# 2

# INTEGRACIÓN DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Es bien conocido que, principalmente debido a la proliferación de aparatos portátiles introducidos por el apogeo de las telecomunicaciones, hay una clara tendencia a diseñar los sistemas de potencia incluidos en estos dispositivos tan pequeños y ligeros como sea posible. También las cargas de baja tensión (2,7V, 3,3V...) requieren convertidores pequeños que puedan colocarse cerca de ellas para así poder minimizar las pérdidas debidas a la circulación de elevadas corrientes entre el sistema de alimentación y la carga. Sea cual sea la razón, parece obvio que las dimensiones de estos sistemas de alimentación están obligadas a reducirse al tiempo que se mantienen (o mejoran) las características del sistema.

Dado que los elementos más voluminosos en estos convertidores de potencia suelen ser los elementos pasivos, es evidente que se puede conseguir una reducción importante en el tamaño del convertidor si se disminuye el tamaño de los mencionados componentes. En particular, la bobina que incluyen la mayoría de estos convertidores es uno de los componentes susceptibles de ser reducidos. Hasta la fecha se han sugerido varios métodos de integración de bobinas que podrían dar lugar a la anhelada reducción de tamaño, pero la mayoría de ellos se centran en aplicaciones de muy baja potencia. En este Capítulo se revisan los principales métodos de integración que se han propuesto junto con las características más relevantes de cada uno de ellos.

## 2.1. REDUCCIÓN DEL TAMAÑO DE LOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS EN CONVERTIDORES DE POTENCIA

A medida que empezaron a proliferar los equipos electrónicos y se fueron haciendo más cotidianos, los usuarios empezaron a demandar sistemas de alimentación más ligeros para sus dispositivos. La solución más inmediata consistió en hacer que los convertidores trabajaran a frecuencias más elevadas, con lo cual los elementos almacenadores de energía (bobinas y condensadores) podrían ser menores, ya que la cantidad de energía a acumular en cada ciclo sería menor. Esta medida redujo considerablemente el tamaño y peso de los sistemas de alimentación pero, con el paso del tiempo, se llegó a exigir una reducción aún mayor.

Presionados por la demanda de los usuarios, los diseñadores de sistemas de alimentación decidieron reducir el tamaño de los elementos magnéticos utilizando núcleos más planos que los que tradicionalmente se venían usando. En estos núcleos planos los "devanados" se forman con las propias pistas de la placa de circuito impreso tal y como se indica en la Figura 2.1, que muestra un interfaz *transforgánico* de SECRE [2.1].



Figura 2.1. Utilización de núcleos planos.

Más recientemente, Philips ha intentado facilitar las cosas a los diseñadores lanzando al mercado una estructura magnética plana (IIC) cuya forma recuerda la de los circuitos integrados y que permite obtener el componente magnético deseado sin más que unir adecuadamente los terminales de la misma [2.2]. Se trata de una estructura magnética que se comporta como un toroide y en la cual ya se ha incluido parte de cada una de las espiras que se puedan necesitar. Cerrando apropiadamente estas espiras, se habrá definido el componente magnético. La Figura 2.2 muestra el aspecto de este componente, que no

deja de ser una estructura plana como las descritas anteriormente en la que el fabricante trata de facilitar el trabajo.



Figura 2.2. Aspecto del IIC de Philips.

El inconveniente de los componentes magnéticos planos, cualquiera que sea su aspecto, radica en que, si bien reducen notablemente su altura, suelen necesitar bastante espacio para dar lugar a los arrollamientos que constituyen los devanados. Esto o bien se traduce en una pérdida de espacio sobre la placa de circuito impreso, o bien obliga a utilizar circuitos de varias capas, lo cual puede resultar muy costoso.

Por lo visto hasta aquí, todo parece apuntar a la necesidad de llevar a cabo una integración de los elementos magnéticos en la propia estructura del convertidor, consiguiendo así una notable reducción de su tamaño. Últimamente han aparecido varias propuestas para llevar a cabo esta integración, algunas de las cuales pasan a comentarse a continuación. Es importante notar que, hasta ahora, la mayoría de los métodos propuestos sólo permiten generar bobinas de muy bajo valor o que manejan muy poca corriente (o ambas cosas).

#### 2.2. DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS CON ESTRUCTURA TELA

Uno de los métodos empleados para conseguir miniaturizar los elementos magnéticos es devanarlos formando una malla donde se entrelacen fibras de material magnético con fibras de conductor. Esta disposición da lugar a una estructura que se conoce por estructura *tela* (*"cloth structure"* en terminología sajona).

La Figura 2.3 muestra un esquema del aspecto de una bobina tipo *tela*. El núcleo magnético está constituido por varias fibras de hilo amorfo de unas 30µm de diámetro, mientras que el conductor es un hilo de cobre de aproximadamente 70µm de diámetro y dotado de recubrimiento exterior.



Figura 2.3. Esquema de una bobina tipo tela.

Estas estructuras fueron analizadas conjuntamente por el Centro de Investigación y Desarrollo de UNITIKA Ltd. y el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Tohoku, Japón [2.3, 2.4]. A la vez que se estudia cuidadosamente la dependencia de la inductancia y la resistencia serie de la bobina con la disposición de las fibras, estos artículos dejan ver que es posible obtener valores de varios cientos de  $\mu$ H con resistencias serie de aproximadamente 200÷500m $\Omega$  hasta frecuencias de varios cientos de kHz. La Figura 2.4 muestra una comparación entre los resultados teóricos y experimentales que se obtuvieron en los mencionados centros.



Figura 2.4. (a) Variación de la inductancia L con la geometría. (b) Resistencia equivalente del componente.

En esta figura, los valores de inductancia se han calculado a partir de la ecuación

$$L = \frac{\mathsf{m}_{0} \cdot \mathsf{m}_{\cdot} \circ \mathsf{p}_{\cdot} \left(\frac{D_{a}}{2}\right)^{2} \cdot N^{2}}{l \cdot [1 + N_{d} \cdot (\mathsf{m}_{\cdot} - 1)]} \cdot m$$
(2.1)

donde *m* es el número de grupos de hilos amorfos y  $N_d$  es el factor de desmagnetización, que viene determinado por la siguiente expresión

$$N_{d} = \frac{\ln\left(1.5 \cdot \frac{l}{D_{a}}\right) - 1}{\left(\frac{l}{D_{a}}\right)^{2}}$$
(2.2)

siendo el parámetro  $l/D_a$  el cociente entre la longitud de la bobina y el diámetro equivalente de cada grupo de hilos amorfos que constituyen el material magnético. Este diámetro equivalente se define como  $D_a = \sqrt{n} \cdot d_a$ , donde *n* es el número de hilos amorfos que forma el grupo considerado, y  $d_a$ , su diámetro. La Figura 2.4(b) representa un caso en que  $l/D_a \approx 40$ .

Por otra parte, se determinó que, cuando se usan materiales magnéticos con permeabilidad relativa muy elevada, la inductancia obtenida por unidad de volumen pasa a hacerse independiente de este valor, alcanzando un valor máximo  $L_{do}$ . Este valor depende sólo de la geometría de la bobina, e indica que aumentar la permeabilidad relativa sólo permitirá obtener valores mayores de inductancia por unidad de volumen hasta un cierto límite, como se refleja en la Figura 2.5.



Figura 2.5. Influencia de la permeabilidad relativa del material magnético usado.

Uno de los principales problemas que presentan las estructuras de tipo tela es su bajo factor de calidad (*Q*). Por ello se ha intentado analizar cómo se podría mejorar dicho factor, llegando a la conclusión de que, además de elegir adecuadamente el diámetro del hilo conductor para disminuir la resistencia serie de la bobina, también se puede mejorar el factor de calidad aumentando la resistividad de los hilos amorfos que constituyen el núcleo magnético (de este modo las corrientes inducidas en ellos serán menores). Para ello, lo más inmediato sería usar hilos amorfos de menores diámetros pero, como se puede ver en la Figura 2.6, la permeabilidad de estos hilos amorfos también tiene una cierta influencia, observándose que el máximo factor de calidad se alcanzaría para  $\mu_r \approx 100$ .



Figura 2.6. Variación de Q<sub>máx</sub> con el diámetro y la permeabilidad de los hilos amorfos usados.

Tomando estos resultados como base de partida, la Universidad de Tohoku amplió las investigaciones apoyándose en los Laboratorios de Dispositivos Magnéticos Amorfos de Sendai y en el Instituto de Tecnología de Hachinoche [2.5-2.7]. Por un lado desarrollaron una estructura tipo *tela* empleando tecnología de película fina, y por otro demostraron que este tipo de estructuras también es aplicable a la obtención de microtransformadores.

La integración de una bobina con estructura tipo *tela* pretendía ser el primer paso hacia la consecución de un chip inductivo. Estos chips incluirían bobinas destinadas a trabajar a frecuencias muy elevadas (del orden de MHz), dado que los valores de inductancia que se obtienen son más bien bajos. Por ello, uno de los objetivos es reducir al máximo la capacidad parásita de modo que la frecuencia de resonancia del dispositivo sea lo más elevada posible, permitiendo así aumentar la frecuencia de trabajo. La Figura 2.7 muestra el aspecto de una bobina tipo *tela* fabricada con tecnología de película fina, y la Figura 2.8 recoge la respuesta en frecuencia de este dispositivo ( $L_m$  es la inductancia medida y  $L_c$ , la calculada). El cálculo de la inductancia en este tipo de dispositivos, responde a una expresión muy similar a la recogida en la Ecuación (2.1):

$$L = \frac{\mathbf{m}_{0} \cdot \mathbf{m}_{r} \cdot \mathbf{w}_{m} \cdot t_{m} \cdot n \cdot N^{2}}{l_{m} \cdot [1 + N_{d} \cdot (\mathbf{m}_{r} - 1)]}$$
(2.3)

donde  $w_m$ ,  $t_m$  y  $l_m$  son la anchura, el espesor y la longitud de una de las tiras del núcleo; n es el número de estas tiras; N es el número de vueltas del devanado;  $N_d$  es el factor de desmagnetización, que se calcula a partir de

$$N_{d} = \frac{\ln(2 \cdot m_{e} - 1)}{m_{e}^{2}}$$
(2.4)

y  $m_e$  es un parámetro adimensional que se expresa de forma aproximada como

$$m_e = \frac{l_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{\mathsf{p}}{w_m \cdot t_m}} \tag{2.5}$$

En la Figura 2.8 se puede observar que el máximo factor de calidad de la estructura analizada es aproximadamente la unidad a una frecuencia de unos 15MHz. Como a esa frecuencia la inductancia de la bobina es de unos 200nH, se deduce que la resistencia serie de la bobina en cuestión es de  $2\Omega$  aproximadamente. A juzgar por este valor y por la frecuencia de trabajo, parece evidente que este componente estaría orientado a trabajar en aplicaciones de señal para telecomunicaciones antes que en convertidores de potencia.



Figura 2.7. Bobina tipo tela obtenida con tecnología de capa fina.

31



Figura 2.8. Respuesta en frecuencia de la bobina de la figura anterior.

En lo que se refiere a los transformadores con estructura tipo *tela*, los centros indicados llevan a cabo un estudio detallado de los mismos, gracias a los cuales determinan que la relación entre las tensiones de primario y secundario, así como el factor de acoplamiento conseguido, dependen de la disposición de los devanados en la estructura.

En general se puede decir que, en las estructuras tipo *tela* el objetivo siempre es reducir el tamaño, aumentar la frecuencia de resonancia lo más posible y mejorar el factor de calidad. En transformadores, además, se intentará mejorar el acoplamiento y la capacidad de manejar corriente. Para conseguir esto, se usan núcleos de hilos amorfos ultrafinos y devanados formados por varios hilos de cobre con diámetros menores que la profundidad de penetración que marca el efecto piel. Aun así, las aplicaciones de este tipo de estructuras siempre se refieren al rango de los MHz para poder obtener factores de calidad aceptables.

#### 2.3. BOBINAS PLANAS SOBRE SUBSTRATOS MAGNÉTICOS

La necesidad de reducir el tamaño de los elementos magnéticos en la medida de lo posible dio lugar a una extensa serie de estudios en los que se analizaban distintas posibilidades de fabricación de bobinas y transformadores integrados. Una primera solución fue la de depositar los devanados, mediante tecnología de capa fina, sobre un substrato. Waseem A. Roshen estudió este tipo de estructuras en el caso en que el substrato utilizado fuese de material magnético [2.8, 2.9] y concluyó que, si la permeabilidad de dicho substrato es alta, el espesor de éste no tiene apenas influencia en el valor de la bobina; por el contrario, para bajos valores de permeabilidad, cuanto más grueso sea el substrato, mayor será la inductancia conseguida. Según Roshen, existe un límite para aumentar el valor de la inductancia mediante el espesor del substrato:  $L_{máx}=2\cdot L_o$ , donde  $L_o$ es la inductancia que presentaría el devanado sin substrato magnético.

En principio hay dos posibles disposiciones de los devanados para obtener un componente magnético: espiral o tipo meandro. Los devanados espirales pueden ser, a su vez, circulares, como el representado en la Figura 2.9(a), o rectangulares.



Figura 2.9. Posibles disposiciones de los devanados: (a) espiral; (b) meandro.

La Universidad de Tohoku, por mediación de su Instituto de Investigación de Comunicación Eléctrica, estudió también bobinas de este tipo fabricadas con tecnología de capa fina utilizando grabado en seco [2.10, 2.11]. En bobinas planas con estructura tipo meandro, se observa que la inductancia es tanto menor cuanto más próximas están las pistas del devanado entre sí. Esto se debe a que las bobinas con este tipo de devanados presentan inductancia mutua negativa, con lo que el acoplamiento entre las pistas origina una reducción de la inductancia total. En las bobinas con devanados espirales pasa lo contrario, resultando ventajoso acercar las vueltas entre sí lo más posible. Esto queda patente en la gráfica de la Figura 2.10, donde los puntos representan medidas experimentales y las líneas de trazos corresponden a valores calculados teóricamente.



Figura 2.10. Relación entre la separación de las pistas y la inductancia (bobinas de aire)

En las bobinas tipo meandro analizadas por la Universidad de Tohoku, se obtuvieron bobinas de varias decenas de nH que presentaron una resistencia serie de más de 16 $\Omega$  y pudieron llegar a manejar una corriente máxima de 170mA. Aunque este valor de corriente se traduce en una densidad de corriente de 5700A/mm<sup>2</sup> (muy superior a la presente en elementos magnéticos convencionales), es evidente que los valores de inductancia y resistencia serie que presenta este tipo de bobinas no serían adecuados para incluirlas en convertidores de potencia trabajando a varios cientos de kHz, y su uso quedaría limitado una vez más a determinadas aplicaciones de muy alta frecuencia en el campo de las telecomunicaciones.

Para conseguir aumentar el valor de la inductancia de estas bobinas, se decidió colocar sendas capas de material magnético (permalloy) por encima y por debajo de los conductores (estructura tipo *sandwich*, que se comentará más adelante) como se muestra en la Figura 2.11.



Figura 2.11. Estructura de bobina con capa fina magnética.



Como era de esperar, la inclusión de material magnético da lugar a un aumento de la inductancia total, según se recoge en la Figura 2.12.

Figura 2.12. Inductancia de las bobinas con capa fina magnética.

De acuerdo con los resultados obtenidos, se dedujo que la contribución de la película magnética al aumento de la inductancia es proporcional a la longitud del devanado, siendo independiente de su forma. Esto es corroborado por los resultados de la Figura 2.12 correspondientes a bobinas tipo meandro y espirales. En los casos analizados, ambos devanados presentan longitudes similares, dando lugar a valores de inductancia muy parecidos cuando se añade la película magnética (a pesar de tener valores muy diferentes cuando no se incluye la capa magnética).

La inclusión de capas finas de película magnética permitió obtener bobinas con un tamaño de  $0,9\times3,5\div4,0\times4,0$ mm<sup>3</sup> con valores de varios cientos de nH. Estas bobinas siguen estando pensadas, no obstante, para trabajar a frecuencias elevadas (del orden de MHz).

Otra universidad japonesa, la Universidad de Osaka, demostró que la estructura de bobinas planas también puede utilizarse para dar lugar a transformadores [2.12]. Los investigadores de esta Universidad proponen un transformador de capa fina con los devanados separados por una película flexible de poliamida (es lo que denominan transformador de doble cara). La Figura 2.13 representa este transformador de capa fina,

que consta de dos devanados tipo meandro fabricados mediante microlitografía en ambas caras de la película de poliamida. Las letras P y S de la Figura 2.13 se refieren a los devanados primario y secundario respectivamente.



Figura 2.13. Esquema del transformador de doble cara.

Esta estructura pretende mejorar los resultados obtenidos con transformadores de una sola cara en los que los dos devanados (tipo meandro) están situados en un mismo lado de la película de poliamida. En este tipo de transformadores, la distancia entre las pistas de un devanado así como la distancia entre primario y secundario son grandes, haciendo que la inductancia propia de cada devanado y la inductancia mutua entre primario y secundario sean pequeñas, lo que se traduce en un bajo factor de acoplamiento. En el transformador de doble cara, sin embargo, la distancia entre primario y secundario es menor, por lo que se consigue un factor de acoplamiento más elevado.

Como sucede con las bobinas planas ya comentadas, este tipo de transformadores está preparado para trabajar a frecuencias muy elevadas (llegando al rango de los GHz), lo cual indica claramente que no están pensados para ser incluidos en convertidores electrónicos de potencia.

También se estudió el efecto de rodear los devanados con una película magnética como se indica en la Figura 2.14, comprobándose que esta estructura permitía elevar la frecuencia de trabajo aún más, llegando a cubrir el rango comprendido entre 2 y 3GHz.



Figura 2.14. Transformador de capa fina con película magnética.

#### 2.4 ESTRUCTURAS PLANAS TIPO SANDWICH

Con el propósito de facilitar el camino al campo magnético en las estructuras planas comentadas hasta ahora, se optó por añadir una nueva capa de material magnético sobre los devanados. De este modo, el campo magnético encontraría un camino de baja reluctancia tanto debajo como encima de los conductores, reduciendo sensiblemente el trayecto realizado a través del aire. De este modo se contribuye a la obtención de una mayor inductancia.

También en esta ocasión Waseem A. Roshen desarrolló un análisis de bobinas planas tipo *sandwich* utilizando la teoría de las imágenes [2.13] llegando a conclusiones interesantes. A modo de ejemplo, se citará que determinó que, en este tipo de estructuras, la inductancia depende de la suma de las distancias del devanado a ambas láminas de material magnético, independientemente de la posición que ocupe el devanado entre dichas láminas; es decir, que no tiene ninguna influencia sobre el valor de la inductancia el hecho de que el devanado esté perfectamente centrado entre las dos capas magnéticas o no lo esté.

Además de este trabajo de Roshen, se han publicado otros en los que se estudia el comportamiento de estructuras integradas tipo *sandwich*. Así por ejemplo, la División de Semiconductores de Toshiba Corp. junto con la Universidad de Shinshu analizaron este tipo de dispositivos empleando estructuras con doble capa magnética tanto encima como debajo del devanado [2.14], el cual presentaba geometría de doble espiral rectangular (ver Figura 2.15).



Figura 2.15. Esquema de la estructura de la bobina analizada por Toshiba y la Universidad de Shinshu.

Además de obtener inductancias de algunos µH con esta estructura y de estudiar la distribución de campo magnético en la misma, se observó que las ondulaciones presentes en las capas magnéticas superiores al asentarse sobre el devanado como se muestra en la Figura 2.15, influyen en el valor de la inductancia obtenida. A medida que aumenta esta ondulación, la inductancia disminuirá.

El Centro de Investigación y Desarrollo de Toshiba Corp. , desarrolló un diseño con este tipo de estructuras para dar lugar a una bobina plana con devanado en espiral pensada para ser utilizada en un convertidor cc/cc trabajando a unos pocos kHz [2.15]. La Figura 2.16 muestra el esquema de la bobina desarrollada, cuyas dimensiones externas eran  $11\times11\times0.8$ mm<sup>3</sup> y constaba de láminas amorfas basadas en cobalto de 15µm de espesor, un devanado espiral de 30 vueltas (4mm de diámetro interior, 9mm de diámetro exterior y 500µm de espesor) y láminas aislantes de polimida de 7µm de espesor. Los conductores tenían una anchura de 70µm y estaban separados entre sí 10µm. Esta relación anchura/separación es importante, pues se determinó que, para obtener bobinas con un alto factor de calidad, es conveniente que dicha relación tenga un valor bajo, lo cual indica la conveniencia de que la separación sea lo menor posible.



Figura 2.16. Esquema de bobina plana para convertidor cc/cc.

La determinación de la inductancia de este tipo de estructuras pasa por la utilización de expresiones del tipo de la indicada a continuación:

$$L = \frac{K}{d} \cdot \sum_{k=1}^{N} a_{k} \cdot \left[ F_{k} + \sum_{i=1}^{k-1} (f_{i} \cdot g_{k}) + \sum_{j=k+1}^{N} (f_{k} \cdot g_{j}) - \sum_{i=1}^{N} (f_{k} \cdot g_{j}') \right]$$
(2.6)

donde *N* es el número de vueltas del devanado y el resto de los términos se define como sigue:

$$K = \frac{A}{\operatorname{senh}\left(\frac{w}{A}\right)}$$

$$a_{k} = p \cdot \frac{m_{0} \cdot m \cdot t}{2 \cdot d} \cdot (w - 2 \cdot x_{k} - d)$$

$$F_{k} = \frac{d}{K} - g_{k} \cdot \operatorname{cosh}\left(\frac{x_{k}}{A}\right) - f_{k} \cdot \operatorname{cosh}\left(\frac{w - x_{k} - d}{A}\right)$$

$$f_{k} = \operatorname{cosh}\left(\frac{x_{k} + d}{A}\right) - \operatorname{cosh}\left(\frac{x_{k}}{A}\right)$$

$$g_{k} = \operatorname{cosh}\left(\frac{w - x_{k}}{A}\right) - \operatorname{cosh}\left(\frac{w - x_{k} - d}{A}\right)$$

$$g'_{k} = \operatorname{cosh}\left(\frac{w - x'_{k}}{A}\right) - \operatorname{cosh}\left(\frac{w - x'_{k} - d}{A}\right)$$
(2.7)

habiéndose incluido tres nuevos parámetros: A, xk y x'k, cuyos valores son:

$$A = \frac{m_{j} \cdot g \cdot t}{2} \qquad \qquad x_{k} = \frac{w - ao}{2} + (k - 1) \cdot (d + s) \\ x'_{k} = x_{N} + ai + d + (k - 1) \cdot (d + s)$$
(2.8)

Los resultados obtenidos con una esta estructura de este tipo aparecen recogidos en la Figura 2.17, donde se muestra la inductancia de la bobina (*L*) y su factor de calidad (*Q*). La inductancia permanece prácticamente constante (aproximadamente  $30\mu$ H) hasta 1MHz y el máximo factor de calidad es de 11 a unos 150kHz. La resistencia de continua del devanado es de 0,65 $\Omega$ .



Figura 2.17. Respuesta en frecuencia de la bobina considerada.

Los resultados obtenidos indican que se trata de una bobina adecuada para ser incluida en los convertidores cc/cc habituales que trabajan a varios cientos de kilohertzios. El único problema podría ser la resistencia serie del dispositivo, que es algo elevada. Los autores de este trabajo apuntan que sería conveniente desarrollar láminas magnéticas con bajas pérdidas (o integrarlas mediante tecnología de capa fina) para poder obtener bobinas con factores de calidad más elevados. Aun así, esta bobina se utilizó como filtro de salida en un convertidor cc/cc, dando lugar a los resultados incluidos en la Tabla 2.1.

Tensión de entrada (V <sub>e</sub> )	$8 \div 18 V_{cc}$
Tensión de salida (V <sub>s</sub> )	$5V_{cc}$
Corriente de salida $(I_s)$	$0,1 \div 0,4A_{cc}$
Frecuencia de conmutación (f <sub>s</sub> )	250kHz
Rendimiento	84% máx. con $V_e = 8V$
	70% máx. con $V_e = 18V$
Dimensiones	$20\times15\times4$ mm <sup>3</sup>

Tabla 2.1. Resultados obtenidos con la bobina plana en el convertidor.

Además de devanados espirales, las estructuras tipo *sandwich* también fueron estudiadas con otras geometrías. Así por ejemplo, la Universidad de Shinshu, esta vez en colaboración con el Laboratorio Central de Investigación de Alps Electric Co. Ltd., probó a desarrollar bobinas con devanados multimeandro para determinar qué tipo de láminas magnéticas era el más adecuado [2.16]. La estructura analizada se indica en la Figura 2.18.



Figura 2.18. Vista esquemática de la bobina considerada.

El análisis llevado a cabo corroboró la existencia de capas magnéticas más adecuadas que otras para diseñar bobinas planas. La comprobación se hizo incluyendo la bobina en dos convertidores cc/cc que trabajaban a 5MHz y determinando las pérdidas que se producían en ella. La Tabla 2.2 muestra los resultados obtenidos.

	Pérdidas en la bobina			
	Fe-Hf-O	Co-Fe-Hf-O	Co-Hf-Ta	
Convertidor reductor (600mW a la salida)	59mW	47mW	71Mw	
Convertidor elevador (640mW a la salida)	82mW	71mW	91mW	

Tabla 2.2. Pérdidas en tres tipos de bobinas planas incluidas en convertidores cc/cc.

Según este estudio, es evidente que las láminas magnéticas del tipo Co-Fe-Hf-O son mejores que las otras dos desde el momento que dan lugar a menos pérdidas. Sin embargo, tienen el inconveniente de tener la menor permeabilidad relativa de las tres: 150, frente a los 830 de Co-Hf-Ta y los 1000 de Fe-Hf-O.

Esta misma estructura de devanados fue también utilizada para dar lugar a un transformador pensado para funcionar a 1MHz, frecuencia a la cual presenta un rendimiento del 77,5% [2.17]. Dicho transformador fue incluido en un regulador conmutado de dos salidas magnéticamente controlado, obteniendo resultados aceptables, si bien el rendimiento total obtenido en este regulador magnético es algo más bajo que el que se obtendría en su equivalente PWM. La Figura 2.19 muestra el esquema del transformador diseñado y la Figura 2.20, sus curvas características obtenidas experimentalmente.



Figura 2.19. Estructura del transformador.



Figura 2.20. (a) Respuesta en frecuencia del primario. (b) Características de carga del transformador.

También con estructuras tipo *sandwich* se utilizan otras estrategias de devanado que se salen de las típicas espirales y meandros. La Universidad de Osaka, por ejemplo, analiza una bobina plana con dos devanados espirales [2.18]. La novedad de este estudio radica en

determinar la respuesta de la bobina en función de cómo esté arrollado el segundo devanado con relación al primero. Distingue así dos tipos de bobinas: las de tipo interno y las de tipo externo. En la Figura 2.21 se ven ambos.



Figura 2.21. Vistas de los dos tipos de bobinas planas con dos devanados.

En las bobinas planas de tipo externo, los dos devanados están arrollados en el mismo sentido y encerrados entre dos capas de material magnético (estructura *sandwich*). En este tipo de bobinas, la inductancia depende principalmente de la geometría y el aumento de permeabilidad del material magnético se nota principalmente en un aumento de la capacidad parásita. La Figura 2.22 muestra la sección que presenta este tipo de bobinas junto con la respuesta en frecuencia de una de ellas, donde se comprueba que la inclusión de material magnético no consigue aumentar mucho la inductancia (de 1670nH a 1800nH) y sí reduce la frecuencia de resonancia.



Figura 2.22. Bobinas de tipo externo: (a) Sección. (b) Respuesta en frecuencia.

El cálculo de la inductancia de bobinas planas de tipo externo se efectúa mediante la siguiente expresión:

$$L = \frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot m_{0} \cdot b^{2}}{p} \cdot \sum_{i=0}^{2N-1} \frac{1}{a - (2 \cdot i + 1)wc} + N^{2} \cdot m_{0} \cdot b \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a}{N \cdot wc}} + \frac{2 \cdot N^{2} \cdot m_{0}}{\frac{t_{m} + t_{i}}{b^{2}} + \frac{N \cdot wc}{m \cdot t_{m} \cdot (a + b)}}$$
(2.9)

 $con b = a - 4 \cdot N \cdot wc.$ 

Las bobinas planas de tipo interno colocan las capas magnéticas entre los devanados como se indica en la Figura 2.23(a). En este caso sí que se aprovechan las características magnéticas del material, aunque dan lugar a valores de inductancia más bajos que las bobinas de tipo externo (en la Figura 2.23(b) se observa que la inductancia pasa de 71nH a 100nH al incluir el material magnético). Una vez más, este tipo de estructuras presenta una resistencia serie grande y una capacidad parásita elevada, lo cual dificulta trabajar a altas frecuencias.



Figura 2.23. Bobinas de tipo interno: (a) Sección. (b) Respuesta en frecuencia.

La inductancia de este tipo de bobinas tiene una expresión más sencilla que las anteriores:

$$L = N \cdot \mathfrak{m}_{0} \cdot \frac{a+b}{wc} \cdot \left[t_{m} \cdot \left(\mathfrak{m}_{i}-1\right)+t_{i}\right]$$
(2.10)

### 2.5. ESTRUCTURAS PLANAS CON NÚCLEO CERRADO

Si el hecho de colocar una nueva capa magnética sobre el devanado contribuye a la obtención de una mayor inductancia, el siguiente paso debía ser diseñar estructuras planas en las que el camino magnético quedase claramente definido utilizando núcleos cerrados. Son numerosos los trabajos en los que se definen elementos magnéticos sobre estructuras más o menos toroidales, tanto bobinas [2.19-2.21] como transformadores [2.21-2.23].

En [2.19], los Laboratorios de Dispositivos Magnéticos Amorfos de Sendai, la Universidad de Tohoku y el Instituto de Tecnología de Hachinoche comparan esta vez el comportamiento de bobinas planas que utilizan núcleos abiertos con el de las que usan núcleos cerrados. La inductancia de las primeras se determina mediante expresiones similares a las ya indicadas en las Ecuaciones (2.3) a (2.5):

$$L \qquad \frac{\mathsf{m}_{0} \cdot \mathsf{m}_{1} \cdot t_{m} \quad w \quad \cdot N^{2}}{l_{m} \cdot [1 \quad N_{d} \cdot (\mathsf{m} - )]}$$

$$\begin{array}{l} \operatorname{con} & N_d & \frac{\ln\left(-k\right) - 1}{k^2} \\ & k & \frac{l_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{\mathsf{p}}{w \cdot t_m}} \end{array} \end{array}$$
(2.11)

mientras que las bobinas con núcleo cerrado hacen uso de las ecuaciones clásicas:

$$L_{cdo} = \frac{\mathbf{m}_{0} \cdot \mathbf{m}_{r} \cdot t_{m} \cdot w_{m} \cdot N^{2}}{2 \cdot l_{m}}$$
(2.12)

de donde se concluye que, mientras se verifique  $N_d \cdot (\mu_r - 1) < 1$ , será preferible utilizar núcleos abiertos, ya que de este modo se aprovechará mejor el material magnético.

Otra conclusión de este análisis es que a bajas frecuencias (cientos de kHz) los núcleos cerrados sí proporcionan más inductancia pero, por encima de los 2MHz, no hay apenas diferencia. Además, la frecuencia de resonancia es mayor cuando se usan núcleos abiertos, lo cual permite usar estas bobinas a frecuencias de trabajo más elevadas. Esto se refleja en la Figura 2.24.



Figura 2.24. (a) Núcleos abierto y cerrado. (b) Respuesta en frecuencia de bobinas de 20 vueltas.

Para solventar el problema de la baja frecuencia de resonancia, el mismo artículo propone usar varios núcleos cerrados más pequeños y asociar bobinas en serie. De este modo se consigue una frecuencia de resonancia más elevada. Con este método se logra integrar bobinas de varios nH en áreas de 3,8·10<sup>-9</sup>m<sup>2</sup>. Sin embargo, como en los casos anteriores, siguen siendo bobinas pensadas para trabajar a muy altas frecuencias de modo que se obtengan factores de calidad aceptables.

Como se indicó anteriormente, también se han desarrollado transformadores usando núcleos cerrados. Los Laboratorios de Investigación Interdisciplinaria de NTT estudiaron un transformador de este tipo [2.22] (ver Figura 2.25) y lo incluyeron en un convertidor directo cc/cc. Como ya es habitual, el objetivo es trabajar a muy altas frecuencias para poder reducir el tamaño, por lo que el mencionado convertidor se hizo trabajar a una frecuencia de 32MHz.



Figura 2.25. Aspecto del transformador plano. (a) Esquema. (b) Sección.

La Figura 2.26 muestra la ganancia de este transformador en función de la frecuencia de trabajo. En dicha figura se observa que el microtransformador considerado podría trabajar en convertidores conmutados trabajando a alta frecuencia (entre 5 y 40MHz). El factor de acoplamiento es de 0,5. Otras conclusiones obtenidas del estudio de esta estructura son que la inductancia que se consigue es aproximadamente proporcional al número de vueltas del devanado (no al cuadrado de dicho número, ya que la longitud del núcleo aumenta a medida que se incrementa dicho número de vueltas), y que la inductancia de los devanados podría aumentarse usando láminas magnéticas más gruesas y/o reduciendo la distancia entre los devanados.



Figura 2.26. Respuesta en frecuencia del transformador considerado.

La Universidad de Cincinnati y los Laboratorios KIST de Seúl también desarrollaron un transformador 1:1 de este tipo [2.23] introduciendo una modificación: presenta un núcleo laminado lateralmente para reducir las pérdidas en el núcleo debidas a corrientes inducidas. La Figura 2.27 muestra un esquema de este transformador, en el que la inductancia y la resistencia de los devanados es de 800nH y 1,1 $\Omega$  respectivamente, produciéndose una disminución de la primera a la vez que un aumento de la segunda a partir de 1MHz.



Figura 2.27. Esquema de transformador plano con núcleo magnético laminado lateralmente.

Con este microtransformador, se consiguió una ganancia de tensión de –4dB en el rango de frecuencias comprendido entre 7 y 11MHz, y el coeficiente de acoplamiento entre primario y secundario resultó ser mayor del 90% hasta frecuencias del orden de 5MHz. Estas medidas se recogen en la Figura 2.28.



Figura 2.28. Respuesta en frecuencia del transformador. (a) Ganancia. (b) Coeficiente de acoplamiento.

Por otra parte, el Instituto de Tecnología de Georgia (Atlanta, EE.UU.), llevó a cabo una comparación de distintos tipos de estructuras magnéticas basadas en ferrita y compatibles con encapsulados electrónicos orgánicos (baja temperatura), lo cual facilitaría su inclusión en módulos *multichip*, por ejemplo. Las estructuras estudiadas contemplaban geometrías tipo barra (el núcleo magnético es envuelto por los conductores), espiral (con disposición tipo *sandwich* y analizando la posibilidad de distribuir la espiral en dos capas para así reducir el área ocupada) y meandro (también con disposición tipo *sandwich*). Las estructuras magnéticas se integraron empleando materiales magnéticos serigrafiados y

capas gruesas de cobre, lo cual presenta una serie de ventajas a la hora de integrarlas con resistencias y condensadores (variedad de geometrías, facilidad de fabricación, alta densidad de integración, reducción de tiempos de ensamblaje y procesado a bajas temperaturas como en el caso de substratos orgánicos de bajo precio).

Los resultados obtenidos para las bobinas se recogen en la Tabla 2.3, y para los transformadores, en la Tabla 2.4.

Estructura	L @ 10MHz (µH/cm <sup>2</sup> )	Q @ 10MHz	R <sub>dc</sub> (Ω)
Tipo barra con núcleo abierto	2,1	5	0,65
Tipo barra con núcleo cerrado	1,25	7	0,31
Meandro en estructura sandwich	5	8	1,15
Espiral en estructura sandwich	6,5	17	1,3
Espiral distribuida en dos capas con núcleo abierto	15	15	2,1

Tabla 2.3.	Comparación	de	microbobinas	integradas.
------------	-------------	----	--------------	-------------

Estructura	G @ 25MHz (dB)	f <sub>res</sub> (MHz)
Tipo barra con núcleo abierto	-11,5	33
Tipo barra con núcleo cerrado	-10	38
Meandro en estructura sandwich	-13	31
Espiral en estructura sandwich	-1,25	27
Espiral distribuida en dos capas con núcleo abierto	-3,5	29

Tabla 2.4. Comparación de microtransformadores integrados.

Los resultados incluidos en estas Tablas determinan que todas las estructuras analizadas están pensadas para ser usadas a frecuencias elevadas (decenas de MHz). Se observa, además, que las estructuras tipo *sandwich* son capaces de integrar los valores más elevados de inductancia consiguiendo los mejores factores de calidad. Por lo que se refiere a los transformadores, se comprueba que la mejor ganancia la presentan las estructuras con forma de espiral.

Además de las comentadas hasta aquí, existen otras posibilidades para conseguir núcleos cerrados. Otros trabajos [2.24-2.27] consideran la posibilidad de rodear todo el conductor de material magnético, mejorando así el comportamiento de las estructuras tipo *sandwich*.

La Universidad de Tohoku [2.24] propone una estructura en la que todo el conductor de cobre es rodeado directamente con permalloy (se prescinde de aislante aprovechando que la resistividad del permalloy es mucho mayor que la del cobre; de este modo se reduce la capacidad parásita) y la compara con estructuras tipo *sandwich*.



Figura 2.29. Bobina estudiada y bobina de referencia.

La Figura 2.30 recoge los resultados experimentales obtenidos con una bobina de  $4 \times 4$ mm<sup>2</sup> de devanado espiral con 7 vueltas desarrollada según la estructura propuesta. Estos resultados confirman que se mejora la inductancia que presentan las bobinas tipo *sandwich*, pero empeora la ya de por sí mala resistencia serie.



Figura 2.30. Respuesta en frecuencia de las bobinas estudiadas.

Korenivski y van Dover [2.27], sin embargo, no están de acuerdo en que la diferencia de resistividad entre el cobre y el material magnético sea suficiente para

justificar la eliminación del aislante, pues demuestran que esto daría lugar a que gran parte de la corriente circulara por el núcleo a frecuencias donde el factor de calidad es mayor que la unidad. Proponen, por tanto, estructuras con aislante y con el núcleo dividido en varias secciones para así evitar las corrientes de desplazamiento en el sistema.



Figura 2.31. Esquema del diseño propuesto por Korenivski y van Dover.

Con esta estructura se pueden obtener factores de calidad aceptables si se trabaja a muy altas frecuencias, cosa que no sería posible si se eliminara la capa de aislante. Los resultados obtenidos experimentalmente con bobinas con y sin capas de aislante se indican en la Figura 2.32. La bobina considerada constaba de 10 segmentos de núcleo de 1mm cada uno y separados 100µm entre sí.



Figura 2.32. Inductancia y factor de calidad de bobinas fabricadas según la estructura indicada.

#### 2.6. ESTRUCTURAS ESPECIALES

Aparte de las estructuras comentadas hasta aquí, algunos trabajos apuestan por otros diseños que, si bien siempre tienen alguna similitud con los ya vistos (no dejan de ser componentes magnéticos integrados), presentan alguna característica que los diferencia de los anteriores.

En un nuevo trabajo desarrollado conjuntamente por la Universidad de Tohoku, los Laboratorios de Dispositivos Magnéticos Amorfos de Sendai y el Instituto de Tecnología de Hachinoche [2.28] se propone una estructura en la que el devanado permanece en un plano, siendo el núcleo el que se entrelaza a su alrededor. De este modo se evita tener que usar vías para conectar los distintos niveles del conductor, lo cual supone una ventaja, ya que las vías aumentan considerablemente la resistencia serie del devanado. La Figura 2.33 representa el esquema de la bobina propuesta. En esta figura no se muestra la capa de aislante que se incluye entre núcleo y devanado.



Figura 2.33. Bobina con núcleo multivuelta y devanado plano.

La respuesta en frecuencia de este tipo de bobinas se determinó experimentalmente (Figura 2.34), viéndose que la inductancia aumenta a medida que se incrementa el espesor t del núcleo. También se observa que los factores de calidad que se obtienen son bastante bajos, obligando a trabajar a frecuencias de varios cientos de MHz para poder tener un valor de Q aceptable.



Figura 2.34. Caracterización en frecuencia de la bobina mostrada en la figura anterior.

En el mismo trabajo, se propuso una disposición de los devanados que reduce su longitud, por lo que la resistencia serie de la bobina debería mejorar. En la nueva estructura, mostrada en la Figura 2.35, se unen parte de los núcleos magnéticos. El resultado es que, a pesar de que la resistencia serie es reducida, los valores de inductancia también disminuyen, con lo que el factor de calidad sólo se incrementa ligeramente. Los mencionados resultados se presentan en la Figura 2.36.



Figura 2.35. Otra estructura de bobina con núcleo multivuelta y devanado plano



Figura 2.36. Caracterización en frecuencia de la bobina mostrada en la figura anterior.

Otra estructura que utiliza la idea de devanados situados en un único plano para evitar la utilización de vías es la propuesta por el Instituto de Tecnología de Georgia (Atlanta, EE.UU.) [2.29], donde vuelve a ser el núcleo el que se arrolla sobre el conductor, que esta vez es de tipo meandro.



Figura 2.37. Bobina integrada de tipo meandro-toroidal.

Este tipo de bobinas presenta como principales características una baja resistencia del conductor (debido a que su longitud se reduce y a que se elimina la presencia de vías en el mismo) y bajo flujo de dispersión (gracias a la proximidad de núcleo y conductor). Como contrapartida está el hecho de que el núcleo es más largo en este tipo de estructuras, lo cual se traduce en una mayor reluctancia y, por tanto, menor inductancia. Para una bobina de  $4\times1$ mm<sup>2</sup> con 30 vueltas de conductor tipo meandro alrededor de un núcleo cerrado como el descrito, se obtuvo una inductancia de unos 200nH ( $\mu_r$ =500) hasta los 10MHz, siendo su resistencia en continua de 5,6 $\Omega$  (ver Figura 2.38).



Figura 2.38. Respuesta en frecuencia de la bobina meandro-toroidal: (a) Inductancia. (b) Resistencia.

Por otra parte, se demuestra que el comportamiento de este tipo de bobinas es muy similar al de solenoides o al de bobinas toroidales convencionales. De hecho, la caracterización de este tipo de bobinas se lleva a cabo mediante la ecuación clásica

$$L = \frac{\mathbf{m}_{0} \cdot \mathbf{m}_{e} \cdot A_{e} \cdot N^{2}}{l_{e}}$$
(2.13)

La bobina integrada de tipo meandro-toroidal puede implementarse en un *chip* o como parte de interconexiones de un módulo *multichip*, lo cual la convierte en un elemento que puede jugar un papel importante como componente inductivo en circuitos integrados magnéticos como filtros, sensores, convertidores cc/cc y microactuadores magnéticos.

Otros trabajos, como el publicado en [2.30], se ocupan de desarrollar *chips* inductivos compatibles con los procesos de tecnología de montaje superficial. Este tipo de componentes presenta el devanado completamente embebido en material magnético (dieléctrico), como se recoge en la Figura 2.39.



Figura 2.39. Esquema del chip inductivo propuesto.

Como la mayoría de las soluciones presentadas hasta aquí, estos componentes están pensados para aplicaciones de telecomunicación en radiofrecuencia, siendo el principal aspecto de diseño el conseguir una elevada frecuencia de resonancia de modo que no se interfiera con las frecuencias de trabajo. En [2.30] se presentan bobinas de algunas decenas de nH con frecuencias de resonancia de hasta 5,3GHz. Como viene siendo habitual, la

resistencia serie de estos dispositivos es de varios cientos de m $\Omega$ , lo cual les hace inadecuados para ser utilizados en convertidores de potencia.

Un trabajo previo llevado a cabo en la Universidad de Oviedo en colaboración con Philips y Alcatel [2.31] tuvo como resultado la obtención de bobinas y transformadores parcialmente integrados para ser incluidos en convertidores de potencia. La idea es integrar los conductores sobre un substrato de ferrita de NiZn empleando tecnología de capa gruesa y añadir posteriormente una tapa de ferrita para cerrar el camino magnético. De este modo se pueden aprovechar los procedimientos conocidos para desarrollar circuitos híbridos usando tecnología de capa gruesa, integrando simultáneamente los elementos magnéticos que sean necesarios.

Los devanados quedan distribuidos en varias capas como si se tratase de una de las estructuras planas creadas con placas de circuito impreso ya comentadas. El mencionado trabajo describe el proceso de diseño a seguir para obtener tanto bobinas como transformadores, resultando en componentes cuyas tapas de ferrita son como las correspondientes a núcleos ETD y tienen unas dimensiones de  $22\times8\times3mm^3$  para el transformador y de  $17\times5\times2,5mm^3$  para la bobina. La Figura 2.40 muestra el comportamiento de estos elementos (medido con un analizador de impedancias HP 4194A [2.36]), donde se ve que se pueden conseguir bobinas de 300nH y 40m $\Omega$  @ 300kHz, y transformadores con inductancia magnetizante de 1,1µH.



Figura 2.40. (a) Ensayo de circuito abierto del transformador. (b) Respuesta en frecuencia de la bobina.

Para comprobar el comportamiento de estos dispositivos, ambos fueron incluidos en un convertidor cc/cc 5V a 40V (8W) con topología *flyback* multi-resonante trabajando a frecuencias de conmutación próximas a 1MHz. En la Figura 2.41 se ve el aspecto del convertidor completo, pudiendo identificarse claramente la ubicación de los componentes magnéticos. El rendimiento del convertidor mencionado es del 75%, habiéndose identificado que el 27% de las pérdidas se producen en la bobina y el 15%, en el transformador; el resto se reparte entre el interruptor (19%), el diodo (6%), las pistas de potencia (16%) y los condensadores de filtro (10%).



Figura 2.41. Aspecto del convertidor desarrollado.

Además de todos estos trabajos comentados hasta aquí, existen muchos otros en los que se intenta hacer uso de otras propiedades con el fin de conseguir transformadores que puedan ser incluidos en convertidores cc/cc comerciales. A pesar de que la presente Tesis Doctoral pretende centrarse en los transformadores que llevan a cabo su misión basándose en las más clásicas leyes del Electromagnetismo, sirvan como ejemplos de los anteriores los transformadores paramétricos [2.32], los transformadores magnetoelásticos [2.33] y los transformadores piezoeléctricos [2.34, 2.35]

#### 2.7. CONCLUSIONES

A la vista de los numerosos trabajos que se han llevado a cabo persiguiendo la integración de elementos magnéticos, queda patente el interés por reducir el tamaño de estos componentes en la medida de lo posible. Como se ha indicado, son múltiples las soluciones que se han propuesto para solventar este problema, pero también es evidente que la mayoría de los trabajos parecen centrarse principalmente en la reducción del tamaño, olvidándose un tanto de aspectos como la resistencia serie del dispositivo.

Si bien es cierto que en los trabajos expuestos hasta aquí se presentan bobinas y transformadores realmente pequeños, no es menos cierto que su posible utilización pasa, en la mayoría de los casos, por trabajar a frecuencias muy elevadas (del orden de MHz e incluso de GHz) para poder obtener factores de calidad que resulten admisibles. Y aun así, los valores de resistencia serie que se obtienen rara vez bajan de los varios cientos de m $\Omega$ .

Por lo que se refiere a las aplicaciones que se ocupan de los convertidores electrónicos de potencia, lo normal es que las frecuencias de conmutación utilizadas sean del orden de los 100÷500kHz para no penalizar el rendimiento con elevadas pérdidas de conmutación en los interruptores. Esto supondría rechazar la mayoría de las estructuras indicadas.

Es cierto que se han desarrollado topologías resonantes que permiten trabajar a frecuencias elevadas (varios MHz) sin que se produzcan demasiadas pérdidas en los interruptores. Sin embargo, estas topologías suelen necesitar elementos adicionales que contribuyen a aumentar el tamaño del convertidor, eliminando así la ventaja que puede suponer utilizar elementos magnéticos más pequeños.

El objetivo a alcanzar en estas aplicaciones es reducir los componentes magnéticos para así conseguir disminuir el tamaño total del convertidor. Esto implica que elevar la frecuencia indiscriminadamente no es siempre la solución más adecuada, a pesar de ser la más inmediata. Por ello, dentro de este campo podría ser mejor obtener elementos magnéticos algo mayores que los descritos en este Capítulo siempre que se consigan valores adecuados de inductancia, resistencias serie reducidas (decenas de m $\Omega$  como mucho) y tamaño total del convertidor lo más pequeño posible. En este sentido, las estructuras que más se aproximan a alcanzar estos objetivos son la desarrollada por el

Centro de Investigación y Desarrollo de Toshiba Corp. [2.15], y la integración parcial llevada a cabo entre la Universidad de Oviedo, Philips y Alcatel [2.31], además de las soluciones discretas como el IIC de Philips o los núcleos planos.

#### REFERENCIAS

- [2.1] Hojas de características de los Interfaces Transforgánicos. SECRE COMPOSANTS.
- [2.2] Marta San Román. "Low-Profile SMPS Design with Integrated Inductors". PCIM Europe Power Electronic Systems, pp. 14-17. Noviembre 1999.
- [2.3] T. Yamamoto, H. Matsuki, K. Murakami. "An Optimum Design Method Used for Cloth-Structured Magnetic Device". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 23, nº 5, pp. 3756-3758. Septiembre, 1987.
- [2.4] H. Matsuki, H. Miyazawa, K. Nadehara, M. Yamaguchi, K. Murakami, T. Yamamoto. "Desing of Miniaturized Cloth Inductor". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 25, nº 5, pp. 3994-3996. Septiembre 1989.
- [2.5] K. Shirakawa, K. Yamaguchi, M. Hirata, T. Yamaoka, F. Takeda, K. Murakami, H. Matsuki. "Thin Film Cloth-Structured Inductor for Magnetic Integrated Circuit". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, nº 5, pp. 2262-2264. Septiembre, 1990.
- [2.6] H. Matsuki, H. Takada, K. Murakami, T. Yamamoto. "Design of Miniaturized Cloth Transformer Considering Flux Distribution". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, nº 5, pp. 2265-2267. Septiembre, 1990.
- [2.7] Y. Kobayashi, S. Ishibashi, K. Shirakawa, J. Toriu, H. Matsuki, K. Murakami. "New Type Micro Cloth-Inductor and Transformer with Thin Amorphous Wires and Multi-Thin Coils". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, nº 5, pp. 3012-3014. Septiembre, 1992.
- [2.8] W. A. Roshen, D. E. Turcotte. "Planar Inductors on Magnetic Substrates". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 24, nº 6, pp. 3213-3216. Noviembre, 1988.
- [2.9] W. A. Roshen. "Effect of Finite Thickness of Magnetic Substrate on Planar Inductors". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, nº 1, pp. 270-275. Enero, 1990.
- [2.10] M. Yamaguchi, M. Matsumoto, H. Ohzeki, K. I. Arai. "Fabrication and Basic Characteristics of Dry-Etched Micro Inductors". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, n° 5, pp. 2014-2016. Septiembre, 1990.

- [2.11] M. Yamaguchi, M. Matsumoto, H. Ohzeki, K. I. Arai. "Analysis of the Inductance and the Stray Capacitance of the Dry-Etched Micro Inductors". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 27, n° 6, pp. 5274-5276. Noviembre, 1991.
- [2.12] H. Tsujimoto. "Design and Simulation of Film Transformer on Flexible Polyamide Film in Very High Frequency Range". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1357-1359. Julio, 1998.
- [2.13] W. A. Roshen. "Analysis of Planar Sandwich Inductors by Current Images". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, nº 5, pp. 2880-2887. Septiembre, 1990.
- [2.14] T. Inoue, K. Nishijima, S. Yatabe, T. Mizoguchi. "The Effect of Magnetic Film Structure on the Inductance of a Planar Inductor". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1372-1374. Julio, 1998.
- [2.15] T. Sato, M. Hasegawa, T. Mizoguchi, M. Sahashi. "Study of High Power Planar Inductor". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 27, nº 6, pp. 5277-5279. Noviembre, 1991.
- [2.16] T. Sato, E. Komai, K. Yamasawa. "Application of Nanocrystalline Fe(or Co-Fe)-Hf-O Magnetic Films with High Electrical Resistivity to Micro DC-DC Converters". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, nº 5, pp. 3310-3312. Septiembre, 1997.
- [2.17] K. Yamasawa, K. Maruyama, I. Hirohama, P. P. Biringer. "High-Frequency Operation of a Planar-Type Microtransformer and Its Application to Multilayered Switching Regulators". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, nº 3, pp. 1204-1209. Mayo, 1990.
- [2.18] O. Oshiro, H. Tsujimoto, K. Shirae. "A Novel Miniature Planar Inductor". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 23, nº 5, pp. 3759-3761. Septiembre, 1987.
- [2.19] K. Shirakawa, H. Kurata, J. Toriu, H. Matsuki, K. Murakami. "A New Planar Inductor with Magnetic Closed Circuit". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 27, nº 6, pp. 5432-5434. Noviembre, 1991.
- [2.20] H. J. Ryu, S. D. Kim, J. J. Lee. "2D and 3D Simulation of Toroidal Type Thin Film Inductors". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1360-1362. Julio, 1998.
- [2.21] J. Y. Park, M. G. Allen. "Packaging-Compatible Microinductors and Microtransformers with Screen-Printed Ferrite Using Low Temperature Processes". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, n° 4, pp. 1366-1368. Julio, 1998.
- [2.22] M. Mino, T. Yachi, A. Tago, K. Yanagisawa, K. Sakakibara. "A New Planar Microtransformer for Use in Micro-Switching Converters". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, nº 4, pp. 1969-1973. Julio, 1992.
- [2.23] M. Xu, T. M. Liakopoulos, C. H. Ahn. "A Microfabricated Transformer for High-Frequency Power or Signal Conversion". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1369-1371. Julio, 1998.

- [2.24] M. Yamaguchi, S. Arakawa, H. Ohzeki, Y. Hayashi, K. I. Arai. "Characteristics and Analysis of a Thin Film Inductor with Closed Magnetic Circuit Structure". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 28, nº 5, pp. 3015-3017. Septiembre, 1992.
- [2.25] D. J. Sadler, W. Zhang, C. H. Ahn. "Micromachined Semi-Encapsulated Spiral Inductors for Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Applications". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, n° 5, pp. 3319-3321. Septiembre, 1997.
- [2.26] J. Y.Park, L. K. Lagorce, M. G. Allen. "Ferrite-Based Integrated Planar Inductors and Transformers Fabricated at Low Temperature". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, nº 5, pp. 3322-3324. Septiembre, 1997.
- [2.27] V. Korenivski, R. B. van Dover. "Design of High Frequency Inductors Based on Magnetic Films". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1375-1377. Julio, 1998.
- [2.28] H. Matsaki, N. Fujii, K. Shirakawa, J. Toriu, K. Murakami. "Magnetic-Multi-Turn Planar Coil Inductor". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 27, nº 6, pp. 5438-5440. Noviembre, 1991.
- [2.29] C. H. Ahn, M. G. Allen. "A New Toroidal-Meander Type Integrated Inductor with a Multilevel Meander Magnetic Core". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 30, nº 1, pp. 73-79. Enero, 1994.
- [2.30] J.-Y. Hsu, H.-C. Lin, H.-D. Shen, C.-J. Chen. "High Frequency Multilayer Chip Inductors". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 33, nº 5, pp. 3325-3327. Septiembre, 1997.
- [2.31] J. M. Lopera, M. J. Prieto, A. M. Pernía, F. Nuño, M. de Graaf, W. Waanders, L. Álvarez. "Design of Integrated Magnetic Elements Using Thick-Film Technology". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, nº 3, pp. 408-414. Mayo, 1999.
- [2.32] Y. Sakamoto, M. Ohta, M. Natsusaka. "An Analytical Method of a Planar Parametric Transformer Based on the Magnetic Circuit Model". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1354-1356. Julio, 1998.
- [2.33] L. H. Rissing, S. A. Zielke, H. H. Gatzen. "Inductive Microtransformer Exploiting the Magnetoelastic Effect". IEEE Trans. on Magnetics, vol. 34, nº 4, pp. 1378-1380. Julio, 1998.
- [2.34] C. A. Rosen. "Ceramic Transformers and Filters". Proc. Electronic Component Symp., pp. 205-211. 1956.
- [2.35] T. Zaitsu, O. Ohnishi, T. Inoue, M. Shoyama, T. Ninomiya, F. C. Lee, G. C. Hua. "Piezoelectric Transformer Operating in Thickness Extensional Vibration and Its Application to Switching Converter". Proc. Power Electronics Specialists Conference PESC'94, pp. 585-589. Junio, 1994.
- [2.36] Hewlett Packard. "4194A. Impedance/Gain-Phase Analyzer. Operation Manual". Abril, 1986 (revisado Junio, 1988).