

Prototipo de multi-inversor resonante serie para calentamiento por inducción doméstico

Mario Pérez-Tarragona, Héctor Sarnago, Óscar Lucía y José M. Burdío.
Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones. Universidad de Zaragoza.
María de Luna, 1. 50018 Zaragoza, España.
E-mail: olucia@unizar.es

Resumen— La topología multi-inversor resonante serie ha demostrado ser una solución efectiva y de coste reducido para la implementación de encimeras de calentamiento por inducción multibobina. Para verificar los últimos avances e investigaciones en este campo se ha implementado un prototipo compacto capaz de alimentar nueve cargas y que dispone de un sistema de monitorización para medir los principales parámetros de la etapa de potencia. Se ha elaborado un sistema de comunicaciones con el PC que permite adquirir los datos medidos y modificar con gran versatilidad las estrategias de modulación y control. Esto, a su vez, ha hecho posible un rápido desarrollo de algunos ejemplos de aplicación representativos como la detección y el control de potencia de los recipientes.

Palabras clave— Electrónica de potencia, etapa resonante, calentamiento por inducción.

I. INTRODUCCIÓN

ESTE documento muestra el desarrollo y validación experimental de la topología multi-inversor resonante serie y sus aplicaciones para el calentamiento por inducción doméstico.

Tradicionalmente las encimeras de calentamiento por inducción se han compuesto de tres o cuatro inductores, dependiendo del modelo seleccionado. Cada uno de éstos era alimentado por un inversor independiente, compartiendo únicamente el filtro de compatibilidad electromagnética y el rectificador. Sin embargo, el mercado actual de encimeras de inducción se decanta por las denominadas superficies flexibles de calentamiento [1]. Se trata de estructuras multi-inductor que logran mejores prestaciones al permitir al usuario mayor libertad en la elección del tamaño y la forma del recipiente, así como su colocación en la superficie de cocción.

Esta situación provoca un elevado coste de fabricación debido al elevado número de inductores y a la gran cantidad de componentes electrónicos añadidos. Con el fin de reducir este coste, en anteriores trabajos se ha propuesto la topología multi-inversor resonante serie aplicada a sistemas con múltiples cargas inductivas [2-7]. Ésta permite alimentar varios inductores reduciendo el número de componentes electrónicos necesarios y, por tanto, el coste. Por otro lado, el echo de que varias cargas compartan el mismo inversor modifica completamente las condiciones de control del



Fig. 1. Prototipo del multi-inversor resonante serie calentando un recipiente.

sistema. Además, los últimos avances en este campo solventan ciertos inconvenientes de diseño que lo hacen más eficiente y robusto [8].

El objetivo de este trabajo es profundizar en el estudio del multi-inversor resonante serie para verificar su correcto funcionamiento en sistemas multi-inductor y analizar su potencial para el desarrollo de aplicaciones de gran interés en el calentamiento por inducción doméstico mediante la implementación de un prototipo versátil controlado desde el PC (Fig. 1).

Este documento está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta la topología multi-inversora con las principales estrategias de modulación empleadas. En la sección III se muestran los aspectos claves en la implementación del prototipo y en la sección IV los ejemplos de aplicación desarrollados. Se presentan unas capturas de pantalla de osciloscopio con las principales formas de onda de la etapa de potencia en la sección V. Para terminar, se resumen las conclusiones de este trabajo en la sección VI.

II. MULTI-INVERSOR RESONANTE SERIE APLICADO A MÚLTIPLES CARGAS INDUCTIVAS

A. Descripción y análisis

El multi-inversor resonante serie (Fig. 2) parte de la topología semipiente para conformar una etapa con las prestaciones adecuadas y un número reducido de dispositivos. Ésta puede analizarse considerando dos grandes bloques: un inversor común, basado en la topología semipiente, y un bloque de cargas de inducción en configuración resonante serie activadas mediante dispositivos semiconductores específicos para cada carga.

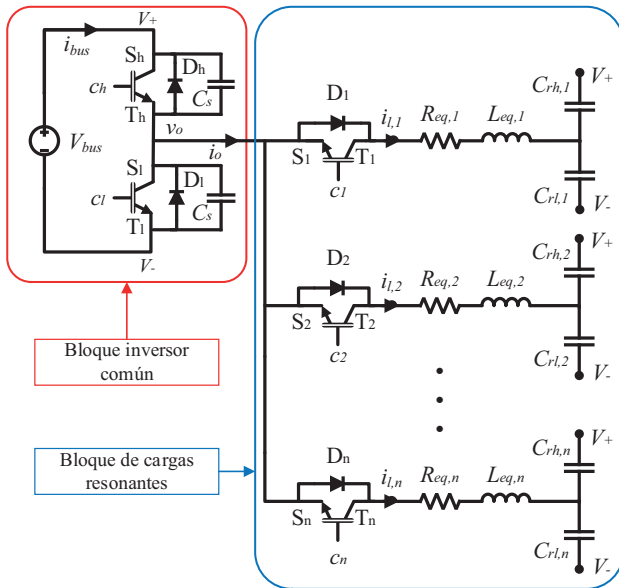


Fig. 2. Esquemático del multi-inversor resonante serie.

El bloque inversor común se alimenta de un bus de tensión continua V_{bus} y está formado por dos dispositivos semiconductores bidireccionales en corriente y unipolares en tensión, S_h y S_i , denominados dispositivos comunes. Éstos permiten generar una tensión alterna (v_o) en el punto medio del inversor común para alimentar al bloque de cargas resonantes. Las características relativas a tensión, corriente y frecuencia de conmutación hacen aconsejable el uso de transistores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (T_h , T_i) con diodos en antiparalelo (D_h , D_i) para la implementación de los dispositivos de conmutación. El inversor opera a frecuencias de conmutación (f_{sw}) igual o superiores a la de resonancia (f_o), es decir, operando en la región inductiva y manteniendo, por tanto, la condición de conmutación ZVS (*Zero Voltage Switching*). De esta forma, solo existen pérdidas de conmutación de paso a OFF. Para minimizarlas, se utilizan condensadores de *snubber* (C_s) en paralelo con los dispositivos comunes S_h y S_i .

El bloque de cargas resonantes está formado por cada una de las cargas de inducción activadas mediante un dispositivo semiconductor, T_i . La configuración resonante serie evita el uso de voluminosos inductores adicionales y asegura una corriente media igual a cero a través de los inductores.

Además, el uso de dos condensadores de resonancia (C_{rh} y C_{rl}) mejora el contenido armónico del bus de alimentación del inversor. De esta forma, cada inductor i , modelado mediante sus parámetros equivalentes $R_{eq,i}$ y $L_{eq,i}$, dispone de dos condensadores de resonancia ($C_{rh} = C_{rl} = C_r/2$).

En principio, los dispositivos semiconductores encargados de activar las cargas, denominados específicos (S_i), deben ser capaces de conducir la corriente en ambos sentidos (bidireccionales) y bloquear tensión en ambos sentidos (bipolares) para desactivar efectivamente aquellos inductores inactivos. Sin embargo, su implementación se puede simplificar si se analiza la composición de la carga resonante. Teniendo en cuenta que la corriente media a través de un condensador es nula en estado estacionario, se puede bloquear

TABLA I
ESTRATEGIAS DE CONTROL

Estrategia de control	Dispositivos	Parámetros de modulación	Rango de variación
VFDC	Dispositivos comunes (T_h y T_l)	f_{sw}	55 - 100 kHz
		D_{sw}	0.2 - 0.8
		$t_{d,h}$	1 - 3 μ s
		$t_{d,l}$	1 - 3 μ s
LF-PDM sincronizada con la red	Dispositivos específicos (T_i)	$D_{PDM,i}$	0 - 1
		$T_{PDM,s}$	10 ⁻² - 20 s
		$t_{on,PDM,i}$	
		$\phi_{PDM,i}$	

la corriente en régimen permanente con tal de ser capaz de interrumpir la corriente en un único sentido. De esta manera, dichos dispositivos pueden ser implementados también mediante un transistor (T_i) con un diodo en antiparalelo (D_i). Una corriente transitoria atraviesa el diodo hasta cargar los condensadores a la tensión necesaria para interrumpir la corriente en este sentido.

B. Estrategias de modulación

La topología inversora resonante serie de salida múltiple presenta un elevado número de grados de libertad que dan lugar a diversas estrategias de modulación combinables entre sí. Éstas se pueden clasificar según el modo de operación continuo o discontinuo [9]. Este trabajo se centra en el uso de las estrategias de control VFDC y LF-PDM debido a sus ventajas en términos de reducción del estrés en los dispositivos y simplicidad de control e implementación (TABLA I).

La potencia total entregada por la etapa se puede administrar modificando la frecuencia (f_{sw}) y/o el ciclo de servicio (D_{sw}) del bloque inversor común, siguiendo la estrategia VFDC (*Variable Frequency Duty Control*). Además, los tiempos muertos en el disparo de los dispositivos comunes ($t_{d,h}$ y $t_{d,l}$) permiten evitar cortocircuitos accidentales en el bus de alimentación y han de ser ajustados correctamente para asegurar la carga y descarga de los condensadores de *snubber*.

Para ajustar la potencia entregada a varios recipientes alimentados con la misma etapa, se puede controlar independientemente cada uno de los dispositivos específicos atendiendo a sus parámetros de modulación. Con este propósito, se hace interesante la estrategia pulsante de baja frecuencia sincronizada con la red (LF-PDM, *Low Frequency Pulse Density Modulation*). Ésta consiste en activar o desactivar los dispositivos específicos justo en el momento de cruce por cero de la tensión de red, instante de menor tensión e intensidad, aumentando la eficiencia y fiabilidad de la etapa. De esta forma, se modifican los ratios de activación específicos ($D_{PDM,i}$) según (1), siendo $t_{on,PDM,i}$ el tiempo de activación de la carga i y $T_{PDM,s}$ el periodo común a todas ellas. Además, el desfase en el disparo de los dispositivos específicos ($\phi_{PDM,i}$) permite una distribución homogénea de la

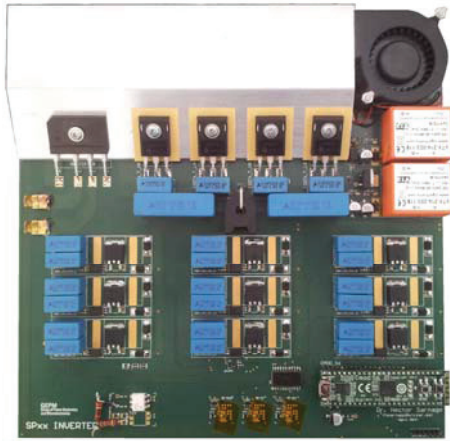


Fig. 3. Prototipo del multi-inversor resonante serie.

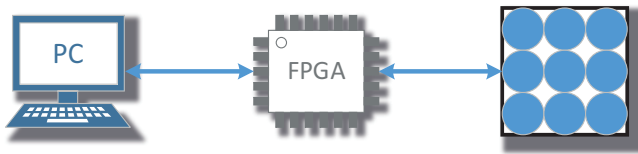


Fig. 4. Conexión entre los elementos que componen el sistema.

potencia en el tiempo. Como se trata de una estrategia sincronizada con la red, todos los parámetros temporales son un múltiplo del semiperiodo de la frecuencia de red.

$$D_{PDM,i} = \frac{t_{on,PDM,i}}{T_{PDM,s}}. \quad (1)$$

III. IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

Para verificar el funcionamiento de la etapa de potencia en condiciones de operación reales, se ha diseñado y construido un prototipo utilizando una placa de circuito impreso (PCB) de cuatro capas (Fig. 3). Se trata de un dispositivo con nueve cargas, formadas cada una por un inductor y sus correspondientes condensadores de resonancia. Se ha diseñado de tal forma que en la parte superior se disponen los inductores y en la parte inferior toda la electrónica necesaria, con el objetivo de compactar todo el sistema. A continuación se analiza la implementación del prototipo completo, describiendo sus partes principales y su función.

El sistema está compuesto por tres elementos: el PC, la FPGA y la etapa de potencia (Fig. 4). Cada uno de ellos cumple una función básica que, en su conjunto, permiten controlar un sistema más complejo. El PC se encarga de las operaciones de alto nivel, como el control y la interfaz de usuario. La FPGA administra las operaciones de bajo nivel, como la activación de drivers y la medida de magnitudes eléctricas mediante los conversores analógico-digital (ADC). La etapa de potencia transforma la energía eléctrica en forma de energía calorífica en el recipiente. Físicamente, el PC y la FPGA se comunican a través de un puerto serie. El dispositivo lógico programable se encuentra integrado en la placa base de la etapa de potencia, de tal forma que es capaz de activar los drivers de disparo de los dispositivos semiconductores y de recibir las medidas de tensión (v_o) e intensidad (i_o) del punto medio del inversor semipunto a través de dos ADCs.

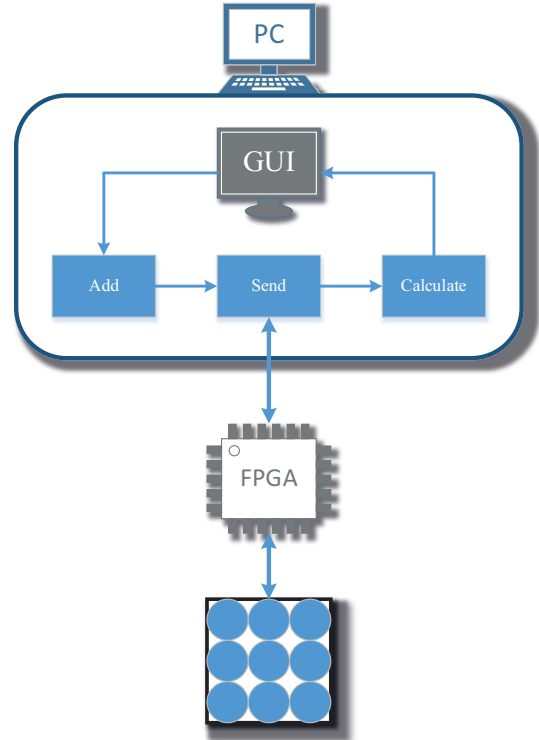


Fig. 5. Esquema de la arquitectura de control en el PC.

A. Arquitectura de control en el PC

Se ha desarrollado una aplicación en Matlab que se encarga de interactuar con el usuario a través de una interfaz gráfica de usuario (GUI) y comunicarse con el prototipo siguiendo el diagrama de flujo de la Fig. 5. De este modo, se facilita el control y la recopilación de resultados, permitiendo un análisis en profundidad de la etapa de potencia bajo estudio.

La GUI llama a la función *Add* reiteradamente para elaborar el paquete de envío que, una vez terminado, es transmitido gracias a la función *Send*, que también se encarga de recibir el paquete procedente del dispositivo lógico programable. Por último, la función *Calculate* interpreta los datos recibidos y obtiene las medidas más destacadas del sistema.

La administración de todas las variables encargadas de controlar la etapa de potencia, incluyendo los parámetros de modulación, se lleva a cabo desde la interfaz de usuario de control manual. Se trata de un sistema de control en bucle abierto que permite administrar parámetros como el periodo o el ciclo de servicio en unidades adecuadas y transformarlas a las unidades del sistema para enviarlas al prototipo, al mismo tiempo que se monitoriza la potencia que se está aplicando.

B. Arquitectura de control basada en FPGA

La arquitectura de control basada en FPGA está constituida por un sistema de comunicaciones, un sistema de medida y un sistema de activación de drivers, todos ellos desarrollados utilizando como lenguaje de descripción de hardware VHDL. En la Fig. 6 se puede apreciar el diagrama de flujo que rige el dispositivo lógico programable.

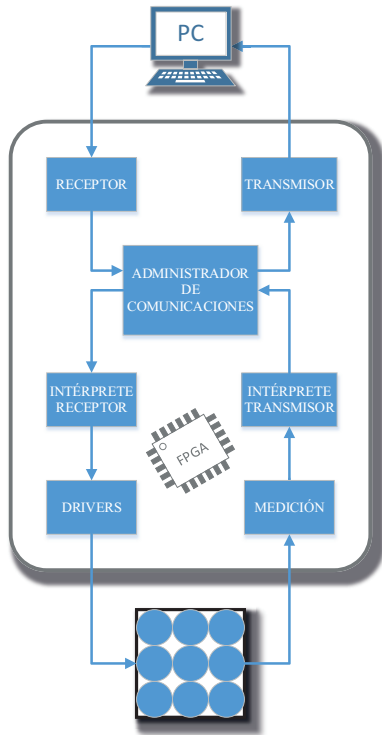


Fig. 6. Esquema de la arquitectura de control en FPGA.

El *Receptor* y *Transmisor* son los encargados de establecer la comunicación básica siguiendo el protocolo de comunicación serie. Éstos son comandados por el *Administrador de comunicaciones*, obedeciendo la arquitectura de comunicaciones establecida en el sistema. El *Intérprete receptor* obtiene la información útil del paquete recibido, que es empleada por el bloque *Drivers* para la activación de los diferentes elementos de la etapa de potencia. Por otro lado, el bloque *Medición* procesa los datos recibidos de los convertidores analógicos-digitales, y el *Intérprete transmisor* se encarga de elaborar el paquete de envío al PC.

IV. EJEMPLOS DE APLICACIÓN

Con el objetivo de demostrar la capacidad y versatilidad de la etapa se han desarrollado los siguientes ejemplos de aplicación de gran interés en los sistemas de calentamiento por inducción doméstico: detección de recipiente y control de potencia en bucle cerrado para uno o varios recipientes. Todas estas funciones se administran mediante una GUI denominada interfaz de usuario de control automático (Fig. 7).

A. Detección de recipiente

Una de las características relevantes e imprescindibles para el correcto funcionamiento de una cocina de inducción es la capacidad de detectar si existe recipiente cubriendo el inductor para asegurar el correcto funcionamiento y protección de la etapa de potencia. La principal ventaja de la topología multi-inversor resonante serie es que permite realizar esta detección en tiempo real, a diferencia de otras soluciones que utilizan relés y solo permiten una medida inicial previa al iniciar la operación.

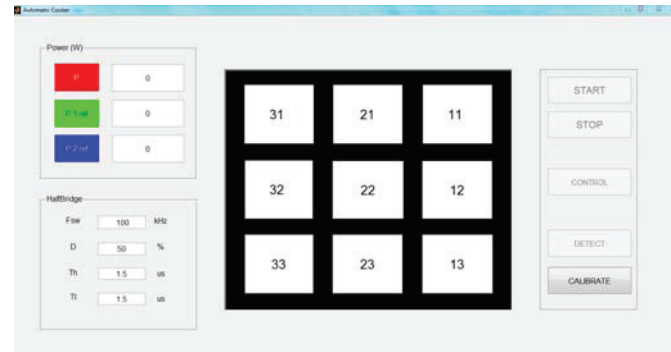


Fig. 7. Interfaz de usuario de control automático.

Uno de los métodos de detección más efectivos consiste en calcular el factor de calidad de la carga como

$$Q = \frac{\omega L_{eq}}{R_{eq}}, \quad (2)$$

suponiendo un circuito RLC serie [10]. Idealmente, en caso de no existir recipiente el factor de calidad tenderá a infinito, mientras que en presencia de recipiente éste se reduce significativamente. De esta forma, se puede detectar si el inductor está cubierto y activarlo o desactivarlo automáticamente sin intervención del usuario.

El proceso de detección consiste en activar un inductor durante un ciclo de red a una frecuencia angular (ω) para obtener el factor de calidad de la carga con la inductancia equivalente (L_{eq}) y la resistencia equivalente (R_{eq}), parámetros obtenidos a partir de las medidas de tensión (v_o) e intensidad (i_o) del prototipo. Si se quiere muestrear el conjunto de la etapa hay que repetir este proceso nueve veces, una por cada inductor.

Experimentalmente, el factor de calidad no tiende a infinito debido a la resistencia parásita que presenta el inductor y a las distintas aproximaciones realizadas, pero se hace más elevado en ausencia de recipiente. Por tanto, para llevar a cabo la detección es necesario un primer paso de calibración al encender el dispositivo. Éste consiste en obtener el factor de calidad de cada inductor en vacío. Repitiendo el proceso con carga se puede detectar que inductores tienen carga por comparación. Como se aprecia en la gráfica de la Fig. 8 el factor de calidad cuando el inductor está cubierto es prácticamente la mitad que en vacío, cualquiera que sea el material del recipiente.

B. Control de potencia

Otra de las características imprescindibles de una cocina de inducción es la capacidad de controlar la potencia aplicada a un recipiente. Para conseguirlo se ha implementado un regulador que modifica la frecuencia de conmutación del bloque inversor común (f_{sw}) hasta alcanzar la consigna de potencia deseada siguiendo el esquema de la Fig. 9.

El proceso comienza a una frecuencia de 100 kHz, dando la mínima potencia posible. El sistema, gracias al controlador, recorre la curva de potencia hasta alcanzar la referencia ($P_{o,ref}$). Durante el control, esta frecuencia se encuentra limitada inferiormente a 60 kHz para asegurar la zona ZVS y superiormente a 100 kHz por velocidad de los dispositivos e integridad de la etapa.

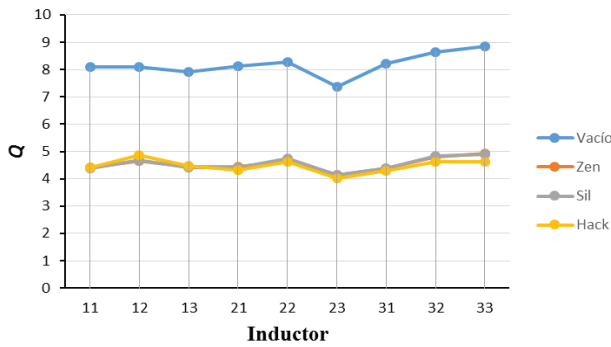


Fig. 8. Factor de calidad (Q) de cada carga del prototipo en vacío y con recipiente para cada material típico de calentamiento por inducción.

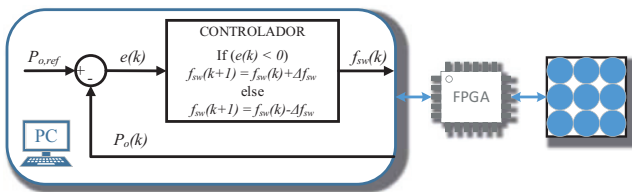


Fig. 9. Esquema de control de potencia en bucle cerrado.

C. Control de potencia en dos recipientes

Otra de las ventajas de la topología multi-inversor resonante serie es su capacidad para alimentar y controlar varias cargas. A modo de ejemplo se ha desarrollado una aplicación capaz de administrar dos cargas individuales con sus propias exigencias de potencia. Ésta se podría extrapolar a una situación con mayor número de recipientes.

El control consiste en modular la etapa de potencia a una frecuencia que permita alimentar a los dos recipientes con la potencia deseada. Mientras que una carga permanece siempre activada, la otra se pulsa en el tiempo utilizando la modulación LF-PDM descrita anteriormente.

En todo momento se lleva a cabo un control de potencia variando la frecuencia como se ha visto en IV.B Control de potencia. En este caso varía la consigna de potencia ($P_{o,ref}$) en cada instante dependiendo de las cargas que están activadas. Siendo $P_{o,ref,a}$ la referencia de potencia en el momento que las dos cargas están activadas

$$P_{o,ref,a} = P_{o,ref,1} + P_{o,ref,2} \left(\frac{T_p}{t_a} \right). \quad (3)$$

Los parámetros de referencia ($P_{o,ref,1}$ y $P_{o,ref,2}$) son introducidos por el usuario. T_p es una condición de diseño delimitada por la normativa de *Flicker* y t_a depende completamente de estas variables y de las cargas. Como la naturaleza de las cargas es desconocida, hay que seguir un proceso previo que permita calcular el tiempo de activación (t_a). Para explicarlo, se ha seguido el ejemplo representativo de la Fig. 10.

El primer paso consiste en obtener las frecuencias f_1 y f_2 . Para ello se hace control en frecuencia recorriendo la curva de potencia de cada carga por separado (pasos 1 y 2 indicados en

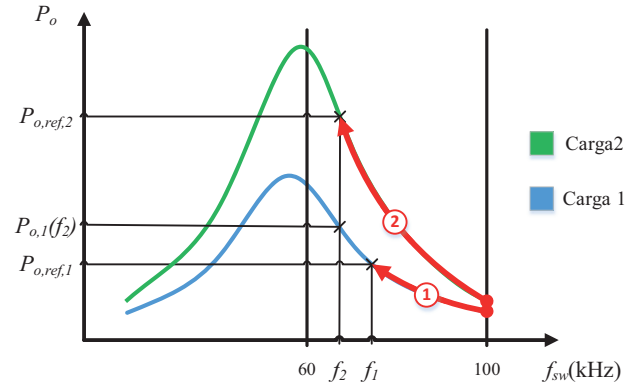


Fig. 10. Ejemplo representativo del proceso de cálculo de t_a .

la Fig. 10). Con la frecuencia más baja (f_2) el sistema es capaz de dar la potencia requerida ($P_{o,ref,2}$) a la carga 2, que permanecerá siempre activada, y más potencia de la requerida ($P_{o,1}(f_2)$) a la carga 1, que será pulsada en el tiempo. Tras medir este último parámetro se puede obtener el tiempo de activación como

$$t_a = T_p \frac{P_{o,ref,1}}{P_{o,1}(f_2)}. \quad (4)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Las siguientes capturas de pantalla del osciloscopio muestran algunos resultados obtenidos en el prototipo del multi-inversor resonante serie.

La modulación del bloque inversor común a una frecuencia (f_{sw}) de 60 kHz y con todos los inductores encendidos aproxima el sistema a la resonancia (Fig. 11). El término inductivo prácticamente desaparece, volviéndose una carga puramente resistiva con una forma de onda de intensidad (i_o) totalmente sinusoidal y consiguiendo un suministro de potencia de 2000 W en el recipiente.

La captura de la Fig. 12 muestra un ejemplo de control de densidad de pulsos de baja frecuencia (LF-PDM) sincronizado con la red alimentando dos cargas a 65 kHz, una de ellas activada tan solo el 50 % del tiempo. En amarillo se observa la señal de activación de la carga pulsada (c_{cp}) así como las medidas de sus formas de onda de intensidad (i_{cp} en azul) y potencia (p_{cp} en morado oscuro). Se aprecia como en uno de cada dos semiciclos de red aumenta la intensidad (i_o) y potencia (p_o) aplicada por el bloque inversor común. Concretamente, la etapa está aplicando una potencia total de 570 W, 70 W a la carga pulsada y 500 W continuos a la otra.

Estos resultados muestran un correcto funcionamiento de la topología multi-inversor resonante serie. No se aprecia ningún tipo de comportamiento anómalo que comprometa la fiabilidad, eficiencia o integridad de la propia etapa desde el punto de vista del sistema electrónico.

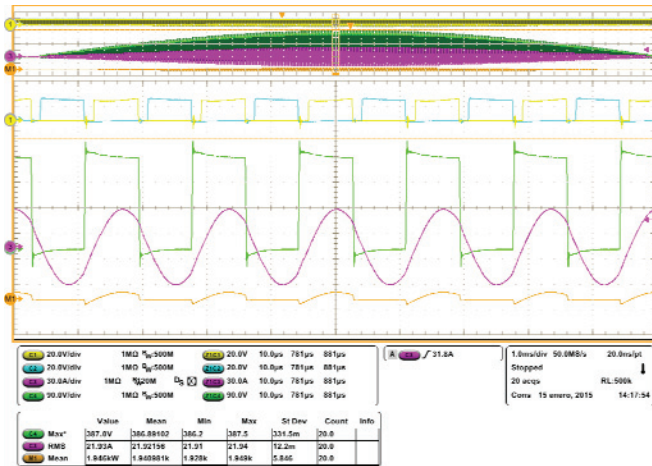


Fig. 11. Detalle ampliado de las principales formas de onda aportando una potencia de 2000 W: en amarillo c_h (20 V/div), en azul c_l (20 V/div), en verde v_o (90 V/div), en morado i_o (30 A/div) y en marrón p_o (50 kW/div). Tiempo: 10 μ s/div.

VI. CONCLUSIONES

La topología multi-inversor resonante serie es una solución efectiva y de bajo coste para la implementación de encimeras de calentamiento por inducción multibobina. Los últimos avances en este campo solventan ciertos inconvenientes de diseño que lo hacen más eficiente y robusto.

El objetivo principal de este trabajo ha sido profundizar en el estudio de esta topología. Para conseguirlo, se ha realizado la implementación y puesta a punto de un prototipo de multi-inversor resonante serie que consta de la etapa de potencia, la arquitectura de control basada en FPGA y el entorno de control y comunicación PC. Esto ha permitido el desarrollo de un sistema compuesto por nueve cargas de inducción, permitiendo avanzar en el desarrollo hardware y verificando su correcto funcionamiento. Además, mediante la arquitectura de control desarrollada se han implementado las principales estrategias de control VFDC y LF-PDM sincronizado con la red, verificando la posibilidad de suministrar potencia de manera correcta a una o varias cargas de forma simultánea.

La versatilidad conseguida al administrar el prototipo desde el PC ha permitido desarrollar algunos ejemplos de aplicación de gran interés en el calentamiento por inducción doméstico. De esta forma, se han sentado las bases para el futuro desarrollo de aspectos fundamentales como son la detección de recipiente en tiempo real basada en la identificación de la carga, así como el control en lazo cerrado de la potencia.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el soporte económico del MINECO bajo los proyectos TEC2013-42937-R, CSD2009-00046 y RTC-2014-1847-6, la Universidad de Zaragoza bajo el proyecto JIUZ-2014-TEC-08, BSH Electrodomésticos España y DGA-FSE.

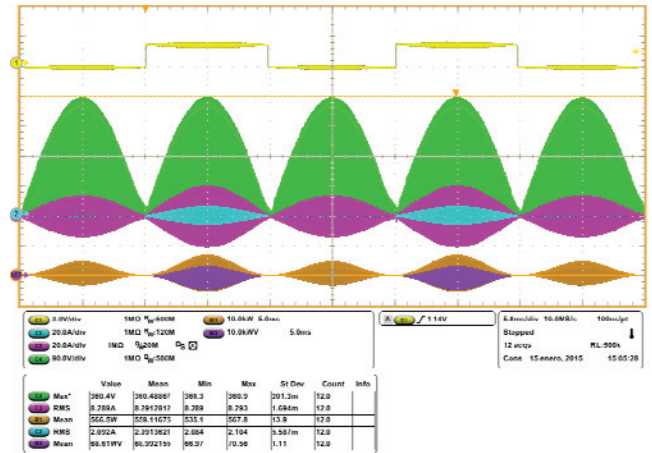


Fig. 12. Principales formas de onda junto con las formas de onda de la carga pulsada en la estrategia de control LF-PDM sincronizada con la red alimentando dos cargas distintas: en amarillo c_p (3 V/div), en verde v_o (90 V/div), en morado i_o (20 A/div), en azul i_{cp} (20 A/div), en marrón p_o (10 kW/div) y en morado oscuro p_{cp} (10 kW/div). Tiempo: 5 ms/div.

REFERENCIAS

- [1] O. Lucía, J. Acero, C. Carretero, and J. M. Burdío, "Induction heating appliances: Towards more flexible cooking surfaces," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, pp. 35-47, September 2013.
- [2] O. Lucía, J. M. Burdío, L. A. Barragán, J. Acero, and I. Millán, "Series-resonant multiinverter for multiple induction heaters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2860-2868, November 2010.
- [3] O. Lucía, J. M. Burdío, L. A. Barragán, J. Acero, and C. Carretero, "Series resonant multi-inverter with discontinuous-mode control for improved light-load operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5163-5171, November 2011.
- [4] C. Bernal, J. M. Burdío, I. Garde, S. Llorente, O. Lucía, I. Millán, et al., "Kochfeld mit einer Mehrzahl von Heizelementen," German Patent Patent, 2009.
- [5] H. Pham, H. Fujita, K. Ozaki, and N. Uchida, "Phase angle control of high-frequency resonant currents in a multiple inverter system for zone-control induction heating," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3357-3366, 2011.
- [6] F. Forest, S. Faucher, J.-Y. Gaspard, D. Montloup, J.-J. Huselstein, and C. Joubert, "Frequency-synchronized resonant converters for the supply of multiwindings coils in induction cooking appliances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 441-452, February 2007.
- [7] F. Forest, E. Labouré, F. Costa, and J.-Y. Gaspard, "Principle of a multi-load/single converter system for low power induction heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 15, pp. 223-230, March 2000.
- [8] J. Herrando, "Optimización de la topología multi-inversor resonante serie para calentamiento por inducción doméstico," Proyecto Fin de Carrera, Ingeniero Industrial, Universidad de Zaragoza, 2014.
- [9] O. Lucía, "Multi-inversor resonante serie apliado a sistemasw con múltiples cargas inductivas," Tesis Doctoral, Universidad de Zaragoza, 2010.
- [10] J. Acero, "Estudio teórico y experimental del calentamiento por inducción doméstico de cualquier material conductor," Tesis doctoral, Universidad de Zaragoza, Zaragoza, 2005.