

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 586 575**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/538** (2007.01)

**H02M 7/523** (2006.01)

**H05B 6/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.05.2011** **E 11166731 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.07.2016** **EP 2525485**

54 Título: **Procedimiento para incrementar el rango de regulación de los convertidores cuasi resonantes (QR) CA-CA**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**17.10.2016**

73 Titular/es:

**WHIRLPOOL CORPORATION (100.0%)**  
**2000 N.M-63 Benton Harbor**  
**Michigan 49022 , US**

72 Inventor/es:

**PASTORE, CRISTIANO y**  
**GUTIERREZ, DIEGO**

74 Agente/Representante:

**DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto**

ES 2 586 575 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento para incrementar el rango de regulación de los convertidores cuasi resonantes (QR) CA-CA

El objeto de la presente invención es un procedimiento para mejorar los rendimientos de un convertidor cuasi resonante. Más específicamente, el objeto de la presente invención es un procedimiento para mejorar el rango de regulación de potencia del mismo convertidor y, en conexión con esta mejora, limitar las emisiones de armónicos.

Los convertidores cuasi resonantes (Quasi Resonant, QR) se usan ampliamente como fuentes de alimentación de CA, por ejemplo, para alimentar bobinas de inducción en placas de inducción o para alimentar magnetrones en hornos de microondas. Dicha clase de convertidores, denominados también convertidores de "terminación única", es particularmente atractiva para el campo de los electrodomésticos, ya que sólo requiere un interruptor de estado sólido, normalmente un IGBT, y sólo un condensador resonante. Los convertidores QR son el mejor compromiso entre el coste y la eficiencia de conversión de energía.

El documento US2003/205572A1 describe la variación de la potencia de un convertidor ZVS resonante mediante el cambio de la frecuencia y el ciclo de trabajo. El documento EP1734789A1 describe la variación de la frecuencia según el voltaje del bus-CC de la red rectificadora.

En la Figura 1 se muestra la arquitectura básica de un convertidor QR conocido.

El convertidor QR se comporta como un sistema LR de primer orden durante la fase de carga y como un sistema LRC de segundo orden en la fase resonante. Más detalladamente, los convertidores QR operan según una secuencia de dos fases en la que durante la primera fase (la no resonante) un elemento inductivo (L) se carga durante un cierto intervalo de tiempo (el período de activación) hasta un nivel de corriente determinado. Durante la segunda fase (la resonante, que se define también como el período de desactivación) la energía almacenada en el inductor es transferida a un condensador (C) resonante sintonizado y es disipada parcialmente en una resistencia (R): la energía disipada en la resistencia es la energía real suministrada a la carga.

En algunos casos, el elemento L es una parte integrante de la carga (como en las bobinas de inducción), mientras que en otros casos está situada en una unidad física diferente (típicamente en el transformador de fuga, como en el suministro de un magnetrón). La parte resistiva de la carga R domina el factor de amortiguación del resonador. Mediante el control del tiempo de carga del condensador durante la primera fase durante el tiempo de activación del interruptor de estado sólido, es posible ajustar la potencia suministrada por el convertidor a la carga.

Los convertidores QR están diseñados normalmente para un factor de amortiguación (que es  $R/2 \cdot \sqrt{C/L}$ ) en el intervalo entre 1/2 y 1/5. Bajo estas condiciones y por encima de un nivel de potencia mínimo predeterminado (que se describe a continuación), los convertidores son operados típicamente en modo "conmutación suave", que consiste en conmutar el dispositivo cuando la tensión a través del mismo o cuando la corriente que fluye al mismo es nula (conmutación de voltaje nulo, ZVS), especialmente en la activación. Tal como se conoce en la técnica, este modo de funcionamiento es particularmente eficiente ya que reduce los estreses y las pérdidas térmicas relacionadas del interruptor de estado sólido durante las conmutaciones. Sin embargo, si el factor de amortiguación supera un valor umbral determinado, el convertidor no consigue la conmutación ZVS en la activación.

Los inconvenientes de estos convertidores QR se encuentran en el rango muy estrecho de potencia de salida que es ajustable bajo el régimen de conmutación suave. En particular, cuando la potencia de salida regulada cae por debajo de un cierto límite de potencia mínima predeterminado, que se deriva de los parámetros de diseño del convertidor, el convertidor no consigue funcionar en el modo de conmutación suave causando un aumento dramático de las pérdidas térmicas y causando también el aumento de las interferencias electromagnéticas.

Por otra parte, cuando el nivel de potencia establecido supera un límite de potencia máximo superior (crítico), que está vinculado también a los parámetros de diseño, el voltaje resonante a través de los terminales del interruptor de estado sólido, en particular, entre el emisor y el colector de un IGBT, supera la tensión nominal (tensión de ruptura) máxima permitida, resultando en un daño instantáneo e irreversible del interruptor.

La amplitud de la potencia que puede ser suministrada por un convertidor QR puede ser ajustada entre estos dos límites (rango de regulación). La amplitud de este rango es una característica para cada convertidor de la topología QR y está definida comúnmente por la relación entre la potencia ajustable máxima, que está limitada por la tensión máxima admitida a través de los terminales/las uniones del interruptor, y la potencia ajustable mínima, que está limitada por la pérdida de la condición de conmutación de tensión cero (denominada también ZVS o modo de conmutación suave). Surge una dificultad particular, por ejemplo, cuando se intenta regular la potencia media suministrada por el convertidor a un valor por debajo de la potencia ajustable mínima.

En la técnica se conocen también soluciones para suministrar una potencia media a las cocinas de inducción, que es

menor que el límite de potencia ajustable mínima en las que el convertidor puede ser operado en condiciones de conmutación suave.

5 El modo más simple es operar el convertidor (no la puerta IGBT) en el denominado modo ráfaga u ON-OFF, que consiste en operar el convertidor durante una cierta cantidad de tiempo  $T_{\text{activo}}$  (durante el cual se producen varias fases de carga y descarga) en el nivel de potencia mínima ajustable según las condiciones ZVS, y desactivarlo durante otra cantidad de tiempo  $T_{\text{inactivo}}$ . Alternando cíclicamente las dos fases en el tiempo, la potencia media suministrada a la carga puede ser calculada multiplicando la relación de trabajo  $T_{\text{activo}}/(T_{\text{activo}} + T_{\text{inactivo}})$  por el límite de potencia mínima (la potencia ajustable mínima ajustable en el modo ZVS).

10 Este procedimiento, tiene la desventaja de que la potencia es suministrada realmente a la carga (y finalmente a los alimentos) de una manera pulsada y concentrada, en lugar de en una manera suave. Además, teniendo en cuenta que el período de tiempo de la potencia pulsada está limitada también por algunas normas reglamentarias (por ejemplo, la norma IEC61000-3-3 de parpadeos), el período de pulsación de potencia apenas puede hacerse más rápida que la constante de tiempo térmica de los alimentos, lo que resulta en una falta de uniformidad perceptible en la potencia y, posiblemente, en el deterioro de los alimentos.

15 El procedimiento de la presente invención supera los inconvenientes indicados anteriormente, resultando en un aumento sustancial del rango de regulación de los convertidores QR mientras se mantiene el uso del modo de operación de conmutación suave y sin introducir limitaciones adicionales en la eficiencia/fiabilidad del convertidor. Además, este procedimiento no requiere ningún circuito o componente de hardware adicional, ya que se basa en una técnica de modulación de la invención.

20 Otras características y ventajas de la presente invención serán fácilmente evidentes para la persona con conocimientos en la materia a partir de la siguiente descripción detallada cuando se considera a la luz de los dibujos adjuntos, en los que:

- La Figura 1 muestra la topología básica de un convertidor cuasi resonante conocido en la técnica;
- La Figura 2 muestra los diagramas de señales de un convertidor cuasi resonante que opera en el modo de conmutación suave;
- 25 – La Figura 3 es un gráfico que muestra la tensión en el terminal "bus-cc" de la Fig. 1;
- La Figura 4 muestra el perfil de la corriente línea consumida por la carga desde la red de alimentación eléctrica cuando se aplica un procedimiento conocido que mantiene TON sustancialmente constante durante el semi período de la red y en el que la parte resistiva de la carga R, es casi lineal;
- 30 – La Figura 5a muestra el perfil objetivo de la corriente consumida desde la red por la carga alimentada por un convertidor cuasi resonante, cuando se aplica el procedimiento según la presente invención;
- La Figura 5b muestra el perfil de TON que resulta en el perfil de corriente objetivo mostrado en la Fig. 5a;
- La Figura 6 muestra el perfil (red) de la corriente línea consumida por el convertidor desde la red de alimentación eléctrica en una realización preferida de la presente invención en comparación con el perfil línea de corriente obtenido usando los procedimientos conocidos;
- 35 – La Figura 7 muestra un ejemplo del espectro armónico de la corriente línea consumida por el convertidor desde la red de alimentación eléctrica mediante la aplicación del procedimiento de la presente invención en comparación con el espectro armónico de la misma corriente cuando se aplica un procedimiento conocido en la técnica;
- La Figura 8 muestra un sistema de control de bucle cerrado de potencia establecida para una operación en modo potencia constante según la presente invención; y
- 40 – La Figura 9 muestra un sistema de control de potencia que incluye un sistema de control de bucle cerrado de corriente para la operación en modo potencia constante según la presente invención.
- La Figura 10 muestra una aplicación preferida del procedimiento de la presente invención.

45 Con referencia a las Figuras descritas anteriormente, un convertidor cuasi resonante (QR) para alimentar una bobina de inducción es alimentado con una red de alimentación eléctrica de CA (220-230V a 50 Hz o 60 Hz). La alimentación eléctrica es rectificadora completamente con el fin de suministrar al convertidor una secuencia de medias ondas positivas, ya que, en la realización descrita, el voltaje rectificado no se suaviza. De hecho, según la invención, si hay presente un condensador  $C_{\text{acopl. CC}}$  en el terminal bus-cc, tiene un valor no suficientemente alto para mantener una tensión  $V_{\text{bus-cc}}$  del

bus CC sustancialmente constante (suavizada). Como consecuencia, la frecuencia de impulsos de la señal de tensión en la salida del rectificador es el doble de la frecuencia de la red de alimentación eléctrica de CA y el (semi) período  $T_2$  de la tensión  $V_{bus-cc}$  rectificadas es la mitad del período  $T_1$  de la alimentación eléctrica de CA, tal como se muestra en la Fig. 3. El convertidor comprende un condensador C resonante (indicado como  $C_{resonante}$  en la Fig. 1), un interruptor IGBT de estado sólido que trabaja en un régimen de conmutación, una carga L (la bobina de inducción en una cocina de inducción), R (principalmente, por ejemplo, la resistencia de un utensilio de cocina acoplado con la bobina). Se forma un tanque resonante mediante la conexión en paralelo del inductor L y el condensador C resonante.

La frecuencia de la alimentación eléctrica de CA rectificadas en el terminal  $V_{bus-cc}$  del bus de CC es mucho menor que la frecuencia de conmutación del convertidor de manera que el nivel de tensión  $V_{bus-cc}$  de la fuente eléctrica de CA rectificadas puede considerarse constante durante el tiempo  $T_{ON}$  de activación del convertidor, de ahí el nombre bus-CC.

Cuando el IGBT interruptor de estado sólido es activado por una señal aplicada a su puerta G', permite el flujo de corriente eléctrica entre el colector C' y el emisor E', cargando de esta manera el elemento L de almacenamiento de energía.

Cuando la señal de activación es retirada al final del tiempo  $T_{ON}$  de activación, el interruptor interrumpe la transferencia de energía desde el condensador bus-cc al inductor L, y comienza la fase resonante: el circuito LRC empieza a resonar de una manera amortiguada. La corriente fluye entre el condensador y el inductor, y la tensión  $V_{CE'}$  entre el colector C' y el emisor E' de los terminales del interruptor comienza a oscilar libremente a su frecuencia de resonancia amortiguada. Durante la fase resonante, la energía almacenada en L rebota parcialmente a C, y en parte se disipa en R, que representa la parte resistiva de la carga.

Tal como se muestra en la Figura 2, si el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación se ha mantenido suficientemente largo, durante la fase resonante la tensión  $V_{CE'}$  entre el colector C' y el emisor E' del IGBT tiende a invertir la polaridad cruzando el nivel de tensión cero. En este caso, la tensión  $V_{CE'}$  entre el colector y el emisor tiende a hacerse menor de cero de manera que la corriente empieza a fluir a través de un diodo IGBT anti-paralelo, que está normalmente integrado en el dispositivo IGBT. A partir de este punto en el tiempo, la señal  $T_{ON}$  de activación puede ser aplicada nuevamente, implementando una conmutación de "conmutación suave".

Durante cada semi período  $T_2$  se repite la alternancia cíclica de esas dos etapas. Variando el tiempo  $T_{ON}$  de activación se regula la potencia suministrada por el convertidor a la carga dentro del rango para el que la conmutación suave es posible. La señal de activación puede ser aplicada entonces periódicamente.

Una vez definidas las características de la carga (L, R) y establecida la amplitud de la tensión de alimentación de CA (la red), puede seleccionarse una tensión nominal determinada para el interruptor de estado sólido y para el condensador resonante (por ejemplo, 1.200V). De hecho, a partir de la teoría de diseño QR se sabe que el factor limitante para la regulación de potencia máxima admisible viene dado por la tensión  $V_{res}$  resonante (entre los terminales del tanque LC resonante y aproximadamente entre el colector C' y el emisor E'  $V_{CE'}$  del IGBT). Despreciando las pérdidas resistivas, es posible aproximar:

$$V_{res} \cong \sqrt{\frac{2 \cdot E}{C}}$$

La tensión de resonancia máxima se conseguirá aproximadamente en el instante de la amplitud máxima de la tensión de la red (y de la tensión  $V_{bus-cc}$  de alimentación eléctrica rectificadas);

Siendo E la energía almacenada en el componente inductivo de la carga durante la conmutación en la fase de tiempo  $T_{ON}$ , E es aproximadamente

$$E \cong \frac{1}{2} L \cdot I_{pk}^2$$

El pico de amplitud de la corriente  $I_{pk}$  eléctrica que fluye durante el tiempo  $T_{ON}$  de activación es proporcional a  $T_{ON}$  y a la amplitud de la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC. En particular:

$$I_{pk} = T_{ON} \cdot (V_{bus-cc} / L)$$

Por lo tanto, la tensión  $V_{res}$  resonante expresada en términos de  $T_{ON}$  y la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC puede expresarse como:

$$V_{res} \cong \frac{T_{ON} \cdot V_{bus-cc}}{\sqrt{LC}}$$

5 Tal como se conoce en la técnica, una vez definido el nivel  $P_{establecida}$  de potencia establecido, el convertidor es operado con un tiempo  $T_{ON}$  de activación constante correspondiente,

En particular, cuando la fase de la red de alimentación eléctrica alterna de CA es igual a  $90^\circ$  o  $270^\circ$ , es decir, cuando se alcanza el valor máximo (pico) de  $V_{bus-cc}$ , el convertidor es operado con un  $T_{ON}$  igual o menor que un valor  $T_{ON\ crítico\ seguro}$ , para lo cual el tanque LC resonante es cargado a un valor de tensión  $V_{res\ crítico\ seguro}$ , que alejado de manera segura de una tensión dañina para el interruptor (tensión de ruptura del IGBT).

10 Se considera que este valor de tensión está alejado, de manera segura, de una tensión dañina para el interruptor cuando está típicamente en el rango del 80% al 95% de la tensión nominal máxima para el interruptor IGBT, en particular de aproximadamente el 90%. Por ejemplo, podría ser de aproximadamente 1.100V para un dispositivo con una tensión nominal de 1.200V.

15 De manera similar, el valor de pico de la corriente  $I_{línea}$  consumida por el convertidor desde la red (especialmente a  $90^\circ$  y  $270^\circ$  de la red de alimentación eléctrica de CA) está también limitado superiormente por las mismas razones.

20 En los procedimientos de control de potencia conocidos en la técnica, el tiempo  $T_{ON}$  de activación se mantiene sustancialmente constante durante todo el semi periodo  $T_2$  de la red de alimentación eléctrica, tal como se muestra en la Fig. 4. Sin embargo, en algunas implementaciones análogas,  $T_{ON}$  puede desviarse de ser estrictamente constante. Este hecho es causado por algunas señales de transición/espurias debidas al ruido presente en el ancho de banda del bucle de retroalimentación. Estas desviaciones son claramente sucesos esporádicos que no constituyen nuevos procedimientos para accionar un convertidor cuasi resonante en la dirección enseñada por la presente invención.

El solicitante ha encontrado que la elección del ajuste  $T_{ON}$  como casi constante es conservadora en lo que se refiere a la potencia máxima suministrada a la carga, siempre que la amplitud de la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC pasa a ser menor que su valor máximo.

25 En la Fig. 7 se muestra el análisis espectral realizado sobre el perfil de la corriente  $I_{línea}$  eléctrica consumida por el convertidor desde la red de alimentación eléctrica cuando se mantiene  $T_{ON}$  constante (en aras de la claridad de la imagen, solo se muestran los primeros 7 armónicos) en comparación con un procedimiento en el que  $T_{ON}$  se varía según la presente invención. A partir de este análisis, se deriva que cuando  $T_{ON}$  se mantiene constante sólo está sustancialmente presente el componente armónico fundamental, y su amplitud es igual al pico de la corriente  $I_{línea}$  consumida.

30 Una variación del tiempo  $T_{ON}$  de activación durante el semi período  $T_2$  de la tensión  $V_{bus-cc}$  rectificada está vinculado con la modificación del perfil de la corriente  $I_{línea}$  consumida por el convertidor de la red de alimentación eléctrica. Según la presente invención, la modificación del perfil de la corriente  $I_{línea}$  consumida se realiza para aumentar el rango de ajuste de la potencia del convertidor sin perder las condiciones de conmutación suave.

35 Suponiendo, en aras de la simplicidad, una carga R resistiva lineal, la estrategia de control  $T_{ON}$  según la presente invención causa que el perfil de la corriente  $I_{línea}$  consumida desde la red de alimentación eléctrica se aleje del perfil casi sinusoidal conocido en la técnica, que puede obtenerse cuando el tiempo  $T_{ON}$  de activación se mantiene constante.

40 En una primera realización preferida, un perfil favorable de la corriente consumida desde la red  $I_{línea}$  de alimentación eléctrica se obtiene cuando el tiempo  $T_{ON}$  de activación se varía de una manera opuesta a la variación real de la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC: el tiempo  $T_{ON}$  de activación se incrementa cuando la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC disminuye y se disminuye cuando la tensión  $V_{bus-cc}$  del bus de CC aumenta. En otras realizaciones alternativas,  $T_{ON}$  puede mantenerse constante durante cierta fracción o fracciones o el semi período  $T_2$  de la alimentación eléctrica o bien puede disminuirse.

45 Según una segunda realización preferida de la invención, el tiempo  $T_{ON}$  de activación del convertidor es modulado con el fin de conformar el perfil de la corriente  $I_{línea}$  consumida desde la red para que asuma preferiblemente un perfil  $I_{principal\ establecida}$  de entrada objetivo óptimo, tal como por ejemplo el mostrado en la Fig. 5A. Ese perfil de corriente de entrada objetivo óptimo se calcula fuera de línea mediante procedimientos de optimización, con el fin de proporcionar el máximo aumento de potencia bajo la restricción de no exceder los límites regulatorios sobre los armónicos de corriente, tales como por ejemplo el estándar IEC61000-3-2 aplicable a los electrodomésticos de cocina comercializados en Europa. El efecto neto de usar este perfil de corriente de entrada óptimo es consumir una corriente  $I_{línea}$  de línea desde la red que aumenta el valor de magnitud del primer armónico de corriente de red, conduciendo de esta manera a un aumento de la potencia de entrada suministrada por el convertidor a la carga durante un pico  $V_{CE}$  determinado y durante una corriente de pico máxima permitida determinada. Como resultado, se aumenta el límite superior del rango de potencia en el que el

convertidor de energía se convierte en ajustable.

Obviamente, el perfil de entrada objetivo óptimo de la corriente  $I_{línea}$  consumida desde la red por el convertidor está muy lejos de ser perfectamente sinusoidal y, por lo tanto, las emisiones de armónicos serían peores en comparación con los procedimientos conocidos en los que el tiempo  $T_{ON}$  de activación se mantiene constante, tal como se muestra en la Fig. 6. En particular, la amplitud de los armónicos más allá del fundamental, generados por el procedimiento según la invención, es más elevada (véase en la Fig. 7).

Cuando se aplica el procedimiento de la presente invención, la potencia activa del convertidor cuasi resonante suministrada a la carga LR puede ser aumentada en comparación con los procedimientos conocidos en los que el tiempo  $T_{ON}$  de activación se mantiene sustancialmente constante, y especialmente cuando el tiempo de activación se mantiene igual al valor  $T_{ON\ crítico}$  crítico durante todo el semi periodo  $T_2$ . En particular, con una selección apropiada del perfil de corriente objetivo, el presente inventor ha encontrado que la potencia activa consumida desde la red por el convertidor durante el semi período  $T_2$ , puede aumentarse en el rango entre el 5% y el 40% y, en particular, en el rango entre el 10% y el 30% cuando se deja un margen suficiente con relación a los límites regulatorios de los armónicos.

En general, se conoce a partir de la ingeniería eléctrica que la potencia activa absorbida por una carga viene dada por la ecuación

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) * I(t) dt$$

En la que T representa la duración de un ciclo de oscilación.

También se conoce que, para una tensión de red puramente sinusoidal, la potencia activa puede ser expresada también sólo en términos del primer armónico  $I_{1er}$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) * I_{1er}(t) dt$$

estando los armónicos de un orden superior a uno, en cuadratura con la tensión, produciendo de esta manera una integral nula.

Por ejemplo, puede conseguirse una ganancia del 25% en la potencia activa con cargas cuasi-lineales sin violar el nivel de emisión de armónicos establecido por la norma europea en Current Harmonics (IEC 61000-3-2), mediante la conformación del perfil de la corriente consumida por la carga como en la Fig. 5A. Las cargas cuasi-lineales son aquellas proporcionadas típicamente por las bobinas de inducción. Como consecuencia, la potencia activa suministrable a la carga LR puede aumentarse también, de la misma manera, en el rango entre el 5% y el 40%.

Según la presente invención, para conseguir un aumento de la potencia activa, el valor  $T_{ON\_MEDIO}$  medio del tiempo  $T_{ON}$  de activación aplicado durante dicho semi período  $T_2$  debe ser sustancialmente mayor que el valor de  $T_{ON}$  a  $90^\circ$  o  $270^\circ$  del período de la red de alimentación eléctrica de CA, que ha sido definido como  $T_{ON\ crítico}$ . Un aumento medio significativo de los valores de tiempo  $T_{ON}$  de activación por encima de  $T_{ON\ crítico}$  (valor seguro) durante el semi período  $T_2$ , permite conseguir un aumento significativo (por ejemplo por encima del 5%) de la componente fundamental de la corriente consumida desde la línea  $I_{línea}$  y consecuentemente de la potencia activa suministrada por el convertidor cuasi resonante a la carga.

En algunos casos, el tiempo  $T_{ON}$  de activación puede establecerse igual a  $T_{ON\ crítico}$  (valor crítico seguro) en un ángulo diferente de  $90^\circ$  o  $270^\circ$  del período de la alimentación eléctrica de CA de la red, pero no necesariamente como para algunos perfiles con forma de "silla de montar" (no mostrados).

En algunos otros casos, el perfil de corriente objetivo y, por lo tanto, el perfil de  $T_{ON}$  puede ser cambiado desde una media onda de la red a las demás con el fin de producir armónicos fluctuantes. Estas estrategias permiten explotar el límite superior permitido por las normas internacionales para los armónicos fluctuantes, lo que resulta en una reducción de las emisiones de interferencia electro magnética.

Conformando y dimensionando la corriente consumida por la carga desde la red  $I_{línea}$  de una manera apropiada, también es posible ajustar los niveles de potencia inferiores para los convertidores cuasi resonantes, especialmente cuando se alimentan bobinas de inducción en placas de cocina, y sin perder las condiciones de conmutación suave.

Como resultado, se evita un deterioro de los alimentos derivado de la aplicación de los procedimientos de control de potencia conocidos a un convertidor resonante.

Una primera aplicación preferida de un control de potencia, aplicable por ejemplo a cocinas de inducción o similares, y que materializa el procedimiento de la presente invención, se muestra en la Fig. 10. Según esta primera realización preferida, los perfiles de la corriente  $I_{línea}$  consumida por el convertidor desde la red de alimentación eléctrica se varían cuando se solicitan diferentes niveles de potencia. En particular, los procedimientos de la técnica anterior que mantienen el tiempo  $T_{ON}$  de activación sustancialmente constante a lo largo de todo el semi periodo  $T_2$  de la red eléctrica se aplican siempre que la potencia solicitada a ser suministrada a la carga (punto de ajuste) esté comprendida entre el nivel ajustable mínimo y el nivel de potencia asociado a  $T_{ON\_critico}$ . A partir de este nivel de potencia ajustable, la corriente consumida por la carga desde la red  $I_{línea}$  es conformada de una manera ventajosa según la presente invención.

Las aplicaciones del procedimiento de la presente invención son posibles también en sistemas de control de bucle cerrado.

Dos realizaciones preferidas del sistema de control de bucle cerrado para controlar la potencia suministrada a la carga por un convertidor cuasi resonante en el que se aplica el procedimiento de la presente invención, se describen en las Figuras 8 y 9.

En la primera realización preferida mostrada en la Fig. 8, el control de potencia se implementa mediante un esquema de control de bucle cerrado destinado a ajustar la potencia de salida a un valor de potencia establecido  $P_{establecida}$ . Incluye una etapa de algoritmo que calcula el tiempo  $T_{ON}$  de activación requerido durante cada instante del periodo de control que pertenece al semi periodo  $T_2$  de la red de alimentación eléctrica.

Un valor  $T_{ON\_MEDIO}$  medio o del tiempo  $T_{ON}$  de activación puede ser calculado, por ejemplo, por medio de procedimientos de control estándar (un control PID, un control predictivo, etc.), para ajustar la potencia de salida suministrada a la carga por el convertidor a la potencia  $P_{establecida}$  (a ser suministrada de manera instantánea o como una potencia media, a lo largo de varios semi periodos). A continuación, dicho  $T_{ON\_MEDIO}$  medio es añadido a los valores tomados de una tabla de búsqueda que contiene las desviaciones de  $T_{ON}$  vs. un índice correspondiente al ángulo de fase de la red. Como resultado, el tiempo  $T_{ON}$  de activación "instantáneo" fluctuará, por ejemplo tal como se muestra en la Fig. 5B, produciendo el aumento de potencia activa deseado.

En la segunda realización preferida, se describe en la Fig. 9 un control de bucle cerrado de la corriente  $I_{línea}$  consumida desde la red. El control tiene en la entrada la diferencia entre la corriente  $I_{línea}$  instantánea consumida por el convertidor desde la red de alimentación de CA y un perfil de  $I_{principal\_establecida}$  de corriente de entrada objetivo (óptimo) obtenido tal como se ha descrito anteriormente. El perfil de entrada de corriente objetivo está por encima o en algún punto igual al perfil casi sinusoidal obtenible manteniendo  $T_{ON}$  constante a lo largo de todo el semi periodo, siempre que se solicita que un aumento de la potencia activa en comparación con los procedimientos conocidos sea suministrado a la carga.

La diferencia entre el perfil de la corriente  $I_{principal\_establecida}$  objetivo y la corriente  $I_{línea}$  medida es la entrada de un regulador (por ejemplo, un PID o similar), que tiene en la salida el tiempo  $T_{ON}$  de activación usado para accionar la puerta del IGBT durante los periodos de control. En una implementación preferida, el perfil de la corriente  $I_{principal\_establecida}$  objetivo se obtiene digitalmente e incluye al menos las etapas siguientes: en una primera etapa la corriente rms (Root Mean Square, valor cuadrático medio) o eficaz objetivo requerida se calcula dividiendo la potencia ( $P_{establecida}$ ) solicitada a ser suministrada a la carga por la tensión rms o eficaz de la red de alimentación eléctrica de CA. En una segunda etapa, este objetivo de corriente rms es "multiplicado" a continuación por un perfil de corriente objetivo óptimo normalizado, cuyo valor rms o eficaz es igual a 1 y cuya forma es la forma óptima explicada anteriormente. Dicho perfil de corriente normalizado (y opcionalmente óptimo) objetivo es asignado y almacenado en una parte no volátil de la memoria de la unidad de control embebida que controla el convertidor. Como resultado de estas dos etapas, se genera un perfil  $I_{principal\_establecida}$  de corriente objetivo y, a continuación, se realizará un seguimiento en bucle cerrado durante cada semi-periodo  $T_2$  de la red o durante una pluralidad de semi periodos.

Además de éstos dos procedimientos de control, la persona con conocimientos en la materia de la teoría de control encontrará fácilmente otros procedimientos para controlar la forma de onda de la corriente de entrada para que se comporte tal como se ha descrito anteriormente. También es evidente para la persona con conocimientos en la materia que los procedimientos de control indicados anteriormente pueden ser implementados en forma analógica o en forma digital. En el caso en el que se prefiere la forma digital, el periodo  $T_{ON}$  de activación será actualizado periódicamente (durante cada periodo de control) a un ritmo de tiempo discreto en un rango preferiblemente entre el periodo de conmutación y 400  $\mu s$ . Este rango está limitado superiormente por los efectos de emisión de armónicos parásitos (vinculados típicamente al 50-avo armónico) que tiene lugar si la tasa de actualización del tiempo  $T_{ON}$  de activación es más lenta que este valor. El rango está también limitado inferiormente por el rendimiento de cálculo del controlador digital (microprocesador, microcontrolador, DSP o FPGA) usado en la arquitectura hardware. Con una resolución discreta de la amplitud temporal, el rango está incluido preferiblemente entre 10 ns y 250 ns.

Se deduce que puede conseguirse un aumento de la potencia activa en el rango entre el 5% y el 40% mediante la aplicación del procedimiento de la presente invención.

Por último, los beneficios de los aumentos de la potencia activa indicados anteriormente sin ninguna modificación sustancial de las arquitecturas de hardware son de hecho de suma importancia para la aplicabilidad de las técnicas de salto de ciclo a los convertidores cuasi resonantes, especialmente en el campo de los electrodomésticos.

5 De hecho, puede conseguirse una mejora adicional de los rendimientos mediante el uso del procedimiento de la presente invención en combinación con el "salto de ciclo", que son técnicas para la modulación de la potencia a ser suministrada a las cargas LR durante un largo período de tiempo que comprende varios semi períodos  $T_2$  (véase, por ejemplo, el documento US4871961).

10 Se sabe que las técnicas de "salto de ciclo" conducen a parpadeos y emisiones de armónicos que superan los valores admitidos cuando la potencia nominal de la carga eléctrica que es sometida a salto de ciclo es mayor de aproximadamente 1 kW. Por otro lado, se sabe también que los convertidores QR que presentan una eficiencia aceptable difícilmente pueden superar una relación de regulación de potencia de 1,8:1. Se deduce que antes de la presente invención la técnica de "salto de ciclo" solo podría haberse aplicado si la potencia gestionable máxima estuviese limitada a aproximadamente 1,8 kW, que es mucho más baja que el nivel máximo que se requiere para una placa de inducción eléctrica comercializada en la actualidad.

15 Mediante la aplicación del procedimiento de la presente invención, en el que un aumento de la potencia activa del 25% es suministrado a un elemento de calentamiento de una potencia nominal de 1,8 kW (la carga) mediante el uso, por ejemplo, del perfil de corriente de la Figura 5A en combinación con técnicas de salto de ciclo, una magnitud de potencia de 1,8 kW x 1,25 = 2,3 kW pasa a estar disponible y ajustable de manera casi continua. Esto representa un gran avance para los convertidores QR.

20 En otras palabras, la presente invención combinada con una técnica de salto de ciclo, permitirá el mismo rango de regulación de los convertidores de medio puente de gama alta, a un costo de fabricación reducido casi a la mitad.

## REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para controlar un convertidor (QR) cuasi-resonante adecuado para accionar una carga (L, R) inductiva, en particular una bobina de inducción acoplada con un utensilio de cocina superpuesto, en el que dicho convertidor (QR) es suministrado con una tensión de alimentación eléctrica alterna (CA) desde una fuente de alimentación eléctrica, en el que dicha tensión de alimentación eléctrica alterna (CA) es rectificadora con el fin de obtener una tensión ( $V_{bus-cc}$ ) rectificadora provista de un semi período ( $T_2$ ) pulsante predeterminado, que comprende las etapas de:
- activar un interruptor (IGBT) de dicho convertidor (QR) durante un tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación predeterminado dentro de dicho periodo ( $T_2$ )
  - desactivar el interruptor (IGBT) de dicho convertidor (QR) durante un tiempo ( $T_{OFF}$ ) de desactivación predeterminado dentro de dicho semi periodo ( $T_2$ ),
  - repetir la alternancia cíclica de esas dos etapas repetidas dentro del semi período ( $T_2$ ) resultando en que el convertidor consume una corriente ( $I_{línea}$ ) eléctrica y una potencia (P) activa desde dicha fuente de alimentación eléctrica,
- caracterizado por que** el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación del interruptor (IGBT) se varía durante dicho semi período ( $T_2$ ) de manera que un valor ( $T_{ON\_MEDIO}$ ) de tiempo de activación medio sobre dicho semi período ( $T_2$ ) sea mayor que un valor ( $T_{ON\_crítico}$ ) crítico de una cantidad predeterminada, en el que dicho valor ( $T_{ON\_crítico}$ ) crítico corresponde al valor ( $T_{ON}$ ) de tiempo de activación máximo aplicable a dicho interruptor (IGBT) cuando dicha tensión ( $V_{bus-cc}$ ) rectificadora alcanza un valor de tensión máxima durante dicho semi periodo ( $T_2$ ), en el que dicha cantidad predeterminada es tal que la potencia (P) activa absorbida por el convertidor desde la línea de CA durante dicho semi periodo ( $T_2$ ) se incrementa en un rango entre el 5% y el 40% de la potencia (P) activa absorbida por el convertidor cuando el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación se establece constante durante todo el semi período ( $T_2$ ) e igual a dicho valor ( $T_{ON\_crítico}$ ) crítico.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que dicho valor de tensión máxima corresponde a una amplitud de dicha tensión ( $V_{bus-cc}$ ) rectificadora cuando un valor de fase de dicha tensión de alimentación eléctrica (CA) es igual a  $90^\circ$  o  $270^\circ$ .
3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que dicha cantidad predeterminada es tal que la potencia (P) activa consumida por el convertidor es, en particular, aumentada en el rango entre el 10% y el 30% de la potencia (P) activa consumida por el convertidor cuando el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación se establece constante durante todo el semi período ( $T_2$ ) e igual a dicho valor ( $T_{ON\_crítico}$ ) crítico.
4. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que dicha cantidad predeterminada es tal que la potencia (P) activa consumida por el convertidor se aumenta aproximadamente el 25% de la potencia (P) eléctrica activa consumida por el convertidor cuando el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación se establece constante durante todo el semi periodo ( $T_2$ ) e igual a dicho valor ( $T_{ON\_crítico}$ ) crítico.
5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que cuando se alcanza dicho valor de tensión máxima, una tensión entre los terminales (C', E') de dicho interruptor (IGBT) tiene un valor ( $V_{res\_crítica}$ ) máximo permisible, que está comprendido en el rango entre el 80% y el 95% de un valor tensión de ruptura de dicho interruptor (IGBT).
6. Procedimiento según la reivindicación 5, en el que dicho valor ( $V_{res\_crítica}$ ) máximo permisible es de aproximadamente el 90% del valor de la tensión de ruptura de dicho interruptor (IGBT).
7. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho procedimiento se aplica a un sistema de control de bucle cerrado para regular una potencia ( $P_{medida}$ ) suministrada por el convertidor (QR) a dicha carga (L, R) inductiva durante dicho semi período ( $T_2$ ) o durante una pluralidad de semi periodos ( $T_2$ ).
8. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el perfil de la corriente ( $I_{línea}$ ) consumida por el convertidor desde la fuente de alimentación eléctrica durante dicho semi período ( $T_2$ ) tiene una primera componente armónica cuya magnitud es mayor que la magnitud de la primera componente armónica del perfil de la corriente obtenible cuando el tiempo ( $T_{ON}$ ) de activación se establece constante durante todo el semi período ( $T_2$ ) y en el que dicho valor de tensión máxima en dichos terminales (C', E') de dicho interruptor (IGBT) es el mismo.
9. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que se aplica a un sistema de control de bucle cerrado para regular un perfil de la corriente ( $I_{línea}$ ) consumida por el convertidor desde la fuente de

alimentación eléctrica.

10. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende además la etapa de definir un perfil de corriente ( $I_{\text{principal establecida}}$ ) objetivo a ser consumida por el convertidor (QR) desde dicha alimentación eléctrica (QR) durante dicho semi período ( $T_2$ ) o durante una pluralidad de semi periodos ( $T_2$ ).

5 11. Procedimiento según las reivindicaciones 7 y 10, que comprende además las etapas de:

- obtener un primer valor dividiendo un valor ( $P_{\text{establecida}}$ ) de potencia objetivo establecida a ser suministrada a la carga (L, R) durante el semi período ( $T_2$ ), por un valor de tensión cuadrático medio de dicha tensión de alimentación eléctrica (CA); y

10 - multiplicar el primer valor por un perfil objetivo numérico almacenado en una unidad de memoria y obtener dicho perfil ( $I_{\text{principal establecida}}$ ) de corriente objetivo.

12. Procedimiento según la reivindicación 11, que comprende además la etapa de calcular el tiempo ( $T_{\text{ON}}$ ) de activación correspondiente para cada valor de dicho perfil ( $I_{\text{principal establecida}}$ ) de corriente objetivo.

15 13. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones entre la reivindicación 8 y la reivindicación 12, en el que el perfil ( $I_{\text{principal establecida}}$ ) de corriente objetivo está por encima de un perfil cuasi sinusoidal obtenible cuando el tiempo ( $T_{\text{ON}}$ ) de activación se establece constante durante todo el semi período ( $T_2$ ) y en el que dicho valor de tensión máxima en dichos terminales (C', E') de dicho interruptor (IGBT) es el mismo.

20 14. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones desde la reivindicación 7 a la reivindicación 13, en el que el procedimiento se aplica solo cuando la potencia ( $P_{\text{medida}}$ ) activa a ser suministrada por el convertidor (QR) a dicha carga (L, R) inductiva durante dicho semi período ( $T_2$ ) excede la potencia (P) activa suministrable por el convertidor (QR) cuando el tiempo ( $T_{\text{ON}}$ ) de activación se mantiene constante y es igual a dicho valor ( $T_{\text{ON crítico}}$ ) crítico.

15. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el procedimiento se aplica en combinación con un procedimiento de control de salto de ciclo.

25 16. Convertidor cuasi resonante (QR) adaptado para alimentar una carga (L, R), caracterizado por que comprende medios adaptados para regular una corriente ( $I_E$ ) a través de dicha carga (L, R) según un procedimiento descrito en cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

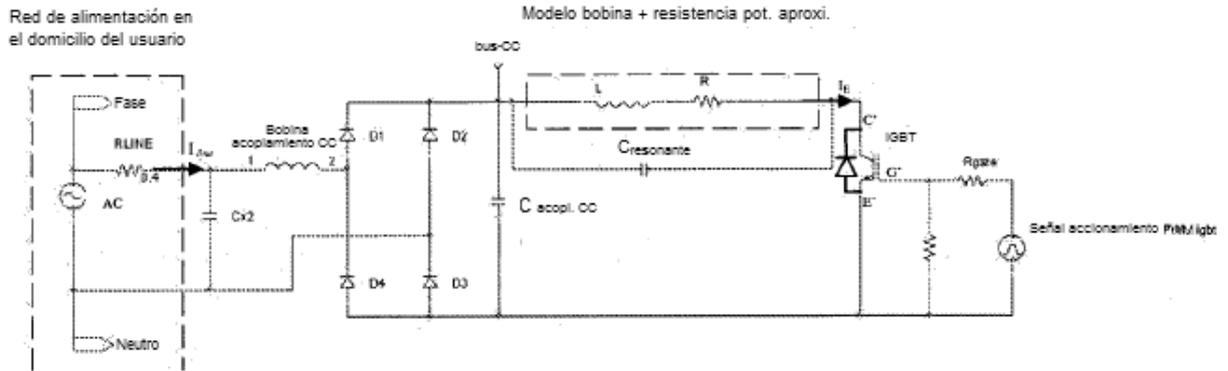


Figura 1

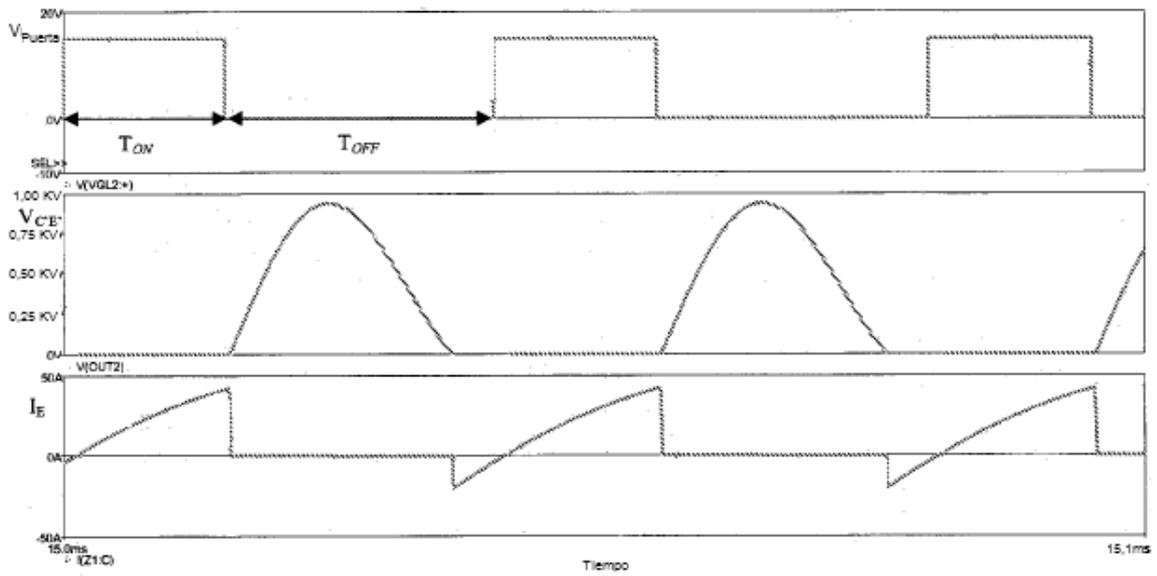


Figura 2

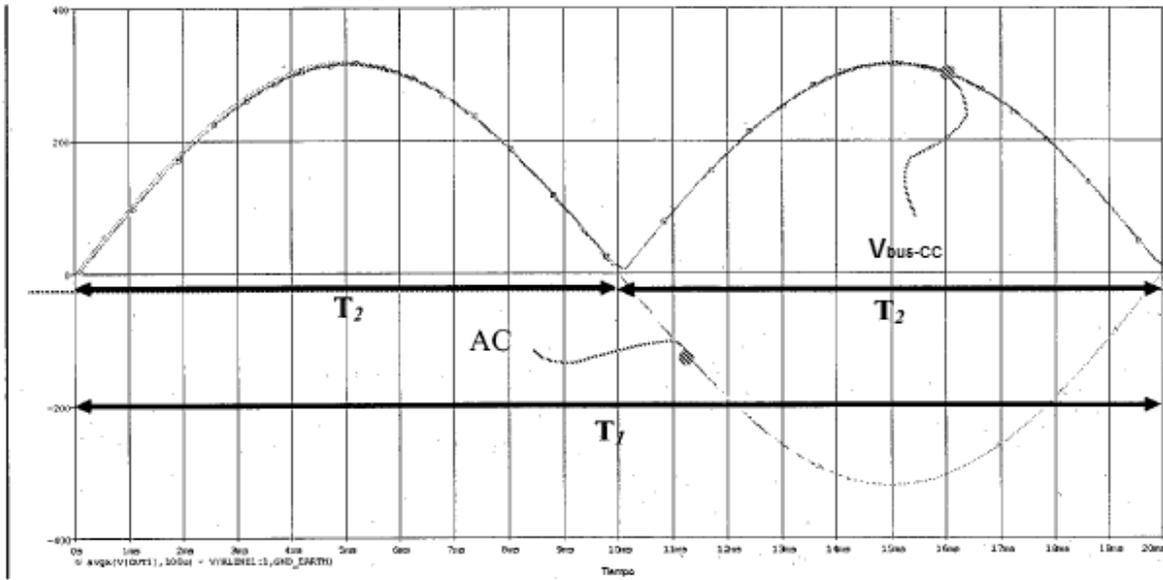


Figura 3

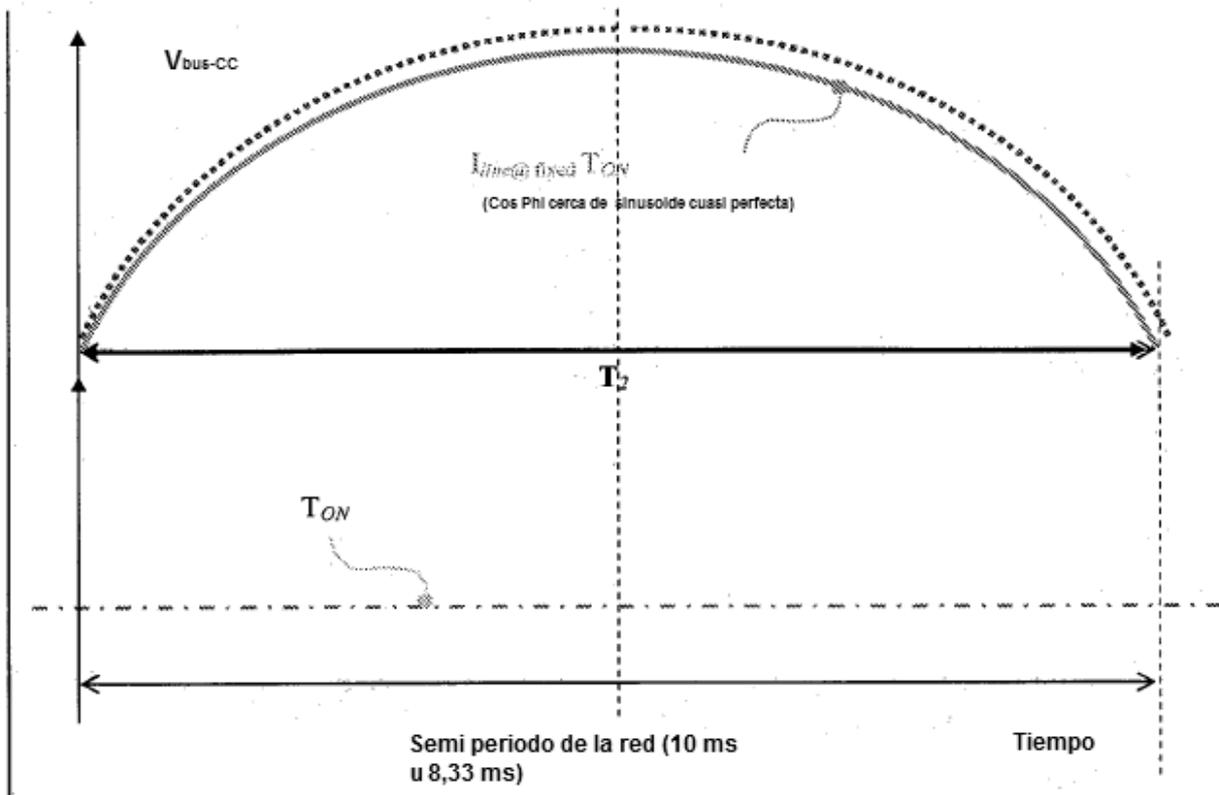


Figura 4

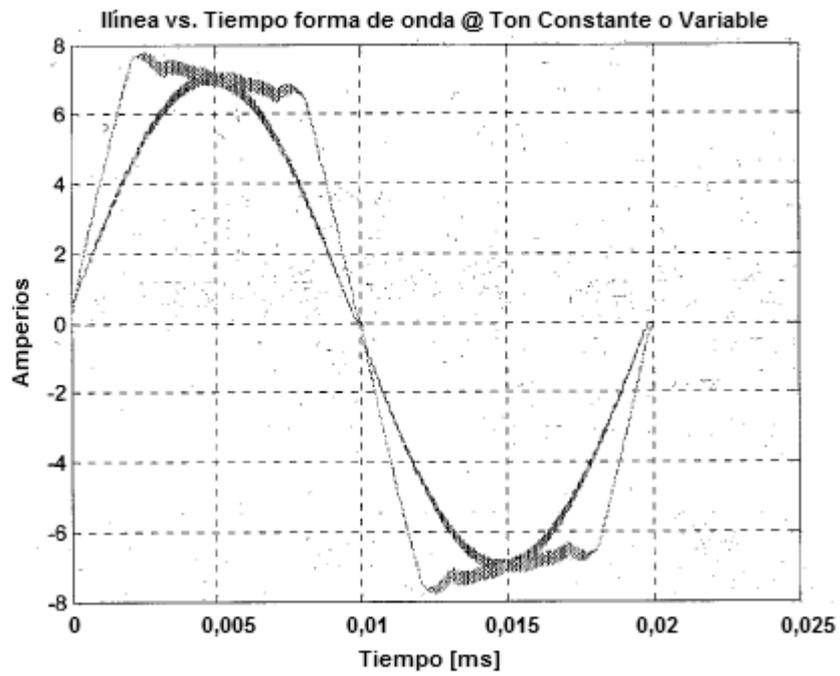
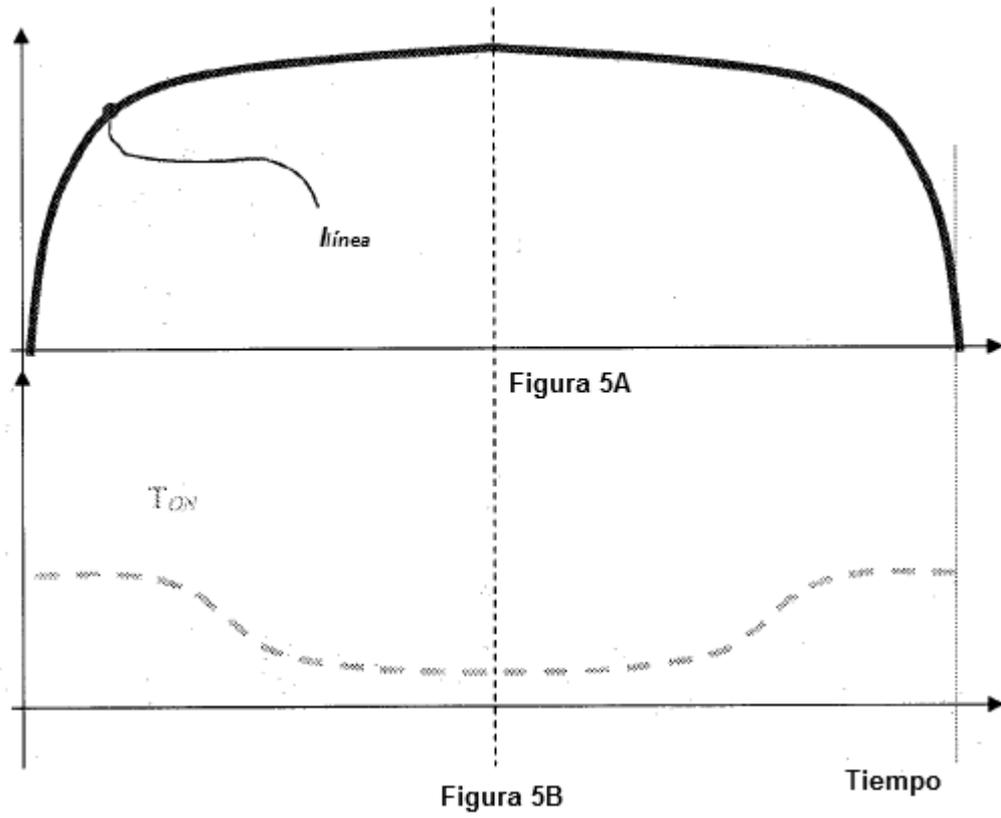


Figura 6

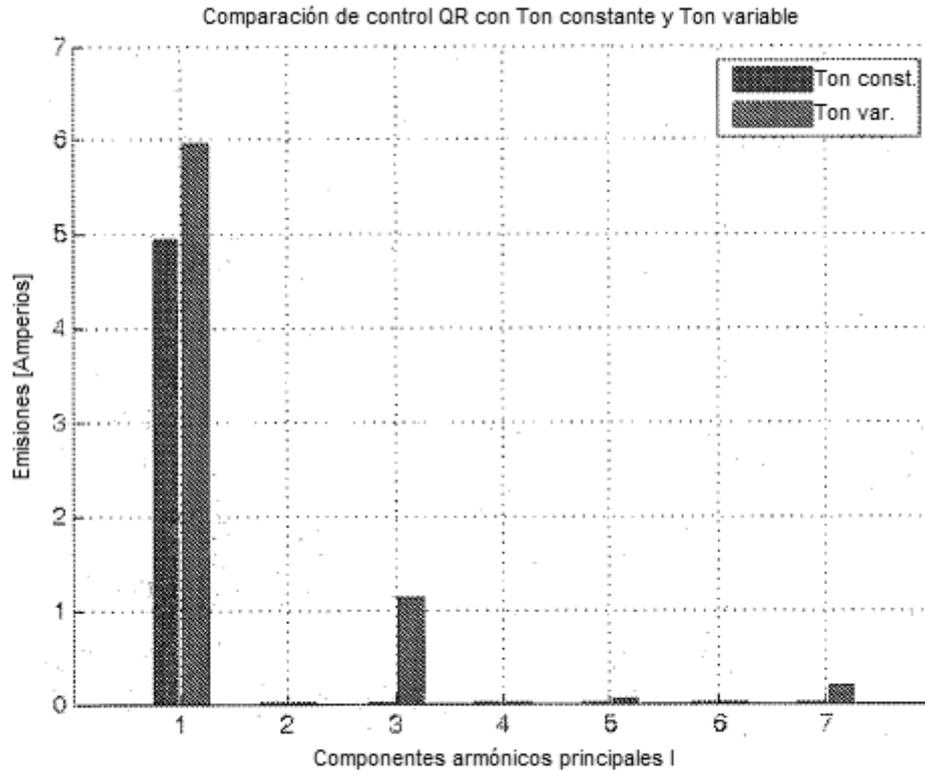


Figura 7

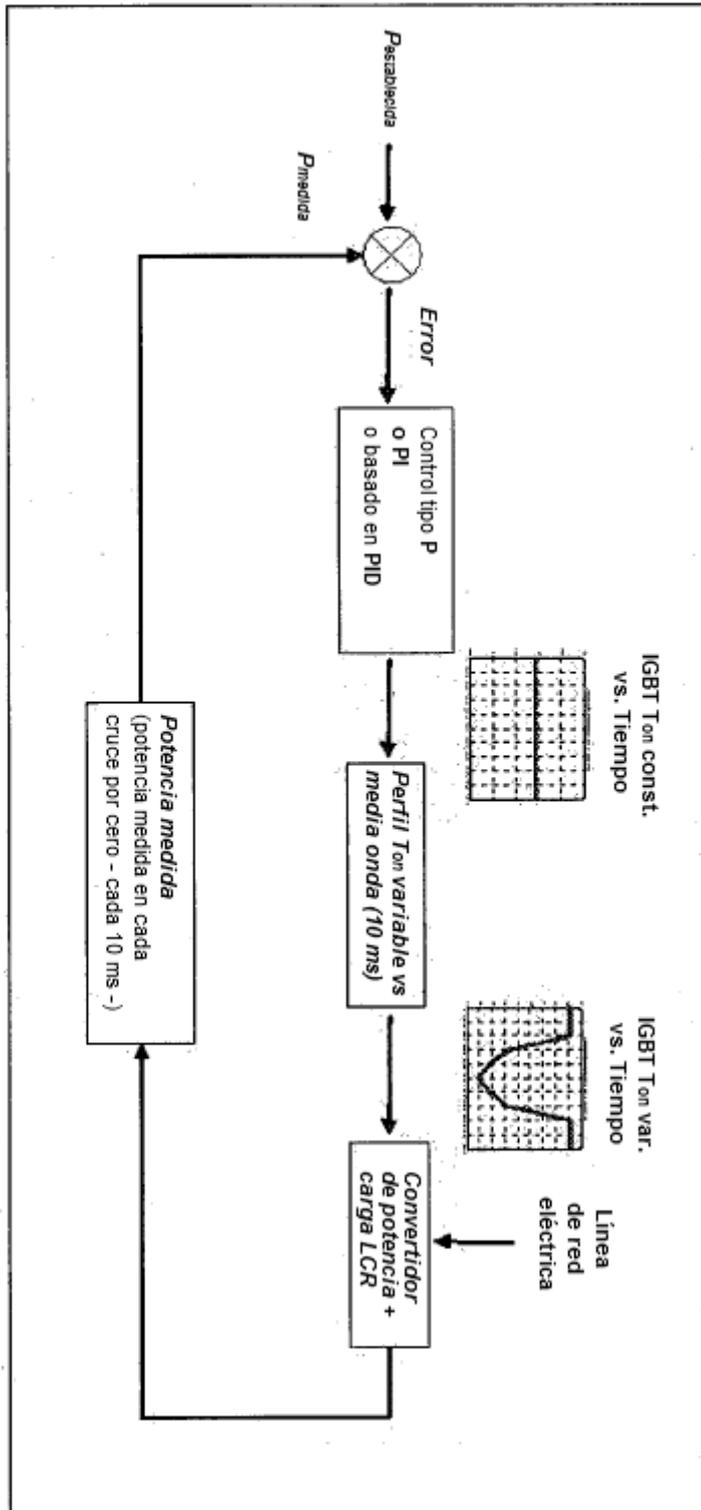


Figura 8

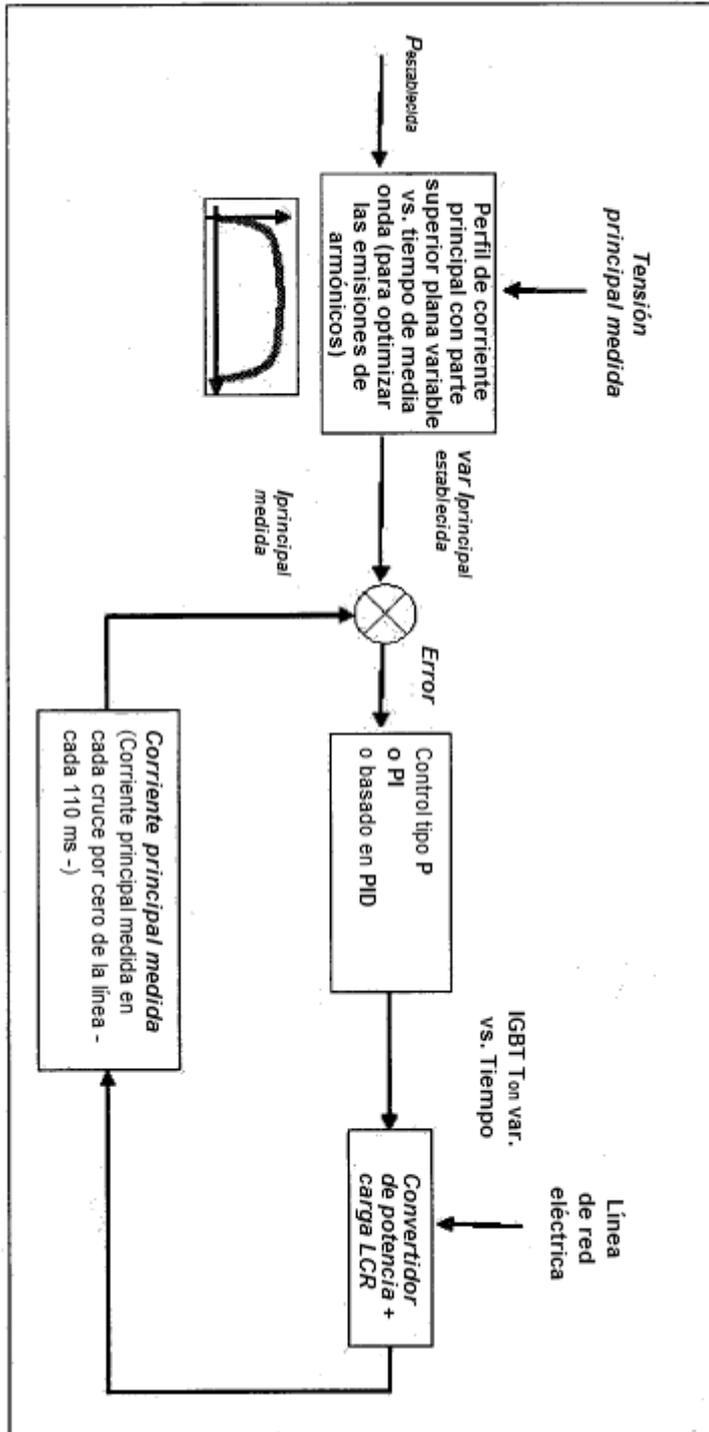


Figura 9

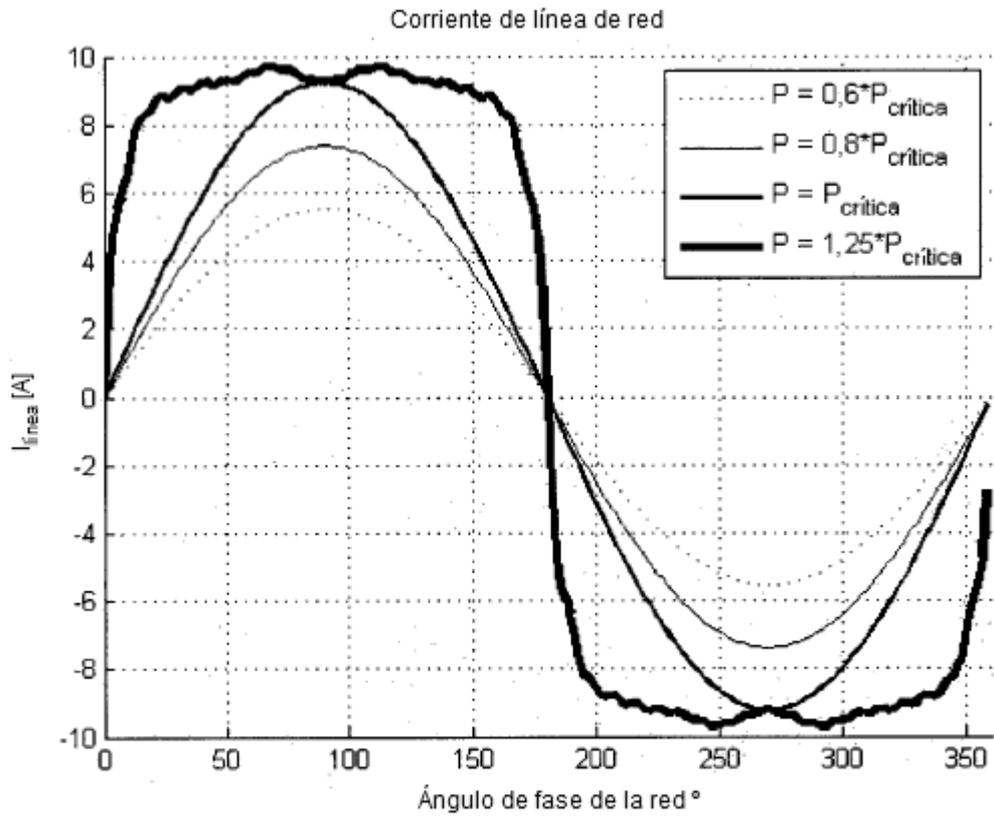


Figura 10