

CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO

ALFREDO ACEVEDO PICÓN

Ingeniero Electrónico.

Profesor Auxiliar.

Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

aacevedo@uis.edu.co

JAIME BARRERO PÉREZ

Ingeniero Electricista

Profesor Titular

Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

jbarrero@uis.edu.co

JULIO AUGUSTO GÉLVEZ FIGUEREDO

Ingeniero Electricista

Profesor Titular

Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

jagelvez@uis.edu.co

Fecha Recepción: 20/03/2007

Fecha Aceptación: 28/05/2007

RESUMEN

En este artículo se presentan los conceptos básicos que describen el proceso de calentamiento por inducción electromagnética, así como también los sistemas eléctricos y electrónicos necesarios para lograrlo. Se describen los resultados, alcanzados con un primer prototipo desde el punto de vista eléctrico y se concluye que el sistema de control propuesto puede funcionar en equipos de mayor potencia.

PALABRAS CLAVE Calentamiento mediante Inducción Electromagnética, Convertidor Resonante

SUMMARY

In this article it has been presented the basic concepts that describe the heating process by electromagnetic induction and the necessary electrical and electronic systems required to achieve it. The result of a first prototype has been described from the electrical point of view. Based on these results it can be said that the proposed control system could work in higher power systems.

KEY WORDS: Electromagnetic induction heating, Resonant Converter

1. INTRODUCCIÓN

Un método ampliamente utilizado en la industria -cuando se requiere el calentamiento o fundición de metales, en una atmósfera controlada y libre de oxígeno- es el calentamiento por inducción electromagnética [1]. Este proceso se puede modelar mediante la utilización de las leyes de Faraday, Ampere y la aplicación del efecto Joule [2]. Para aumentar la temperatura del metal que se desea fundir se requiere someter la muestra a un campo magnético variable en el tiempo, y de amplitud considerable. Bajo estas condiciones, en el interior de la muestra se inducen corrientes que producen disipación de potencia; la cual se manifiesta con un incremento en la temperatura, pudiendo llegar al valor correspondiente que permita la fundición.

Para la generación del campo magnético se utiliza un solenoide que tiene como núcleo la muestra que se pretende fundir. Se hace circular una corriente alterna a través del solenoide el cual se puede modelar mediante una inductancia en serie o en paralelo con una resistencia. Para lograr la circulación de la corriente adecuada se utiliza una fuente de potencia eléctrica de frecuencia y amplitud controladas; variables, que junto con las propiedades del material, determinan la temperatura y su evolución en el tiempo.

Un sistema que cumple con este propósito se reconoce en la literatura con el nombre de convertidor resonante; el cual es básicamente un puente inversor, alimentado por una fuente de tensión continua, conectado a una carga resonante, RLC. El control de la potencia que este tipo de sistemas entrega se realiza mediante la modificación del nivel de tensión de entrada o por medio de la variación de la frecuencia de conmutación en la vecindad de la frecuencia de resonancia de la carga.

2. PRINCIPIO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA

Como se cita en la introducción de este artículo, el principio básico del calentamiento por inducción electromagnética se modela mediante la utilización de las leyes de Ampere, Faraday y el efecto Joule. En términos generales, para lograr un aumento de la temperatura en un material conductor, se requiere en primera instancia generar un campo magnético de amplitud considerable y variable en el tiempo. Una vez establecido, se requiere someter la pieza que se pretende calentar a su influencia, para aprovechar el efecto de disipación de potencia producido por las corrientes inducidas, o también llamadas de Foucault.

Cuando circula una corriente i , por un elemento inductor de N espiras y longitud l , se induce en su interior, una intensidad de campo magnético H descrita por la ecuación 1.

$$Ni = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \cong Hl \quad (1)$$

Si en el interior del solenoide existe una pieza de material conductor -la cual para propósitos de simplificación del modelo, se asume cilíndrica, de radio r , longitud l , resistividad ρ y permeabilidad magnética μ - en ésta se induce una fuerza electromotriz Fem que se modela mediante la expresión 2, donde ϕ es el flujo magnético que la atraviesa.

$$fem = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2)$$

La Fem produce corrientes i_F , llamadas corrientes de Foucault que son las responsables del aumento de la temperatura de la pieza, debido a que existe una disipación de potencia, la cual desde luego, puede en algunos casos alcanzar los niveles adecuados para lograr la fundición del material. La expresión 3, que representa el efecto Joule, cuantifica la potencia disipada y esta formada por el producto de la magnitud al cuadrado de las corrientes inducidas i_F y la resistencia equivalente R_{eq} vista desde los terminales del solenoide.

$$P = i_F^2 R_{eq} \quad (3)$$

3. MODELO ELÉCTRICO DEL SOLENOIDE

El circuito equivalente desde los terminales del solenoide esta formado por una inductancia en serie con una resistencia, la cual es la responsable directa de la disipación de potencia. En esta sección se presentan los parámetros que determinan el valor tanto de la resistencia equivalente, como el de la inductancia los cuales en conjunto modelan el comportamiento eléctrico del sistema.

Cuando la pieza a calentar se somete a la presencia del campo magnético, este se distribuye en la pieza de forma exponencial decreciente, siendo máximo en la superficie y despreciable a profundidades mayores a la longitud de penetración δ descrita por la expresión 4 [1] donde ω es la frecuencia de variación temporal del campo. La magnitud de las corrientes inducidas en la pieza tiene una distribución análoga a la del campo magnético, siendo máxima en la superficie y mínima en el interior del cilindro [4]. La resistencia equivalente propuesta en [1], se presenta en la expresión 5

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (4)$$

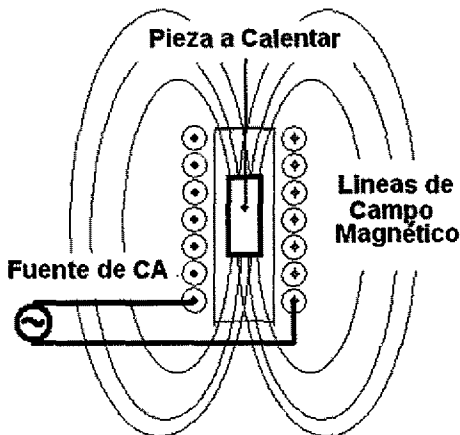
$$Re q = \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) N^2 \rho \frac{2\pi r}{\delta l} \quad (5)$$

En la expresiones 4 y 5, se aprecia que la conductividad, la permeabilidad del material y la frecuencia del campo son determinantes en el valor de la resistencia equivalente de la pieza de una geometría cilíndrica. La temperatura también afecta este valor dado que tanto la conductividad como la permeabilidad cambian a medida que se incrementa la temperatura de la pieza, sin embargo, estas variaciones no son cuantificadas para la realización de este trabajo.

La inductancia del solenoide, se puede determinar utilizando la expresión 6, propuesta por Wheeler a principios del siglo XX y que se ha tomado de [5], en donde r es el radio del solenoide, N es el número de espiras y l es la longitud.

$$L_{(H)} = \mu_0 \frac{\pi r^2 N^2}{0.9r + l} \quad (6)$$

En la figura 1, se presenta el esquema general del principio de calentamiento por inducción y en la figura 2 se presenta el circuito equivalente serie.



*Figura 1. Esquema general del principio de Calentamiento por Inducción Electromagnética.
Fuente: Autores*

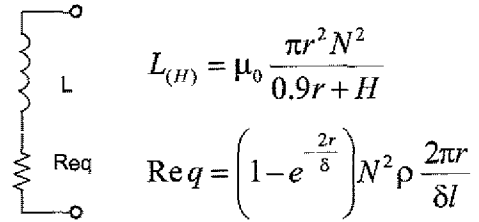


Figura 2. Modelo Equivalente serie del solenoide

Un parámetro que determina el comportamiento de un circuito RL es el factor de calidad Q , que se define como la relación entre la potencia reactiva que esta asociada a la energía almacenada en la inductancia, y la potencia activa que se asocia a la energía disipada en la resistencia tal como se aprecia en la expresión 7. A partir de las ecuaciones 7 y 8 se obtiene, para un circuito serie como el de la figura 2, el factor de calidad, el cual se presenta en la expresión 9.

$$Q = \frac{P_{reactiva}}{P_{activa}} \quad (7)$$

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 (\text{Re } q + j\omega L) \quad (8)$$

$$P = P_{act} + jP_{react}$$

$$Q = \frac{L\omega}{\text{Re } q} \quad (9)$$

Otra forma de modelar el solenoide es mediante la combinación en paralelo de la inductancia y la resistencia, que resulta particularmente útil cuando se pretende excitar al solenoide con una fuente de corriente, pero que presenta el inconveniente de ser mas exigente respecto a los niveles de potencia que deben soportar los interruptores [2]. Desde un punto de vista energético, el factor de calidad de los circuitos equivalentes serie y paralelo debe ser el mismo, lo que permite expresar una equivalencia entre los elementos que conforman los modelos como se aprecia en las ecuaciones 10 y 11. En la figura 3 se presentan los circuitos equivalentes serie y paralelo desde los terminales del solenoide.

$$\text{Re } q = \frac{(\omega L p)^2 R p}{R p^2 + (\omega L p)^2} \quad (10)$$

$$L = \frac{R p^2 (\omega L p)}{R p^2 + (\omega L p)^2} \quad (11)$$

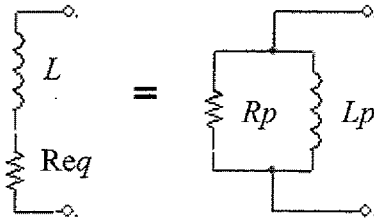


Figura 3. Equivalencia entre los modelos serie y paralelo del solenoide

4. FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE LA CARGA.

Para lograr el aumento de la temperatura de la muestra se requiere la generación de una corriente de magnitud apreciable para que circule por el solenoide y lograr así la inducción de las corrientes de Foucault que son las responsables de la disipación de potencia. Uno de los métodos más eficientes para alcanzar éste fin, es construir una carga resonante RLC serie o paralelo - conectando de la manera respectiva a los modelos descritos en las figuras 2 y 3 un condensador- y excitar la nueva carga mediante una fuente de tensión o corriente alterna.

Teniendo como punto de partida una carga resonante RLC y la búsqueda de una alta eficiencia en el proceso, se puede utilizar un convertidor resonante para la generación de la corriente requerida [4].

Un convertidor resonante es básicamente un puente inversor, alimentado de una fuente de tensión o corriente continua que alimenta una carga que generalmente presenta un tipo de resonancia LC. Una de las diferencias más importantes de este tipo de convertidor con un inversor clásico, consiste en que durante su operación, se busca que en todo momento en que ocurra una conmutación de los interruptores, esta sea siempre bajo la condición de tensión o corriente cero. De esta manera las pérdidas por conmutación son reducidas y la frecuencia de operación de los dispositivos puede hacerse más alta.

5. CONVERTIDOR RESONANTE SERIE

En un convertidor resonante serie como su nombre lo indica, la carga esta formada por la combinación serie de al menos una inductancia, una resistencia y una capacitancia. La conversión de tensión continua a tensión alterna se realiza por medio de un puente inversor monofásico. En el esquema más simple, durante la operación a frecuencias próximas a la frecuencia de resonancia de la carga se presentan tensiones y corrientes senoidales.

Bajo estas condiciones de operación, existen instantes de tiempo durante los cuales las tensiones que soportan los interruptores y las corrientes que circulan por estos son despreciables, permitiendo el encendido o el apagado bajo condiciones favorables que reducen las pérdidas. En la figura 4 se presenta el circuito esquemático de un convertidor resonante serie y en la figura 5, se presenta la tensión y la corriente que circula por el interruptor S1. Se aprecia como el estado conmutación ocurre cuando la tensión y la corriente son cero simultáneamente, asegurando de esta forma, mínima disipación de potencia en la conmutación.

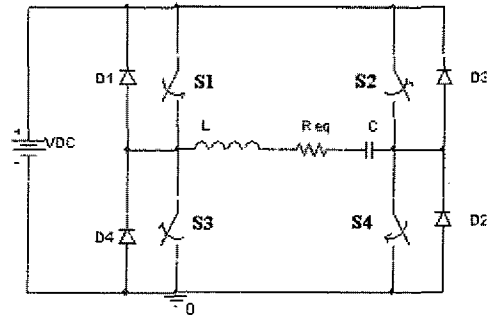


Figura 4. Convertidor Resonante Serie.

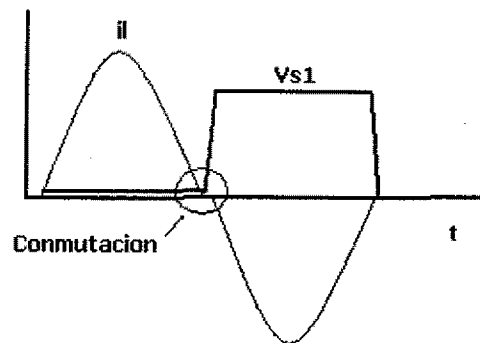


Figura 5. Corriente de Carga i_L y tensión en el interruptor S1 de la figura 4

6. PROTOTIPO DESARROLLADO

Una vez presentados los modelos teóricos que describen el proceso del calentamiento por medio de la inducción electromagnética, se construyó un primer prototipo de un convertidor resonante serie, que es controlado mediante un procesador digital de señales DSP 56F801, donde se ha programado un algoritmo que realiza la función de un PLL (Phase Locked Loop) que busca en todo momento que la diferencia de fase entre la tensión y la corriente de la carga resonante sea mínima para así disminuir las pérdidas de conmutación que son importantes cuando

el convertidor opera a una frecuencia distinta a la de resonancia [8]

El esquemático del sistema desarrollado se presenta en la figura 6 y está formado por un puente inversor monofásico construido a partir de cuatro transistores Mosfet que manejan una corriente máxima de 80 A y con una tensión de ruptura de 50 V, sensores de tensión y de corriente que proporcionan información sobre las variables de estado al sistema de control que esta implementado en una tarjeta de propósito específico diseñada para esta aplicación. La función de la compuerta XOR junto con el filtro pasa bajos de primer orden, consiste en entregar al sistema de control la información sobre la diferencia de fase entre la tensión y la corriente que es el nivel medio de la tensión a la salida del filtro.

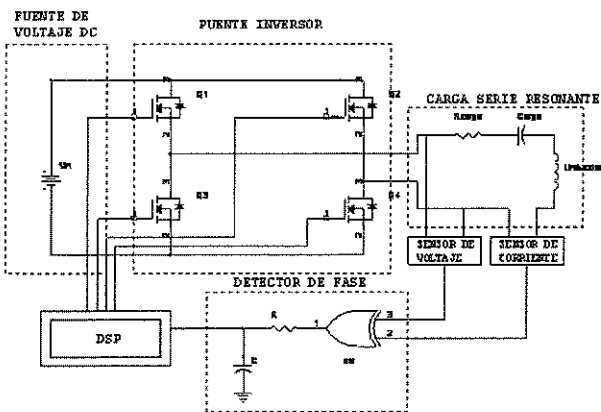


Figura 6. Diagrama esquemático del primer prototipo implementado. Fuente: Afanador e Idarraga 2006

7. ESTRATEGIA DE CONTROL

En el DSP se ha programado un algoritmo que sintetiza una función PLL al cual durante su ejecución rastrea y mantiene la frecuencia de operación del puente inversor en la vecindad de la frecuencia de resonancia de la carga, partiendo de una señal de error, la cual representa el valor medio de la salida de la compuerta XOR, este valor medio se obtiene por medio de un filtro pasabajos de primer orden que presenta una frecuencia de corte en 1kHz con una atenuación mínima 2.8 dB en la banda de rechazo. La señal se digitaliza mediante el convertidor analógico digital, de 12 bits, incluido en el DSP, donde se configura un tiempo de conversión de 1.7µs

La expresión 12 muestra la ecuación discreta que modela el comportamiento del PLL programado en el DSP, en donde n es el tiempo discreto, Kc la ganancia del lazo, y el valor de la constante a se ha definido como $a = \exp(-T_s/RC)$. En la expresión 13 se presenta la condición de estabilidad del sistema la cual restringe el conjunto de valores que puede presentar la ganancia de lazo.

$$T[n+1] = T[n] + Kc \left[aV_{c_r}[n] + \frac{(1-a)}{\pi^2 R_c C_c} (T[n] - T_0) \right] \quad (12)$$

$$0 < kc < \frac{2\pi^2 R_c C_c}{1-a} \quad (13)$$

8. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se diseñó una carga resonante -a partir de un solenoide de 14 cm de longitud y un radio interno de 10 cm utilizando tubería de cobre de 4 mm de diámetro externo que presenta una inductancia de 14µH- un condensador de propósito específico fabricado por Cornell Dubilier que soporta una corriente máxima de 60 A RMS a una frecuencia de 100 kHz y que tiene una capacitancia de 1µF. De acuerdo con las expresiones presentadas en este artículo, la frecuencia de resonancia teórica es de 42.5 kHz. Como núcleo del solenoide se utilizó un muestra de acero de forma cilíndrica de 2.5 cm de radio y de 10 cm de longitud recubierta por una capa de lana de fibra de vidrio que operaba como aislante térmico para proteger el aislamiento del solenoide.

El puente inversor se construyó utilizando cuatro transistores MOSFET de potencia fabricados por International Rectifier los cuales presentan una resistencia 0.08 mΩ a temperatura ambiente, una tensión de ruptura de 50 V y una corriente máxima de 80 A.

Para el sistema de control se diseñó un conjunto de circuitos impresos con el fin de disminuir los efectos de interferencia electromagnética que se evidencio afectando de manera negativa el funcionamiento de los sistemas analógicos y digitales.

En las figuras 7, 8 y 9 se aprecian las fotografías de la carga resonante, del puente inversor y del sistema de control realizados.

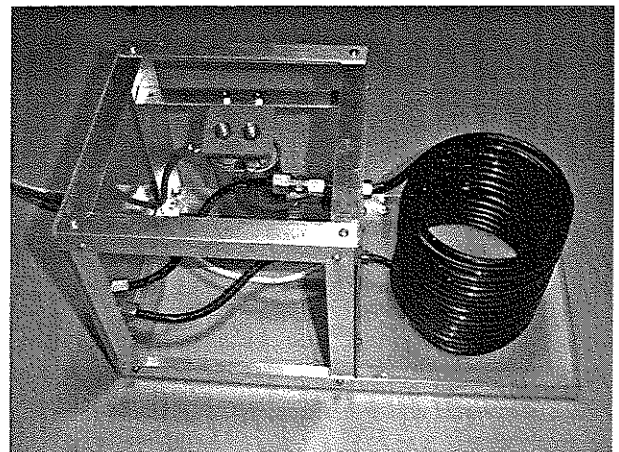


Figura 7. Carga Resonante

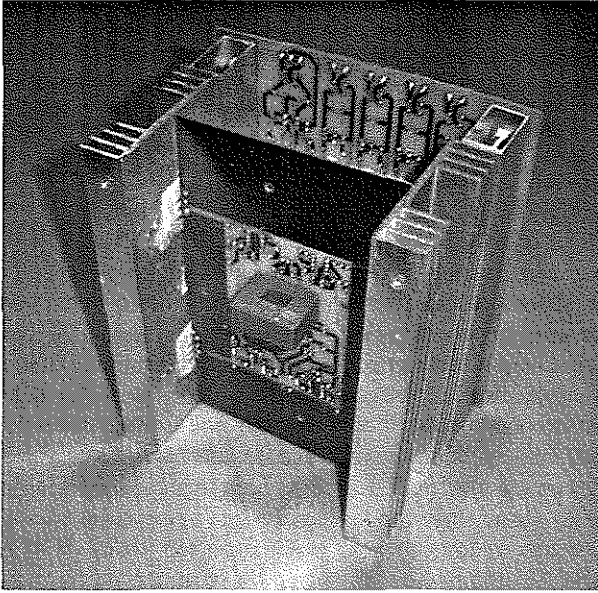


Figura 8. Puente Inversor

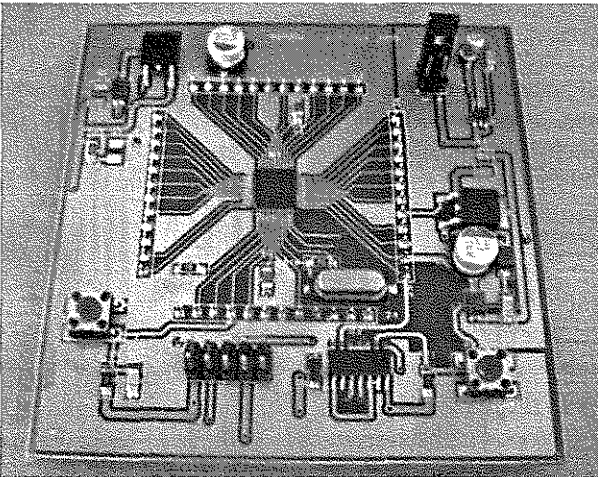


Figura 9. Sistema de Control basado en el DSP 56F801.

Con el fin de cuantificar las pérdidas del sistema cuando la frecuencia de conmutación se encuentra lejos de la frecuencia de resonancia de la carga y el comportamiento del sistema de control cuando existen variación en los parámetros de la carga que modifican su frecuencia de resonancia se realizaron tres tipos de pruebas. En primer lugar se ajustó el algoritmo de control de forma tal que la frecuencia de operación del puente inversor fuera diferente e inferior a la frecuencia de resonancia de la carga y se cuantificaron las pérdidas de conmutación y los niveles de sobre tensión a los que se sometieron los dispositivos semiconductores. En la figura 10 se aprecian en la misma fotografía la tensión y la corriente de la carga, que tiene una frecuencia de resonancia próxima

a los 43 kHz, cuando se alimenta a con una onda de tensión cuadrada de frecuencia igual a 25 kHz.

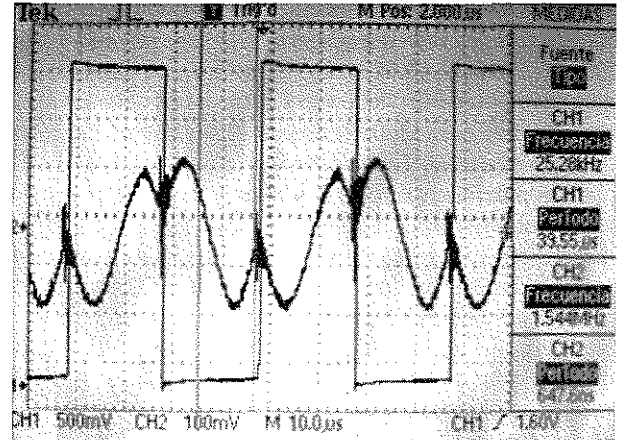


Figura 10. Ondas de tensión y corriente en la carga RLC cuando se excita mediante una onda cuadrada de 12 voltios pico.

Mediante la función de captura de señales del osciloscopio se obtuvieron los vectores que contienen las muestras de la tensión y la corriente que cada uno de los transistores maneja. Esta información se utilizó para cuantificar los niveles de potencia que cada uno de los cuatro transistores disipa y como se esperaba de acuerdo con la teoría que describe el funcionamiento de los convertidores resonantes, las pérdidas de conmutación en los interruptores fueron extremadamente altas y en este caso solo permitieron que en el mejor de los casos el 20% de la potencia extraída de la fuente de corriente continua fuese aplicada en la carga resonante.

Posteriormente, en otro conjunto de pruebas, se ajustó el algoritmo de control para que la frecuencia de operación fuese de 60 kHz y se obtuvo el comportamiento en tensión y corriente que se aprecia en las figuras 11 y 12. De nuevo la eficiencia del sistema fue pobre alcanzando en este caso aplicar sobre la carga el 30% de la potencia extraída de la fuente de corriente continua.

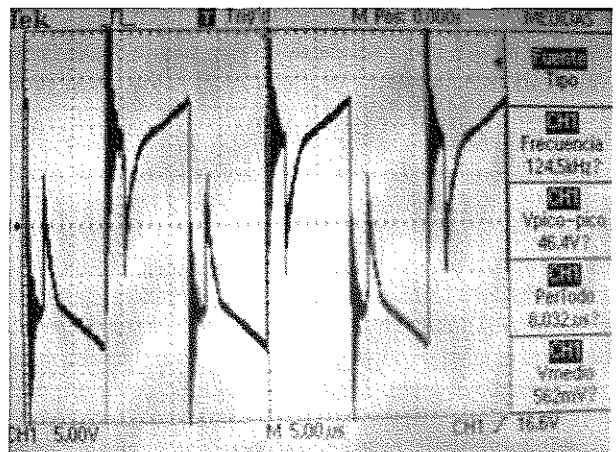


Figura 11. Tensión en la carga RLC cuando la frecuencia de operación es de 60 kHz y la amplitud 23.2 V pico

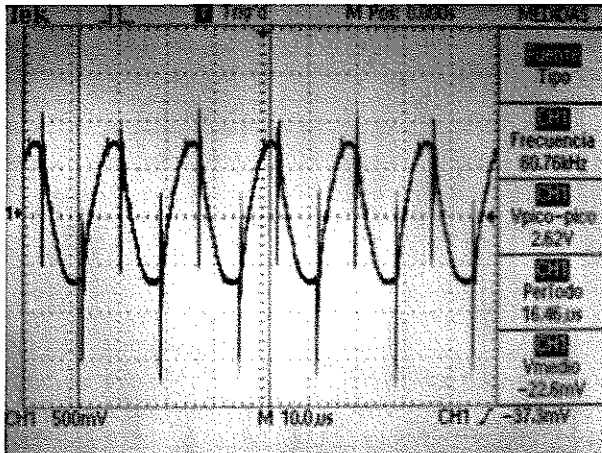


Figura 12. Onda de corriente de la carga RLC cuando se alimenta la carga con una onda de tensión cuadrada de 60 kHz de frecuencia y 30 Vpico.

Las pruebas realizadas en estos puntos extremos de frecuencia de operación del puente inversor se realizaron para corroborar el rango de sostenimiento (PLL Locking Range) del PLL y se encuentran dentro de los valores predichos por la expresión 13.

En el tercer tipo de pruebas, se regreso a la versión original del programa donde el PLL hace que la tensión y la corriente se encuentren en fase obteniéndose el comportamiento mostrado en las figura 13 donde se muestra la tensión y la corriente en la carga RLC cuando la frecuencia de operación es próxima a la frecuencia de resonancia de la carga.

En este caso la eficiencia del proceso fue alta dado que tan solo el 10% de la potencia extraída de la fuente de corriente continua fue disipada en los interruptores que forman el puente inversor y en virtud de que no se presentó un aumento importante en la temperatura de las espiras que forman el solenoide (tan solo de 10 °C) se concluyó que la eficiencia del sistema es próxima al 90%.

En esta prueba se evidenció un aumento importante en la temperatura de la muestra, sin embargo, hasta el momento el valor final es desconocido dado que se llegó al fondo de escala del termómetro infrarrojo (600 °C) y la pieza continuó cambiando de color, situación que requiere un cambio adicional de temperatura por encima del valor registrado en el instrumento.

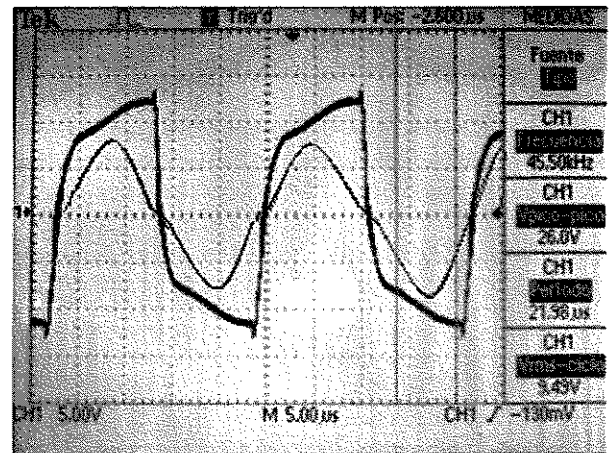


Figura 13. Ondas de tensión y corriente cuando alimenta la carga a una frecuencia próxima a la frecuencia de resonancia.

Se puede entonces afirmar que en el sistema desarrollado cuando se opera en la vecindad de la frecuencia de resonancia las pérdidas de conmutación se reducen y la eficiencia del sistema aumenta en gran medida.

Finalmente se realizó un conjunto de pruebas cualitativas que buscaban corroborar el funcionamiento del algoritmo que implementa el PLL. Durante la operación normal del sistema el valor de la inductancia del solenoide se modificó desplazando el contenedor de la muestra a diferentes posiciones, lo que teóricamente modifica tanto la inductancia como la resistencia del solenoide. Se apreció que el sistema de control propuesto produce los cambios en la frecuencia de conmutación necesarios para mantener la conmutación del puente en la vecindad de la frecuencia de resonancia y permite de esta forma alcanzar una alta eficiencia en el proceso dado que nuevamente tan solo el 10% de la potencia extraída de la fuente DC se disipó en los interruptores.

9. CONCLUSIONES

En esta primera publicación se han presentado conceptos básicos que se deben tener en cuenta al momento de construir equipos que produzcan calentamiento de metales mediante inducción electromagnética. Se muestran los resultados obtenidos con un primer prototipo y se concluye que el sistema de control implementado tiene las características que lo hacen adecuado para la realización de un sistema de mayor potencia.

Se determinó de forma experimental que se requiere operar el convertidor a una frecuencia próxima a la de resonancia de la carga, en virtud de que el nivel de pérdidas de conmutación son altas cuando la frecuencia de operación es considerablemente distinta.

De acuerdo con los resultados cualitativos obtenidos con el sistema de control desarrollado, en particular el rango de rastreo y captura que presenta el PLL implementado, sugieren que la estrategia de control seleccionada es lo suficientemente robusta y flexible, para asegurar una operación estable del sistema dadas las variaciones que presentan la permeabilidad y conductividad del material que se pretende calentar. Este resultado es estimulante dado que en este artículo se presentan los resultados parciales del estudio que se continúa realizando.

10. BIBLIOGRAFÍA

[1] F. P. Dawson, Praveen Jain, "Systems for induction heating and melting application a comparison of load commutated inverter" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, pp. 282-286, Jun 1979.

[2] ESTEVE GÓMEZ. VICENTE, Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción." Tesis Doctoral, Universidad de Valencia, España, 1999.

[3] Kifune, H.; Hatanaka, Y.; Nakaoka "Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications" Electric Power Applications, IEE Proceedings Volume 151, Issue 1, 9 Jan. 2004 Page(s): 19 - 25

[4] P. Jain & S.B. Dewan, 'Analysis of a Clamped Series Inverter with a Transformer Coupled Load', IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, no. 1, Jan/Feb 1989, pp.153-161.

[5] P. Jain, J. Espinoza and S. Dewan, ' Self-started voltage source series resonant converter for high power induction heating and melting applications', IEEE Transactions on Industry Applications, vol .34, no. 3, pp. 518-525, June 1998.

[6] Warburton-Brown, D. 'Induction Heating Practice; A Handbook On The High-Frequency Induction Process For All Concerned With Engineering Production', Odhams Press, London 1956

[7] Rafael Afanador Muñoz, Luis Fernando Idarraga Ortiz; Calentamiento Por Inducción: Diseño Y Construcción Del Sistema De Control De Un Puente Inversor Resonante; Tesis De Grado. UIS 2006

[8] FAIRCHILD Semiconductor, AN9012, "Induction Heating System Topology Review", 2000.

[9] DAWSON, F.P and JAIN, P. "A comparison of load commutated inverter systems for induction heating and melting applications". IEEE Trans, Power Electron. 1991

[10] CALLEJA, H. and ORDOÑEZ, R., "Improved induction- heating inverter with power factor correction". IEEE , 2003

[11] SHENGPEI Wang, KIYOSHI Izaki, IZUO Hirota, HIDEKAZU Yamashita, HIDEKI Omori and MUTSUO Nakaoka. "Induction-Heated Cooking Appliance Using New Quasi-Resonant ZVS-PWM inverter with Power Factor Correction", Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 34, Issue 4, Jul/Aug 1998 Page(s):705 - 712

[12] DAWSON, F.P and JAIN, P. "Systems for induction heating and melting applications a comparison of load commutated inverter" IEEE Trans, Power Electron. 1991

[13] DONG-M Shin, MIN-KI Lee, Kang-Hoon Koh and Hyun-Woo Lee, "A Study on about Implementation to Induction Heating Cooker That Load Turbo Inverter Algorithm". IEEE Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the Volume 2, Issue, 2002 Page(s):456 - 459 vol.2.

11. AUTORES

ALFREDO ACEVEDO PICÓN

Ingeniero Electrónico, Magíster Ingeniería Electrónica (c) UIS. Profesor Asistente Universidad Industrial de Santander

JAIME BARRERO PÉREZ

Ingeniero Electricista, Magíster en Potencia Eléctrica, UIS. Profesor Titular Universidad Industrial de Santander.

JULIO AUGUSTO GÉLVEZ FIGUEREDO

Ingeniero Electricista, Magíster en Potencia Eléctrica, UIS. Profesor Titular Universidad Industrial de Santander.