

6

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez expuestos los métodos que se van a utilizar para tratar de modelar el comportamiento de estructuras magnéticas integradas mediante tecnología de capa gruesa, resulta conveniente determinar el grado de exactitud que se alcanza con las ecuaciones desarrolladas. Para ello, se hace necesario llevar a cabo una comparación entre los resultados obtenidos con las mencionadas ecuaciones y los ofrecidos por resultados experimentales de fiabilidad contrastada. De este modo, en el presente Capítulo se lleva a cabo la mencionada comparación utilizando como referencia dos tipos de resultados: los obtenidos mediante herramientas de análisis por elementos finitos y los obtenidos a partir de muestras de bobinas y transformadores desarrolladas por AVX utilizando la tecnología de capa gruesa considerada a lo largo de este trabajo.

Como complemento a lo anterior, se lleva a cabo un análisis de los distintos problemas que pueden manifestarse en las estructuras de componentes magnéticos estudiadas en este trabajo debido, principalmente, a las tolerancias del proceso de fabricación. Dichas “imperfecciones” se suman al error introducido por el método de cálculo y por el desconocimiento del valor exacto de la permeabilidad del material a la hora de anticipar con exactitud el valor de inductancia del componente en cuestión.

El Capítulo se cierra con la descripción de un convertidor cc/cc de alta frecuencia implementado con una bobina obtenida mediante integración de capa gruesa. Se incluyen los resultados más relevantes conseguidos con este convertidor, que permiten validar la tecnología presentada para obtener componentes magnéticos integrados susceptibles de formar parte de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia.

6.1. BOBINAS

La comprobación de la exactitud del método hasta aquí desarrollado se llevará a cabo a través de las muestras de componentes magnéticos integrados facilitadas por AVX Ltd. (Coleraine, Irlanda) en el marco del proyecto *IMPASS* [6.1], financiado por la Unión Europea. Estas muestras incluyen bobinas y transformadores tanto con estructura plana como apilada y con devanados dispuestos en forma de espiral y de meandro.

La verificación del método se llevará a cabo por partida doble. En primer lugar se validarán las expresiones obtenidas modelando distintas estructuras mediante la herramienta de elementos finitos ANSYS [6.2] y comparando los resultados obtenidos con los ofrecidos mediante las ecuaciones presentadas en este trabajo. Por otro lado, se compararán los resultados teóricos (tanto los ofrecidos por ANSYS como los obtenidos a partir del método de las trayectorias elípticas) con los medidos directamente sobre las muestras disponibles. Con todo ello, se pretende dar una idea clara de la exactitud conseguida al utilizar el método propuesto para modelar el comportamiento de estructuras integradas mediante tecnología de capa gruesa.

6.1.1. Comparación con análisis mediante elementos finitos

Con la intención de validar todos los puntos indicados en el Capítulo 4 de la presente Tesis Doctoral, se procede a continuación a definir una serie de estructuras que serán modeladas mediante la herramienta ANSYS y mediante las ecuaciones propuestas en este trabajo. Se pretende con ello corroborar las suposiciones y conclusiones del citado Capítulo.

Dejando a un margen fenómenos de distribución de campo magnético, que ya fueron oportunamente tratados en el Capítulo 3 con análisis mediante herramientas de elementos finitos, se procede a continuación a determinar el error cometido al utilizar las fórmulas indicadas para calcular la inductancia de las estructuras consideradas. Se trata, pues, de comprobar fenómenos como la falta de acoplamiento magnético en estructuras planas, la validez de las expresiones obtenidas en los casos en que se conectan varias capas en paralelo, o la posibilidad de acoplar vueltas si se utilizan estructuras apiladas. Tampoco se prestará atención a la influencia de la distancia entre conductores en estructuras tipo

meandro, ya que se considera que este tema ha sido suficientemente cubierto en la Sección 4.5.1. (donde también se incluían simulaciones con herramientas de elementos finitos). Por ello, todas las estructuras tipo meandro que se consideran presentarán dimensiones tales que $s \geq g$.

6.1.1.1. Falta de acoplamiento en estructuras planas

Para comprobar que, efectivamente, no se produce acoplamiento entre vueltas en estructuras planas, se procede a modelar una bobina que se denominará L1 y que está formada por 6 capas de conductores dispuestos en una espiral de 2 vueltas. Las capas conductoras tienen aproximadamente $15\mu\text{m}$ de espesor y no hay láminas de ferrita entre ellas, por lo que dan lugar a un único conductor de $90\mu\text{m}$ de espesor. Las dimensiones de esta bobina L1 se indican en la Figura 6.1.

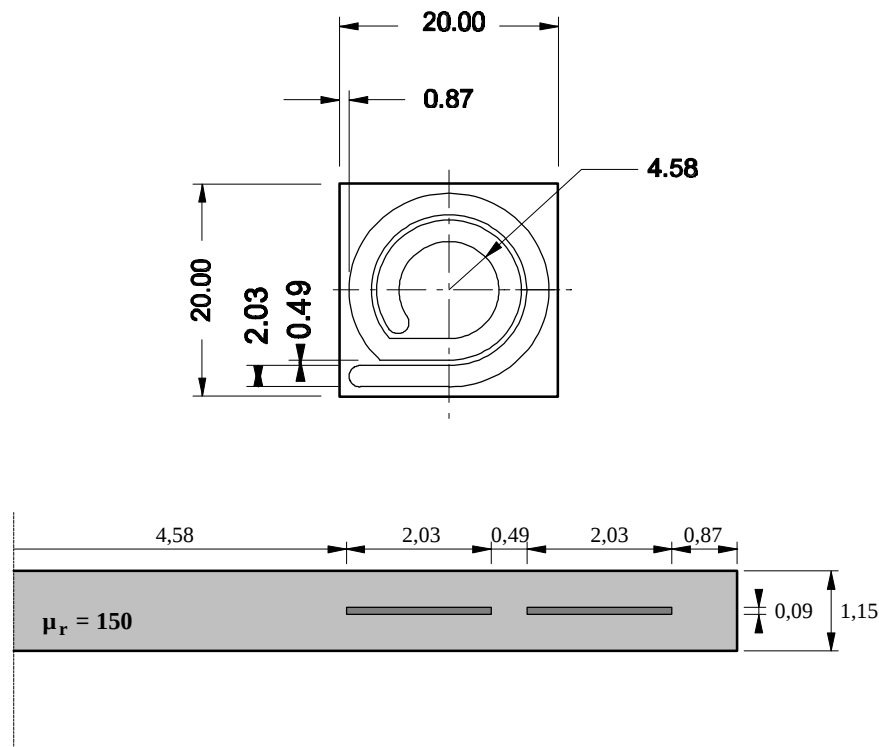


Figura 6.1. Dimensiones de la bobina L1.

La determinación de la inductancia de esta estructura mediante el método desarrollado a lo largo del Capítulo 4 pasa por la utilización de la Ecuación (4.8) ó (4.9),

obtenidas mediante el método de las trayectorias elípticas. La última de dichas Ecuaciones se repite a continuación a modo de recordatorio.

$$\frac{L}{l} = \frac{m \cdot N^2}{2 \cdot p} \cdot \ln \left(\frac{[(w+e)+4 \cdot g] + \sqrt{2 \cdot (w^2 + e^2) + 4 \cdot g \cdot [2 \cdot (w+e) + 4 \cdot g]}}{(w+e) + \sqrt{2 \cdot (w^2 + e^2)}} \right) \quad (6.1)$$

Identificando términos en la estructura representada en la Figura 6.1, se observa que, además de tener $N=1$, como corresponde a estructuras en las que las vueltas se disponen unas al lado de otras, presenta las siguientes dimensiones:

$$g = 530\mu\text{m} \quad w = 2,03\text{mm} \quad e = 90\mu\text{m} \quad \mu = 150 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) \text{H/m}$$

con lo que sólo queda por determinar la longitud del conductor. Para ello se aproxima la elipse que define por dos circunferencias concéntricas y se acepta que

$$l = 2 \cdot p \cdot \left[\left(4,58 + \frac{2,03}{2} \right) + \left(4,58 + 2,03 + 0,49 + \frac{2,03}{2} \right) \right] = 86,14 \text{mm} \quad (6.2)$$

Sustituyendo todos estos valores en la Ecuación (6.1), se determina que la inductancia de la bobina L1 es de $1,49\mu\text{H}$. El valor de la inductancia correspondiente a esta estructura que ofrece ANSYS es $1,65\mu\text{H}$. Nótese que en esta estructura, diseñada pensando que las vueltas iban a estar acopladas, no se ha respetado la condición de diseño $s \geq g$, ya que en este caso sí se deseaba que el campo creado por una vuelta enlazase la vuelta adyacente. Como queda visto, ni siquiera así se produce tal acoplamiento (al menos no en la medida que cabría esperar).

Otro diseño algo más complejo que permite comprobar la falta de acoplamiento entre vueltas en estructuras planas es el correspondiente a la bobina L2 representada en la Figura 6.2.

Esta bobina presenta conductores de 5 capas con la forma que se indica y conectadas en paralelo. Cada capa tiene un espesor de $26\mu\text{m}$ y están separadas entre sí por una porción de ferrita de $45\mu\text{m}$ de espesor. El espesor total de la estructura de ferrita es de $1,60\text{mm}$, siendo la permeabilidad relativa de la misma de 150. Como también en este caso las vueltas se disponen unas al lado de otras, no se producirá acoplamiento y, por tanto, se tendrá $N=1$.

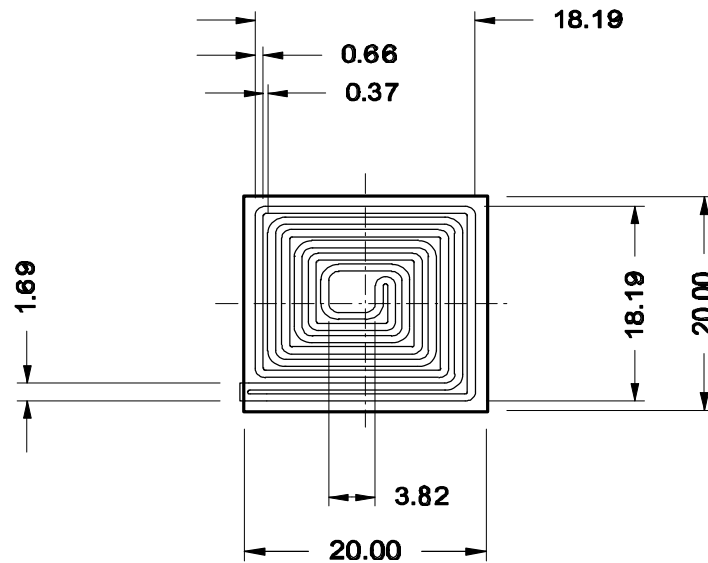


Figura 6.2. Dimensiones de la bobina L2.

Como se puede comprobar, en esta bobina se disponen dos conductores conectados en paralelo. Si se cumplen las consideraciones hechas en el Capítulo 3 para las estructuras planas integradas mediante tecnología de capa gruesa, no habrá acoplamiento de ningún tipo entre ambos, con lo que el resultado será equivalente a tener dos bobinas conectadas en paralelo. Es decir, que la reducción de resistencia serie que se persigue conseguir con esta técnica trae consigo una reducción de la inductancia hasta la mitad del valor que se conseguiría con un único conductor.

Según esto, el valor de inductancia correspondiente a esta estructura será la mitad del obtenido al aplicar la Ecuación (6.1) con los siguientes valores:

$$g = 645\mu\text{m} \quad w = 0,66\text{mm} \quad e = 310\mu\text{m} \quad l = 163,047\text{mm}$$

donde la longitud l se ha calculado como el valor medio de las longitudes del conductor interior y del exterior, que son 149,657mm y 176,437mm respectivamente.

Con estos datos, el valor de inductancia que se obtiene es de 3,10μH, siendo de 3,05μH el calculado mediante ANSYS.

6.1.1.2. Conexión de capas en paralelo

La conexión de capas en paralelo para reducir la resistencia serie no debe modificar demasiado el valor de la inductancia de la bobina. Para comprobar que esto es efectivamente así se va a considerar una bobina de dos vueltas (similar a la bobina L1 de la Figura 6.1) cuyos devanados están compuestos por 5 capas conductoras de $26\mu\text{m}$ conectadas en paralelo y separadas por láminas de ferrita de $45\mu\text{m}$ de espesor. La Ecuación (6.1), basada en el método de las trayectorias elípticas, supone que los conductores no están formados por capas, sino que son conductores macizos de $2,03 \times 0,31\text{mm}^2$, como indica la Figura 6.3.

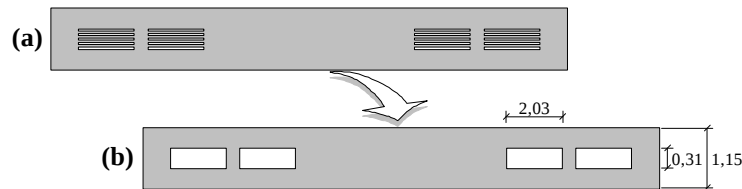


Figura 6.3. El método de las trayectorias elípticas no considera los conductores divididos en capas.

El valor de inductancia que se obtiene al utilizar el método propuesto en este trabajo es de $1,22\mu\text{H}$, y corresponde a considerar que la estructura que se tiene realmente es la de la Figura 6.3(b). Analizada con ANSYS, se determina que la estructura de la Figura 6.3(a) presenta una inductancia de $1,37\mu\text{H}$, mientras que la de la Figura 6.3(b) es de $1,30\mu\text{H}$. Como se ve, el error cometido al suponer que los conductores no están separados en capas es perfectamente admisible, con lo que se valida la aceptación de esta suposición para aplicar el método de las trayectorias elípticas.

6.1.1.3. Bobinas con vueltas acopladas

Si lo que se persigue es obtener una estructura con varias vueltas acopladas entre sí, es necesario disponer las sucesivas vueltas de manera apilada, es decir, una debajo de otra. En este caso, la Ecuación (6.1) sigue siendo la utilizada para determinar su inductancia, pero N pasa a ser distinto de 1.

Para comprobar que este acoplamiento, en efecto, se produce, se va a considerar una nueva bobina L3 con la estructura que se define en la Figura 6.4. Según las capas de

esta estructura se conecten en paralelo o en serie, se puede tener una bobina de una sola vuelta constituida por dos capas en paralelo, o una bobina de dos vueltas con una única capa cada una respectivamente. La segunda posibilidad dará lugar a una inductancia aproximadamente cuatro veces mayor que la primera, pero el precio a pagar será que su resistencia serie también va a ser cuatro veces mayor.

Sea cual sea la conexión elegida, las dimensiones a considerar para aplicar la Ecuación (6.3) son las siguientes:

$$g = 712,5\mu\text{m} \quad w = 0,50\text{mm} \quad e = 75\mu\text{m} \quad l = 190,7\text{mm}$$

Nótese, además que se tiene $s = 1,30\text{mm}$ ($s \geq 1,5 \cdot g$).

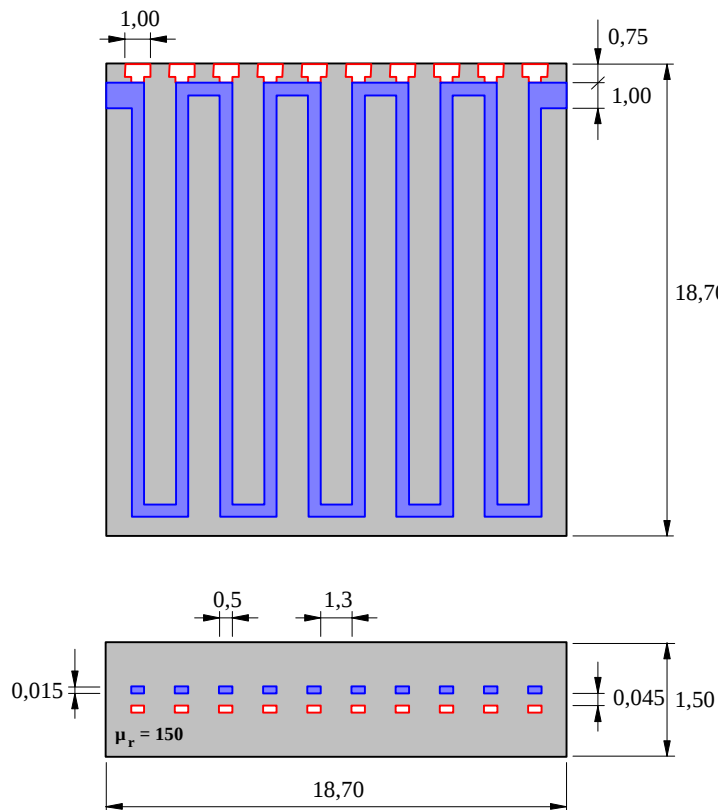


Figura 6.4. Dimensiones de la bobina L3.

Considerando las dimensiones indicadas, el método propuesto determina los siguientes valores de inductancia para las dos posibles conexiones:

Conductores en paralelo: $9,6\mu\text{H}$

Conductores en serie: $38,3\mu\text{H}$

aunque hay que tener en cuenta que el valor correspondiente al caso en que los dos conductores se conectan en serie no sería exactamente 4 veces mayor (como se ha obtenido), sino ligeramente menor debido a que el acoplamiento no es del todo perfecto (parte del flujo se cierra por la ferrita presente entre capas conductoras).

Llevando a cabo el mismo análisis con ANSYS, los resultados que se obtienen son

Conductores en paralelo: $9,82\mu\text{H}$

Conductores en serie: $39,28\mu\text{H}$

muy en la línea de los obtenidos con el método propuesto. Esto corrobora que, efectivamente, se produce un cierto acoplamiento entre vueltas cuando se trabaja con estructuras apiladas, cosa que no sucede si la bobina se diseña con estructura plana.

6.1.2. Comparación con medidas sobre muestras

Las bobinas L1, L2 y L3 definidas en la Sección anterior para comparar el método propuesto con los resultados ofrecidos por herramientas de elementos finitos han sido facilitadas por AVX, por lo que podrán ser utilizadas para validar tanto el método descrito como la tecnología propuesta.

Haciendo uso de un analizador de impedancias HP 4194A [6.3], se determinaron los siguientes valores de inductancia para las bobinas indicadas:

L1: $0,81\mu\text{H}$

L2: $1,98\mu\text{H}$

L3 paralelo: $3,95\mu\text{H}$

L3 serie: $15,96\mu\text{H}$

Como se puede ver, estos valores son sensiblemente menores que los anticipados tanto por el método propuesto como por la herramienta de elementos finitos. Aunque a primera vista esto puede resultar desalentador, existe una explicación para esto.

A pesar de que la tecnología de capa gruesa es una técnica bien conocida, su aplicación para obtener elementos magnéticos no está todavía lo suficientemente madura como para tener un control preciso sobre todos los parámetros que intervienen en ella. Esto es lo que sucede con las muestras indicadas, en las que el tiempo de quemado no ha sido suficiente para sacar todo el partido posible de las pastas de ferrita empleadas. En las muestras de las bobinas L1, L2 y L3, se han empleado pastas de ferrita de permeabilidad

relativa 150, pero un quemado imperfecto ha dado lugar a que la permeabilidad final de la ferrita fuese bastante menor.

Para comprobar este hecho, se sometió una de las muestras de la bobina L3 a un nuevo proceso de requemado en las instalaciones del Área de Tecnología Electrónica de la Universidad de Oviedo y se volvió a medir su inductancia. El resultado fue el siguiente:

$$\text{L3 paralelo: } 4,0\mu\text{H} \qquad \text{L3 paralelo (requemada): } 8,12\mu\text{H}$$

que, como se aprecia, se asemeja bastante más al valor indicado por los métodos teóricos.

Para corroborar que las características de la ferrita de las muestras medidas no son las esperadas, se llevó a cabo una estimación de su permeabilidad relativa, obteniéndose los siguientes valores:

$$\mu_{r(L1)} \approx 83 \qquad \mu_{r(L2)} \approx 75 \qquad \mu_{r(L3)} \approx 63$$

Introduciendo estos valores en las Ecuaciones (6.1) y (6.3) para calcular de nuevo la inductancia prevista por el método propuesto, se obtiene

$$\begin{array}{ll} \text{L1: } 0,83\mu\text{H} & \text{L2: } 1,55\mu\text{H} \\ \text{L3 paralelo: } 4,02\mu\text{H} & \text{L3 serie: } 16,08\mu\text{H} \end{array}$$

que se aproxima bastante a los valores medidos con el analizador de impedancias, aunque no deja de ser una simple aproximación, ya que la estimación del valor de μ_r no garantiza una gran exactitud.

Este proceso se puede repetir para otras muestras de bobinas entregadas por AVX Ltd. y no analizadas mediante ANSYS.

Así por ejemplo, se dispone de otras bobinas con conductores en espiral. Este es el caso de la bobina L4, que presenta una estructura como la indicada en la Figura 6.5, estando los conductores constituidos por cuatro capas conductoras de aproximadamente 20 μm de espesor y sin ferrita entre ellas. La permeabilidad relativa estimada en la ferrita de la muestra es $\mu_{r(L4)} \approx 105$, a pesar de haber usado pasta de ferrita de permeabilidad 220.

También con conductores en espiral está la bobina L5, cuyas dimensiones se muestran en la Figura 6.6. Se trata de una bobina cuyo conductor consta de dos vueltas compuestas por 2 capas conductoras de 45 μm de espesor separadas por 45 μm de ferrita. La

permeabilidad relativa de la pasta de ferrita utilizada es 220, habiéndose estimado un valor de $\mu_{r(L5)} \approx 79$.

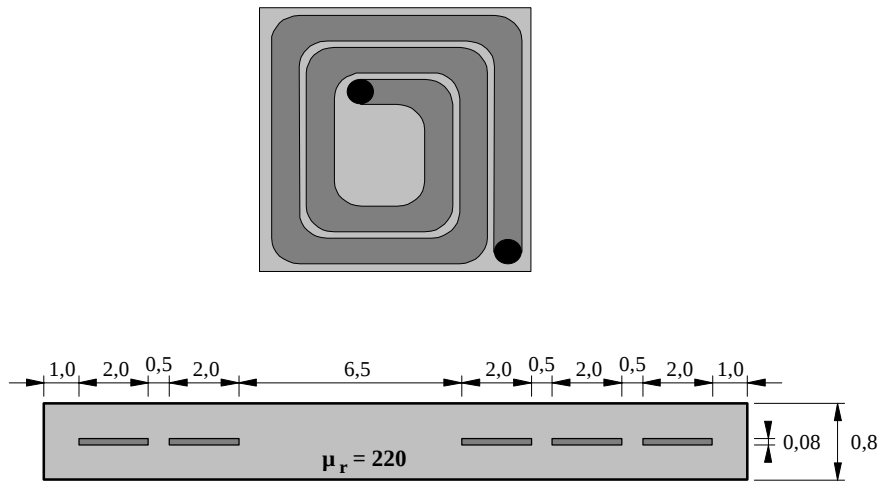


Figura 6.5. Dimensiones de la bobina L4.

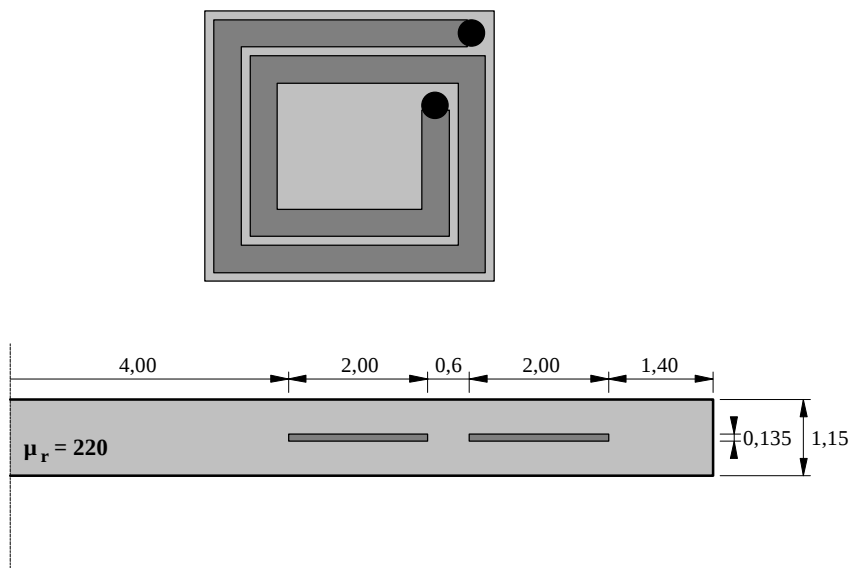


Figura 6.6. Dimensiones de la bobina L5.

También se dispone de otra bobina tipo meandro (L6) cuyas dimensiones se muestran en la Figura 6.7. Esta bobina está constituida por una única capa de conductor de 15 μm de espesor, y la permeabilidad relativa de la ferrita que la constituye se ha estimado

en $\mu_r(L6) \approx 63$ (nótese que en la Figura 6.7 se indica que se ha empleado pasta de ferrita de permeabilidad relativa 150).

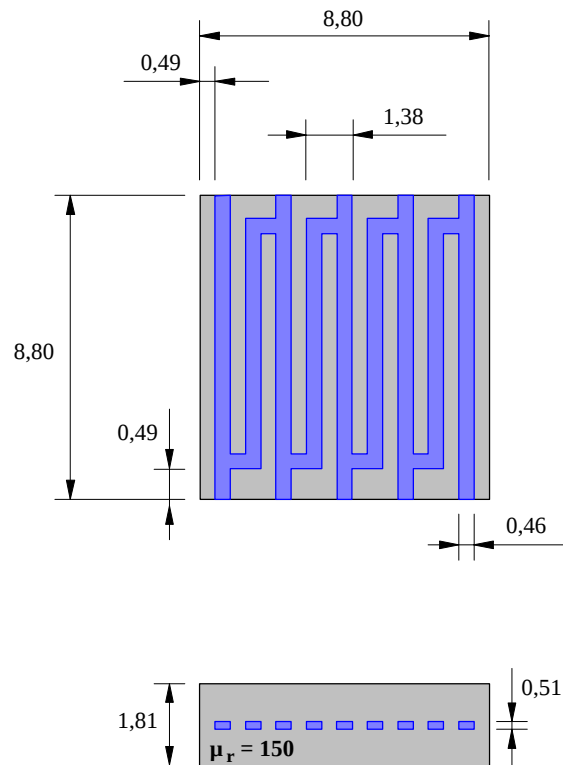


Figura 6.7. Dimensiones de la bobina L6.

Con toda la información disponible acerca de estas bobinas, la comparación de los resultados medidos y los determinados según el método indicado en este trabajo (considerando los valores estimados de permeabilidad), se recoge en la Tabla 6.1.

	Calculada	Medida
L1	0,83 μ H	0,81 μ H
L2	1,55 μ H	1,98 μ H
L3_{serie}	16,08 μ H	15,96 μ H
L3_{paral}	4,02 μ H	3,95 μ H

	Calculada	Medida
L4	1,10 μ H	1,01 μ H
L5	0,90 μ H	0,84 μ H
L6	1,30 μ H	1,32 μ H

Tabla 6.1. Inductancia teórica y experimental para las seis muestras de bobina.

Debe hacerse hincapié en que el error cometido al aceptar los resultados de esta Tabla se ve aumentado en gran medida por el desconocimiento del valor de μ_r de las muestras.

6.1.3. Otras medidas

A pesar de que la presente Tesis Doctoral se centra principalmente en el valor de la inductancia que se puede obtener con estructuras integradas mediante tecnología de capa gruesa, hay otros aspectos que merece la pena resaltar para poder tener una idea clara de la aplicabilidad de estos elementos. Uno de estos aspectos es la resistencia serie de la bobina. Aunque la mayoría de las muestras de que se dispone no han sido optimizadas en este parámetro, se trata de comprobar si las Ecuaciones indicadas en el Capítulo 4 permiten determinar la resistencia de estos componentes con una precisión aceptable.

Por otra parte, también se identificará experimentalmente el comportamiento de estos componentes en función de la corriente que manejan. Esto permitirá conocer el posible rango de aplicación de los componentes magnéticos presentados en este trabajo.

6.1.3.1. Resistencia serie en continua

Las expresiones utilizadas para determinar la resistencia serie de las bobinas integradas con tecnología de capa gruesa se han obtenido a partir de la expresión general de resistencia

$$R = r \cdot \frac{l}{S_c} \quad (6.3)$$

por lo que no se espera ningún problema al aplicar la Ecuación (4.13) para calcular el valor de R_{dc} en estos componentes (siempre que se conozcan las dimensiones del conductor y la resistividad del material que lo compone o su resistencia por cuadro, R_{sq}). La citada Ecuación se reproduce a continuación.

$$\frac{R_{dc}}{l} = R_{sq} \cdot \frac{25 \cdot 10^{-6}}{t_{cond}} \cdot \frac{N}{n \cdot w} \quad (6.4)$$

Aplicando esta expresión a las bobinas estudiadas en la Sección 6.1.2, y comparando los resultados obtenidos con los medidos usando el analizador de impedancias HP 4194A, se genera la Tabla 6.2. Los resultados teóricos han sido obtenidos tomando una resistencia por cuadro $R_{sq} = 1,2\text{m}\Omega/$, que es el valor indicado por el suministrador de las pastas conductoras empleadas.

A la vista de los resultados indicados en dicha Tabla, se puede concluir que, tal y como era de esperar, la determinación del valor de la resistencia de los devanados a baja frecuencia no ofrece ningún problema. Lo único que se requiere es tener un conocimiento preciso de la geometría de los conductores y de la resistencia por cuadro de las pastas utilizadas.

	Calculada	Medida
L1	14,1mΩ	11mΩ
L2	28,3mΩ	27mΩ
L3_{serie}	1,5Ω	1,7Ω
L3_{paral}	381mΩ	509mΩ

	Calculada	Medida
L4	22,5mΩ	21mΩ
L5	16,4mΩ	17mΩ
L6	34,4mΩ	40mΩ

Tabla 6.2. Resistencia teórica y experimental para las bobinas consideradas.

6.1.3.2. Medida de la máxima corriente permitida

Hasta este punto, el estudio de bobinas integradas se ha centrado en la determinación de su inductancia y su resistencia serie. Sin embargo, existe otro parámetro de gran importancia a la hora de diseñar una bobina: la máxima corriente que es capaz de manejar sin alcanzar la saturación. En esta Sección se lleva a cabo un análisis de cómo afecta la corriente manejada por el componente magnético a su funcionamiento. No se pretende obtener ninguna nueva fórmula para determinar el valor de la citada corriente. Antes al contrario, se invita al lector a hacer uso de la conocida expresión

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{N \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot A_{m\acute{i}n}}{L} \quad (6.5)$$

determinando el valor de las variables que intervienen en la misma para cada caso en cuestión.

El principal inconveniente de la Ecuación (6.5) radica en que como valor de $B_{m\acute{a}x}$ se suele escoger el valor de densidad de flujo que da lugar a la saturación del material, sin tener en cuenta (la mayoría de las veces) que la saturación no sobreviene bruscamente, sino que es un fenómeno que va reduciendo la permeabilidad del núcleo (y por tanto la inductancia de la estructura) poco a poco. En consecuencia, los resultados que pueda ofrecer la Ecuación anterior no son completos, ya que no recogen la variación de la

permeabilidad con la corriente que se maneja en la estructura, sino que consideran que dicha permeabilidad presenta siempre un valor constante.

Con el objeto de ilustrar este fenómeno, se analizó el diseño L1 (ver Figura 6.1), correspondiente a una bobina inicialmente pensada para conseguir una inductancia de $1\mu\text{H}$ trabajando a una frecuencia de conmutación de unos 500kHz . Al medir una de las muestras con el analizador de impedancias HP 4194A, el resultado obtenido es el que se muestra en la Figura 6.8, donde se ve que, efectivamente, se ha conseguido el valor de inductancia deseado.

Sin embargo, hay que tener en cuenta que el análisis llevado a cabo con el analizador de impedancias es un análisis efectuado con poca corriente. Para determinar el comportamiento de estos dispositivos en una situación más realista, se llevó a cabo la medida de la inductancia cuando la estructura estaba polarizada con un nivel de continua debido a la circulación de varios amperios por la misma. El resultado se recoge en la Figura 6.9, donde se aprecia que la inductancia medida por el analizador en condiciones ideales se reduce hasta aproximadamente la mitad cuando por la bobina en cuestión circulan 3A .

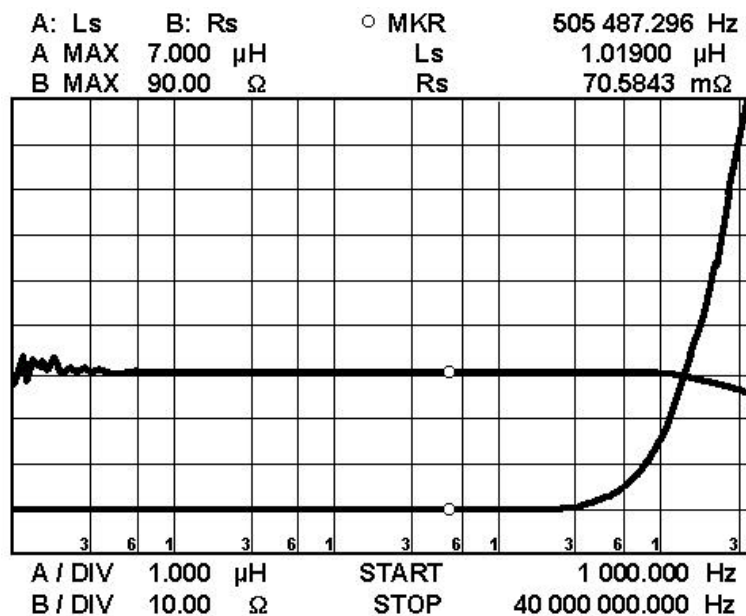


Figura 6. . Medida experimental de una muestra del diseño L1.

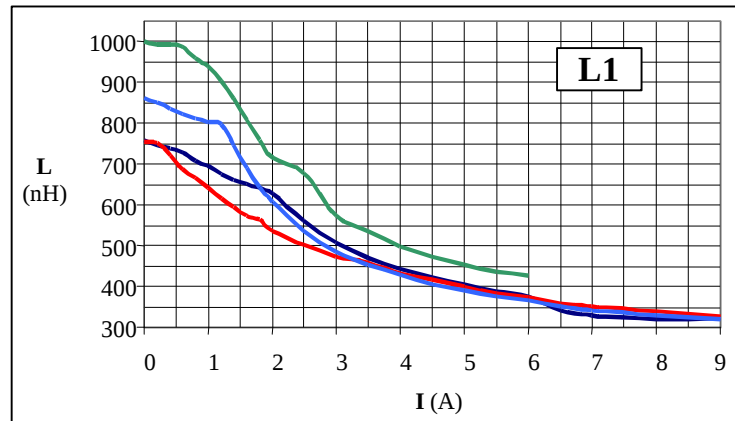


Figura 6.9. Variación de la inductancia en cuatro muestras del diseño L1 con la corriente manejada.

Este resultado refleja que, cuando por la bobina circulan corrientes relativamente elevadas, se abandona la zona lineal de funcionamiento y se va pasando hacia la saturación. No se puede decir que la bobina esté saturada todavía, pero la permeabilidad efectiva del material disminuye, y la inductancia disminuye con ella.

Ante situaciones como ésta, sólo cabe pensar en dos posibles alternativas para solucionar esta contrariedad: incluir un entrehierro o diseñar la bobina para que tenga más inductancia de la que se necesita.

A pesar de que la opción más inmediata sería la inclusión de un entrehierro en la bobina para retardar los fenómenos de saturación, esta solución queda descartada debido a las limitaciones tecnológicas que ya se comentaron en el Capítulo 3 (Sección 3.3), donde se indicó que en la actualidad no resulta factible la obtención de estructuras magnéticas que permitan integrar mediante tecnología de capa gruesa materiales cerámicos de distinta permeabilidad en una misma estructura. Esta opción, por tanto, queda descartada hasta que el proceso tecnológico esté perfectamente controlado y permita llevar a cabo objetivos como el planteado.

Por ello, la única alternativa posible que se plantea para evitar los problemas que esta situación pueda ocasionar, es la de prever el fenómeno descrito y efectuar un diseño de la bobina intentando obtener un valor superior, de forma que en el punto de trabajo la inductancia sea suficiente.

6.1.4. Resumen de resultados

El método de las trayectorias elípticas propuesto en esta Tesis Doctoral para modelar el comportamiento de bobinas integradas por medio de tecnología de capa gruesa ha sido validado mediante comparación de resultados tanto de simulación como experimentales. Los resultados ofrecidos por dicho método están siempre en concordancia con los obtenidos con herramientas de elementos finitos (ANSYS), no ofreciendo nunca errores superiores al 10%. Este error se considera más que aceptable, especialmente si se tienen en cuenta las tolerancias que se manejan en el propio método de fabricación, que pueden suponer variaciones en la inductancia obtenida de tanta o más importancia que el error cometido en el cálculo. Según John Reilly, encargado del desarrollo de magnéticos integrado en AVX Ltd. en sus instalaciones de Coleraine, *“la tolerancia obtenida para los componentes magnéticos integrados en el proceso de producción puede ser del $\pm 5\%$ o mayor; sólo se llega a alcanzar una tolerancia del $\pm 1\%$ (o más) mediante selección posterior”*. Aceptando como válido el dato de la tolerancia inicial del $\pm 5\%$, las dimensiones w , e y g correspondientes a una bobina como la representada a continuación podrían variar entre los límites indicados en la siguiente Figura.

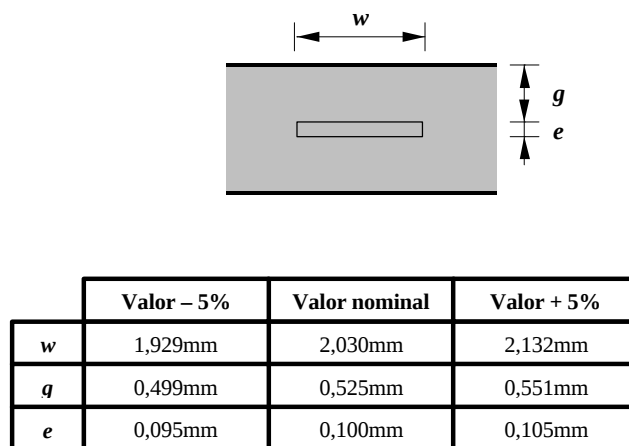


Figura 6.10. Tolerancias en las dimensiones de una bobina integrada mediante tecnología de capa gruesa.

Teniendo en cuenta los posibles valores de las dimensiones w , g y e , basta con observar la Ecuación (4.8), que se reproduce a continuación, para comprobar que el valor de la inductancia aumentará cuanto mayor sea el espesor de la ferrita, g , y cuanto menores sean las dimensiones w y e .

$$\frac{L}{l} \int_0^N \frac{dx}{\sqrt{\frac{w^2}{2} x^2 + \frac{e^2}{2} x^2}} \quad (6.)$$

contribuyen del mismo modo a la variación de la inductancia conseguida, se pueden tolerancia indicada.

		Nominal	
Inductancia		17,203µH/m	

Tabla 6. . Tolerancia en los valores de la inductancia representada en la 10

Es decir, que las tolerancias del propio proceso de fabricación de bobinas $\pm$ en el valor de la inductancia conseguida. Según esto, a pesar de ser siempre deseable, no inductancia de los componentes magnéticos con una exactitud mucho mayor que la

Por lo que se refiere a la comparación de resultados con medidas experimentales, se permiten anticipar con bastante exactitud el valor medido mediante un analizador de utilizada. Este ha resultado ser uno de los puntos débiles de la tecnología presentada, ya magnéticos integrados depende en gran medida del proceso de quemado a que se someten. haciéndose necesario un mejor conocimiento de todo el proceso.

6.2. TRANSFORMADORES

La validación del método de diseño propuesto para transformadores integrados con tecnología de capa gruesa pretende seguir un *modus operandi* similar al utilizado para el caso de bobinas. Sin embargo, dada la escasez de muestras de transformadores de que se dispone en el Área de Tecnología Electrónica en el momento de desarrollar el presente trabajo, se abundará más en la comparación de los resultados teóricos con los obtenidos mediante herramientas de elementos finitos. De este modo, se podrán analizar transformadores diseñados con varias capas conductoras y/o vueltas, reservando la única muestra válida de transformador de que se dispone para validar experimentalmente el método propuesto.

6.2.1. Comparación con análisis mediante elementos finitos

La comparación de los resultados obtenidos con el método propuesto y los ofrecidos por ANSYS, se llevará a cabo a través del modelo de transformador a que den lugar. Como ya se indicó en el Capítulo anterior, se acepta como válido el modelo clásico de transformador representado en la Figura 5.3 y que se repite a continuación.

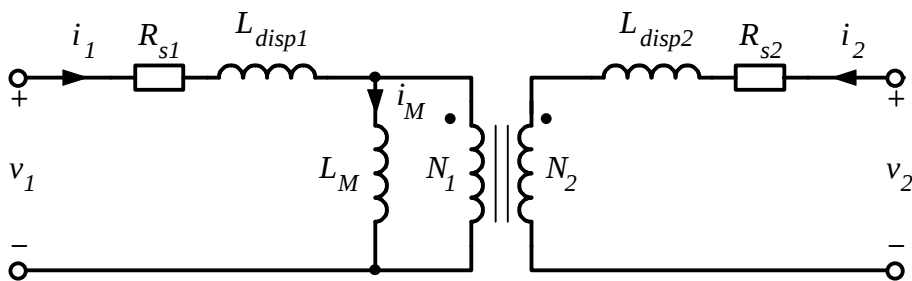


Figura 6.11. Modelo de transformador considerado.

Como en la Tesis Doctoral que el lector tiene ahora en sus manos se aborda principalmente el cálculo de las inductancias del modelo, la comparación se efectuará determinando, tanto por el método propuesto como mediante ANSYS, el valor de la inductancia magnetizante, L_M , y el de las inductancias de dispersión L_{disp1} y L_{disp2} . La comparación de estos valores, se tomará como identificativa de la exactitud del método desarrollado.

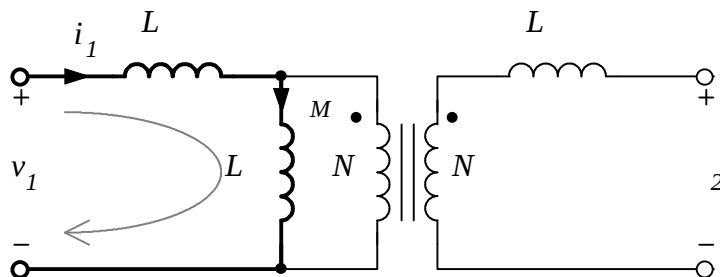
magnetizante a partir de la Ecuación (5.1), así como el método para calcular el valor de las inductancias de dispersión de cualquier estructura. Se obtuvo, asimismo, la expresión que

devanados tuvieran disposición agrupada o entrelazada de conductores, considerando a su vez dos posibilidades más: que todas las capas de un mismo devanado estuvieran

comparación de resultados, se seguirán considerando estas disposiciones en esta Sección, sin que ello sea óbice para que puedan adoptarse otras estructuras.

, es necesario indicar cómo se pueden determinar los valores de la inductancia magnetizante y . La idea es llevar a cabo simulaciones correspondientes a un ensayo de vacío y un ensayo de intervienen en los mismos y obtener, a partir de esa identificación, los valores de L , L y L .

(uniformemente distribuida) por cada una de las capas de primario. Esta situación se corresponde con un análisis de vacío del transformador devanado primario pero no por el secundario. Teniendo en cuenta el modelo de transformador que se está considerando, esta circunstancia acepta que los elementos que L_M y la inductancia de dispersión del primario, L_{disp1} con ayuda de la herramienta ANSYS corresponderá a $L + L_{disp1}$.



12. Elementos que intervienen en un ensayo de vacío.

Una vez determinado este valor, se lleva a cabo una nueva simulación en la que cada una de las capas de primario se ve atravesada por una corriente de 1A, mientras que cada una de las capas de secundario maneja una corriente de $-1A$, es decir, la misma corriente pero con sentido contrario. Esta situación se corresponde con un ensayo de cortocircuito ideal en el que prácticamente toda la corriente de primario se desvía hacia el secundario (afectada de la correspondiente relación de transformación que, en los casos que se consideran, es 1:1), con lo que los elementos que intervienen ahora son las dos inductancias de dispersión. El resultado obtenido en este caso con ANSYS corresponderá a $L_{disp1} + L_{disp2}$ (el valor de L_{disp2} también está afectado por el cuadrado de la relación de transformación, que en este caso vuelve a ser la unidad), con lo que se recupera la situación que ya fue recogida en la Figura 5.12.

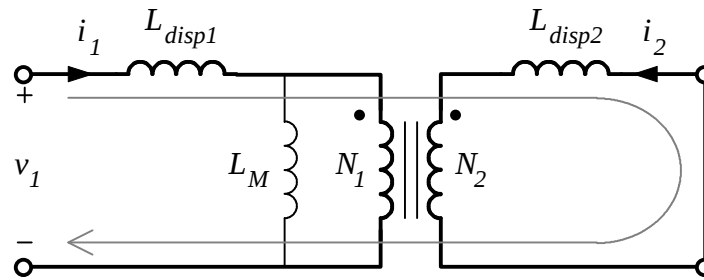


Figura 6.13. Elementos que intervienen en un ensayo de cortocircuito.

Teniendo todo esto en cuenta, se va a proceder a determinar los valores de las inductancias que forman el modelo de transformador en dos estructuras apiladas con distintas dimensiones y para distinto número de capas por vuelta en los devanados.

6.2.1.1. Transformador tipo I

El primer tipo de transformador que se va a analizar está formado por capas conductoras de 1mm de ancho y $15\mu m$ de espesor separadas por capas de ferrita de $50\mu m$ y presenta 0,5mm de ferrita tanto encima como debajo del conjunto de las capas conductoras, tal y como se indica en la Figura 6.14.

TRANSFORMADOR TIPO I

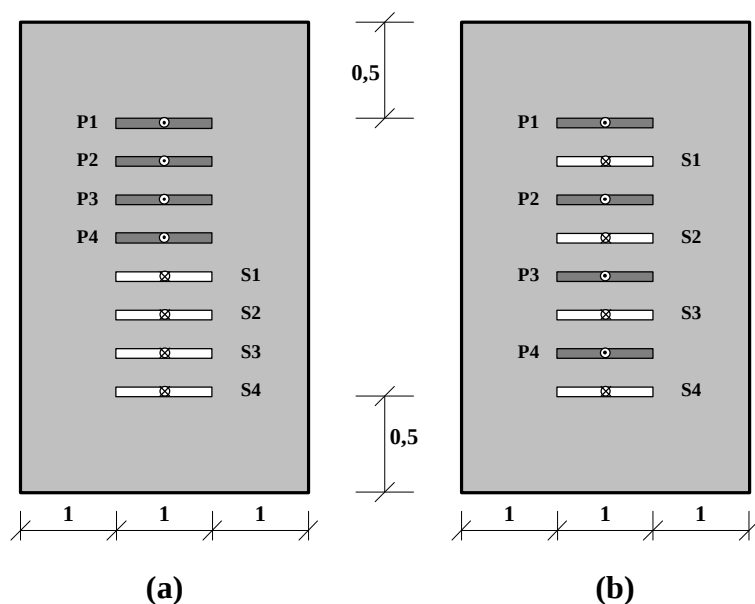


Figura 6.14. Dimensiones del transformador tipo I. (a) Disposición agrupada. (b) Disposición entrelazada

Las dimensiones se indican en milímetros y se muestran las dos disposiciones de devanados que se van a considerar: agrupada y entrelazada. Aunque en esta Figura se representa el caso en que cada devanado consta de cuatro capas conductoras (conectadas entre sí como corresponda), la comparación de resultados se llevará a cabo considerando transformadores que tengan desde una hasta un total de seis capas conductoras por devanado.

Con el objetivo de que el lector pueda reproducir los resultados que se van a presentar a continuación, se recogen en la Tabla 6.4 los valores de la inductancia calculados mediante ANSYS tras llevar a cabo simulaciones de los ensayos de vacío y de cortocircuito con las estructuras consideradas. Se estudian dos casos: aquél en el que las n capas conductoras que forman cada devanado están conectadas en serie (situación que daría lugar a que se tuvieran devanados de n vueltas manejando una corriente de 1A cada uno) y aquél en el que las n capas conductoras están conectadas en paralelo (en este caso los devanados estarían compuestos por una única vuelta por la que circularía una corriente de n amperios).

Capas por devanado	Ensayo	Disposición agrupada		Disposición entrelazada	
		Conexión serie	Conexión paralelo	Conexión serie	Conexión paralelo
1	Corto	8,3	8,3	8,3	8,3
	Vacío	32,6	32,6	32,6	32,6
2	Corto	43,7	10,9	15,6	3,9
	Vacío	126,7	31,7	119,7	29,9
3	Corto	123,2	13,7	22,4	2,5
	Vacío	282,0	31,3	256,8	28,5
4	Corto	258,2	16,1	28,6	1,8
	Vacío	498,1	31,1	440,7	27,5
5	Corto	455,5	18,2	34,4	1,4
	Vacío	772,9	30,9	667,7	26,7
6	Corto	721,1	20,0	39,9	1,1
	Vacío	1105,5	30,7	934,8	26,0

Tabla 6.4. Inductancia (en $\mu\text{H/m}$) determinada mediante ANSYS para el transformador tipo I.

Debe recordarse que la inductancia determinada en un ensayo de vacío se corresponde con el valor $L_M + L_{disp1}$, siendo la correspondiente a un ensayo de cortocircuito igual a $L_{disp1} + L_{disp2}$ (en este caso en que la relación de transformación es la unidad).

Para proceder a la comparación de resultados, las inductancias de dispersión se calcularán usando las Ecuaciones recogidas en la Sección 5.3.2 (para el caso de disposición agrupada de devanados) y en la Sección 5.3.3 (para el caso de disposición entrelazada de devanados). Para calcular la inductancia magnetizante se hará uso de la Ecuación (5.1)

$$\frac{L_M}{l} = \frac{\mu \cdot N^2}{2 \cdot p} \cdot \ln \left(\frac{\frac{w+e}{2} + 2 \cdot g + \sqrt{\frac{w^2 + e^2}{2} + 4 \cdot g^2 + 2 \cdot w \cdot g + 2 \cdot e \cdot g}}{\frac{w+e}{2} + \sqrt{\frac{w^2 + e^2}{2}}} \right) \quad (6.40)$$

donde la anchura del conductor es $w=1\text{mm}$, el espesor de las *tapas* de ferrita es $g=0,5\text{mm}$, el espesor de conductores a considerar es $e = 15 \cdot n + 50 \cdot (n-1) \mu\text{m}$ y

$$N = \begin{cases} n & \text{si las } n \text{ capas conductoras se conectan en serie} \\ 1 & \text{si las } n \text{ capas conductoras se conectan en paralelo} \end{cases}$$

El cálculo de la inductancia de dispersión del modelo es un tanto más laborioso, por lo que no se reproducen en este punto las expresiones necesarias para su determinación.

Los lectores interesados pueden acudir a la Sección 5.3 de este trabajo para recordar el desarrollo de dichas expresiones.

De este modo, resulta posible determinar los valores de L_M , L_{disp1} y L_{disp2} en el modelo de transformador considerado. La comparación de estos valores con los calculados mediante ANSYS se muestra en las gráficas incluidas desde la Figura 6.15 a la Figura 6.18, donde se recoge la comparación correspondiente al transformador tipo I para las distintas posibilidades de disposición de devanados y conexión de capas consideradas.

Disposición agrupada. Conexión serie

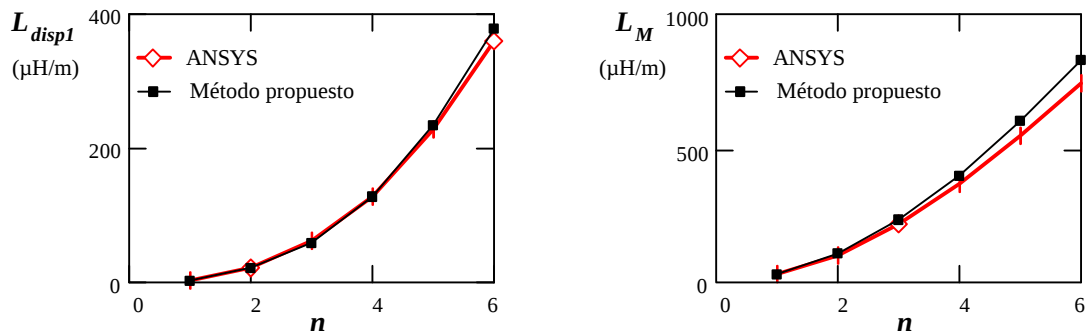


Figura 6.15. Comparación de valores. Transformador tipo I. Disposición agrupada. Conexión serie.

Disposición agrupada. Conexión paralelo

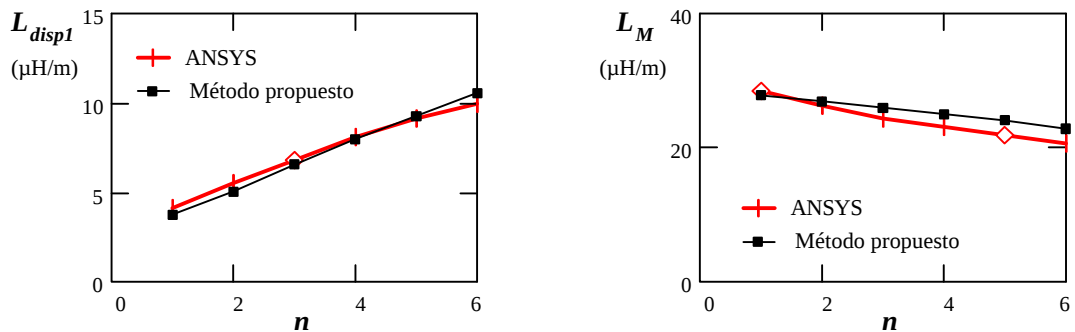


Figura 6.16. Comparación de valores. Transformador tipo I. Disposición agrupada. Conexión paralelo.

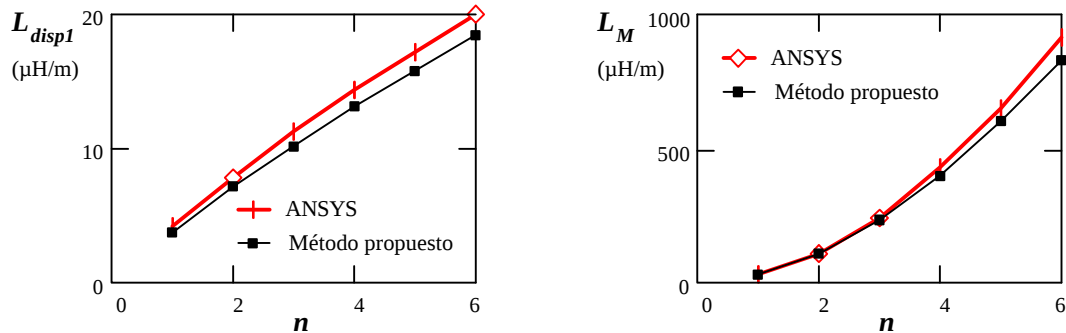
Disposición entrelazada. Conexión serie

Figura 6.17. Comparación de valores. Transformador tipo I. Disposición entrelazada. Conexión serie.

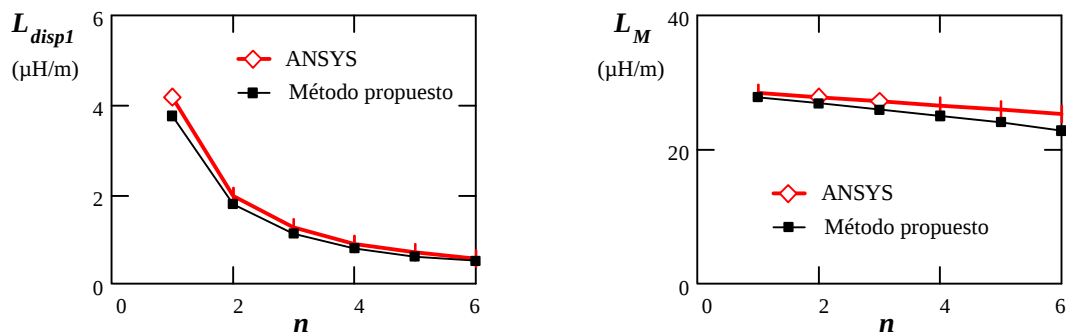
Disposición entrelazada. Conexión paralelo

Figura 6.18. Comparación de valores. Transformador tipo I. Disposición entrelazada. Conexión paralelo.

Como se aprecia en estas gráficas, en todos los casos considerados se consiguen resultados suficientemente aproximados a los determinados mediante herramientas de elementos finitos (el error cometido nunca es mayor del $\pm 10\%$), lo cual permite validar el método de diseño propuesto.

6.2.1.2. Transformador tipo II

Con el objeto de que la validación del método resulte más fiable, se procede a continuación a repetir los pasos de la Sección anterior haciendo uso de otro diseño de transformador. De este modo se trata de verificar que el método propuesto es

efectivamente válido para caracterizar transformadores integrados mediante tecnología de capa gruesa.

El transformador que se va a considerar en esta ocasión está formado por capas conductoras de 0,5mm de ancho (en lugar de 1mm como en el caso anterior) y 25 μ m de espesor (frente a las 15 μ m consideradas para el transformador del caso anterior) separadas por capas de ferrita de 50 μ m. El espesor de las *tapas* de ferrita utilizadas en este caso es de 0,4mm. La Figura 6.19 recoge todas las dimensiones (expresadas en milímetros) de este transformador. También en este caso se representan las dos disposiciones de devanados que se van a considerar.

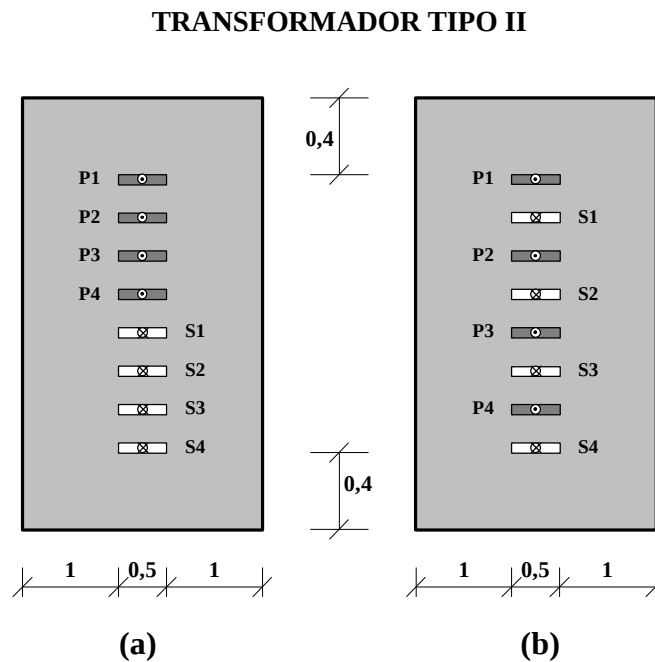


Figura 6.19. Dimensiones del transformador tipo II. (a) Disposición agrupada. (b) Disposición entrelazada

Nuevamente se vuelven a incluir los valores de la inductancia calculada mediante ANSYS que corresponde a los ensayos de vacío y de cortocircuito simulados para distintas configuraciones del transformador tipo II considerado. La Tabla 6.5 recoge estos valores.

Capas por devanado	Ensayo	Disposición agrupada		Disposición entrelazada	
		Conexión serie	Conexión paralelo	Conexión serie	Conexión paralelo
1	Corto	15,2	15,2	15,2	15,2
	Vacío	42,5	42,5	42,5	42,5
2	Corto	75,2	18,8	28,2	7,5
	Vacío	161,3	40,3	149,5	37,4
3	Corto	202,2	22,5	39,6	4,4
	Vacío	354,6	39,4	314,0	34,9
4	Corto	408,4	25,5	50,4	3,2
	Vacío	621,0	38,8	531,3	33,2
5	Corto	700,2	28,0	60,6	2,4
	Vacío	957,7	38,3	797,8	31,9
6	Corto	1080,4	30,0	70,4	2,0
	Vacío	1361,7	37,8	1109,2	30,8

Tabla 6.5. Inductancia (en $\mu\text{H/m}$) determinada mediante ANSYS para el transformador tipo II.

Haciendo ahora uso de las mismas expresiones que las indicadas en la Sección anterior, es posible determinar los valores de L_M , L_{disp1} y L_{disp2} en el modelo de transformador considerado tanto a partir de los datos de ANSYS como usando el método propuesto. La comparación de ambos valores para el caso del transformador tipo II se muestra en las gráficas incluidas desde la Figura 6.20 a la Figura 6.23.

Disposición agrupada. Conexión serie

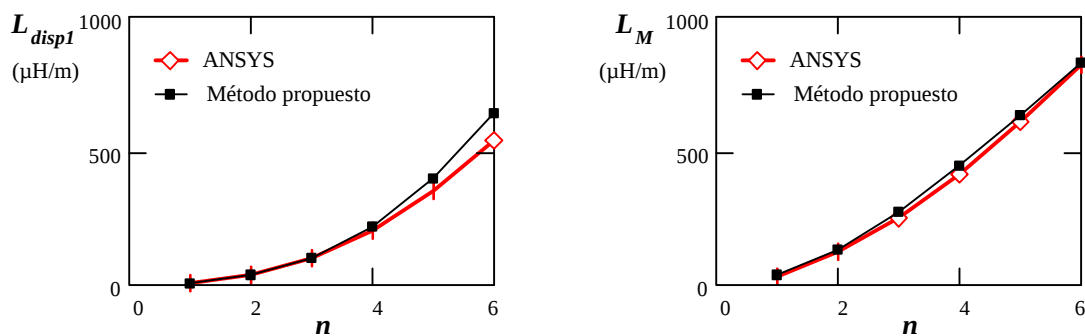


Figura 6.20. Comparación de valores. Transformador tipo II. Disposición agrupada. Conexión serie.

Disposición agrupada. Conexión paralelo

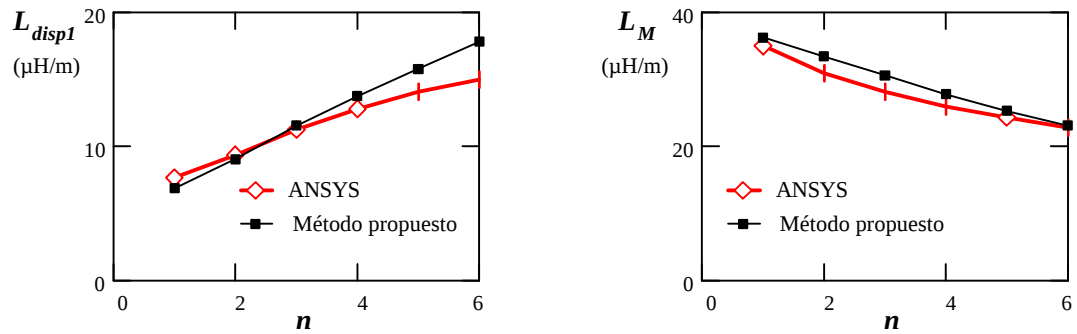


Figura 6.21. Comparación de valores. Transformador tipo II. Disposición agrupada. Conexión paralelo.

Disposición entrelazada. Conexión serie

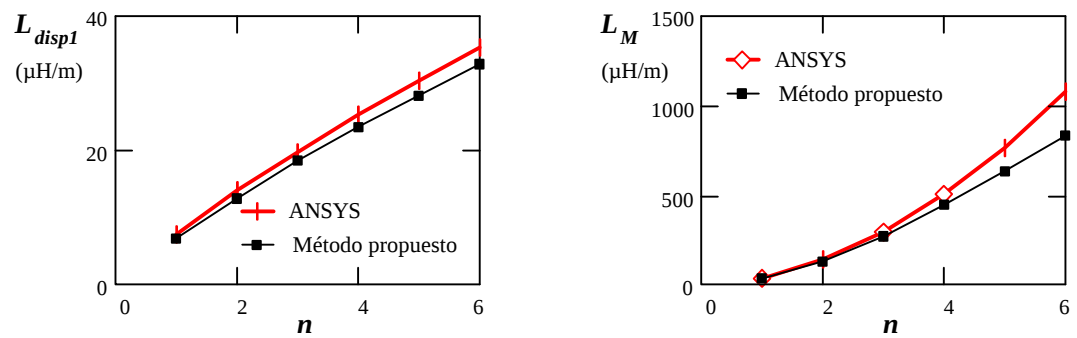


Figura 6.22. Comparación de valores. Transformador tipo II. Disposición entrelazada. Conexión serie.

Disposición entrelazada. Conexión paralelo

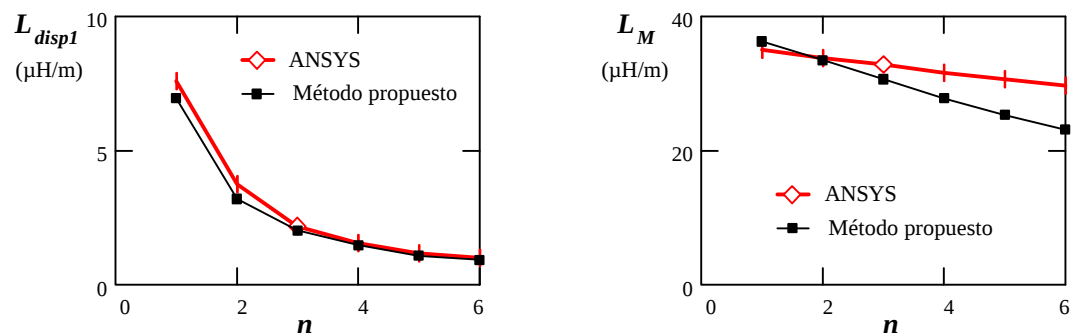


Figura 6.23. Comparación de valores. Transformador tipo II. Disposición entrelazada. Conexión paralelo.

determinar el valor de la inductancia de dispersión y la inductancia magnetizante que permite modelar el comportamiento del transformador T1. La Tabla 6.6 recoge los resultados obtenidos mediante el método propuesto, mediante simulación por ANSYS y mediante medida con el analizador de impedancias HP 4194A.

TRANSFORMADOR T1			
Parámetro	Valor calculado	Valor simulado	Valor medido
L_M	4,02 μ H	3,84 μ H	3,52 μ H
L_{disp1}	0,53 μ H	0,56 μ H	0,87 μ H

Tabla 6.6. Determinación de los parámetros del modelo para T1.

Esta Tabla permite observar que, como en casos anteriores, los valores determinados mediante el método propuesto cuadran muy bien con los determinados mediante simulación con herramientas de elementos finitos. Existe, sin embargo, una cierta discrepancia entre ambos valores y el valor medido con el analizador de impedancias. La explicación de este fenómeno debe buscarse en el hecho de que, al error asociado al método de cálculo, debe añadirse ahora el debido al desconocimiento del valor exacto de la permeabilidad.

Por otra parte, debe tenerse en cuenta que ni el método propuesto ni las simulaciones con herramientas de elementos finitos podrán determinar con exactitud el valor de la inductancia de dispersión debido a las condiciones en que se lleva a cabo el ensayo. Ambos métodos suponen que la corriente que circula por el devanado secundario es tal que se distribuye por igual en todas las capas del mismo, cuando en un ensayo de cortocircuito *real* esto no es así. No obstante, es preciso decir en este punto que este hecho no justifica las diferencias en los valores incluidos en la Tabla 6.6, ya que la situación que se da realmente contribuye a disminuir la inductancia de dispersión, no a aumentarla.

6.2.3. Resumen de resultados

La conclusión más inmediata que se puede obtener a partir de los resultados obtenidos, es que los transformadores que se pueden obtener con esta tecnología son de calidad bastante pobre, como ya había sido anticipado. La elevada inductancia de dispersión que presentan (en comparación con su inductancia magnetizante), les hace ser

poco apropiados para aplicaciones en convertidores de potencia. Esta característica de los transformadores fabricados según el método sugerido da lugar a transferencias de energía entre primario y secundario bastante imperfectas, ya que parte de la tensión aplicada en el devanado primario cae en las inductancias de dispersión. En la Figura 6.25 se representan las formas de onda obtenidas con el transformador T1 trabajando a 600kHz tanto en vacío como con una carga de 10Ω conectada en el secundario. La Figura 6.26 representa la relación existente entre la tensión aplicada en el primario y la obtenida en el secundario del transformador T1 para distintas frecuencias de trabajo. Nótese que, a pesar de que teóricamente se trata de un transformador con relación 1:1, la máxima relación de transformación que se obtiene es del orden del 75%.

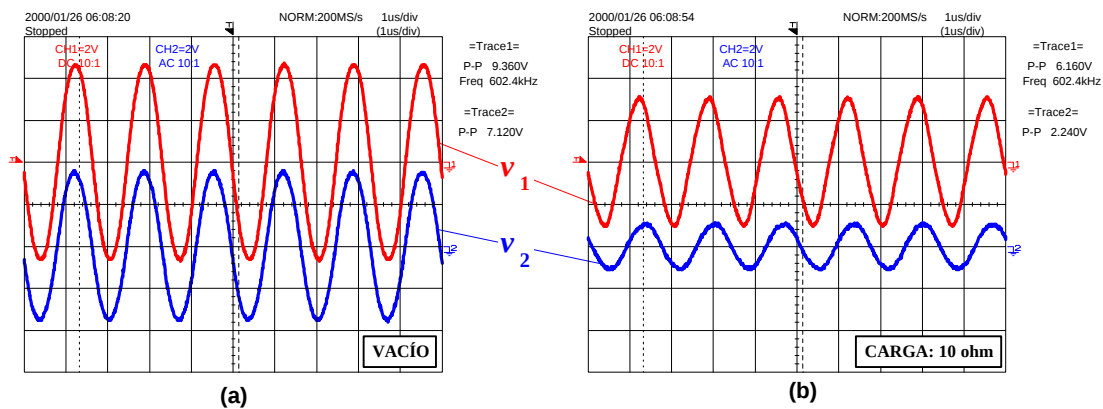


Figura 6.25. Formas de onda obtenidas con el transformador T1 (2V/div – 1 μ s/div)
(a) En vacío. (b) Con carga de 10W.

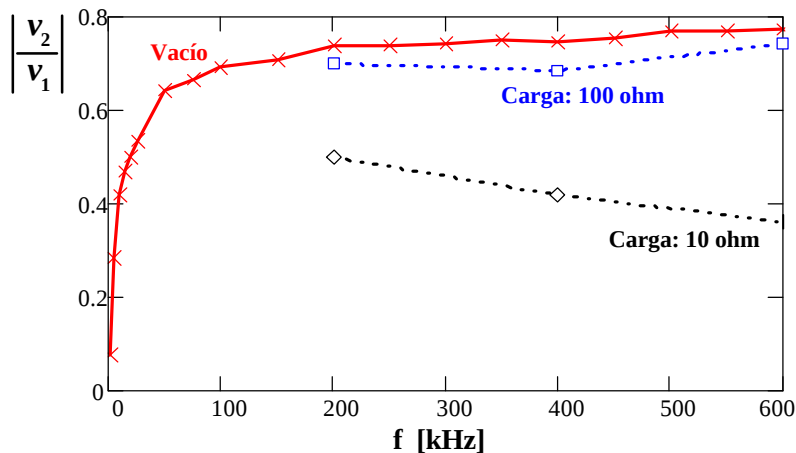


Figura 6.26. Respuesta del transformador T1 ante tensiones de entrada senoidales de varias frecuencias.

Por otra parte, y a la vista de los resultados presentado en este Capítulo, se puede concluir también que, en caso de utilizar este tipo de transformadores, se tendría que acudir a un diseño con disposición entrelazada de capas, que da lugar a una relación L_{disp}/L_M menor que la disposición agrupada. Los resultados obtenidos con los transformadores de tipo I y de tipo II utilizados en la Sección 6.2.1 indican que, para el caso de disposición agrupada de capas, el cociente L_{disp}/L_M crece con el número de capas por devanado, mientras que en el caso de disposición entrelazada de capas este cociente disminuye al aumentar el número de capas utilizadas por devanado. La Figura 6.27 muestra el valor de la inductancia de dispersión del modelo determinada mediante simulación con ANSYS y expresada como porcentaje de la inductancia magnetizante para los transformadores de tipo I y tipo II considerados. A la vista de estas gráficas, es evidente que los transformadores con disposición agrupada de devanados, que presentan inductancias de dispersión de valor más de la mitad de la inductancia magnetizante, serán descartados en la mayoría de las aplicaciones de potencia. En cambio, si se usan transformadores con disposición entrelazada de devanados y con un número adecuado de capas, es posible obtener transformadores con propiedades aceptables.

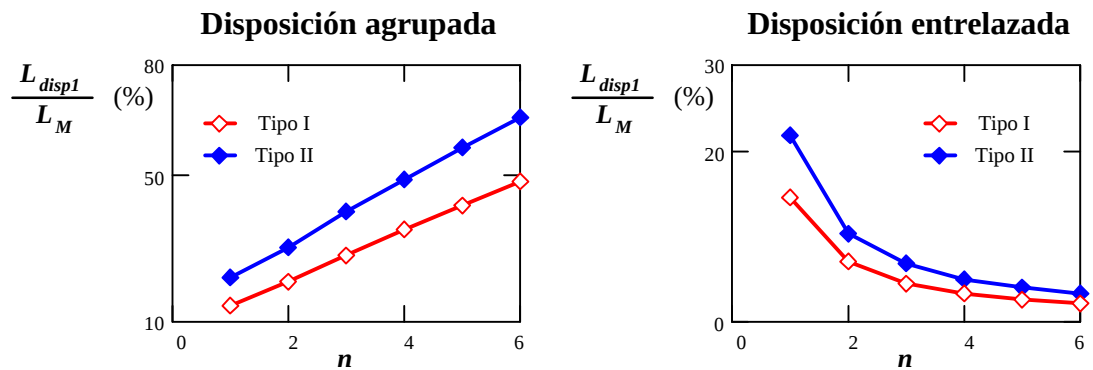


Figura 6.27. Relación L_{disp}/L_M para las disposiciones de devanados consideradas.

6.3. ASPECTOS CONSTRUCTIVOS DE LAS MUESTRAS

El estudio de las muestras disponibles se completa con una observación al microscopio de un corte de las mismas, lo cual permite determinar las dimensiones reales de estos componentes magnéticos. Dicha tarea, llevada a cabo en las instalaciones del Área

de Ciencias de los Materiales e Ingeniería Mecánica de la Universidad de Oviedo, permitió observar el aspecto de las estructuras analizadas. La Figura 6.28, por ejemplo, corresponde al corte de una de las muestras de la bobina L6 estudiada anteriormente.

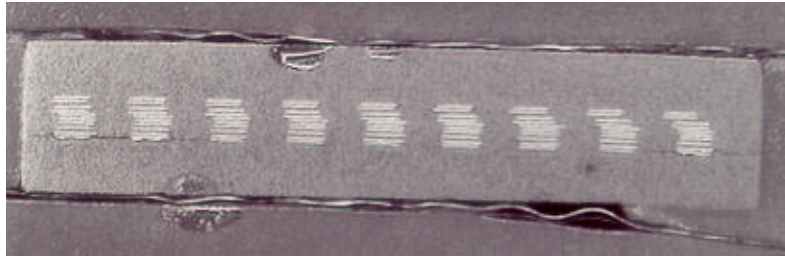
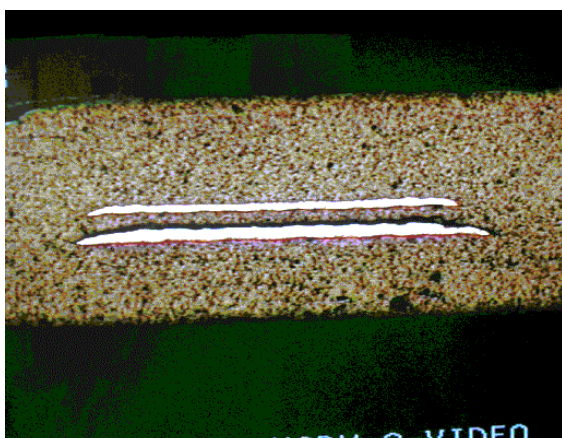
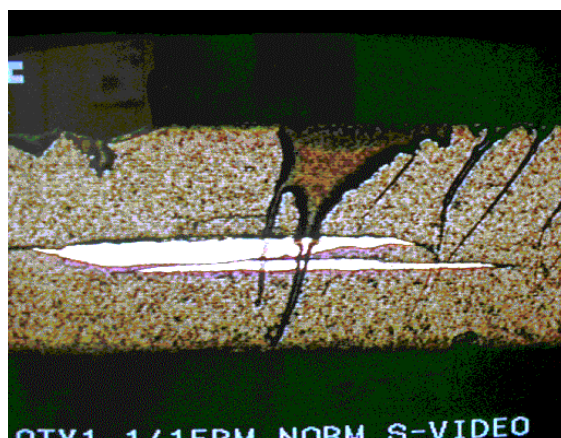


Figura 6.28. Corte de la bobina L6.

Una de las primeras observaciones fue la de que, a pesar de estar usando una tecnología conocida y muy utilizada para otros propósitos (como condensadores cerámicos multicapa, por ejemplo), la transferencia del proceso para desarrollar componentes magnéticos no resultó inmediata. De este modo, se puede comprobar cómo las muestras desarrolladas por AVX en el ya mencionado Proyecto IMPASS [6.1] pasaron de ser de muy mala calidad al principio a dar un resultado más que aceptable. La Figura 6.29 ilustra dicha dificultad mostrando el corte de una muestra correspondiente a una bobina de cuatro vueltas formadas por dos capas conductoras de $25\mu\text{m}$ separadas entre sí por capas de ferrita de $45\mu\text{m}$.



(a)



(b)

Figura 6.29. Problemas de fisuras en las muestras.

En la Figura 6.29(a) aparece el corte de una de las cuatro vueltas con un aspecto que es más o menos el esperado, mientras que en la Figura 6.29(b) se observa que la muestra está resquebrajada en la zona correspondiente a otra vuelta y, además, las capas conductoras se alejan mucho de las formas y dimensiones indicadas.

Por otra parte, se comprueba el hecho de que las tolerancias presentes en el proceso de integración mediante tecnología de capa gruesa dan lugar a una serie de variaciones en las dimensiones de la estructura que explican, junto con la incertidumbre del valor de la permeabilidad de la ferrita, las diferencias existentes entre los valores medidos y los calculados (bien sea teóricamente o mediante simulación con herramientas de elementos finitos). En las muestras analizadas se han detectado las siguientes *anomalías*:

- a) Forma de los conductores. Los extremos de los conductores no están perfectamente delimitados, sino que se van estrechando poco a poco como se muestra en la Figura 6.30. Esto contribuye a errores tanto en el valor de la resistencia serie como en el de la inductancia, ya que define una sección conductora distinta y modifica la trayectoria del flujo magnético en la ferrita. Es preciso decir, no obstante, que simulaciones efectuadas con herramientas de elementos finitos han permitido determinar que el error introducido por estas formas en el valor de la inductancia no alcanza el 2%.

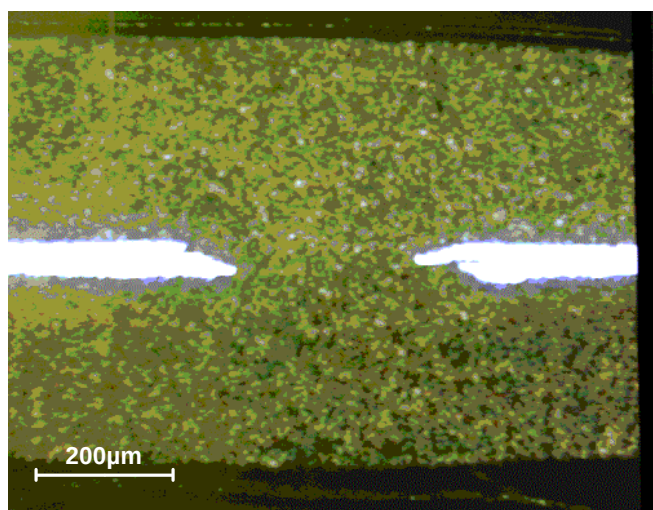


Figura 6.30. Los extremos de los conductores no están claramente delimitados.

- b) Capas de espesores distintos. En estructuras que presentan varias capas apiladas (para reducir la resistencia serie, para conseguir acoplamiento entre vueltas o por ambos motivos) se considera que todas las capas conductoras tienen aproximadamente el mismo espesor y están separadas entre sí por láminas de ferrita también de espesor constante. Como se aprecia en la Figura 6.31, esto no es así, haciendo necesario utilizar valores promedio para que el método de diseño propuesto en este trabajo ofrezca resultados aceptables. Dicha Figura corresponde al detalle de una de las vueltas del diseño correspondiente a la bobina L2, que es una de las mejores muestras de que se dispone.

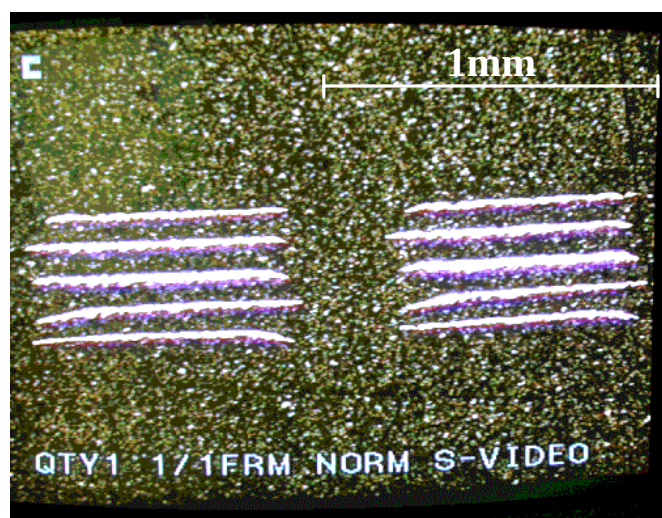


Figura 6.31. Detalle de sección de la bobina L2.

- c) Devanados descentrados. El método de las trayectorias elípticas asume que la estructura magnética está constituida por una o varias capas conductoras situadas en el centro de un bloque de ferrita. Esto supone que la ferrita que hay encima de dichas capas conductoras tiene el mismo espesor que la que se encuentra debajo de ellas. La Figura 6.32 refleja que esto no siempre es así, siendo necesario descartar aquéllas estructuras en que esta excentricidad sea excesiva. Si de todos modos se deseara conservar dicha estructura, resulta útil saber que, según se ha comprobado mediante simulación con herramientas de elementos finitos, el método de las trayectorias elípticas ofrece resultados

aceptables si se considera un espesor de ferrita igual a la media de ambos valores.

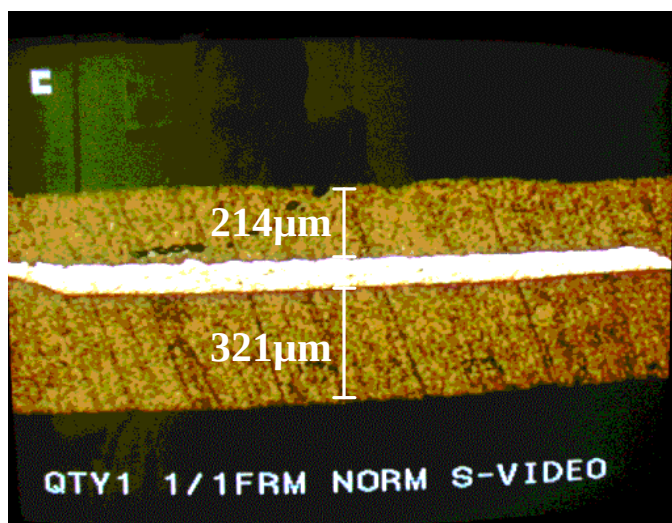


Figura 6.32. Devanado descentrado en la bobina L4.

- d) Capas desplazadas. Al colocar varias capas conductoras apiladas, éstas no quedan perfectamente alineadas, sino que se pone de manifiesto un ligero desplazamiento relativo entre ellas. A pesar de que este fenómeno no suele ser muy importante, podría llegar a serlo si el desplazamiento es excesivo y altera notablemente la trayectoria de las líneas de flujo por el material magnético.

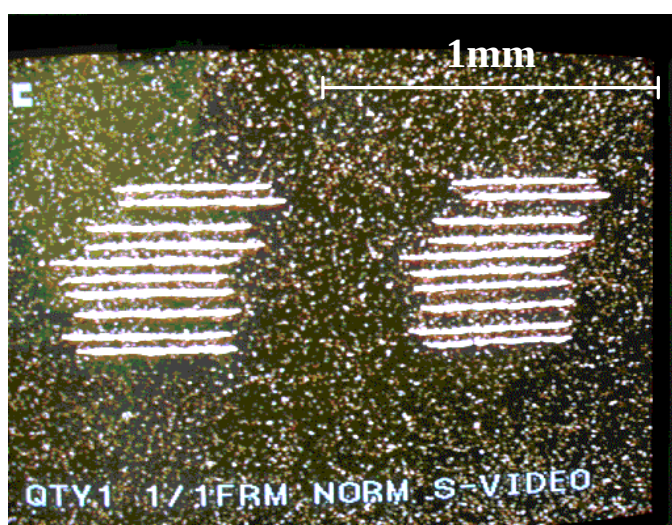


Figura 6.33. Desplazamiento de capas conductoras en la bobina L6.

Como se puede comprobar, son varios los motivos que pueden hacer que una determinada estructura no presente el valor que se había anticipado teóricamente: el propio error introducido por el método de cálculo, inmadurez de la tecnología aplicada a la obtención de componentes magnéticos (que puede dar lugar a una incertidumbre sobre el valor de la permeabilidad), tolerancias del proceso (que genera dimensiones distintas a las especificadas), etc. Sin embargo, en el momento que se tengan ligeramente más claros los parámetros del proceso de fabricación, esta tecnología puede ser de gran aplicabilidad en determinados circuitos electrónicos como se verá en la siguiente Sección.

6.4. INCLUSIÓN EN CONVERTIDORES CC/CC

Con el objeto de demostrar la validez de este tipo de tecnología para producir componentes magnéticos susceptibles de ser utilizados en convertidores electrónicos de potencia, se desarrolló un convertidor cc/cc que incluye una bobina integrada mediante tecnología de capa gruesa. Las especificaciones de dicho convertidor se recogen a continuación en la Tabla 6.7:

ELÉCTRICAS				MECÁNICAS	
Tensión de entrada	$V_e = 4,5 \div 5,5V$	Rendimiento	$\geq 85\%$ a plena carga	Tamaño (mm³)	$20 \times 20 \times 4$
Corriente de entrada	$I_e \leq 3,5A_{pico}$	Protecciones	Sobretensión ($V_s \leq 4,6V$)	TÉRMICAS	
Tensión de salida	$V_s = 3,3V$ (rizado $\leq 40mV$)		Sobrecorriente	Temperatura de trabajo	$0 - 70^\circ C$
Corriente de salida	$I_s = 0 \div 3A$		Cortocircuito	Disipación	Convección natural
		Aislamiento	Ninguno		Sin radiador

Tabla 6.7. Especificaciones del convertidor cc/cc a diseñar.

6.4.1. Convertidor implementado

De acuerdo con las especificaciones de la Tabla 6.7, la topología escogida fue la correspondiente a un convertidor reductor (*Buck*) con rectificación síncrona funcionando

en modo de conducción continua (MCC). La frecuencia de trabajo para la que se diseñó este convertidor fue de 500kHz, que resultó ser suficientemente alta para reducir el tamaño de los elementos reactivos sin ocasionar demasiadas pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores.

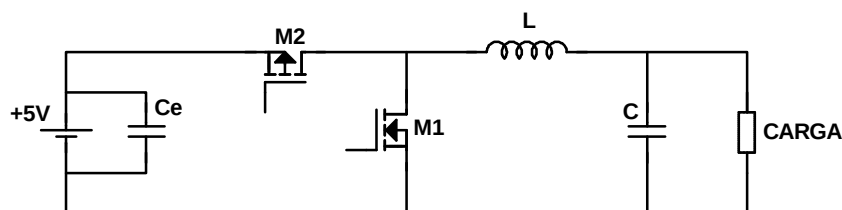


Figura 6.34. Topología Buck con rectificación síncrona.

Un estudio teórico del convertidor considerado permitió concluir que los valores adecuados para los componentes del filtro de salida eran $1\mu\text{H}$ para la bobina y $36\mu\text{F}$ para el condensador, con los cuales se obtendría un rizado teórico de unos 20mV_{pp} (sin considerar los efectos de la resistencia parásita del condensador). Ambos elementos serían incluidos en el convertidor haciendo uso de la tecnología de integración por capa gruesa que AVX Ltd. posee en sus instalaciones de Coleraine (Irlanda).

La Figura 6.35 muestra el esquema eléctrico completo correspondiente al convertidor a montar. Nótese que este convertidor, cuyo comportamiento va a ser presentado a continuación, incluye las protecciones necesarias y la red de realimentación que se encarga de controlar el funcionamiento del convertidor según las especificaciones establecidas. El circuito integrado IC1 que aparece en dicha Figura es el Si9140 de *Siliconix*, que está especialmente diseñado para facilitar el control de convertidores *Buck* con rectificación síncrona.

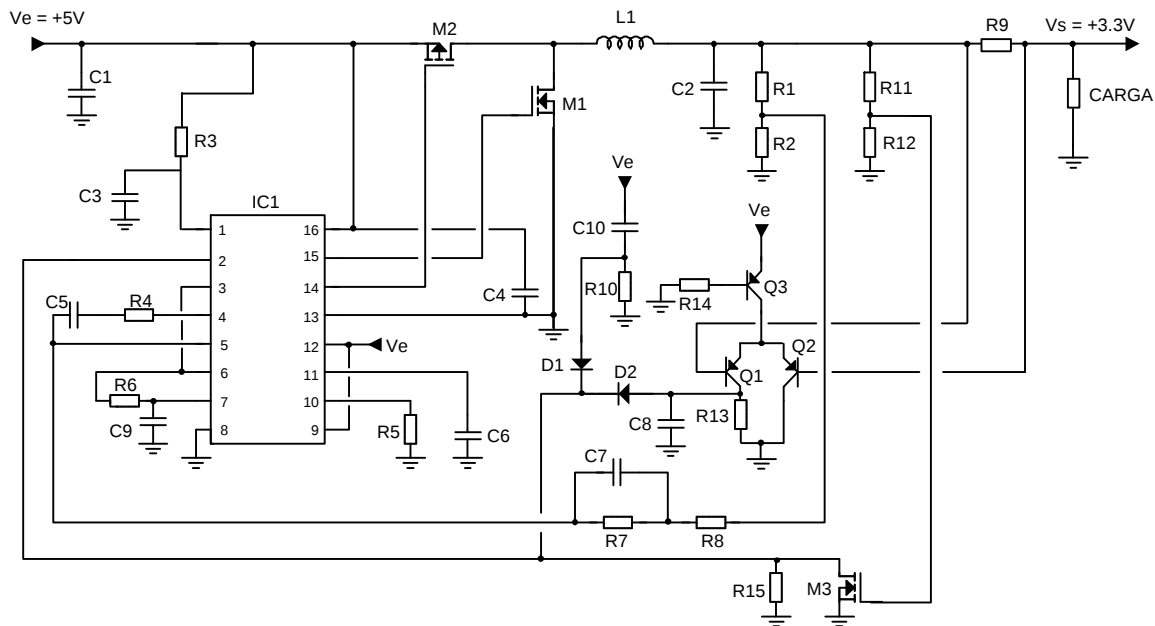


Figura 6.35. Esquema eléctrico del convertidor completo.

Para cumplir las especificaciones de tamaño se intentó llevar a cabo una integración de elementos pasivos (resistencias, condensadores y bobina) mediante varios módulos que posteriormente sería ensamblados. Esta idea se ilustra en la Figura 6.36, en la que se ve que, para poder llevarla a cabo, se hace necesario utilizar componentes magnéticos como los descritos en el presente trabajo.

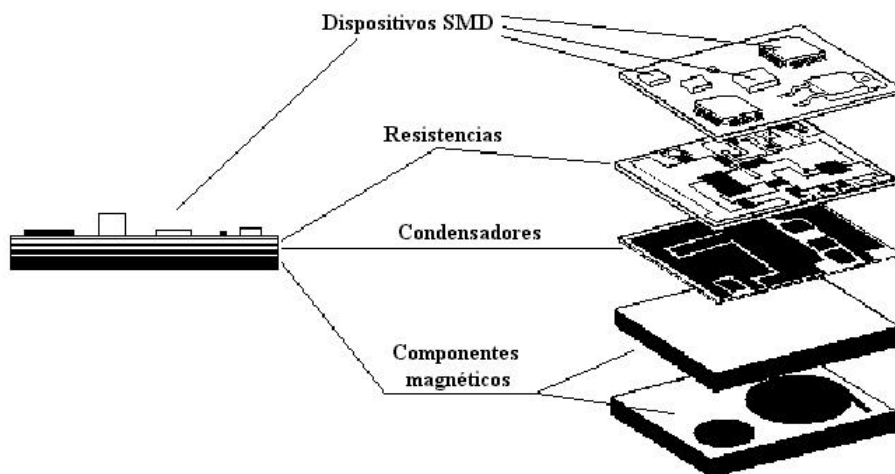


Figura 6.36. Distribución de los componentes necesarios para montar el convertidor.

Siguiendo esta filosofía, AVX produjo un primer prototipo con los tres módulos (condensadores, bobina y pistas de conexión) incluidos y adecuadamente interconectados. La Figura 6.37 muestra el aspecto de este prototipo preliminar con el que se trata de validar la tecnología de integración magnética descrita.

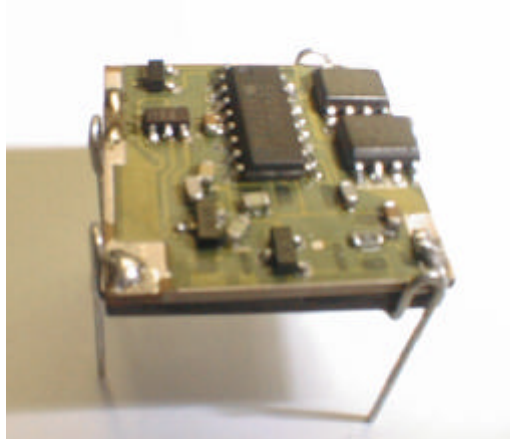


Figura 6.37. Prototipo preliminar.

Las dimensiones de este primer prototipo coinciden con las especificadas, resultando ser de $20 \times 20 \times 4 \text{ mm}^3$. A continuación se recogen los resultados experimentales obtenidos con este prototipo, que servirán para determinar si la tecnología presentada en esta Tesis Doctoral resulta adecuada para la integración de elementos magnéticos en convertidores de potencia.

6.4.2. Funcionamiento estático del convertidor

Las figuras incluidas en esta sección permiten ver que el funcionamiento del convertidor es adecuado y está dentro de las especificaciones. Así por ejemplo, en la Figura 6.38 se muestra la corriente por la bobina a media carga, mientras que la Figura 6.39 muestra la misma corriente a plena carga. Puede observarse que, en ambos casos, el rizado de corriente que se obtiene presenta la forma esperada y no se producen ruidos ocasionados por la conmutación de los interruptores.

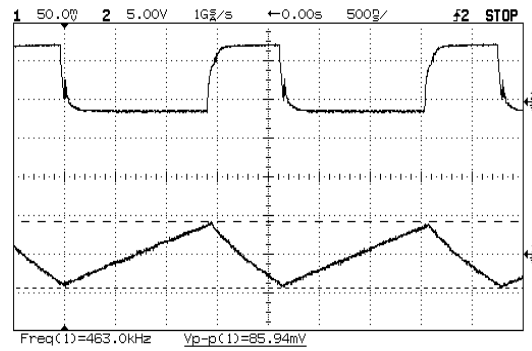


Figura 6.38. Tensión en la puerta del interruptor principal y corriente por la bobina.

$$(V_e = 5V, I_e = 1,1A, V_s = 3,3V, I_s = 1,5A)$$

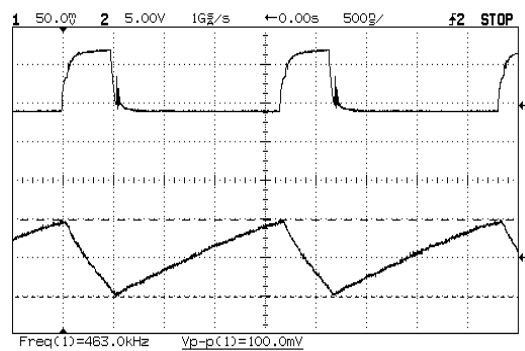


Figura 6.39. Tensión en la puerta del interruptor principal y corriente por la bobina.

$$(V_e = 4,5V, I_e = 2,3A, V_s = 3,3V, I_s = 2,8A)$$

Gracias al hecho de que las conmutaciones no parecen afectar al funcionamiento del convertidor, el rizado de la tensión de salida puede mantenerse también dentro de las especificaciones. La Figura 6.40 muestra que la tensión de salida presenta un rizado de unos 50mV a plena carga.

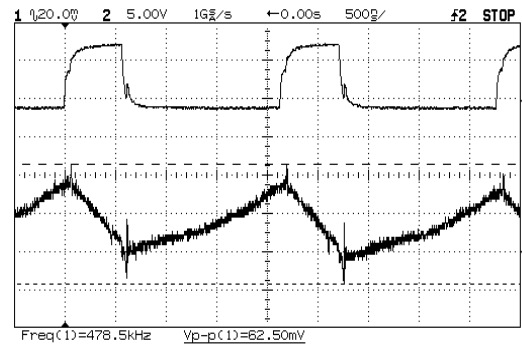


Figura 6.40. Tensión en la puerta del interruptor principal y rizado de la tensión de salida.

$$(V_e = 4,5V, I_e = 2,4A, V_s = 3,3V, I_s = 3,0A)$$

Uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta al caracterizar el funcionamiento estático de un convertidor es su rendimiento. Para obtener esta información, se hizo funcionar el convertidor con distintas condiciones de carga, anotando los resultados de rendimiento correspondientes a cada una de ellas. La Figura 6.41 muestra los resultados así obtenidos. Atendiendo a las especificaciones indicadas en la Tabla 6.7, es evidente que las correspondientes al rendimiento mínimo quedan más que cubiertas, ya que en dicha Tabla se especifica un rendimiento mínimo del 85% y el prototipo preliminar ofrece un rendimiento en el peor de los casos superior al 87%.

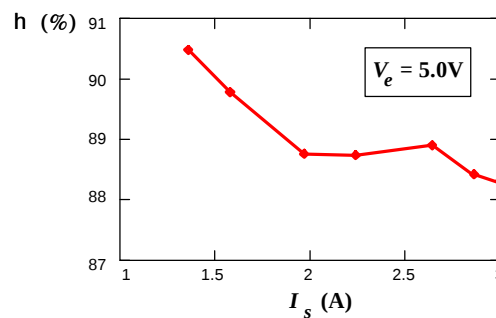


Figura 6.41. Rendimiento medido para distintas condiciones de carga.

El último ensayo llevado a cabo para determinar la respuesta estática del convertidor consistió en obtener su curva de regulación. También en este caso se superaron las especificaciones requeridas, que señalaban como necesario un rango de tensión de entrada comprendido entre 4,5V y 5,5V (la tensión nominal de entrada sería 5,0V). La

Figura 6.42 muestra la tensión de salida obtenida para distintos valores de la tensión de entrada, y en ella se ve que el convertidor se comporta adecuadamente en un rango mayor que el especificado: se consigue regular la tensión de salida para tensiones de entrada comprendidas entre 4 y 6V.

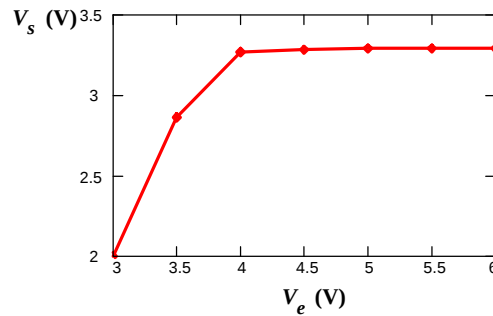


Figura 6.42. Curva de regulación para el prototipo analizado.

En resumen, se puede decir que los resultados estáticos obtenidos por el convertidor desarrollado incluyendo una bobina integrada mediante tecnología de capa gruesa son satisfactorios.

6.4.3. Funcionamiento dinámico

A pesar de que no se ha especificado requisito dinámico alguno para el convertidor, se ha analizado su comportamiento mediante la aplicación de escalones de carga. La Figura 6.43 muestra la tensión de salida que se obtiene cuando la salida del convertidor cambia de plena carga ($I_s = 3A$) a circuito abierto ($I_s = 0A$)

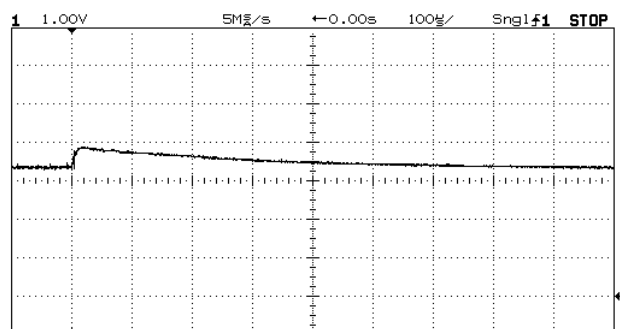


Figura 6.43. Respuesta ante un escalón de carga (de plena carga a circuito abierto).

Puede observarse que se produce un ligero aumento de la tensión de salida cuando se aplica el escalón de carga, pero no alcanza un valor suficientemente elevado como para activar la protección de sobretensión. El lazo de realimentación consigue que la tensión de salida recupere su valor nominal (3,3V) en un periodo de tiempo razonable.

Para completar el estudio dinámico del convertidor, se analizó la respuesta que ofrecía cuando su carga se reducía en 1Ω (Figura 6.44) y cuando la carga aumentaba en 1Ω (Figura 6.45).

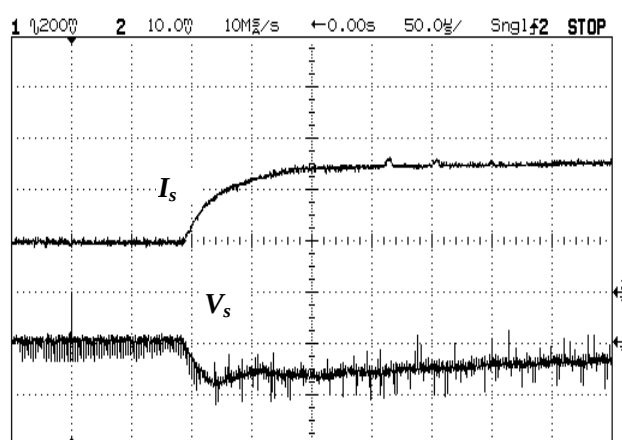


Figura 6.44. Tensión de salida (0,2V/div) y corriente de salida (1A/div) al disminuir la carga en 1W.

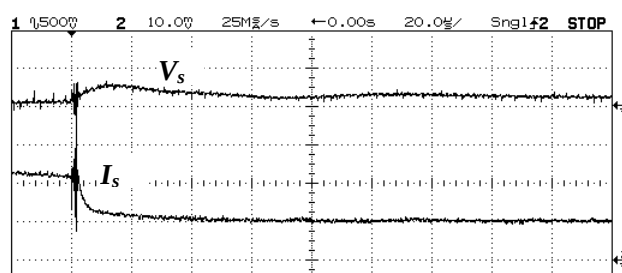


Figura 6.45. Tensión de salida (0,5/div) y corriente de salida (1A/div) al aumentar la carga en 1W.

En ambos casos se comprueba que la sobretensión que tiene lugar no es excesiva y se consigue corregir en un tiempo bastante aceptable.

6.4.4. Resumen de resultados

Se ha conseguido implementar un convertidor cc/cc de 10W empleando tecnología híbrida. Mediante la combinación de tecnología de capa gruesa para integrar la bobina, los condensadores y las resistencias necesarias y tecnología de montaje superficial para incluir los semiconductores, se ha desarrollado un convertidor que permite conseguir una densidad de potencia tan elevada como $6,25\text{W}/\text{cm}^3$. Esta cifra (que es bastante superior a la ofrecida por otros productos comercializados en la actualidad [6.4–6.8], cuya densidad de potencia no supera los $4\text{W}/\text{cm}^3$) ha podido ser alcanzada, en parte, gracias a la integración magnética llevada a cabo.

De este modo parece quedar definitivamente demostrado que el método de integración de componentes magnéticos estudiado en este trabajo resulta adecuado para formar parte de convertidores electrónicos de baja potencia, contribuyendo así a una disminución considerable de su tamaño y, en consecuencia, a un aumento de su densidad de potencia.

6.5. CONCLUSIONES

A la vista de los resultados experimentales incluidos en este Capítulo, las principales conclusiones que se extraen son las siguientes:

- a) Los componentes magnéticos integrados según lo indicado en la presente Tesis Doctoral resultan adecuados para ser incluidos en convertidores electrónicos de baja potencia.
- b) El proceso de diseño y/o modelado de este tipo de componentes está correctamente definido por las ecuaciones incluidas en los Capítulos 4 y 5 de este trabajo.

La primera de estas dos conclusiones queda puesta de manifiesto gracias a la obtención de un convertidor cc/cc de 10W ($V_e=5\text{V} \div V_s=3,3\text{V}$) en el que se incluye, además de otros módulos integrando condensadores y resistencias, una bobina de $1\mu\text{H}$

fabricada con el método de integración mediante tecnología de capa gruesa propuesta. Esto ha permitido conseguir un tamaño del convertidor unas tres veces menor que otros convertidores comerciales de características similares.

Sin embargo, resulta obligado decir que la utilización de las técnicas descritas para desarrollar transformadores integrados está bastante más inmadura que la de las bobinas. A pesar de ser igualmente válidas para obtener transformadores, los dispositivos que se obtienen presentan una inductancia de dispersión demasiado elevada (comparándola con la inductancia magnetizante) para poder ser aprovechables. Un estudio teórico con herramientas de elementos finitos refleja que sólo en casos en los que se opte por estructuras apiladas de transformadores con disposición entrelazada de devanados es posible obtener transformadores aceptables, y ello siempre que el número de capas conductoras por devanado sea suficientemente elevado.

Por lo que se refiere a la segunda conclusión, se ha conseguido validar las fórmulas y ecuaciones obtenidas a lo largo de este trabajo tanto mediante simulación (por comparación de resultados con los obtenidos con herramientas de elementos finitos) como experimentalmente (por comparación con muestras disponibles). En ambos casos los resultados han sido claramente favorables, introduciendo un error que no difiere mucho del que se produce como consecuencia de las tolerancias del proceso.

Las comparaciones llevadas a cabo permitieron descubrir que es preciso un conocimiento claro del proceso tecnológico empleado para poder tener un cierto control en la fabricación de componentes magnéticos integrados. Esto es especialmente cierto en el caso del proceso de quemado a que se deben someter estos componentes. Mediante análisis de distintas muestras de bobinas, se llegó a la conclusión de que la permeabilidad indicada por el fabricante de las pastas de ferrita cae drásticamente si el tiempo (y/o la temperatura) del proceso de quemado no es suficiente. Por ello, se hace preciso llevar a cabo varios ensayos con las pastas utilizadas antes de empezar la producción. De este modo se tendrá un conocimiento más preciso de la permeabilidad que se espera obtener en las muestras finales.

REFERENCIAS

- [6.1] Alcatel Standard Electric S. A., AVX, Universidad de Oviedo. "*Integration of Magnetic and Passive Components (IMPASS)*". Proyecto Esprit nº 23910. 1997-1999.
- [6.2] SAS IP Inc. "*ANSYS 5.4. Manual de Usuario*". Septiembre, 1997.
- [6.3] Hewlett Packard. "*4194A.Impedance/Gain-Phase Analyzer. Operation Manual*". Abril, 1986 (revisado Junio, 1988).
- [6.4] Astec. "*Características del modelo AA13A*". <http://astec.com/products/aa25d.pdf>.
- [6.5] International Power Devices, "*Características del modelo SIP503.3E*". <http://ipdconverters.com>. Web para las hojas de características: <http://216.147.54.136/resources/products/datasheet/sip.pdf>.
- [6.6] Artesyn. "*Características de la serie EXA40*". <http://www.artesyn.com/specs/exa40.pdf>.
- [6.7] Semtech. "*Características del módulo MP60-E*". <http://www.semtech.com/html/vrms.html>.
- [6.8] Lucent Technologies. "*Características de los productos NH020F y NH033F-L*" http://www.lucent.com/networks/power/bmp_nonisolated.html.