

# CONVERTIDORES RESONANTES, PROPIEDADES Y APLICACIONES PARA LA ALIMENTACIÓN DE CARGAS IRREGULARES

Christian Brañas, Rosario Casanueva, Francisco J. Azcondo, Salvador Bracho

Universidad de Cantabria

Departamento de Tecnología Electrónica, Ingeniería de Sistemas y Automática

Av. de los Castros s/n 39005 Santander, ESPAÑA

{branasc, casanuer, azcondof, brachos}@unican.es.

## RESUMEN

Los convertidores resonantes consiguen elevados rendimientos a frecuencias de conmutación elevadas. Además, presentan a determinadas frecuencias propiedades interesantes como fuente de tensión, fuente o sumidero de intensidad y fuente potencia para cargas muy variables. El análisis del convertidor permite identificar estos puntos de operación y, mediante el estudio de la sensibilidad respecto a los componentes del tanque resonante, la robustez de su comportamiento. Utilizando como punto de partida la obtención de la propiedad deseada se obtienen diseños de comportamiento estable sin realimentación, o diseños realimentados con muy poca variación en su punto de operación. Como ejemplo de aplicación se muestran dos casos prácticos: sobre balastos electrónicos para lámparas de alta intensidad de descarga y una fuente de alimentación para un sistema de electroerosión.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores resonantes constituyen un capítulo fundamental en la literatura sobre convertidores electrónicos de potencia. Las referencias [1] y [2] son clásicas y exponen con claridad el principio de funcionamiento y características en régimen permanente del convertidor LCC y de sus casos particulares, convertidores LC serie y paralelo. Un esquema de estos convertidores se muestra en la figura 1 en su versión clase D.

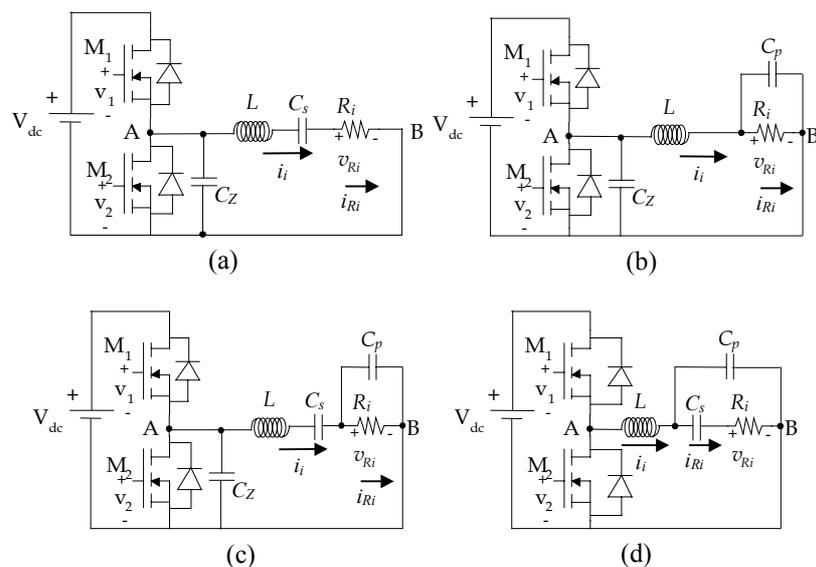


Figura 1. Convertidores resonantes clase D. (a) serie, (b) paralelo, (c) serie-paralelo, (d) paralelo-serie.

En su aplicación más habitual; conducción continua por encima de resonancia, se parte de una forma de onda cuadrada,  $v_{AB}$  según los circuitos de la figura 1, que se obtiene por conmutación de la tensión de alimentación  $V_{dc}$ . El tanque resonante, en cualquiera de sus versiones, selecciona el armónico fundamental. Si la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia de resonancia del circuito, el retraso del paso por cero de la intensidad respecto de la tensión conmutada garantiza que la conmutación off-on de los transistores se produzca sin pérdidas, puesto que el cambio de la señal de mando tiene lugar cuando el transistor no soporta tensión (conmutación a tensión cero, ZVS) y la intensidad crece “lentamente” cuando el transistor ya se encuentra en conducción. Esta situación tiene interés utilizando MOSFETs de potencia, puesto que no se requieren diodos en antiparalelo de especiales características de conmutación. Se consiguen, de esta forma, los siguientes efectos: por un lado la conversión de potencia se realiza con rendimiento muy elevado y, como consecuencia de la reducción de pérdidas de conmutación, es posible elevar la frecuencia de conmutación típicamente un orden de magnitud, con lo que se requieren tanques resonantes y filtros de salida de reducido tamaño.

Las técnicas de diseño de referencia se orientan a obtener el máximo partido en rendimiento y tamaño del convertidor. Así, es típico el criterio de seleccionar la frecuencia de conmutación teóricamente a la frecuencia de resonancia, en la práctica ligeramente por encima de ésta; con ello se consigue ZVS con muy poca componente reactiva en el circuito resonante, minimizando la corriente resonante máxima y el nivel de intensidad en el momento de la conmutación on-off. De esta forma, además de anular las pérdidas de conmutación off-on, se minimizan las pérdidas en conducción y las de conmutación on-off.

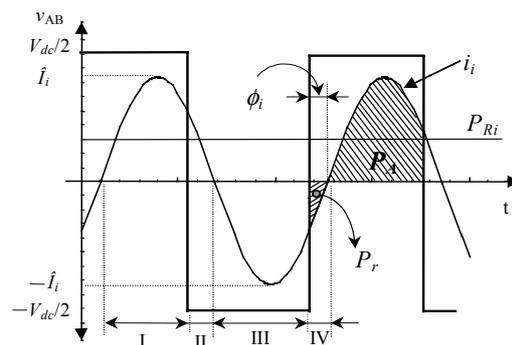


Figura 2 tensión e intensidad entrada al circuito resonante por encima de resonancia.

El circuito  $LC_s$  presenta además, la propiedad de estar inherentemente protegido en la situación de carga no insertada y el  $LC_p$  frente a cortocircuito en la carga, mientras que con el circuito LCC podemos combinar el comportamiento de los dos anteriores, apareciendo como parámetro adicional de diseño la razón de condensadores  $C_p/C_s$ . Es habitual que se presente la ganancia en tensión del convertidor utilizando valores de  $C_p/C_s=1$ ,  $C_p/C_s=1/2$  y  $C_p/C_s=1/4$  para ilustrar el comportamiento del convertidor.

En este trabajo se presentan las propiedades del convertidor LCC según su comportamiento ante cargas muy variables en diferentes frecuencias de conmutación particulares. Siempre que sea posible, se mantiene la condición de conmutación ZVS y por tanto de alto rendimiento a altas frecuencias. Del análisis se desprenden situaciones de interés en determinadas aplicaciones. A partir de las propiedades del convertidor no sólo frente a diferentes cargas, sino también ante variaciones de los componentes del tanque resonante, se obtendrán datos para adoptar criterios de diseño más eficaces.

## 2. PRIMER ANÁLISIS

Partiendo de la definición de los parámetros serie y paralelo del convertidor LCC y la relación entre ellos, según se muestra en la tabla I, y utilizando el primer armónico de la tensión conmutada, se presenta el comportamiento del convertidor respecto de todas sus variables de interés. Las siguientes ecuaciones permiten encontrar todas las propiedades del convertidor  $LC_sC_p$  (fig. 1c) para cada frecuencia de conmutación y para diferentes valores de la resistencia equivalente de la carga.

TABLA I.  
PARAMETROS DEL INVERSOR  $LC_sC_p$  Y LA RELACIÓN ENTRE ELLOS

		Frecuencia resonancia paralelo	Impedancia característica paralelo	Factor de calidad paralelo
		$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$	$Z_p = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C_p}$	$Q_p = \frac{R_i}{Z_p}$
Frecuencia resonancia serie	$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$	$\frac{\omega_s}{\omega_p} = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$		
Impedancia característica serie	$Z_s = \omega_s L = \frac{1}{\omega_s C_s}$		$\frac{Z_s}{Z_p} = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$	
Factor de calidad serie		$Q_s = \frac{Z_s}{R_i}$		$Q_s Q_p = \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}$

La expresión (1) define la amplitud del primer armónico de la tensión  $v_{AB}$ . De la expresión (2) se obtiene la tensión de salida, de la que se puede calcular tanto la intensidad por la carga como la potencia.

$$\hat{V}_{AB1} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \quad (1)$$

$$\frac{\hat{V}_{Ri}}{\hat{V}_{AB1}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 - 1\right) \frac{C_p}{C_s}\right]^2 + Q_s^2 \left[\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right]^2}} \quad (2)$$

De la expresión (3) se obtiene la intensidad de entrada y con ello las solicitaciones de los semiconductores y del propio circuito resonante

$$\hat{I}_i = \frac{2V_{dc}}{\pi \cdot Z_p \cdot Q_p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} Q_p\right)^2}{\sqrt{1 + \left[Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right) \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} Q_p\right)^2\right) - \frac{\omega}{\omega_p} Q_p\right]^2}} \quad (3)$$

De las expresiones (4) y (5) se obtienen el módulo de la impedancia del tanque resonante y su fase respectivamente.

$$\frac{|Z_i|}{Z_p} = Q_p \frac{\sqrt{1 + \left[ Q_s \left| \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right| \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right) - \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right]^2}}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2} \quad (4)$$

$$\phi_i = \text{Tan}^{-1} \left[ Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left( 1 + \left( Q_p \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right) - Q_p \frac{\omega}{\omega_p} \right] \quad (5)$$

El conocimiento de este último parámetro, el ángulo de fase  $\phi_i$ , permite evaluar si la operación del convertidor es óptima desde el punto de vista de la conmutación y del contenido de componente reactiva en el tanque resonante.

### 3. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR FRENTE A VARIACIONES EN LA CARGA

#### 3.1 Tensión de salida

La ecuación (2), en función de los parámetros paralelo, es representada en la figura 3 utilizando como parámetro  $Q_p$ .

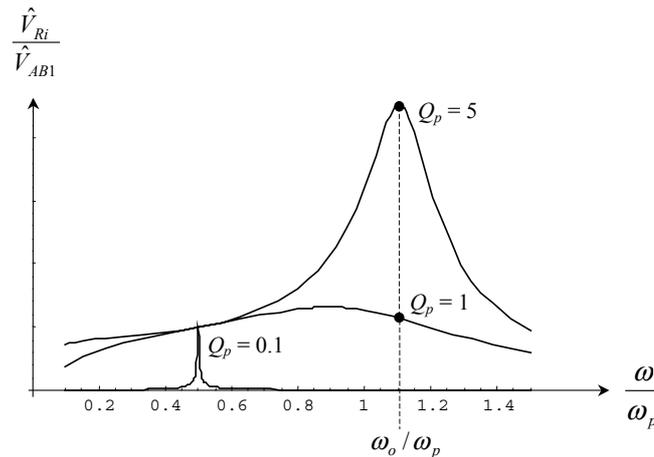


Figura 3. Ganancia en tensión del convertidor  $LC_sC_p$

En la gráfica se observan dos puntos singulares: en  $\omega_s$  el circuito se comporta como fuente de tensión dependiente de la tensión de alimentación mientras que en  $\omega_o$ , frecuencia de resonancia de la red  $LC_sC_p$ , la ganancia de tensión del circuito es altamente dependiente de la carga, no estando protegido frente a una situación de circuito abierto (carga no insertada), pero permitiendo generar una sobre tensión teóricamente no limitada según se indica en (6)

$$\left. \frac{\hat{V}_{Ri}}{\hat{V}_{AB1}} \right|_{\omega=\omega_o} = Q_p \sqrt{1 + \frac{C_p}{C_s}} \quad (6)$$

#### 3.2 Intensidad de entrada

En la gráfica se observa un punto singular en  $\omega_L$  donde el circuito se comporta como sumidero de intensidad dependiente de la tensión de alimentación.

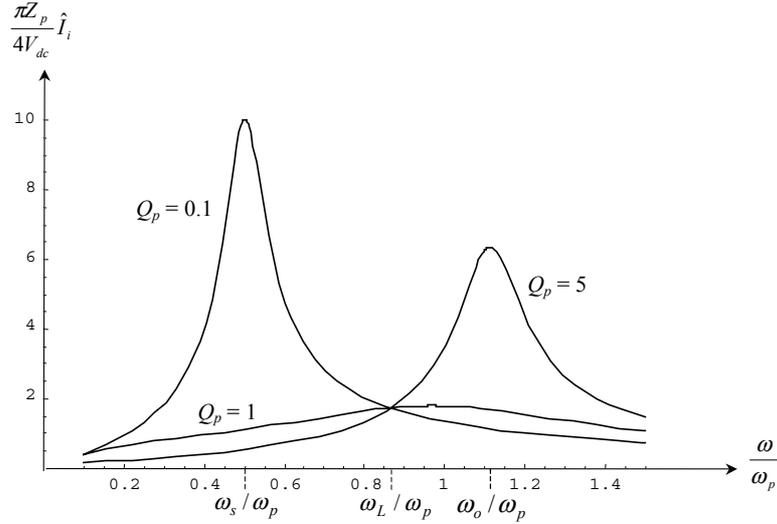


Figura 4. Intensidad de entrada normalizada

La frecuencia  $\omega_L$  se obtiene haciendo  $\partial \hat{I}_i / \partial Q_p = 0$  y resulta

$$\omega_L = \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 + 2 \frac{C_p}{C_s} \right)} \omega_p \quad (7)$$

Siendo el valor de la intensidad,

$$\hat{I}_i \Big|_{\omega=\omega_L} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p} \sqrt{2 + 4 \frac{C_p}{C_s}} \quad (8)$$

### 3.3 Intensidad de salida

Aplicando la tensión de la ecuación 2 a la resistencia de carga equivalente,  $R_{out}$ , se obtiene la expresión (9), cuya representación gráfica se presenta en la figura 5

$$\hat{I}_{Ri} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p Q_p} \sqrt{\frac{1 + Q_p^2 \left( \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2}{1 + \left[ \frac{1}{Q_p} \left( \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \frac{C_p}{C_s} \right) \left( 1 + Q_p^2 \left( \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right) - Q_p \frac{\omega}{\omega_p} \right]^2}} \quad (9)$$

En la gráfica se observa el comportamiento ya indicado sobre el análisis de la tensión de salida, con dos puntos singulares: en  $\omega_o$  el circuito se comporta como fuente de corriente dependiente de la tensión de alimentación mientras que en  $\omega_s$  el circuito obtiene gran dispersión de la intensidad con la carga, no estando protegido frente a corto circuito, sin embargo, para algunas aplicaciones puede ser interesante la operación a  $\omega_s$  al permitir generar una sobre intensidad teóricamente no limitada según se indica en (10)

$$\hat{I}_{Ri} \Big|_{\omega=\omega_s} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p Q_p} = \frac{2V_{dc}}{\pi R_i} \quad (10)$$

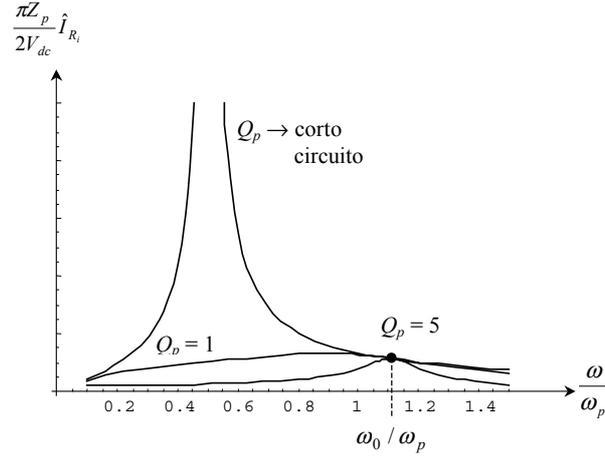


Figura 5. Intensidad de salida del tanque resonante

### 3.4 Potencia de salida

De las expresiones (2) y (3) se obtiene (11) que se muestra de forma gráfica en la figura 6

$$P_{R_i} = \frac{2V_{dc}^2}{\pi^2 Z_p} \cdot \frac{Q_p}{Q_p^2 \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 + \frac{C_p}{C_s} \right]^2 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \cdot \frac{C_p}{C_s} \right)^2} \quad (11)$$

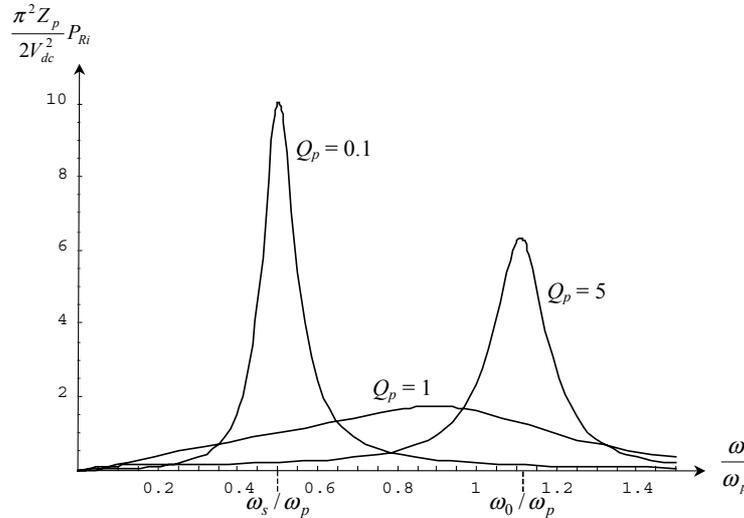


Figura 5. Potencia de salida del tanque resonante

Entre las frecuencias  $\omega_s$  y  $\omega_0$  se observa una zona donde la potencia tiene poca variación con respecto a la carga, encontrándose así un comportamiento de casi fuente de potencia dependiente de la tensión de alimentación. El convertidor resonante garantiza que el valor máximo de potencia esta limitado según la ecuación (12). Además para un margen amplio de carga la desviación de potencia puede ser muy reducida, siendo posible diseñar el circuito resonante para ajustar el  $\Delta P_{R_i}$  que se desee (fig. 7).

$$P_M = \pm \frac{V_{dc}^2}{\pi^2 Z_p \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 + \frac{C_p}{C_s} \right] \left( \frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \cdot \frac{C_p}{C_s} \right)} \quad (12)$$

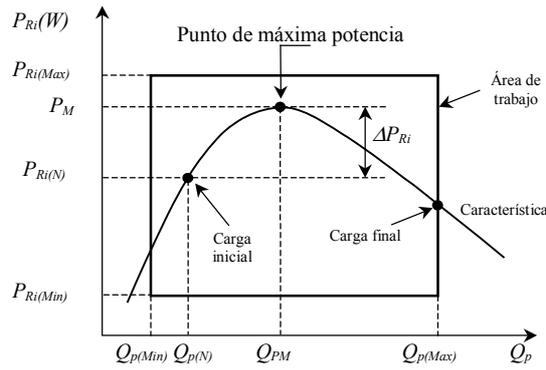


Figura 7. Variación de la potencia de salida en función de la carga

### 3.5 Fase en el tanque

En la figura 8 se muestra la fase de la impedancia de entrada al tanque resonante según la expresión (5).

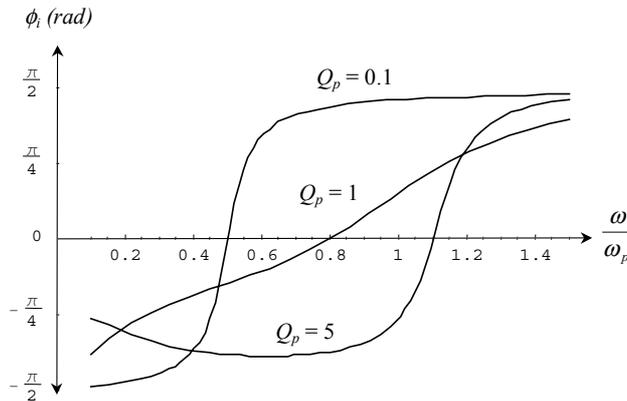


Figura 8. Fase de la impedancia de entrada del circuito resonante

De la gráfica se observan los márgenes de trabajo de interés para los diferentes valores de carga para garantizar ZVS y el punto de resonancia para cada valor de la carga.

## 4. ANÁLISIS DE LAS VARIACIONES DE L, C<sub>s</sub>, Y C<sub>p</sub>. CRITERIOS DE DISEÑO

### 4.1 Sensibilidad

Si se aplica la función sensibilidad de una variable del inversor respecto de un parámetro de diseño se conoce la robustez del comportamiento de la variable de interés. Este estudio permite determinar la influencia de la tolerancia y envejecimiento de los componentes y en qué medida un diseño es repetitivo, si se piensa en una producción en serie. En el caso de estabilizar el convertidor mediante un lazo cerrado, el estudio de sensibilidad sigue teniendo interés puesto que permite conocer la desviación previsible del punto de trabajo para el cual se ha diseñado el lazo de control. La función de sensibilidad por unidad se define según (14), siendo  $P$  la variable a analizar y  $x$  el parámetro del que depende.

$$S_x^P \Big|_{x=x_o} = \frac{\partial P(x)}{\partial x} \cdot \frac{x_o}{P(x_o)} \quad (14)$$

A continuación se presentan los ejemplos que resultan más significativos, si bien este estudio puede ser más extenso incluyendo otros parámetros y su relación entre ellos. La sensibilidad de la potencia de salida respecto de la carga representa el mismo análisis que el mostrado en la sección anterior sobre la potencia de salida, pero, para darle más generalidad, se realiza en función de  $k = \omega/\omega_p$ . De esta forma se observa qué frecuencia de conmutación es la más adecuada para conseguir el comportamiento de casi fuente de potencia, teniendo en cuenta la variación de carga previsible. El punto de máxima potencia representado en la figura 7 corresponde con el valor nulo de sensibilidad de la figura 8.

$$S_{R_i}^{P_{R_i}} = - \frac{Q_p^2 \left( 1 - k^2 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 - \left( k - \frac{C_p}{kC_s} \right)^2}{Q_p^2 \left( 1 - k^2 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 + \left( k - \frac{C_p}{kC_s} \right)^2} \quad (15)$$

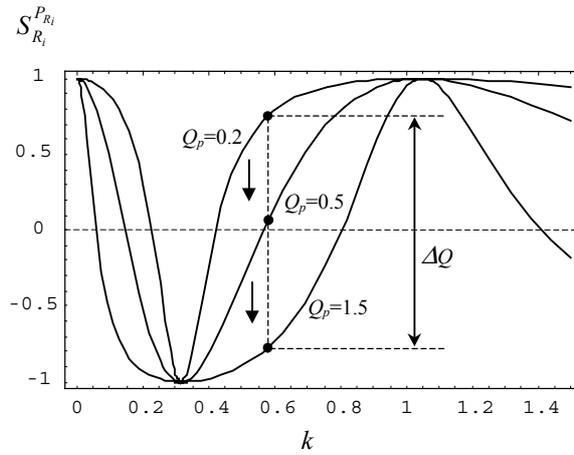


Figura 8. Sensibilidad de la potencia de salida frente a la carga

Se presenta a continuación la expresión (16) de la sensibilidad de  $P_{R_i}$  respecto de L utilizando como parámetro  $\Delta P_{R_i}/P_{R_i}$  en modo casi fuente de potencia.

$$\frac{S_L^{P_{R_i}}}{2} \left\{ \left[ 1 - \left( \frac{2V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{R_i}} \right) \Pi \right] \right\} / \left\{ \left[ \left( \frac{\pi\sqrt{2}V_{R_i}}{2V_{dc}} \right) \Pi - 1 \right] \right\} + \left( \frac{2V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{R_i}} \right) \Pi - 1 = \frac{C_p}{C_s} \quad (16)$$

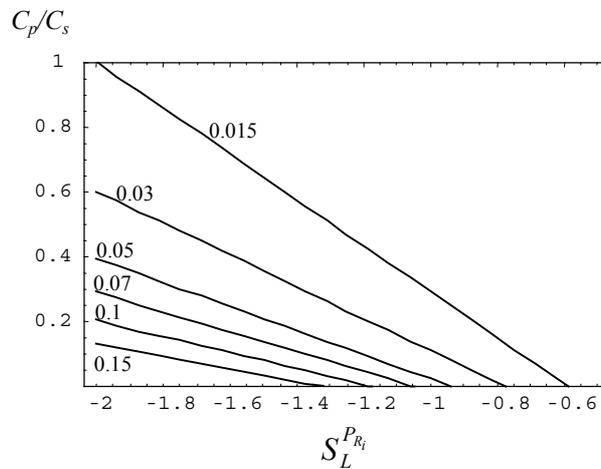


Figura 9. Sensibilidad de la potencia de salida frente a L para diferentes valores de  $\Delta P_{R_i}/P_{R_i}$ .

Desde el punto de vista de un diseño práctico, este análisis tiene especial interés porque permite determinar el valor adecuado de la relación  $C_p/C_s$  en función la tolerancia del componente que más influye en la desviación de punto de trabajo previsto, siendo  $\Pi$  un parámetro, definido en (17), que indica la desviación de potencia admitida

$$\Pi = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{\sqrt{\left(\frac{\Delta P_{R_i}}{P_{R_i}}\right)^2 + \frac{2\Delta P_{R_i}}{P_{R_i}}}}{2\left(\frac{\Delta P_{R_i}}{P_{R_i}} + 1\right)}} \quad (17)$$

De la misma forma, en la expresión (18) y la figura 10 se presenta la sensibilidad de la intensidad de salida en modo corriente respecto de  $L$  utilizando como parámetro  $C_p/C_s$ ,

$$S_L^{\hat{i}_{R_i}} = \frac{k^2 \left[ \frac{C_p}{C_s} - k^2 - k^2 \left( -1 - \frac{C_p}{C_s} + k^2 \right) Q_p^2 \right]}{\left[ \frac{C_p}{C_s} - k^2 \right]^2 + k^2 \left[ 1 + \frac{C_p}{C_s} - k^2 \right]^2 Q_p^2} \quad (18)$$

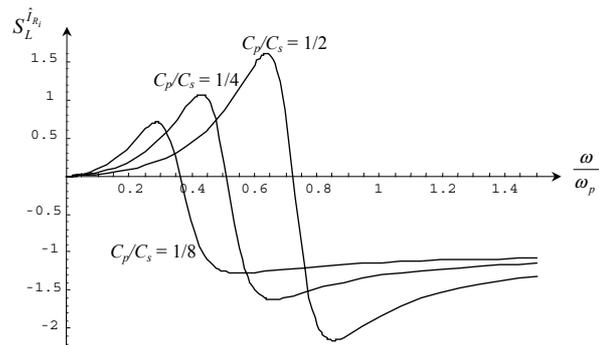


Figura 10. Sensibilidad de la amplitud de la intensidad de salida respecto a variaciones de  $L$  para diferentes valores de  $C_p/C_s$ .  $Q_p = 0,2$ .

La influencia para un diseño en modo corriente de las desviaciones de la frecuencia de conmutación  $\omega$  y el comportamiento para diferentes valores de  $C_p/C_s$  se representan en las figuras 11 y 12 respectivamente.

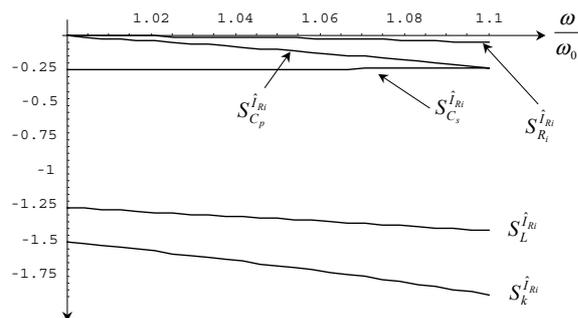


Figura 11. Sensibilidad de la amplitud de la intensidad de salida en función de  $\omega/\omega_0$

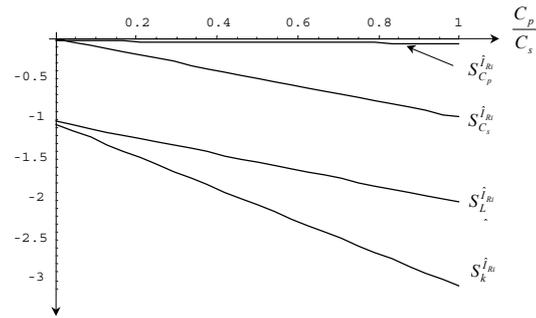


Figura 12. Sensibilidad de la amplitud de la intensidad de salida en función de  $C_p/C_s$

## 5. APLICACIONES

Se presentan a continuación dos aplicaciones prácticas que han encontrado como solución adecuada el diseño de convertidores resonantes. En ambos casos la carga tiene un comportamiento muy irregular o presenta mucha desviación y sin embargo los convertidores funcionan en bucle abierto y a frecuencia de conmutación constante:

## 5.1 Balastos Electrónicos para Lámparas de Descarga

Para esta aplicación sólo es necesario la sección inversora [3]. Se aprovecha la capacidad de generar sobre tensión por parte del convertidor resonante acercando la frecuencia de conmutación  $\omega$  a  $\omega_0$  para provocar el encendido de la lámpara y se adopta en régimen permanente el modo de operación de potencia casi constante para mantener la lámpara dentro de los límites de potencia establecidos por la norma correspondiente a lo largo de su ciclo de vida. La desviación de la resistencia equivalente de carga que permite el diseño llega al 200%. En la figura 13 se observa la situación de conmutación ZVS y la función tensión vs. intensidad en el MOSFET de potencia. El convertidor no trabaja en el punto óptimo en el que la frecuencia de conmutación es ligeramente superior a la de resonancia, sino que el objetivo es que el convertidor mantenga la potencia en la carga constante, siendo su frecuencia de conmutación constante. La situación de conmutación óptima se producirá al final del ciclo de vida de la lámpara.

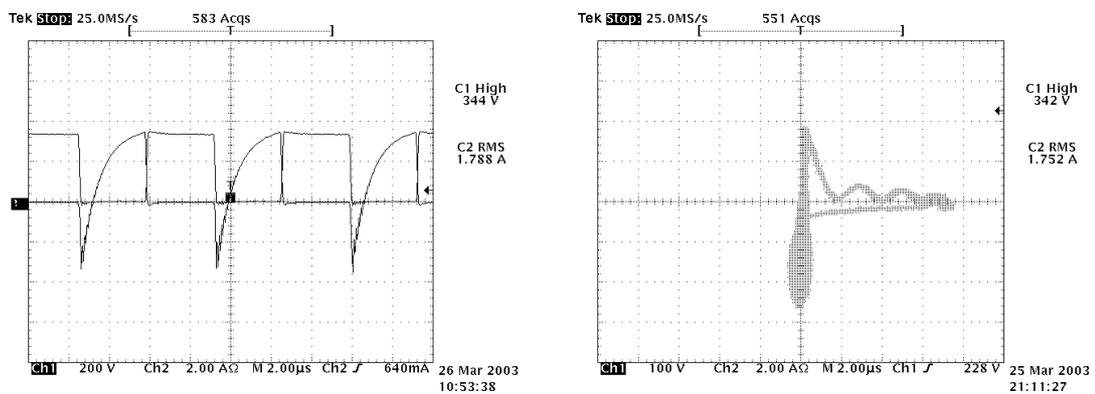


Figura 13 Tensión e intensidad en los transistores del convertidor funcionando como casi fuente de potencia

En la figura 14 se muestran la tensión, intensidad y potencia para los casos en que la lámpara es nueva,  $R_i=35,6\Omega$  y que la lámpara ha envejecido hasta llegar  $R_i=53,6\Omega$ .

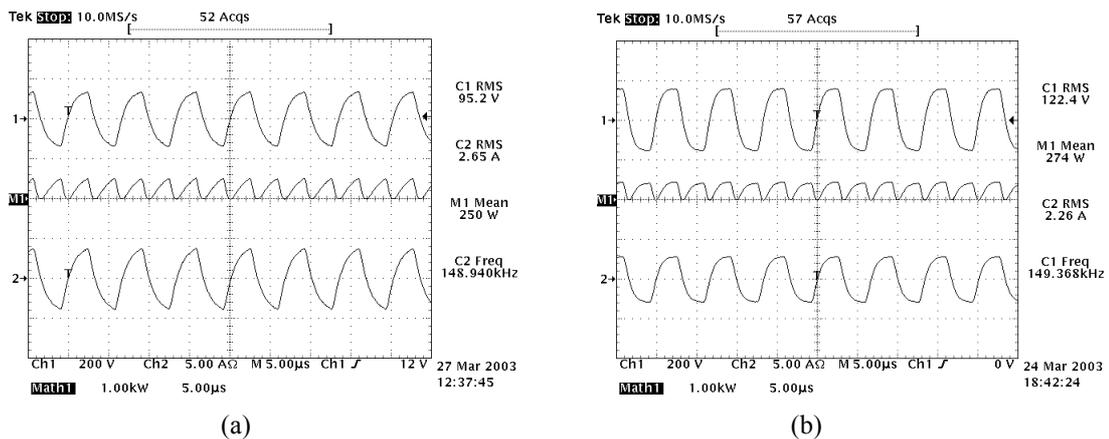


Figura 14 Tensión (superior), potencia (medio), intensidad (inferior) en la lámpara para el caso (a) lámpara nueva, (b) lámpara envejecida

En la figura 15 se observa el arco de la lámpara de 150W, halogenuros metálicos alimentada por el convertidor a 150kHz.

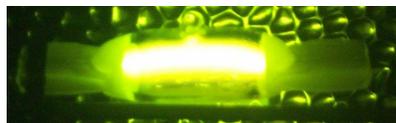


Figura 15 Arco luminoso en una lámpara de halogenuros metálicos a 150kHz.

## 5.2 Sistemas de Alimentación para Electroerosión

Se adopta el modo de operación fuente de corriente obteniéndose descargas controladas entre un electrodo y una pieza metálica a mecanizar [4]. Esta solución ha permitido utilizar agua corriente como dieléctrico en lugar de otros fluidos especialmente preparados para operaciones de este tipo. Otra aportación de interés de esta solución es que no es imprescindible una inductancia que actúe como filtro de salida. En la figura 16 se muestra el esquema de la etapa de potencia utilizada.

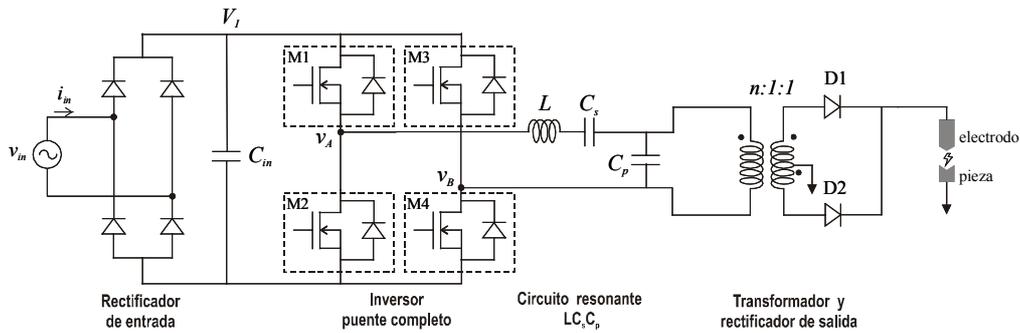


Figura 16 Etapa de potencia propuesto para un sistema de electroerosión.

En la figura 17 se muestra la situación de conmutación ZVS y las funciones tensión e intensidad de descarga.

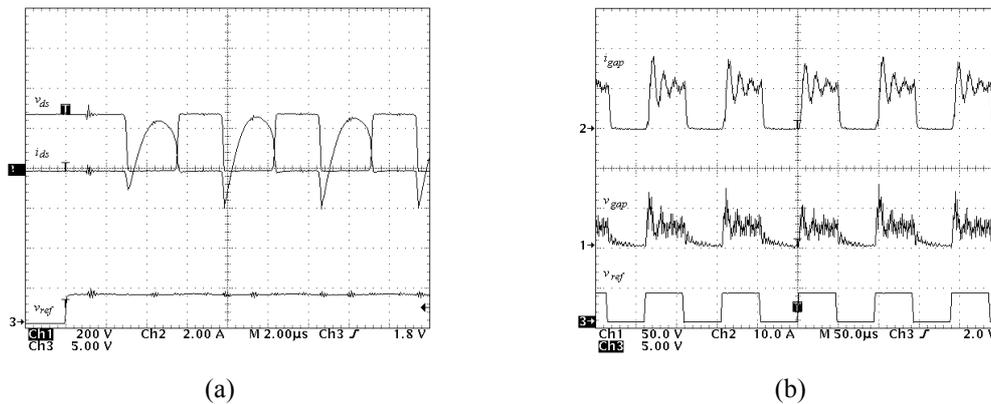


Figura 17 (a) Tensión e intensidad en los transistores y señal de referencia del convertidor funcionando en modo corriente. (b) tensión e intensidad de descargas de electroerosión y señal de referencia para los pulsos de mecanizado

En la figura 18 se muestra el resultado del corte de una pieza de acero inoxidable AISI 304 de 22 mm de diámetro.



Figura 18 Corte de una pieza por electroerosión

La operación como fuente de corriente permite conectar en paralelo diferentes módulos de potencia para alcanzar el nivel de intensidad adecuado para cada caso. Otras aplicaciones donde cabe utilizar las propiedades inherentes de los convertidores resonantes en bucle abierto o consiguiendo bucles cerrados con muy poca desviación del punto de trabajos son entre otras:

- Fuentes de alimentación de bajo EMI y alto rendimiento
- Sistemas de alimentación para soldaduras especiales
- Generadores de ozono [5]
- Corrección de factor de potencia

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología con el proyecto CICYT DPI 2001-1047.

## CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una introducción sobre los convertidores de potencia resonantes desde el punto de vista de sus propiedades a diferentes frecuencias singulares de conmutación donde presentan comportamientos de interés para cargas irregulares o muy variables. Se completa la explicación el estudio de la tolerancia de las variables de interés respecto de los componentes del tanque resonante a fin de observar la robustez de las propiedades del convertidor. El resultado del estudio son criterios de diseño que permiten operar en bucle abierto a frecuencia constante o, en caso de estabilizar el sistema en bucle cerrado, garantizar muy pequeña desviación del punto de funcionamiento. Se han presentado aplicaciones de interés industrial donde los diseños basados en este estudio ofrecen mejoras sobre la tecnología existente.

## REFERENCIAS

- [1] R. L. Steigerwald. "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182, April 1988.
- [2] Marian K. Kazimierzuk, Dariusz Czarkowski, "Resonant Power Converters". New York: Wiley Interscience Publication, 1995.
- [3] Christian Brañas, Francisco J. Azcondo, Salvador Bracho. "Low cost LCp Resonant Inverter as a Power Source for HPS Lamp Ballast Applications. *Proc. of the Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality*. (PCIM Europe 2003). pp.153-157 ISBN: 3-92643-35-5.
- [4] Rosario Casanueva, Luis A. Chiquito, Francisco J. Azcondo, Salvador Bracho. "Electrical discharge machining experiences with a resonant power supply". *Proceedings of the The 28th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON'02*. pp.: 1324-1329 ISBN: 0-7803-7474-6.
- [5] J. M. Alonso, M. Rico-Secades, E. Corominas, J. Cardesín, J. García; "Low-power high-voltage high-frequency power supply for ozone generation," *IEEE Industry Applications Society Meeting (IAS'02)*. Pittsburgh, EEUU, 13-18 Octubre 2002, pp. 257-214.