

# Acoplamiento magnético aplicado a la corrección del factor de potencia Topología Sepic

**ELECTRÓNICA INDUSTRIAL.** La investigación dedicada a la corrección del factor de potencia es continua. La búsqueda y estudio de nuevas topologías de convertidores cc/cc más eficientes y con una mejor dinámica es incesante. También se investigan nuevas topologías que aporten una gran calidad a la corriente de entrada, con una mínima distorsión armónica. Este artículo está dedicado a la aplicación del acoplamiento magnético de los componentes inductivos de la topología Sepic para conseguir la eliminación del rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada.

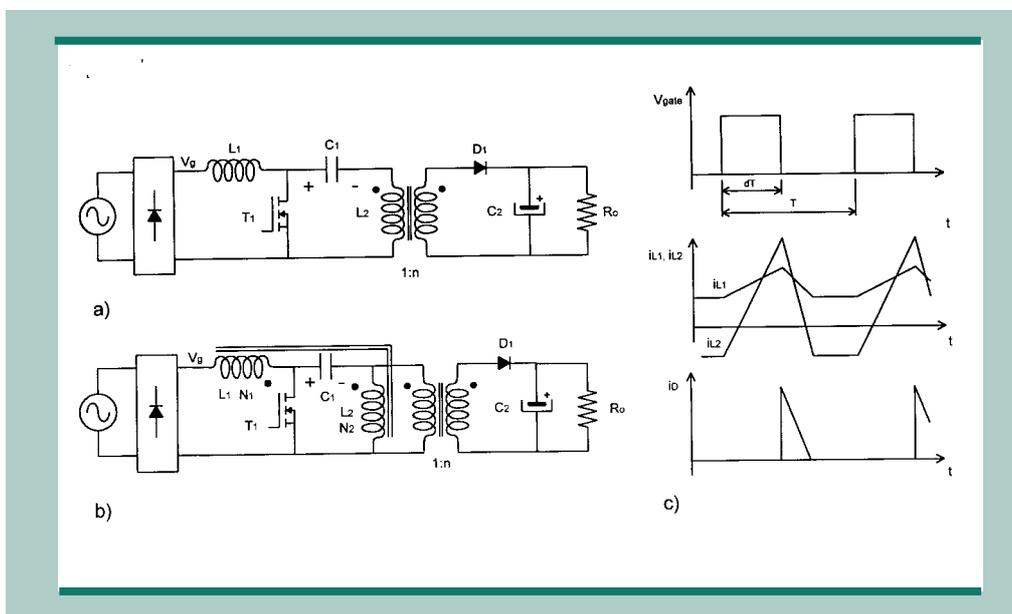
J. CARDESÍN, M. HERNANDO, J. SEBASTIÁN, P. VILLEGAS Y A. FERNÁNDEZ  
ÁREA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA, UNIVERSIDAD DE OVIEDO.

Las normativas actuales de calidad de la potencia y contenido de armónicos en la red de distribución (IEC 1000-3-2) incrementan su interés en la conexión de cargas CC a la línea de distribución a través de circuitos de potencia. Estos circuitos se denominan convertidores CA/CC. La técnica clásica consiste en utilizar un puente rectificador seguido de un filtro por condensador y un convertidor CC/CC que regule la tensión continua de salida. Sin embargo, esta solución aporta un importante problema debido al filtro por condensador: estrechas y elevadas corrientes de pico que introducen armónicos en la red de distribución. Estos armónicos

resultan nocivos porque producen la distorsión de la tensión de línea e interferencias conducidas y radiadas. El creciente número de cargas electrónicas conectadas a la red de distribución y su sensibilidad a la calidad de su tensión de entrada requieren del interés y esfuerzo del diseñador para lograr la máxima calidad de la corriente de entrada.

La mejor forma de lograr un alto factor de potencia en la conversión CA/CC consiste en rectificar la tensión de línea y posteriormente utilizar convertidores CC/CC que realicen corrección del factor de potencia, tales como las topologías elevadora (boost), flyback, Sepic y Cuk, entre otros. Generalmente se

Figura 1. Convertidor Sepic realizando corrección del factor de potencia. a) Disposición clásica; b) Con acoplamiento magnético entre  $L_1$  y  $L_2$ ; c) Principales formas de onda de la disposición clásica.



diseñan para trabajar en modo de conducción continuo (CCM) y, mediante un doble bucle de control, regular la tensión de salida y la forma de onda de la corriente de entrada de modo que sea en todo momento proporcional a la forma de onda de la tensión de entrada (control por multiplicador) [1], [2] y [3].

Sin embargo, para aplicaciones de pequeña y media potencia, la utilización de tales convertidores CC/CC trabajando en modo de conducción discontinuo (DCM), frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo (duty cycle) constantes resulta muy atractivo por la sencillez del circuito de con-

## ACOPLAMIENTO

trol. En estas condiciones, estos convertidores presentan la curiosa propiedad de tener proporcionales la tensión y la intensidad de entrada, por lo que se les suele denominar seguidores de tensión. Así, la corrección del factor de potencia se realiza de una manera “natural” y solamente se requiere regular adecuadamente la tensión de salida, (control por seguidor de tensión).

La topología Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter), figura 1a), presenta algunas ventajas frente a las topologías clásicas como la boost y flyback: la fácil implementación de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, la flexibilidad en el valor de la tensión de salida, la posibilidad de implementar todo tipo de protecciones, unos esfuerzos eléctricos no muy elevados y presentar el menor rizado de alta frecuencia en la corriente de entrada.

Este artículo propone no sólo la mejora del factor de potencia utilizando la topología Sepic en emulación de resistencia [4] y [5], sino que pretende ir más allá: el rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada puede ser teóricamente eliminado acoplando magnéticamente las inductancias del convertidor, sin necesidad de incrementar la frecuencia de conmutación, ni de utilizar filtros de entrada adicionales.

### TOPOLOGÍA SEPIC: DESCRIPCIÓN Y PRINCIPALES FORMAS DE ONDA

Antes de entrar en los detalles del diseño del acoplamiento magnético, conviene realizar una breve introducción a la topología Sepic, sin acoplamiento magnético, tanto en su funcionamiento como convertidor CC/CC como en su funcionamiento como corrector del factor de potencia, (ver figura 1a). En la figura 1c) se representan las principales formas de onda del convertidor operando modo de conducción discontinuo.

Como en régimen permanente, la tensión media que han de soportar las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  es nula, la tensión media que habrá de soportar el condensador  $C_1$  es  $V_g$ . En el instante  $t_0$ , se cierra el interruptor,  $T_1$ . Entonces las inductancias de entrada,  $L_1$ , y magnetizante del “transformador” de aislamiento,  $L_2$ , se cargan linealmente, al estar sometidas a la tensión de entrada,  $V_g$ . En este momento, el diodo de salida,  $D_1$ , está inversamente polarizado, y es el condensador  $C_2$  el encargado de entregar energía a la carga. En el instante  $t_1$ , se abre el interruptor,  $T_1$ , que permite la recarga de  $C_1$  y la polarización directa del diodo de salida,  $D_1$ , lo que habilita la entrega direc-

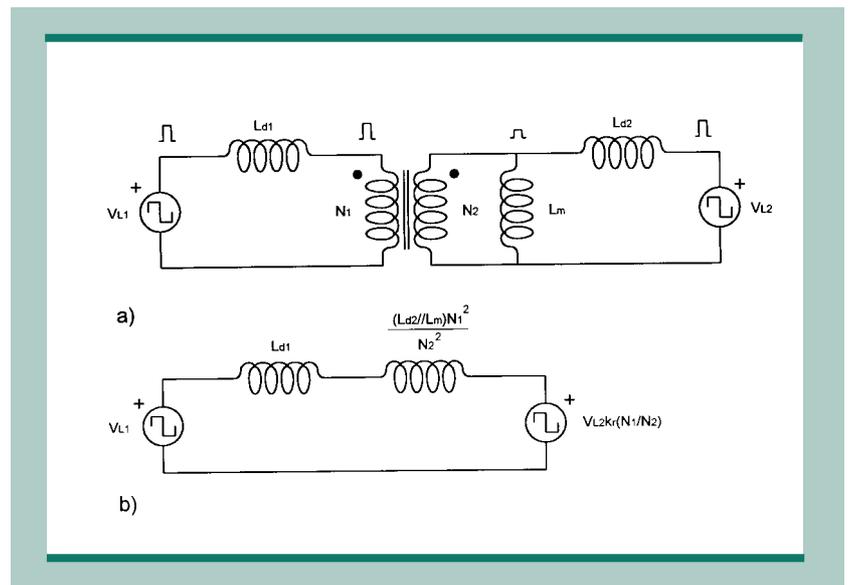


Figura 2. a) Modelo equivalente del acoplamiento magnético; b) Ídem reflejado al primario.

ta de energía a la carga y la recarga de  $C_2$ . A partir del instante  $t_3$ , la corriente a través del diodo deja de fluir, lo que produce la condición de modo de conducción discontinuo (DCM). En esta situación, la corriente por la inductancia de entrada,  $L_1$ , permanece constante, lo que permite un bajo rizado de alta frecuencia, incluso en modo de conducción discontinuo. Cuando se asegura dicho modo de operación (DCM) durante todo un semiciclo de red se consigue la proporcionalidad entre la corriente y la tensión de entrada, lo que conlleva a la obtención de un alto factor de potencia sin más que controlar la tensión de salida.

### CONDICIÓN DE RIZADO NULO

La figura 1b) representa el esquema electrónico básico de un convertidor Sepic, dotado de aislamiento galvánico, donde se ha representado a parte la inductancia magnetizante del “transformador” de aislamiento para una mejor comprensión del análisis. El estudio del funcionamiento del convertidor y la observación de las tensiones soportadas por los distintos componentes del circuito muestran que las inductancias de entrada,  $L_1$ , y magnetizante del transformador de aislamiento,  $L_2$ , se encuentran sometidas a tensiones idénticas. Esta proporcionalidad (1:1) entre las formas de onda de las tensiones soportadas por las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  ha motivado el acoplamiento magnético de dichas inductancias, colocándolas en un mismo núcleo magnético [6].

Por su parte, el “transformador” de aislamiento ya no requiere tener una inductancia magnetizante determinada,  $L_2$ , sino que habrá de diseñarse como transformador “ideal” de aislamiento. Es decir, serán objetivos de

## ACOPLAMIENTO

su diseño una inductancia de dispersión mínima, y una inductancia magnetizante máxima, de modo que la corriente magnetizante del núcleo sea lo menor posible y con unas reducidas pérdidas en el material magnético. En la práctica, esto se consigue empleando una depurada técnica de devanado, y elimina la necesidad de colocar entrehierro en el núcleo magnético.

Las ventajas del acoplamiento magnético aplicado al diseño de aquellos convertidores CC/CC susceptibles de ello son evidentes. La disminución de tamaño y peso, y la mejora del rendimiento del equipo son suficientes para motivar su estudio y difusión [6], [7] y [8]. Sin embargo, la ventaja más importante que aporta el acoplamiento magnético al convertidor CC/CC Sepic es la práctica eliminación del rizado de la corriente de entrada, debida al acoplamiento magnético entre las inductancias  $L_1$  y  $L_2$ , lo que hace de ella una técnica especialmente atractiva para aplicaciones tales como la corrección del factor de potencia.

El análisis cuantitativo de la reducción del rizado de la corriente de entrada puede realizarse utilizando el circuito equivalente de la estructura magnética acoplada, mostrada en la figura 2a. En ella, puede apreciarse como las dos inductancias acopladas magnéticamente se encuentran excitadas por tensiones proporcionales (en este caso, la relación es 1:1). Este modelo es semejante al conocido modelo en "T" empleado para caracterizar a los transformadores. En él, se representan las inductancias de dispersión de los devanados,  $L_{d1}$  y  $L_{d2}$ , y un transformador ideal de relación de transformación  $N_1:N_2$ . Sin embargo, es preciso diferenciar el acoplamiento magnético entre las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  del funcionamiento de un transformador. En un transformador, cuando una determinada corriente eléctrica, que circula por uno de sus devanados, crea un flujo magnético en el núcleo, se indu-

ce en el otro devanado una corriente eléctrica tal que tiende a producir a su vez un campo magnético opuesto al primero (Ley de Lenz). Por este motivo, una corriente será entrante y la otra saliente por los respectivos terminales correspondientes de los devanados del transformador. En cambio, en el acoplamiento magnético entre bobinas, ambas se encuentran excitadas de modo que el campo magnético creado por ambas tiene el mismo sentido, por lo que las corrientes son entrantes por los terminales correspondientes de los devanados. Con la ayuda de este modelo, se puede demostrar fácilmente la reducción, y eliminación teórica, del rizado de la frecuencia de conmutación de la corriente de entrada. Como se aprecia en la figura 2a, la inductancia magnetizante ( $L_m$ ) y de dispersión ( $L_{d2}$ ) de la inductancia  $L_2$  forman un divisor inductivo que atenúa la tensión aplicada a la inductancia magnetizante ( $L_m$ ), siendo su valor:

$$(1) \quad V_{L_m} = \frac{L_m}{L_m + L_{d2}} V_{L_2}$$

El factor de acoplamiento magnético entre las bobinas ( $k_r$ ) es por definición la fracción de flujo concatenado entre ellas:

$$(2) \quad k_r = \frac{L_m}{L_m + L_{d2}}$$

sustituyendo, se obtiene:

$$(3) \quad V_{L_m} = k_r V_{L_2}$$

Por otro lado, se conoce la relación existente entre el rizado de la corriente de entrada y la tensión soportada por  $L_{d1}$ :

$$(4) \quad V_{L_{d1}} = L_{d1} \frac{di_1}{dt}$$

Si no existe rizado en la corriente de entrada, se verifica:

$$(5) \quad \frac{di_1}{dt} = 0$$

con lo que se debe cumplir lo siguiente:

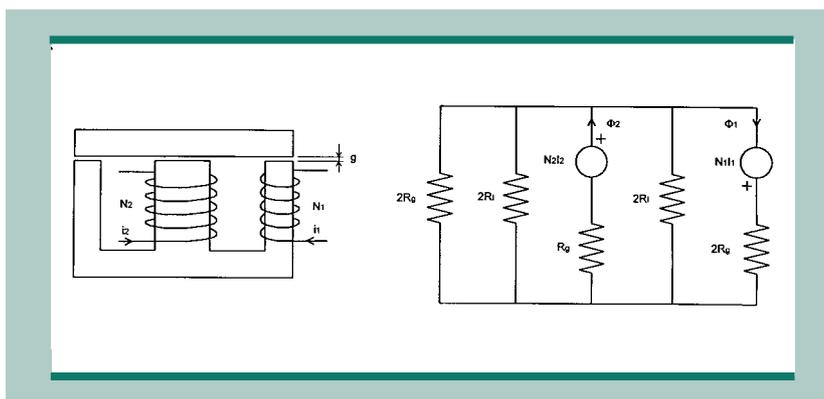
$$(6) \quad V_{L_{d1}} = 0$$

Del circuito equivalente se deduce la expresión de la tensión soportada por  $L_{d1}$ :

$$(7) \quad V_{L_{d1}} = V_{L_1} - V_{L_2} k_r \frac{N_1}{N_2}$$

Bajo la suposición de rizado nulo, se verifica:

Figura 3. a) Disposición física del acoplamiento magnético; b) Modelo de reluctancias asociado al mismo.



## ACOPLAMIENTO

$$(8) \quad V_{L_1} = V_{L_2} k_r \frac{N_1}{N_2}$$

Como las tensiones aplicadas a las bobinas acopladas son iguales, la condición de diseño para anular el rizado de la corriente de entrada resultante es:

$$(9) \quad k_r = \frac{N_2}{N_1}$$

Así, si la relación de transformación del transformador ideal del modelo  $N_1:N_2$  compensa la atenuación producida por el divisor inductivo formado por  $L_{d2}$  y  $L_m$ , de modo que recupere su valor inicial, en  $L_{d1}$  no caería tensión alguna. El resultado es la eliminación teórica del rizado de la corriente de entrada del convertidor, independientemente del valor de la inductancia de dispersión  $L_{d1}$ . En realidad, el rizado de alta frecuencia de la corriente no desaparece, sino que es “traspasado” a la bobina  $L_2$  donde no es importante su presencia. El resultado de la ecuación 9, además de ser muy simple cuantitativamente, tiene una clara comprensión cualitativa. Así, un pequeño ajuste en el entrehierro,  $g$ , alterará ligeramente el flujo mutuo pero dejará prácticamente invariante el flujo de dispersión. Cuando el entrehierro,  $g$ , sea ajustado de modo que  $k_r$  coincida con  $N_2/N_1$ , se eliminará el rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada.

## RIZADO RESIDUAL

Se ha demostrado analíticamente que es posible anular el rizado de la corriente de entrada traspasándolo a la inductancia  $L_2$  mediante el acoplamiento magnético entre ésta y la inductancia  $L_1$ . Sin embargo, será imposible evitar la presencia de un pequeño rizado debido a la alta sensibilidad de éste a dos factores fundamentales:

*Error en la condición de rizado nulo.* La ejecución física de la condición de rizado nulo exige la construcción precisa y exacta de una cierta relación de transformación,  $N_1:N_2$ , y de un espesor de entrehierro determinado. El empleo práctico de un número de vueltas entero y las no idealidades de las bobinas acopladas ocasionan la permanencia de un pequeño rizado de error.

*Error en las tensiones de excitación.* La diferencia en la forma de onda de las tensiones de excitación aplicadas a las bobinas acopladas magnéticamente es la segunda de las causas del rizado residual de la corriente de entrada. La presencia de rizado en la tensión

de los condensadores, las caídas de tensión en los componentes y el ruido de conmutación producen que la forma de onda de la tensión del condensador serie,  $C_1$ , no sea idéntica a la de la tensión de entrada  $V_g$ . En este caso, la contribución al rizado residual no depende del diseño del acoplamiento magnético entre las bobinas, sino del diseño del resto del convertidor.

La figura 2b representa el circuito equivalente del acoplamiento magnético entre las bobinas  $L_1$  y  $L_2$  reflejado al lado primario del acoplamiento, a fin de cuantificar el rizado residual de la corriente de entrada. El resultado es inmediato:

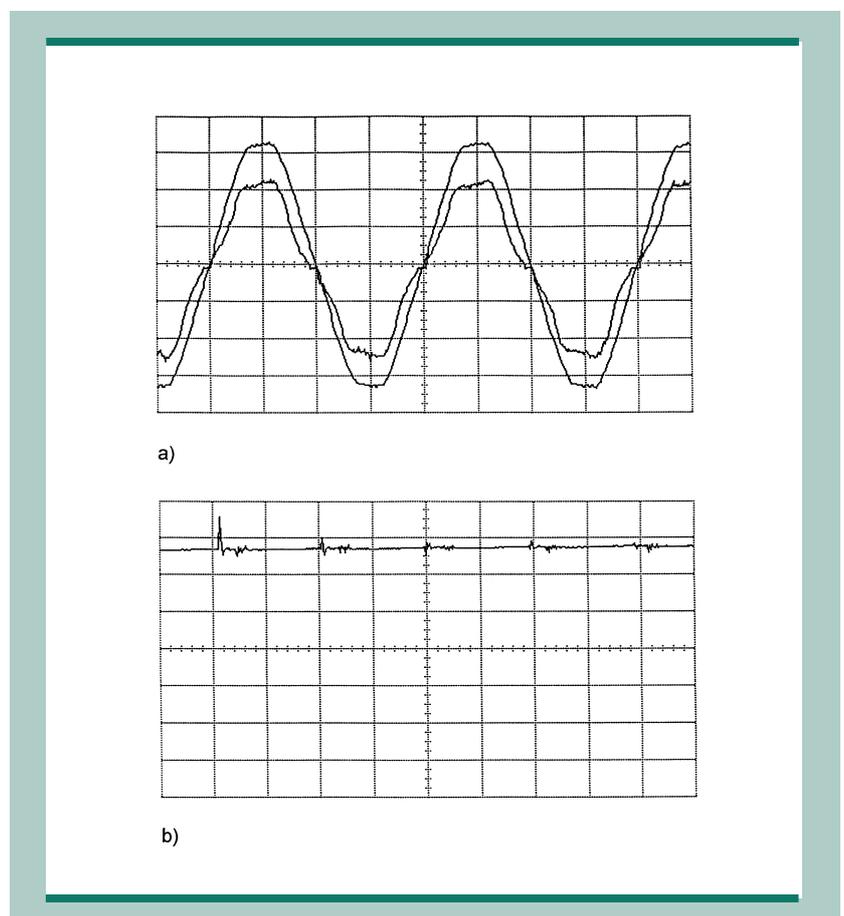
$$(10) \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{L_1} - k_r \frac{N_1}{N_2} V_{L_2}}{L_r}$$

donde:

$$(11) \quad L_r = L_{d1} + \frac{L_{d2} L_m}{L_{d2} + L_m} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cong L_{d1} + L_{d2} \frac{N_1}{N_2}$$

Dado que la condición de rizado nulo establece:

Figura 4. Resultados experimentales. a) Tensión y corriente de entrada (50 V/div, 0.5 A/div, 10 ms/div); b) Detalle de alta frecuencia de la corriente de entrada (10µA/div, 0,1A/div).



## ACOPLAMIENTO

$$(12) \quad k_r = \frac{L_m}{L_m + L_{d2}} = \frac{N_2}{N_1}$$

la ecuación 10 puede expresarse de la siguiente manera:

$$(13) \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_r} \left( (V_{L1} - V_{L2}) + V_{L2} \left( 1 - k_r \frac{N_1}{N_2} \right) \right)$$

donde el primer sumando cuantifica la aportación al rizado de la diferencia entre las tensiones de excitación de las bobinas acopladas y el segundo sumando cuantifica la correspondiente a la construcción del acoplamiento magnético. De la ecuación anterior, también se deduce un resultado aún más importante que la propia cuantificación del rizado residual: cuanto mayor sea la dispersión del flujo magnético,  $L_r$ , menor será el rizado residual. Así, núcleos magnéticos apropiados son aquellos de elevada dispersión, como los núcleos EE o EI. Como se puede comprender, la dispersión magnética es un fenómeno totalmente beneficioso en el diseño del acoplamiento magnético entre bobinas para la eliminación del rizado en una de ellas, al contrario de lo que ocurre en el caso del diseño de transformadores, en el que es un fenómeno completamente nocivo y objeto de permanente estudio para reducirlo lo máximo posible.

## DISEÑO DEL ACOPLAMIENTO MAGNÉTICO

Las estructuras magnéticas más convenientes son los núcleos EE o EI, que tienen una mayor dispersión magnética, con los que se obtiene un rizado residual mucho menor. Con motivo de disminuir el acoplamiento magnético, y así contribuir a reducir el rizado residual, resulta aconsejable colocar los devanados en ramas separadas del núcleo magnético. En ella, el devanado de la rama central corresponde a la inductancia  $L_2$ , que absorberá el rizado que se pretende eliminar en la inductancia  $L_1$  colocada en una de las ramas laterales del núcleo, figura 3a. El fenómeno de la dispersión magnética supone un flujo magnético no concatenado por las bobinas acopladas. Su estudio ha demostrado su práctica independencia del número de espiras y del espesor del entrehierro utilizado [9]. Así, un modelo de reluctancias aproximado perfectamente válido para el diseño es el representado en la figura 3b, que corresponde a un núcleo EE o EI con entrehierro uniforme en sus tres ramas.

En ella,  $R_g$ , es la reluctancia debida al

entrehierro referida a la sección central del núcleo (S):

$$(14) \quad R_g = \frac{g}{\mu_0 S}$$

y  $R_1$  es la reluctancia debida a la dispersión magnética del núcleo, igualmente referida a la sección central del núcleo:

$$(15) \quad R_1 = \frac{l}{\mu_0 S}$$

donde  $l$  es un “parámetro de dispersión” que simplifica enormemente el diseño y que puede ser estimado a partir de la geometría del núcleo y de la disposición de los devanados [9], o calculado a partir de la medida del acoplamiento entre estos últimos. De la medida de la inductancia de dispersión  $L_1$  para diferentes entrehierros y número de espiras se deduce que la reluctancia de dispersión,  $R_1$ , es prácticamente constante, cuyo valor es:

$$(16) \quad R_1 = \frac{N_2^2}{L_1}$$

Así, para un núcleo dado con una determinada sección transversal,  $S$ , y  $\mu_0$ , permeabilidad del aire ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m), el “parámetro de dispersión”,  $l$ , puede estimarse a partir de la ecuación 15. De esta manera, para un determinado núcleo magnético,  $R_1$  y  $l$  serán cantidades conocidas, y serán utilizadas posteriormente como parámetros de diseño. El proceso de diseño debe de lograr, por un lado, la construcción precisa de la inductancia  $L_2$  y, por otro lado, satisfacer la condición de rizado nulo evitando en todo momento la saturación del núcleo. Partiendo del modelo de reluctancias, se obtienen el valor de la inductancia  $L_2$ :

$$(17) \quad L_2 = \frac{N_2^2}{R_g + R_g // R_1} = \frac{N_2^2(l+g)}{R_g(2l+g)}$$

y el valor del coeficiente de acoplamiento:

$$(18) \quad k_r \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{R_1 // 2R_g}{2R_g + R_1 // 2R_g} = \frac{l}{2(l+g)}$$

Por otro lado, también se dispone de la condición de rizado nulo:

$$(19) \quad k_r = \frac{N_2}{N_1}$$

Para asegurar que el núcleo no se satura, es

## ACOPLAMIENTO

necesario calcular las expresiones de los flujos magnéticos que circulan por sus ramas. Además, del diseño del convertidor se conocen las corrientes máximas,  $I_{1max}$  y  $I_{2max}$ , que circularán por las bobinas acopladas. Con ellas se pueden conocer los flujos máximos generados. La existencia de la dispersión produce que la rama que se satura antes es la central. En esta situación:

$$(20) \quad \Phi_{2max} = B_{max}S$$

donde  $B_{max}$  es la densidad de flujo máxima permitida en el núcleo. Así, el cálculo de  $N_2$  es inmediato:

$$(21) \quad N_2 = \frac{L_2}{B_{max}S} (I_{1max} + I_{2max})$$

Conocido el número de espiras  $N_2$ , sustituyendo en la ecuación 17 se obtiene el espesor del entrehierro necesario:

$$(22) \quad g = \sqrt{l^2 + \left(\frac{\mu_0 S N_2^2}{2L_2}\right)^2} - \left(l - \frac{\mu_0 S N_2^2}{2L_2}\right)$$

Por último, de la condición de rizado nulo, ecuación 19, se obtiene el número de espiras  $N_1$  de la bobina  $L_1$ , sustituyendo la ecuación 22 en la ecuación 19:

$$(23) \quad N_1 = \frac{2(l+g)}{l} N_2$$

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar que el acoplamiento magnético entre las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  del convertidor Sepic atenúa enormemente el rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada, se ha diseñado con esta técnica un prerregulador Sepic PWM realizando corrección natural del factor de potencia, cuyos parámetros se incluyen en la tabla 1.

La fase de diseño parte del convertidor sin acoplamiento magnético [18]. Así, se calculan las inductancias de entrada,  $L_1$ , y magnetizante del “transformador” de aislamiento,  $L_2$ . Únicamente el cálculo de  $L_2$  debe ser

preciso para hacer trabajar al convertidor en modo de conducción discontinuo, DCM, y así, realizar la corrección natural del factor de potencia. Sin embargo, el cálculo de la inductancia  $L_1$ , que fija el rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada, no es trascendental, pues la condición de rizado nulo fijará la relación de espiras entre  $L_1$  y  $L_2$ .

De la aplicación del método de diseño descrito anteriormente se obtienen los parámetros correspondientes al acoplamiento magnético:

Número de espiras de  $L_1 = 25$  espiras.  
 Número de espiras de  $L_2 = 12$  espiras ( $82\mu\text{H}$ ).  
 Núcleo magnético: E42/15 ( $S=180\text{mm}^2$ ).  
 Parámetro de dispersión ( $l$ )= 4,5mm.  
 Entrehierro ( $g$ )=0,2mm.

La figura 4a muestra las formas de onda de la tensión de entrada y de la corriente de entrada del prerregulador con acoplamiento magnético, la figura 4b representa el detalle de alta frecuencia de la corriente de entrada. En ella, se aprecia que la práctica eliminación del rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada es evidente, el factor de potencia es esencialmente unitario y la distorsión armónica mínima.

## REFERENCIAS

- [1] J. Sebastián y M. Jaureguizar: “Corrección del factor de potencia”. I. Mundo Electrónico 252, Noviembre 1994, pag 28 a 37.
- [2] J. Sebastián y M. Jaureguizar: “Corrección del factor de potencia”. II. Mundo Electrónico, n° 253, Diciembre 1994, pag 54 a 59.
- [3] J. Sebastián y M. Jaureguizar: “Corrección del factor de potencia”. III. Mundo Electrónico 254, Enero 1995, pag 50 a 56.
- [4] J. Sebastián, J. Uceda, J.A. Cobos y J. Arau: “Using Sepic Topology for Improving Power Factor in Distributed Power Supply Systems”. EPE Journal, vol 3, n°2, junio de 1993, pag 25 a 33.
- [5] J. Cardesín y J. Sebastián: “Corrección activa del factor de potencia. Topología SEPIC”. Mundo Electrónico. n° 274, Febrero 1997, pag. 52 a 57.
- [6] G. Spiazzi y L. Rossetto: “High-Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology”. University of Padova, 1995.
- [7] S.Cuk y Z. Zang: “Coupled-Inductor Analysis and Design”. PESC Conf. Proc, 1986, pag 655 a 665.
- [8] S. Cuk: “New Magnetic Structures for Switching Converters”. IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-19, n°2, Marzo 1983, pag. 75-83.
- [9] A.Dauhajre y R.D. Middlebrook: “Modelling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuits”, IEEE, Power Electronics Specialist Conf., 1986, pag. 213-226. **ME**

Tabla 1. Parámetros del convertidor construido

Tensión de entrada	125Vrms
Tensión de salida	48 Vcc
Potencia	100W
Frecuencia de conmutación	100KHz
Modo de conducción	Discontinuo (DCM)
Aislamiento Galvánico	SI