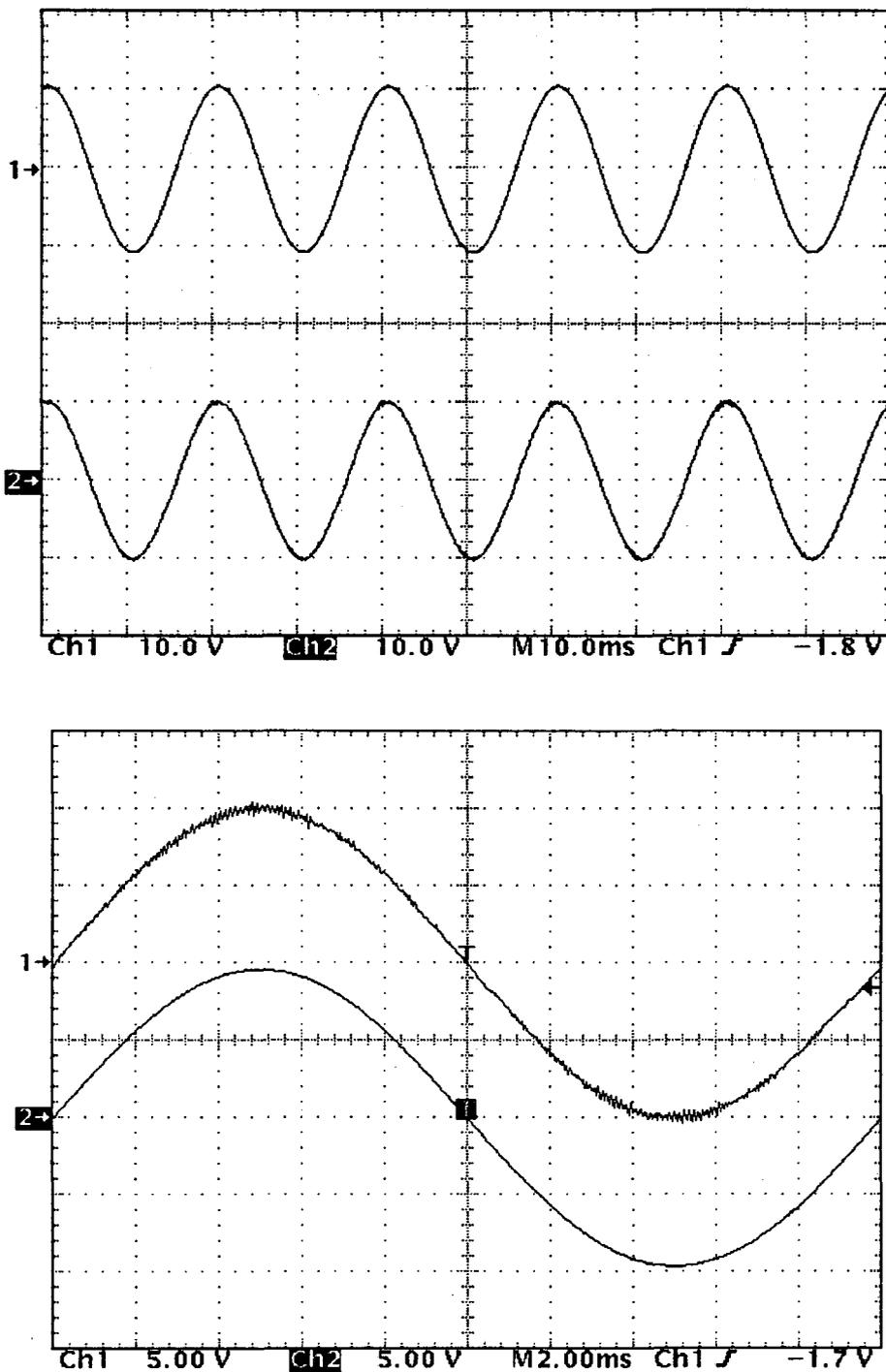
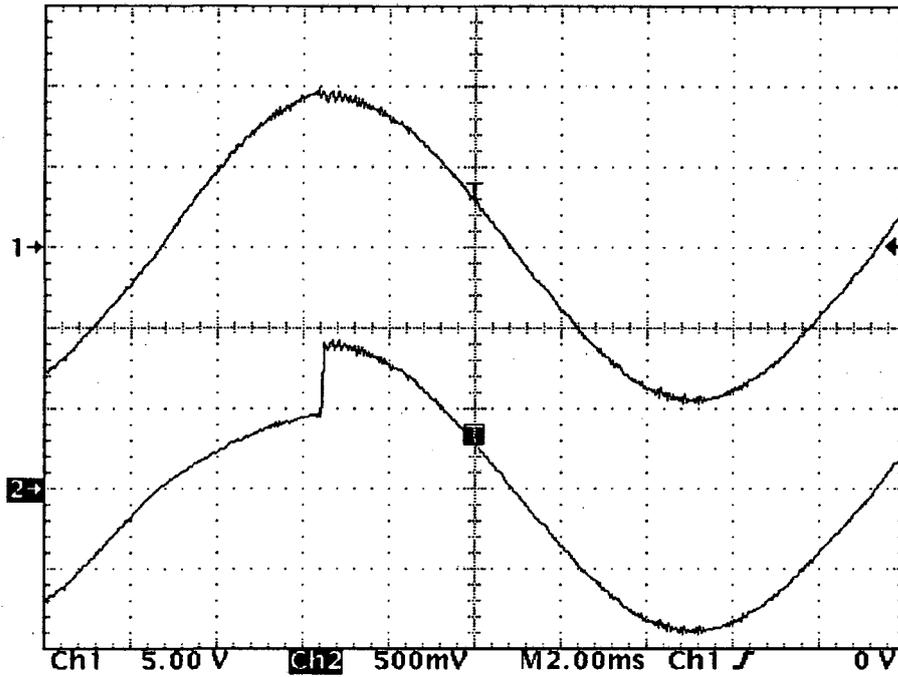


Fig.6.19. Tensión de salida y tensión de referencia

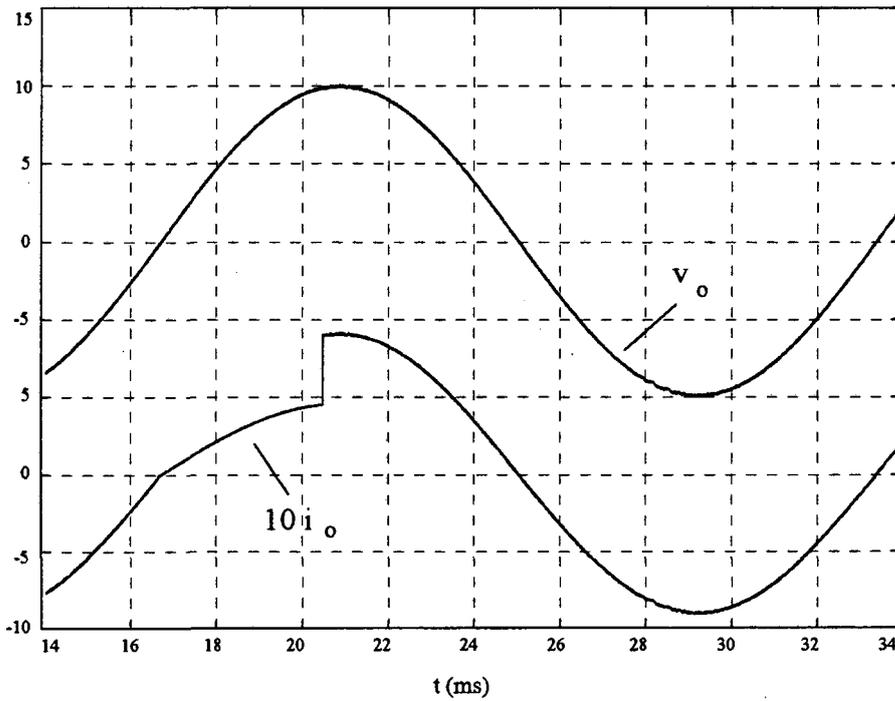
Finalmente, la Fig.6.22 muestra la tensión y la corriente que el ondulator entrega a una carga electrónica (véase Fig.5.3c), con los siguientes parámetros:

$$L_f = 3\text{mH} \quad C_f = 470\mu\text{F} \quad R = 22 \cdot [1 - 0.5 \cdot u(t - 25\text{ms}) + 0.5 \cdot u(t - 45\text{ms})] \Omega \quad (6.14)$$

Para que la tensión de salida realice un seguimiento correcto de la tensión de senoidal de referencia en este último caso, la corriente de referencia ha tenido que ser aumentada hasta $I_{\text{ref}} = 2.5\text{A}$.

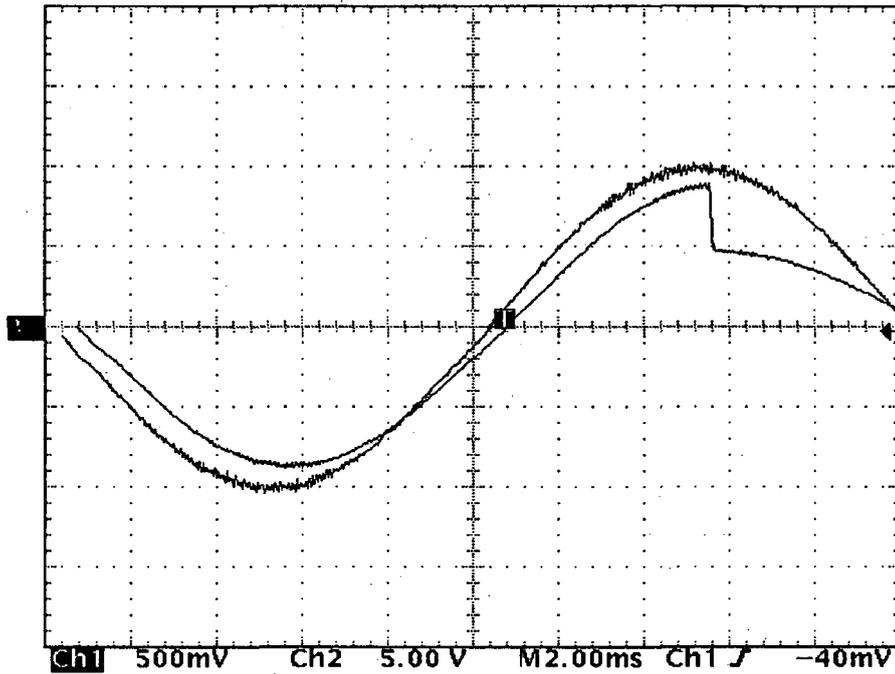


a)

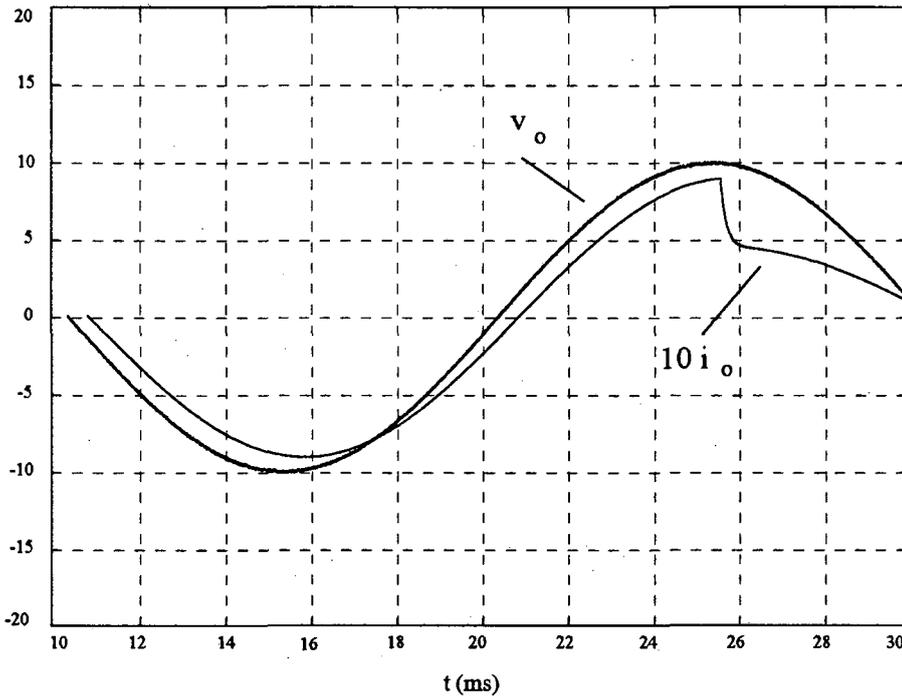


b)

Fig.6.20. Carga resistiva: a) Evolución de la tensión y la corriente de salida (0.5A/div) frente a perturbaciones en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

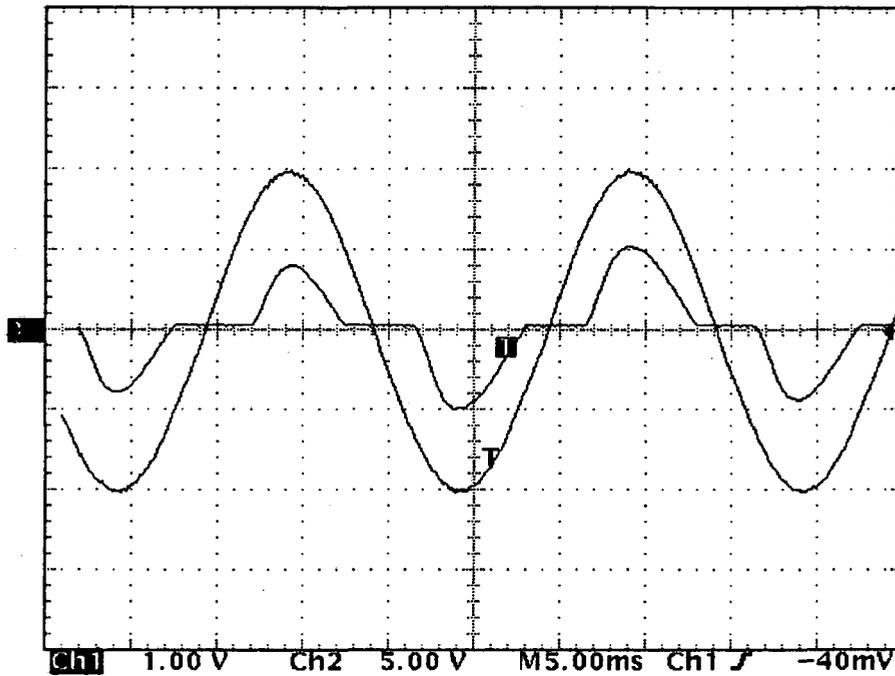


a)

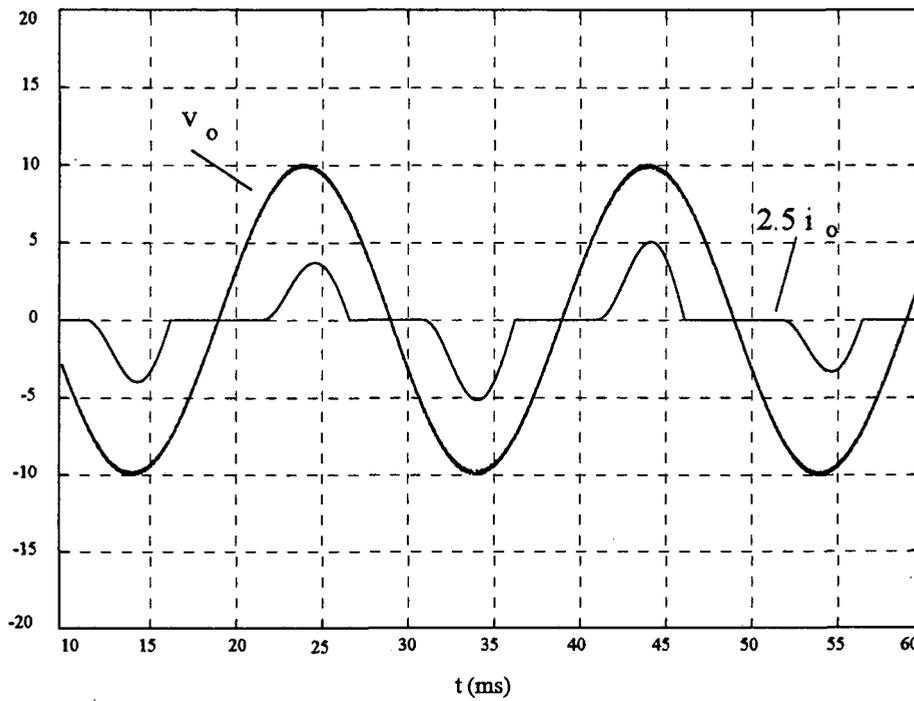


b)

Fig.6.21. Carga inductiva: a) Evolución de la tensión y la corriente de salida (0.5A/div) frente a perturbaciones en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink



a)



b)

Fig.6.22. Carga electrónica: a) Evolución de la tensión y la corriente de salida (2A/div) frente a perturbaciones en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

La contrastación de los resultados mostrados en las figuras 6.20, 6.21 y 6.22 pone de manifiesto la gran correlación entre las formas de onda obtenidas experimentalmente y mediante simulación.

6.4.4. PRESTACIONES DEL PROTOTIPO

La característica fundamental del ondulator QSRC con dos acciones de control es su capacidad de suministrar una tensión senoidal de potencia de altas prestaciones a cargas de diferente naturaleza. Como ha quedado suficientemente ilustrado en el subapartado anterior, la tensión de salida del prototipo realiza un seguimiento perfecto de la tensión senoidal de referencia, presenta un nivel de rizado prácticamente despreciable y es insensible a un amplio margen de perturbaciones de gran señal.

Otras características relevantes del prototipo son la respuesta frecuencial y el rendimiento. La respuesta frecuencial depende básicamente del nivel de corriente de referencia, el filtro de salida y la carga. De hecho, si la frecuencia de la tensión senoidal de referencia aumenta puede ser necesario disminuir el valor del condensador de filtrado o aumentar el nivel de la corriente de referencia para conseguir una tensión de salida adecuada. No obstante, el rizado de la tensión de salida aumenta al disminuir la capacidad del condensador de filtrado, y un incremento de la corriente de referencia provoca un aumento de la potencia de entrada manteniendo la misma potencia de salida, y en consecuencia, el rendimiento del equipo se deteriora. Por lo tanto, existe un compromiso de diseño entre la frecuencia y el rizado de la tensión de salida y el rendimiento del sistema.

Tomando como criterio de diseño básico la optimización del rendimiento del prototipo, se han realizado unos ensayos utilizando los siguientes parámetros de base:

$$E = 15V, \quad L = 56\mu H, \quad C = 47nF, \quad C_o = 100\mu F, \quad R = 10\Omega$$

$$I_{ref} = 0.8A, \quad v_{oref} = 10 \cdot \sin(2\pi 50t) \text{ V}$$

Bajo estas condiciones de trabajo, el seguimiento de la tensión de referencia es aceptable en un rango de frecuencias comprendido entre 0 y 200Hz, y el rendimiento del prototipo es aproximadamente del 67%:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{oef}^2 / R}{E \cdot I_{in}} = \frac{10^2 / 2 \cdot 10}{15 \cdot 0.5} = 0.66 \quad (6.15)$$

6.5. TRANSFORMADOR BUCK QSRC

6.5.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado se presentan algunos resultados de los ensayos efectuados sobre un prototipo de un transformador QSRC reductor de tensión. Con el análisis de estos resultados se pretenden validar los estudios teóricos realizados sobre este sistema electrónico en el apartado 5.5 y deducir las prestaciones más relevantes del prototipo.

6.5.2. ESQUEMA DEL TRANSFORMADOR

La Fig.6.23 muestra una representación de la etapa de potencia del transformador y un diagrama de bloques del subsistema de control. Asimismo, el esquema electrónico completo del transformador puede ser observado en el anexo A.4 [94].

El lazo de control del prototipo se basa en el controlador en modo de deslizamiento diseñado en el apartado 5.5, el cual se reescribe a continuación por comodidad:

$$S = k_p \cdot (v_{oref} - \bar{v}_o) + k_i \cdot \int (v_{oref} - \bar{v}_o) dt + k_d \cdot \frac{d}{dt} (v_{oref} - \bar{v}_o) \quad (6.16a)$$

$$v_{oref} = k \cdot v_i = V_{oref} \cdot \sin \omega t \quad u = \begin{cases} 1, & S \cdot \text{sgn}(v_{oref}) > 0 \\ 0, & S \cdot \text{sgn}(v_{oref}) < 0 \end{cases} \quad (6.16b)$$

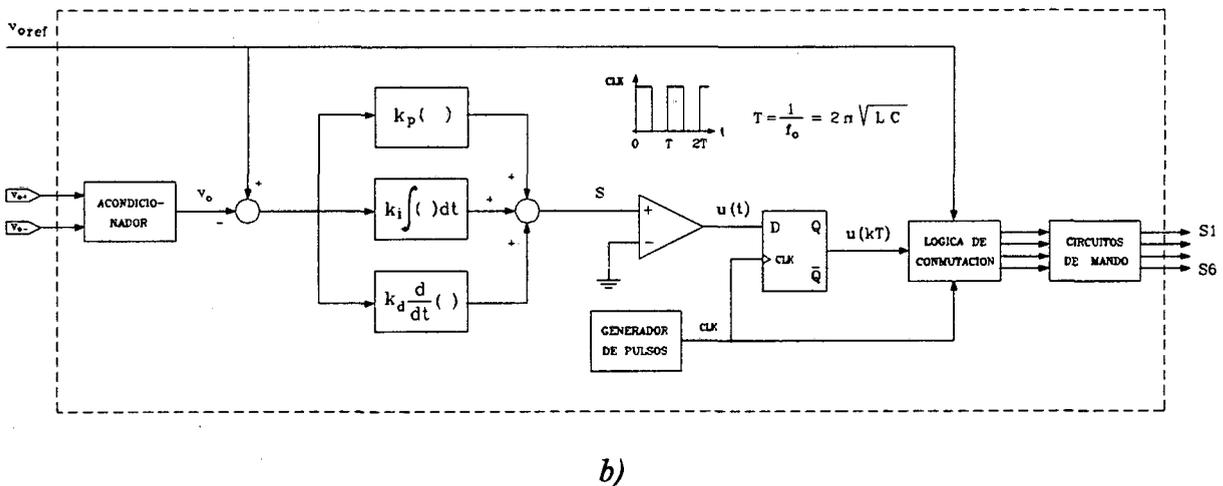
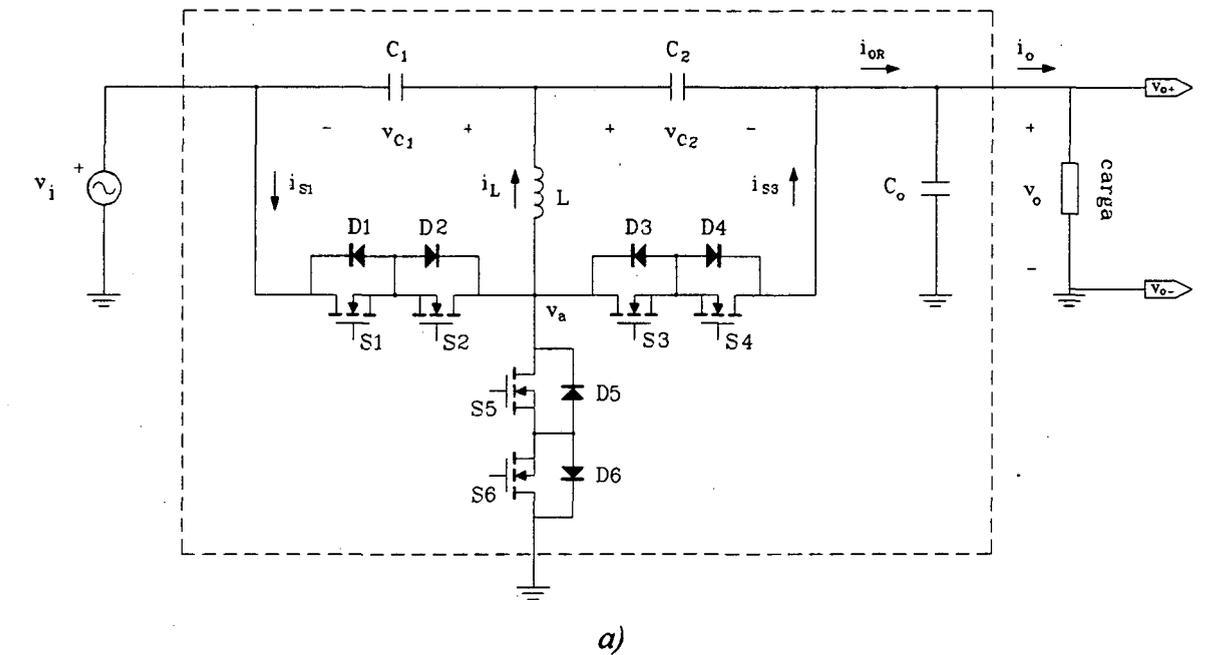


Fig.6.23. Transformador Buck QSRC: a) etapa de potencia, b) diagrama de bloques del subsistema de control

Una característica fundamental del subsistema de control es la necesidad de sensar una única variable de estado para la generación de la superficie de deslizamiento: la tensión de salida del transformador. Este hecho simplifica de forma considerable la circuitería de sensado y procesado del estado del sistema, que consta básicamente de un amplificador de instrumentación y un filtro pasa-bajos de primer orden (véase anexo A.4).

La necesidad de filtrar el rizado de alta frecuencia de la tensión de salida se debe a la presencia de un término diferencial en la superficie de deslizamiento. La no utilización de este subcircuito provoca la aparición de un severo rizado en la dinámica de la superficie, que genera una inadecuada secuencia de modos de operación del transformador, ya que los cambios en la variable de control pueden producirse únicamente en unos instantes de tiempo discretos, que coinciden aproximadamente con los pasos por cero de la corriente resonante.

Por otra parte, la dependencia de la ley de control (6.16b) con la polaridad de la tensión de referencia obliga a que la asignación de los valores de la variable de control u se realice en dos pasos. En primer lugar, se determina el signo de la superficie de deslizamiento mediante un simple comparador, y posteriormente, un circuito de lógica combinatorial se encarga de efectuar la asignación tomando como entradas el signo de la tensión de referencia y la salida de la báscula D (véase anexo A.4).

Como en el resto de controladores, la báscula D y el bloque denominado GENERADOR DE PULSOS son utilizados para generar unas señales de activación de los interruptores que estén en fase con la corriente resonante, lo que permitirá la conmutación a corriente cero en todos los dispositivos de potencia.

Los información completa y detallada del diseño y la realización del prototipo del transformador pueden encontrarse en la referencia [94].

6.5.3. FORMAS DE ONDA DEL TRANSFORMADOR

Los resultados de los ensayos que se muestran en el presente subapartado han sido efectuados sobre un prototipo con los siguientes parámetros de base:

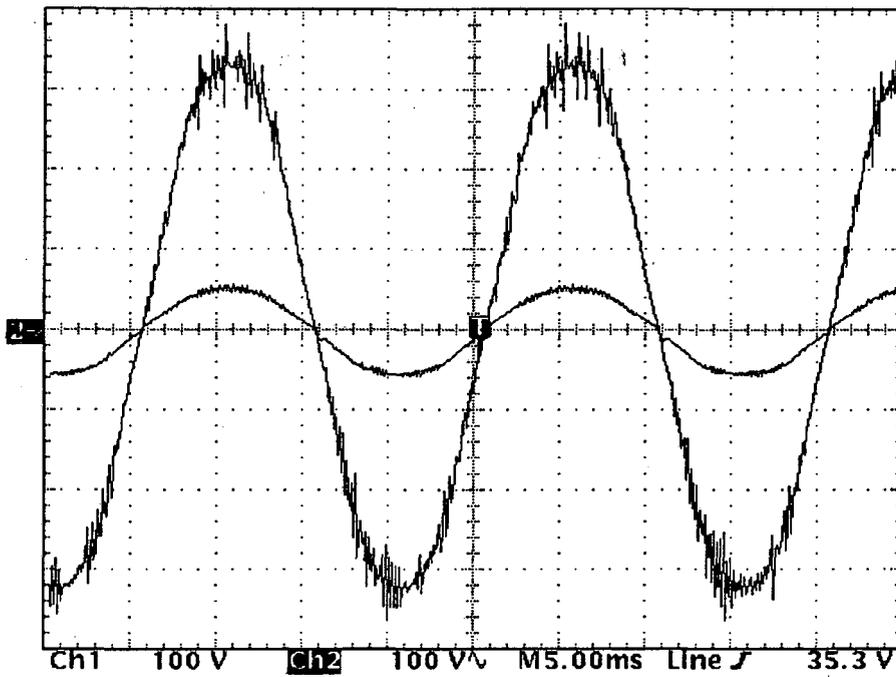
$$v_i = 311 \cdot \sin(2\pi 50t) \text{ V}, \quad L = 51 \mu\text{H}, \quad C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}, \quad C_o = 4.4 \mu\text{F}, \quad R = 220 \Omega$$

$$k_p = 0.02, \quad k_i = 100, \quad k_d = 4.4 \cdot 10^{-6}, \quad v_{\text{oref}} = V_{\text{oref}} \cdot \sin(2\pi 50t) \text{ V}, \quad 30 \text{ V} < V_{\text{oref}} < 200 \text{ V}$$

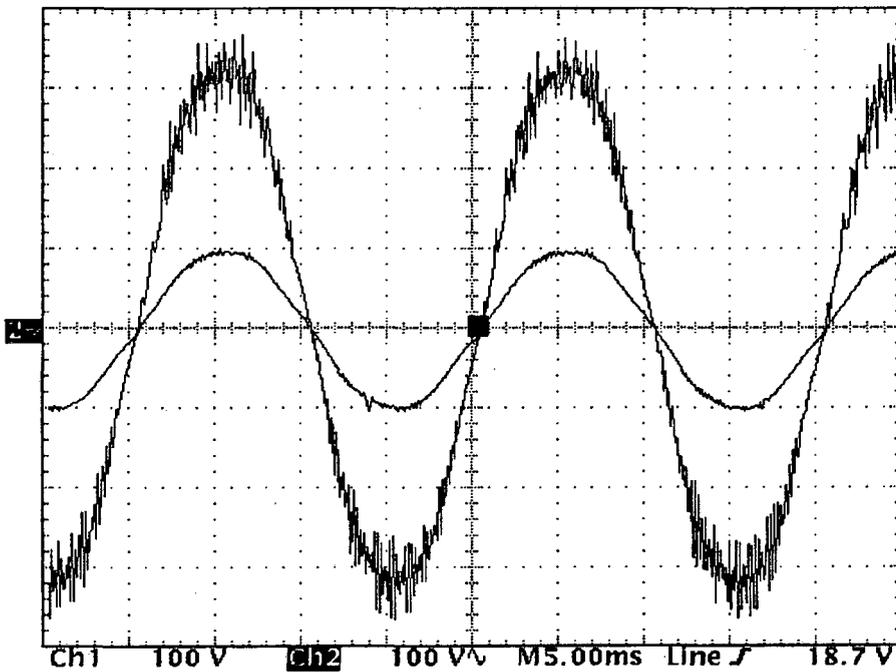
Las figuras 6.24 y 6.25 muestran la evolución de la tensión de salida para diversos valores de la tensión de referencia. Como puede observarse en estas figuras, la utilización del controlador en modo de deslizamiento expresado en (6.16) garantiza una relación de transformación variable y asegura que el ruido presente en la tensión de entrada no aparezca en la salida del transformador.

En las figuras 6.26 y 6.27 se observa claramente la modulación de amplitud que experimenta la corriente resonante y la dinámica de la tensión de salida en función del modo de operación seleccionado ($u=1$, modo de energización; $u=0$, modo de desenergización). Por otra parte, la Fig.6.28 muestra conjuntamente la evolución de la tensión de salida y la corriente resonante durante varios periodos de la tensión de entrada.

En la Fig.6.29 se observa el perfecto seguimiento que la tensión de salida de la etapa de potencia efectúa sobre la tensión de referencia, para dos escalas de tiempo diferentes.



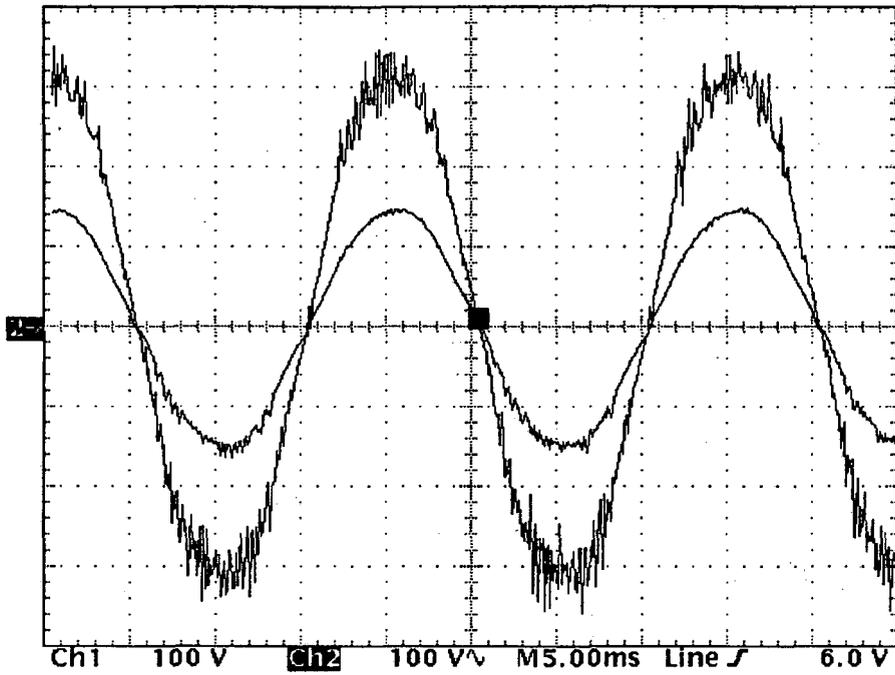
a)



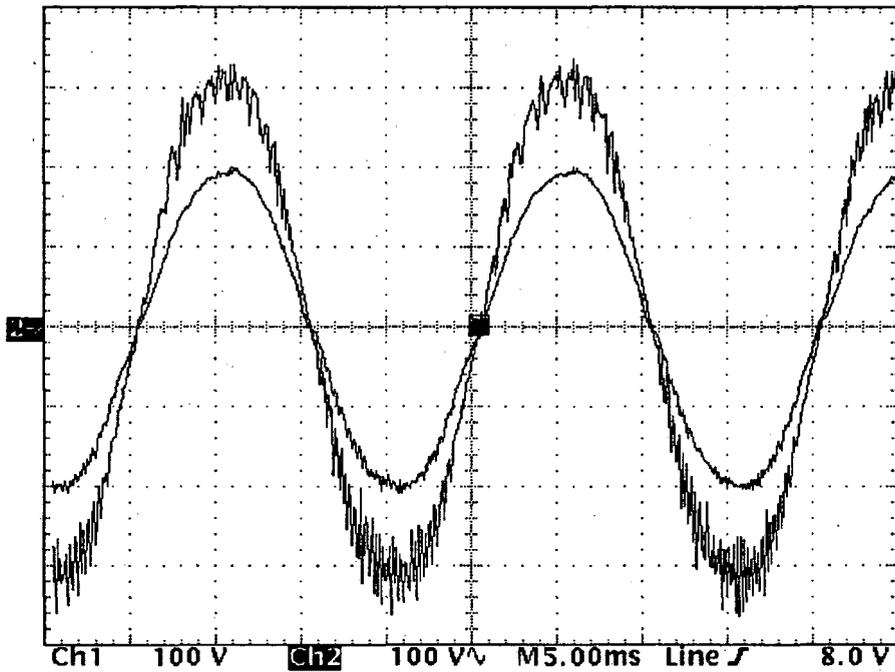
b)

Fig.6.24. Tensión de entrada v_1 y tensión de salida v_0 : a) $v_{\text{oref}} = 50 \cdot \sin(2\pi 50t)$ V,
 b) $v_{\text{oref}} = 100 \cdot \sin(2\pi 50t)$ V

A continuación se presentan un conjunto de medidas experimentales y de resultados de simulación que ponen de manifiesto el comportamiento del transformador en situaciones en las que se alimenta a cargas de diferente naturaleza: carga resistiva, carga inductiva y carga electrónica (un rectificador de onda completa seguido de un filtro pasa-bajos de segundo



a)



b)

Fig.6.25. Tensión de entrada v_i y tensión de salida v_o : a) $v_{\text{oref}} = 150 \cdot \sin(2\pi 50t)$ V,
 b) $v_{\text{oref}} = 200 \cdot \sin(2\pi 50t)$ V

orden).

En primer lugar, la Fig.6.30 muestra la evolución de la tensión y la corriente de salida cuando se alimenta a una carga resistiva que va alternando su valor entre $R = 86\Omega$ y $R = 46\Omega$

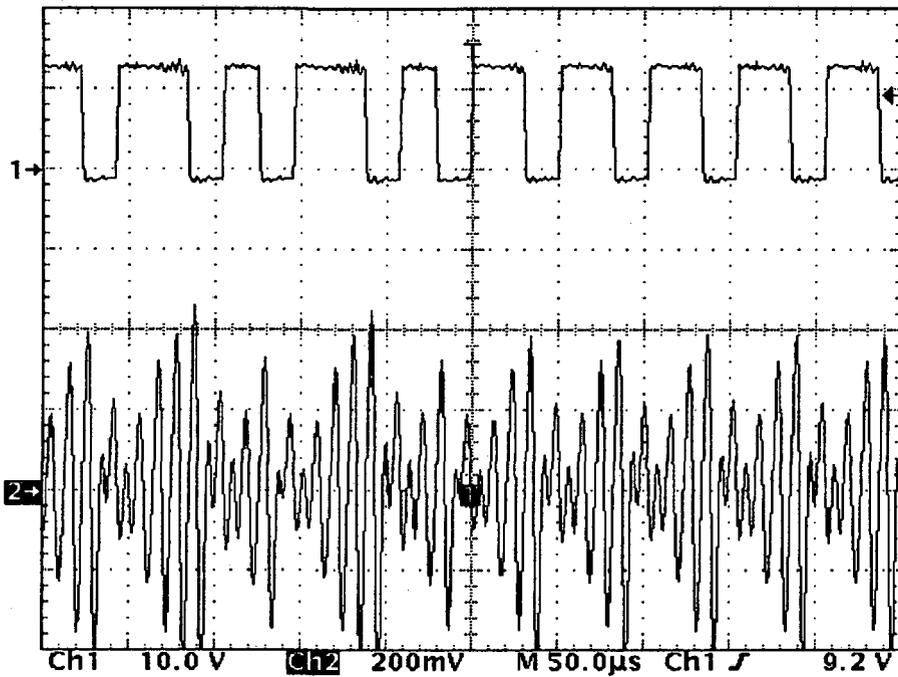


Fig.6.26. Variable de control u y corriente resonante i_L (2A/div)

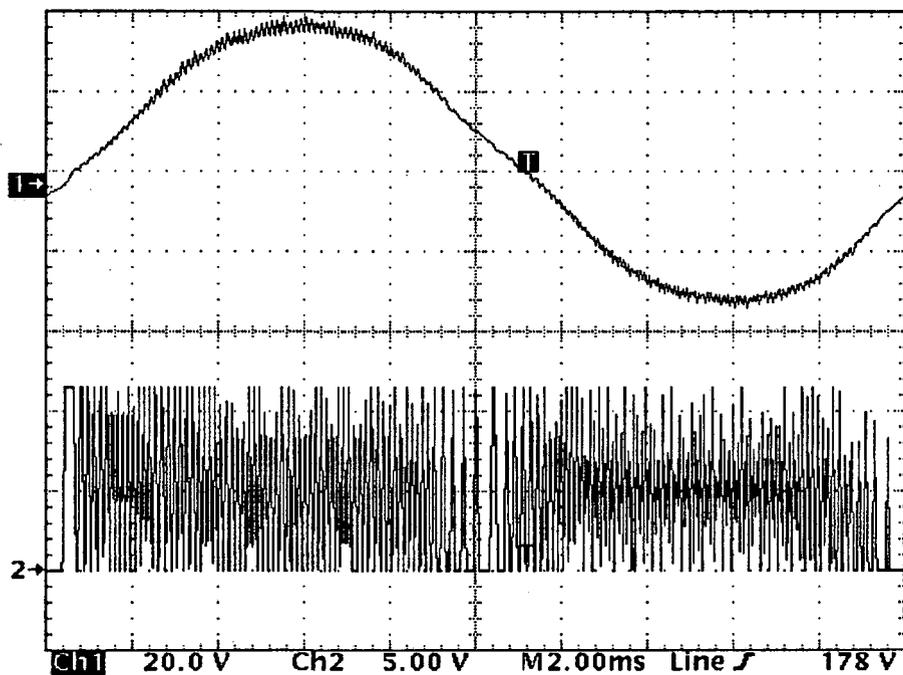


Fig.6.27. Tensión de salida v_o y variable de control u

cada 10ms. Como puede observarse, la tensión de salida es prácticamente insensible a esta variación de carga. Este hecho se debe básicamente a que la dinámica de la tensión de salida en régimen deslizante ideal es independiente del valor de la carga (véase apartado 5.5.4).

En la Fig.6.31 se observa la tensión y la corriente que el transformador suministra a una carga inductiva (véase Fig.5.3b), con los siguientes parámetros: $L_f = 33\text{mH}$ y $R = 220\Omega$.

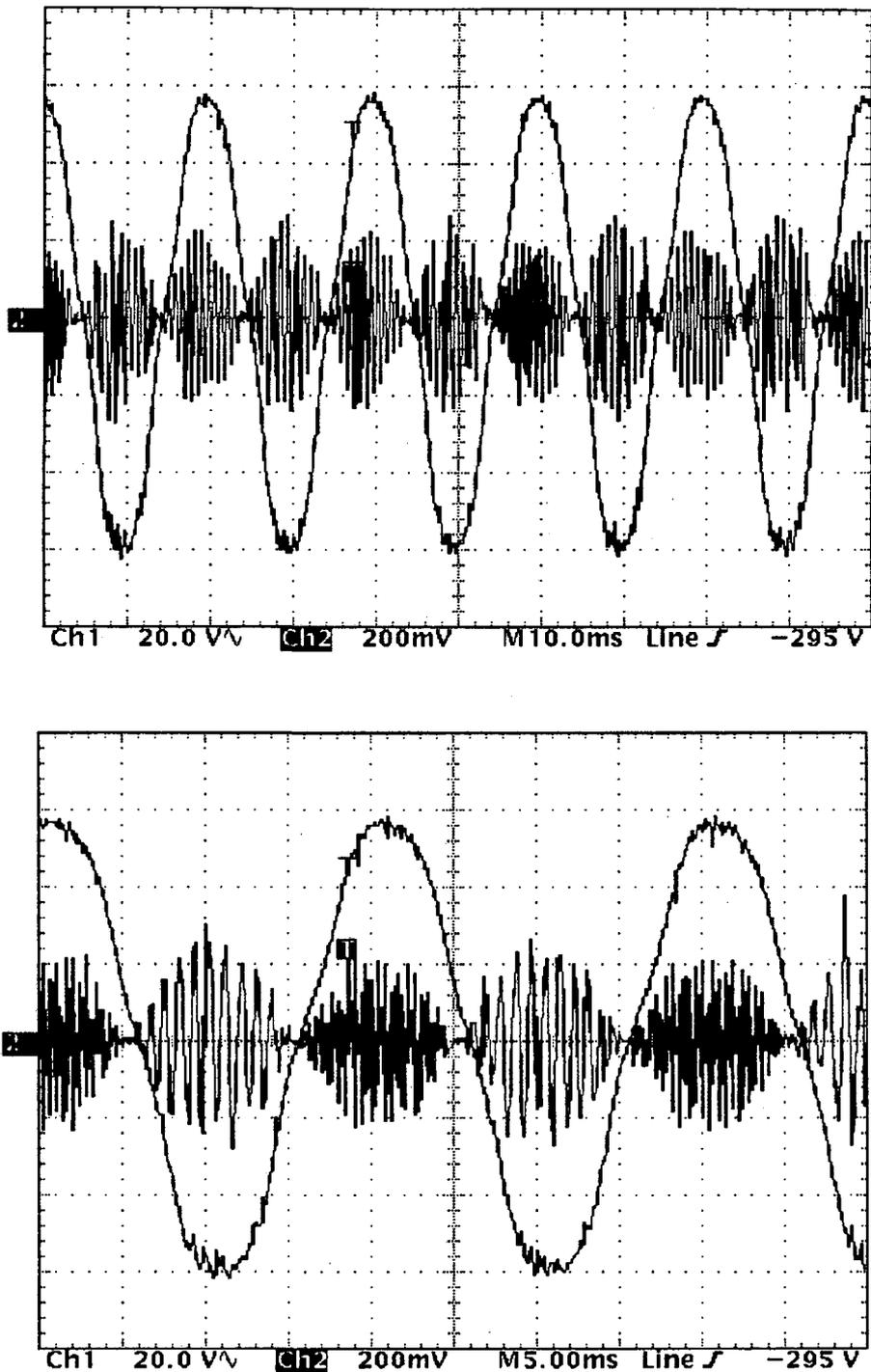


Fig.6.28. Tensión de salida v_o y corriente resonante i_L (2A/div) con $R=86 \Omega$

La Fig.6.32 muestra la tensión y la corriente que el transformador entrega a una carga electrónica (véase Fig.5.3c), con los siguientes parámetros: $L_f = 4.5\text{mH}$, $C_f = 300\mu\text{F}$ y $R = 600\Omega$.

Para que la tensión de salida realice un seguimiento correcto de la tensión senoidal de referencia en este último caso, el término proporcional de la superficie de deslizamiento ha

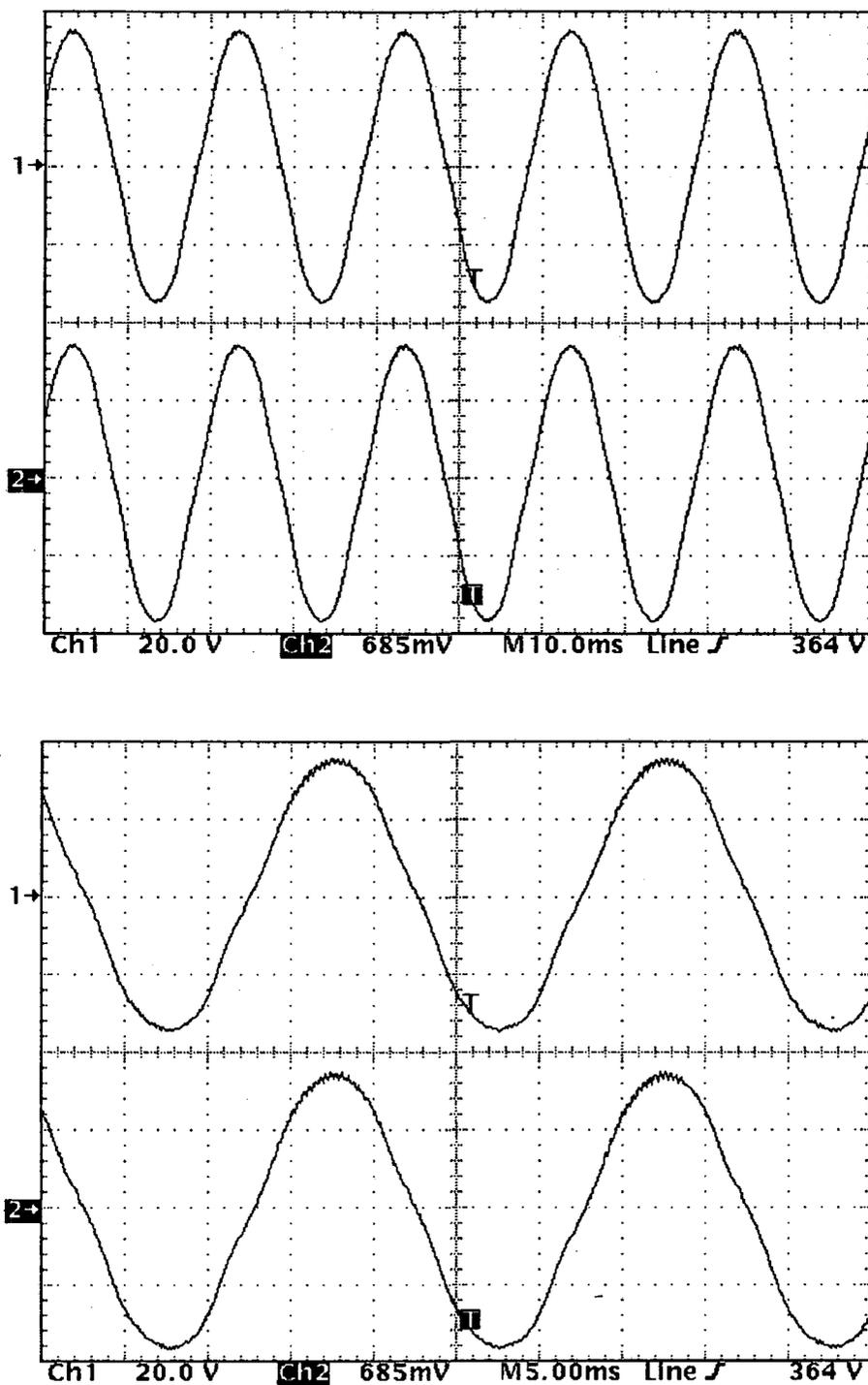
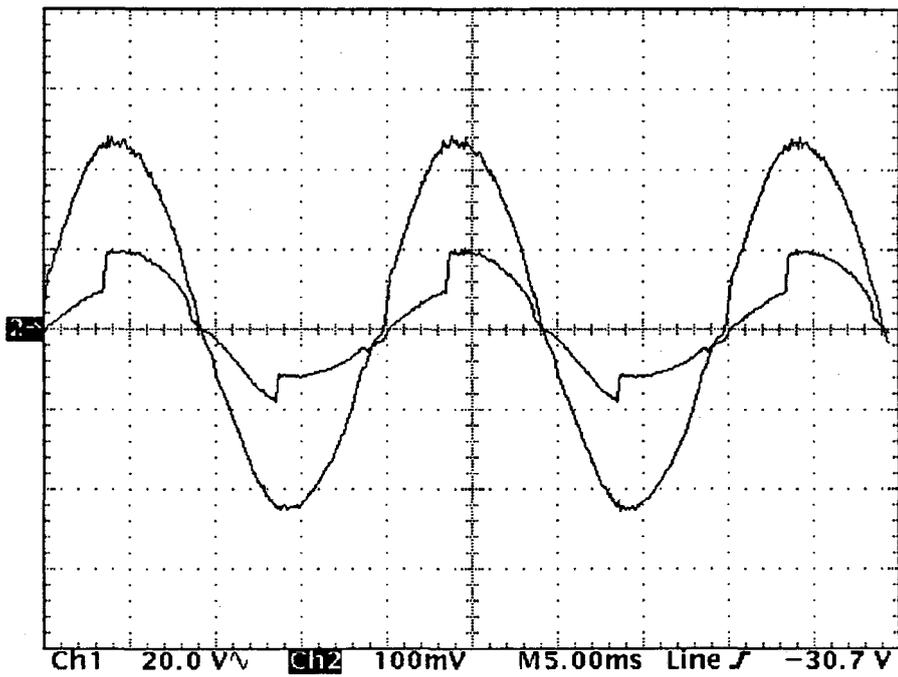


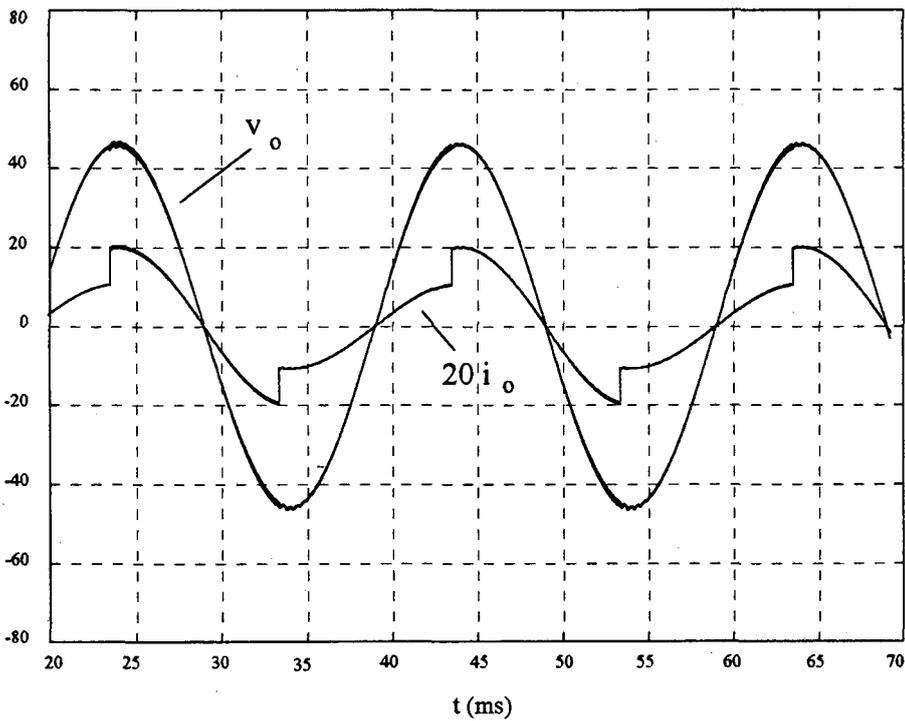
Fig.6.29. Tensión de salida v_o y tensión de referencia v_{oref}

tenido que ser incrementado hasta $k_p = 0.05$, lo que ha permitido adecuar la velocidad del controlador a las necesidades del sistema.

Finalmente, es necesario destacar la buena correlación que presentan los resultados experimentales y de simulación mostrados en las figuras 6.30, 6.31 y 6.32.

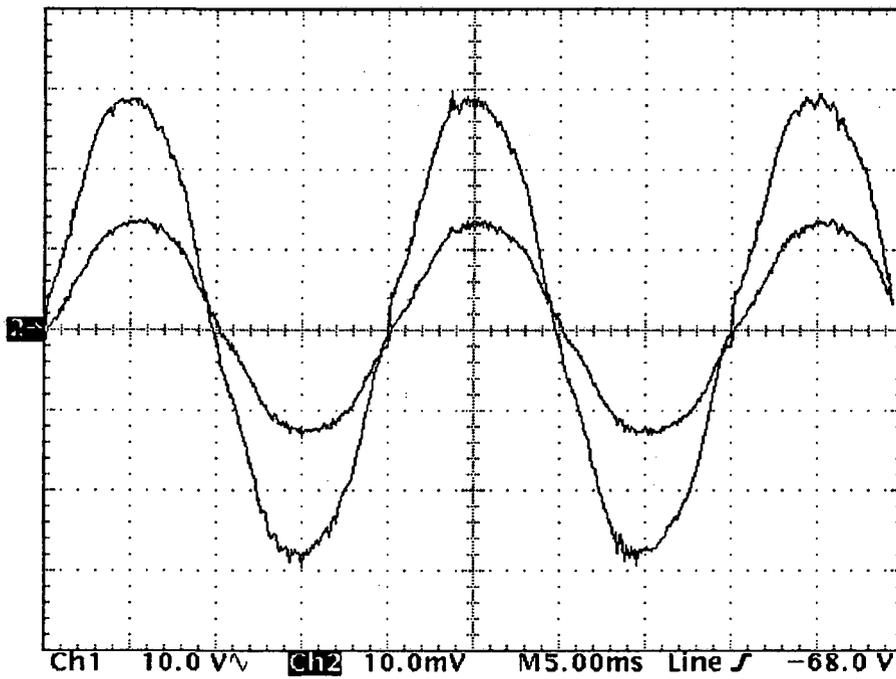


a)

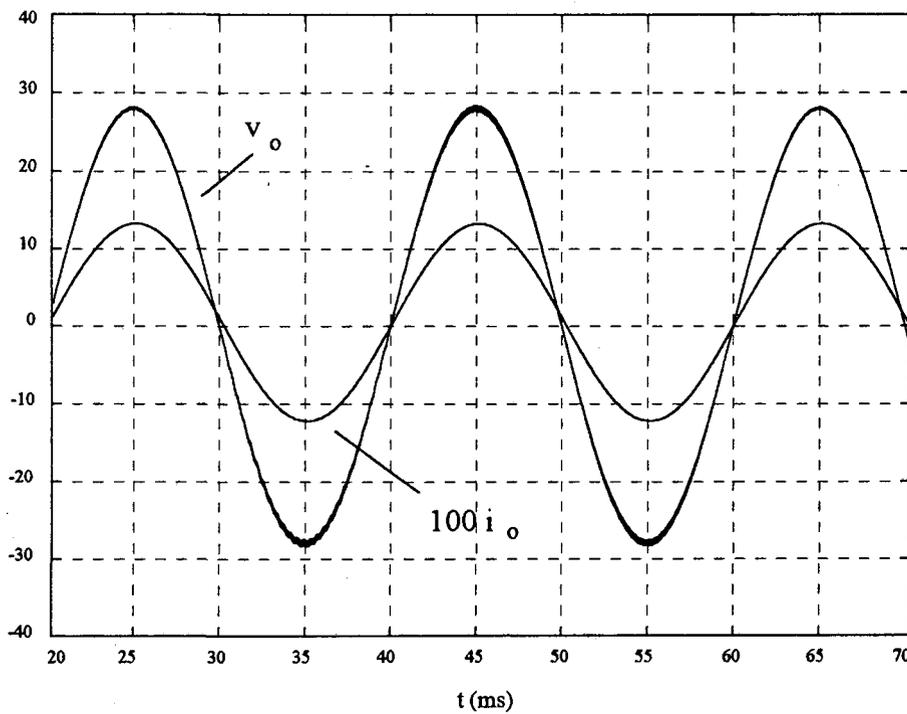


b)

Fig.6.30. Carga resistiva: a) Evolución de la tensión y la corriente de salida (1A/div) frente a perturbaciones en la carga, b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

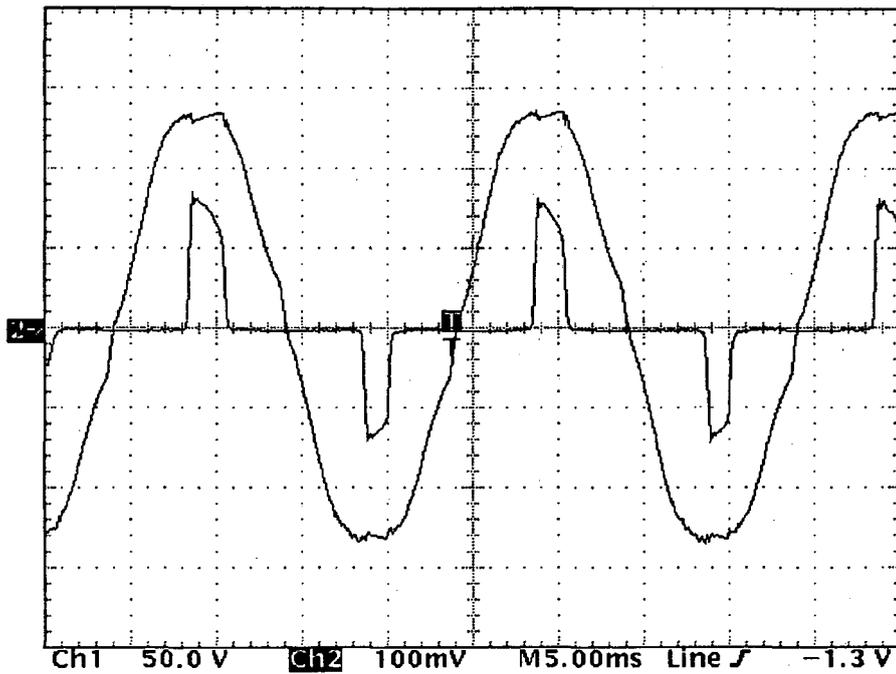


a)

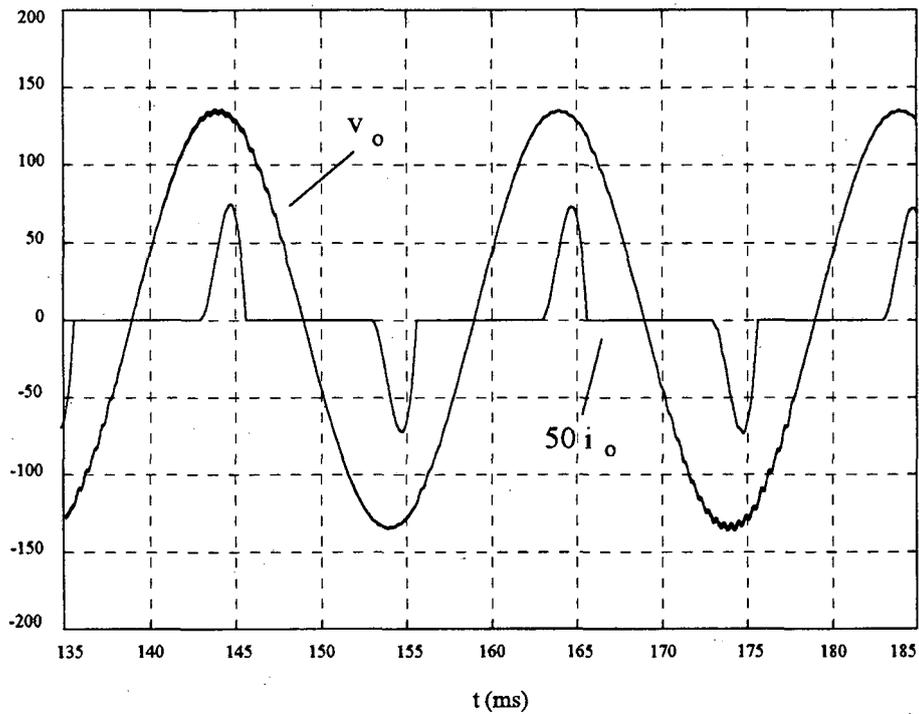


b)

Fig. 6.31. Carga inductiva: a) Tensión y corriente de salida (100mA/div),
b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink



a)



b)

Fig.6.32. Carga electrónica: a) Tensión y corriente de salida (1A/div),
b) resultado obtenido mediante MATLAB-Simulink

6.5.4. PRESTACIONES DEL PROTOTIPO

La Tabla 6.3 muestra diversas medidas efectuadas modificando las condiciones de trabajo del transformador *Buck* QSRC. Con ayuda de estos resultados se obtiene el rendimiento del prototipo en un amplio margen de resistencias de carga:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_{opico}^2 / 2 \cdot R_{carga}}{v_{ipico} \cdot i_{ipico} / 2} \quad (6.17)$$

Por otra parte, en la Fig.6.33 se representa el rendimiento del transformador en función de la potencia media de salida P_{out} .

v_{ipico} (V)	i_{ipico} (A)	v_{opico} (V)	R_{carga} (Ω)	η (%)
310	0.22	150	400	82.5
310	0.35	150	233	89.0
310	0.45	150	180	89.6
300	0.8	150	100	93.7
300	1.3	150	68	84.8

Tabla.6.3. Rendimiento del transformador

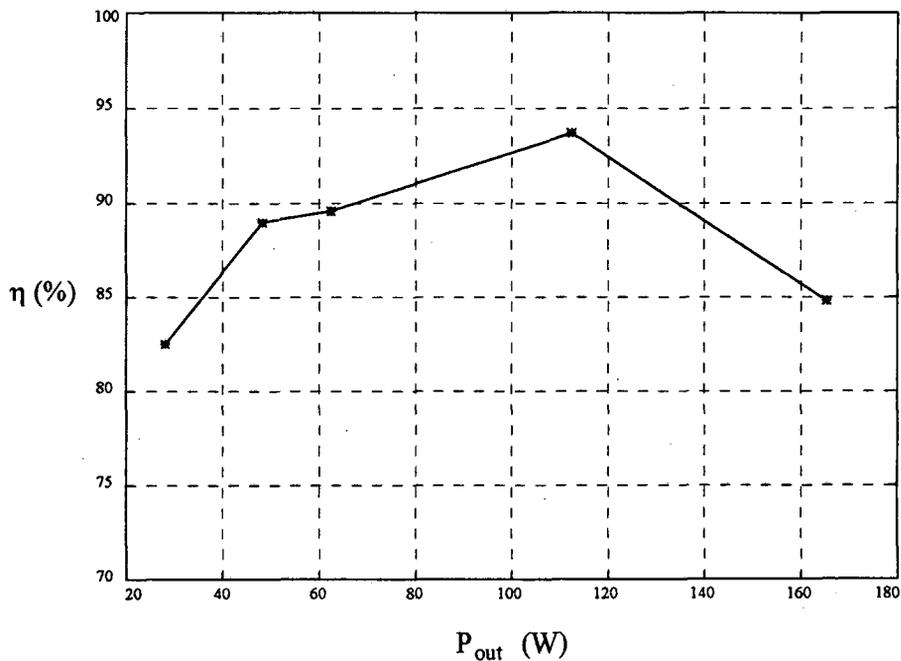


Fig.6.33. Rendimiento del prototipo en función de la potencia media de salida

6.6. CONCLUSIONES

Este capítulo se ha dedicado a la presentación de los resultados obtenidos en los ensayos efectuados en el laboratorio sobre varios prototipos básicos de convertidores resonantes *Quantum*. En concreto, se han desarrollado cuatro equipos suficientemente representativos del problema de estabilización de tensión y de seguimiento de señal, utilizando técnicas de control en modo de deslizamiento.

El análisis de los resultados experimentales y la contrastación con los resultados de simulación permiten realizar una serie de conclusiones, que se enumeran a continuación:

- 1) La conmutación en todos los interruptores y diodos de potencia se produce en los instantes de paso por cero de la corriente resonante en los convertidores con circuito resonante serie y de la tensión resonante en los sistemas que disponen de un circuito resonante paralelo, lo que garantiza pérdidas de conmutación prácticamente nulas.
- 2) La operación de las etapas de potencia a frecuencia de resonancia provoca la aparición de formas de onda estrictamente senoidales en los tanques resonantes.
- 3) El mecanismo de transferencia energética asociado a los convertidores resonantes *Quantum* produce una modulación de amplitud en las variables de estado resonantes.
- 4) La tensión de salida presenta en todos los casos el comportamiento deseado, y se caracteriza por la inexistencia de error en régimen estacionario.
- 5) El carácter adaptativo de las superficies de deslizamiento utilizadas en los subsistemas de control facilita la adecuación del estado de los convertidores a las nuevas situaciones de trabajo.
- 6) Los prototipos basados en el convertidor QSRC con dos acciones de control son completamente insensibles a perturbaciones en la carga, siempre que los parámetros de sus controladores satisfagan las condiciones de diseño. En concreto, las variaciones de carga efectuadas en los ensayos de laboratorio han sido abruptas y de gran señal.
- 7) Las medidas efectuadas sobre los prototipos presentan una fuerte concordancia con los resultados obtenidos por simulación mediante MATLAB-Simulink. Este hecho, que resulta sorprendente debido a las diferentes condiciones de experimentación en el laboratorio y mediante simulación, confirma la gran robustez de los convertidores conmutados gobernados por medio de controladores en modo de deslizamiento.
- 8) Los reguladores desarrollados presentan una buena regulación de carga y de línea para un amplio margen de resistencias de carga y tensiones de alimentación.
- 9) El seguimiento de la tensión senoidal de referencia en el ondulator se realiza de forma aceptable en la banda de frecuencias comprendida entre 0 y 200Hz.
- 10) El ondulator y el transformador resonante suministran una tensión de salida senoidal de elevadas prestaciones a cargas de diferente naturaleza: resistivas, inductivas y electrónicas.
- 11) Los reguladores y el ondulator resonante presentan un rendimiento pobre, debido a que sus células de conversión manipulan un nivel de potencia bajo (entre 5 y 10W) en comparación con las pérdidas en los elementos reactivos y de conducción en los semiconductores y con la potencia absorbida por los subsistemas de control.

- 12) Por otra parte, en el transformador resonante se consigue un mayor rendimiento, debido básicamente al reducido número de interruptores y diodos de potencia necesarios para la conversión CA/CA y a los niveles de potencia con los que trabaja (hasta 165W).

Finalmente, es necesario destacar que el cuidadoso proceso de selección de superficies de conmutación llevado a cabo en los capítulos 4 y 5 ha simplificado la configuración de los subsistemas de control de forma considerable, utilizando el menor número de variables de estado necesarias para determinar el estado del sistema y permitiendo incluso la realización de los controladores mediante componentes electrónicos básicos y de coste reducido.