4

BOBINAS CON CONDUCTORES EMBEBIDOS EN FERRITA

Una vez establecida la tecnología de que se dispone para integrar componentes magnéticos, se intentará utilizar para diseñar bobinas susceptibles de ser incluidas en convertidores electrónicos de potencia. Para ello, se procederá a un estudio de las características más relevantes de las estructuras propuestas en el Capítulo anterior (tanto planas como apiladas) con el objeto de determinar las condiciones que imponen en el diseño de las mencionadas bobinas.

Con todo ello, se aborda en este cuarto Capítulo un estudio teórico que permitirá obtener ecuaciones con las que resulte posible modelar el comportamiento de estas bobinas en lo que a su inductancia y resistencia serie se refiere. Con la intención de establecer los pasos a seguir en un supuesto diseño de estos dispositivos, se definirá una serie de variables de diseño que podrán ser elegidas para conseguir los resultados deseados. Del mismo modo, se señalarán aquellas magnitudes que quedan fijadas una vez elegido el proceso de fabricación y que se deben a las limitaciones tecnológicas del mismo (tolerancias del proceso).

Se finalizará este Capítulo con algunos comentarios referidos a la disposición más adecuada de los devanados, los cuales se aconsejará sean de tipo meandro como ya se indicó en el Capítulo anterior. Aceptando esta geometría como adecuada para los dispositivos que se plantean, se abordarán cuestiones como cuál es la mínima distancia que tiene que existir entre los conductores o cuántos "dobleces" se consideran adecuados.

4.1. DETERMINACIÓN DE LAS TRAYECTORIAS MAGNÉTICAS

En el Capítulo anterior quedaron definidas las propiedades y características más relevantes de la tecnología de capa gruesa que se va a utilizar. También se comentó la existencia de una serie de limitaciones tecnológicas que obligaba a tener los conductores completamente rodeados de ferrita, con todas las consecuencias que ello acarrea.

Una de estas consecuencias es el hecho de que las trayectorias descritas por el flujo magnético dentro de la estructura no están claramente definidas. Los núcleos discretos comerciales presentan formas que permiten determinar con gran exactitud dichas trayectorias. En el caso de componentes magnéticos integrados esto no es así, sino que el flujo se encuentra con un camino de ferrita suficientemente ancho como para poder definir la trayectoria que oponga menos resistencia a su circulación.

Llevando a cabo un análisis por unidad de longitud en el que se pretenda determinar la inductancia que presenta un conductor como el indicado en la Figura 4.1, lo más sencillo sería considerar trayectorias rectangulares como las representadas en dicha Figura (tal y como se consideró en el análisis cualitativo llevado a cabo en el Capítulo anterior).

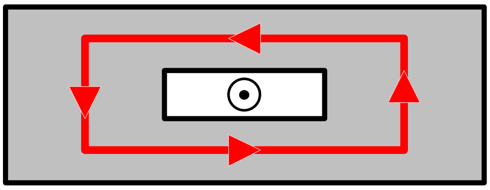


Figura 4.1. Trayectorias rectangulares definidas por el flujo magnético.

Sin embargo, esto no deja de ser una aproximación que es necesario comprobar ya que, como queda dicho, en las estructuras consideradas el flujo se encuentra con un trozo de ferrita que permite seguir cualquier camino. Por tanto, lo primero que se necesita es definir qué trayectoria describe el mencionado flujo en el interior de la ferrita, para poder así calcular la reluctancia de dicha trayectoria.

Con este objeto se utilizó de nuevo el programa de elementos finitos ANSYS [4.1], en el que se simuló el comportamiento de una espira completamente embebida en ferrita como la de la Figura 4.2.

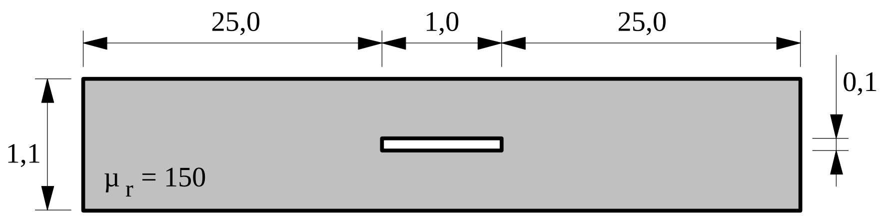


Figura 4.2. Estructura a simular con ANSYS.

El resultado de dicha simulación se recoge en la Figura 4.3, donde se muestran las líneas de flujo que se inducen alrededor del conductor. Se observa que la forma varía según consideremos trayectorias más o menos próximas al conductor, pero sólo se van a tener en cuenta las más cercanas, ya que las más alejadas definirán trayectorias de reluctancia más elevada (son más largas) y tendrán menor influencia en el cálculo de la inductancia.

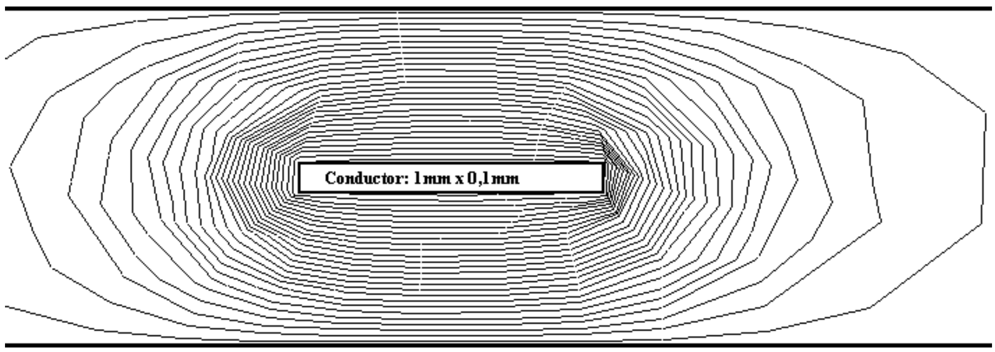


Figura 4.3. Aspecto de las líneas de flujo presentes en la estructura analizada.

A la vista, pues, de las trayectorias que define el flujo magnético en puntos cercanos al conductor, se comprueba que no son cuadradas, sino que pueden aproximarse por elipses. Esto supone que el estudio llevado a cabo en el Capítulo 3 no es más que un análisis cualitativo que permite determinar el comportamiento general del componente magnético pero que nunca podrá proporcionar resultados cuantitativamente válidos. La única posibilidad de modelar con un cierto grado de exactitud los valores de inductancia conseguidos con estructuras integradas mediante tecnología de capa gruesa pasa por considerar trayectorias como las representadas en la Figura 4.3, determinar la reluctancia que definen y calcular la inductancia por unidad de longitud.

4.2. MÉTODO DE LAS TRAYECTORIAS ELÍPTICAS

A la vista de los resultados de simulación ofrecidos por el ANSYS, parece acertado aceptar la aproximación de que el flujo se cierra alrededor del conductor definiendo trayectorias elípticas. El siguiente paso consiste en calcular la reluctancia de estas trayectorias y, a partir de esta información, determinar la inductancia de la estructura. Más concretamente, y por razones de notación, se prefiere trabajar con la permeancia en lugar de la reluctancia, haciendo uso posteriormente de la expresión

$$L = \mathcal{P} \cdot N^2 \tag{4.1}$$

El cálculo de la permeancia se llevará a cabo considerando un *camino magnético diferencial*, como el indicado en la Figura 4.4, y posteriormente se obtendrá el valor total de permeancia asociando en paralelo los infinitos caminos elípticos que se definen alrededor del conductor. Esta asociación de infinitas trayectorias se llevará a cabo, como es lógico, mediante una integración.

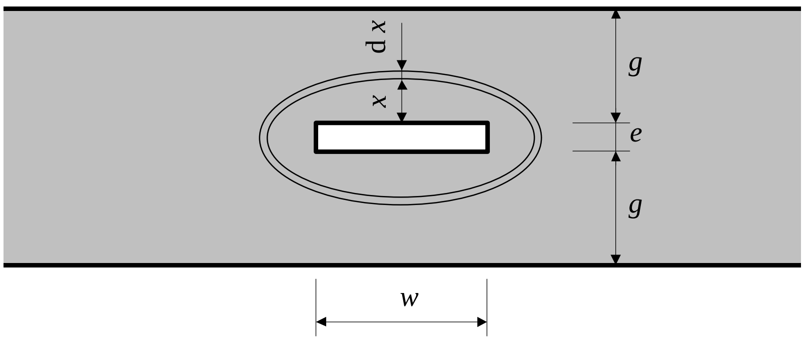


Figura 4.4. Camino magnético diferencial considerado en la estructura a analizar.

En primer lugar, será necesario determinar cuál es la permeancia del camino diferencial considerado. Para efectuar los cálculos sin entrar en demasiada complejidad, se determinará la permeancia de un camino magnético definido por dos elipses concéntricas tales que el flujo que recorra el citado camino atraviese en todo momento una sección constante e igual a dx·1 (nótese que se está efectuando el estudio por unidad de longitud, por eso se ha considerado una profundidad de un metro para la estructura). De este modo, el valor de este *diferencial de permeancia* puede determinarse a partir de la expresión

$$\mathrm{d}P = \frac{\mathrm{m} \cdot \mathrm{d}x \cdot 1}{longitud} \tag{4.2}$$

donde *longitud* hace referencia a la longitud de la elipse. Esta longitud puede determinarse utilizando la expresión aproximada correspondiente a una elipse de semiejes *a* y *b* [4.2], resultando la Ecuación (4.3) como valor de la permeancia diferencial que se pretende calcular:

$$\mathrm{d}P = \frac{\mathrm{m} \cdot \mathrm{d}x}{2 \cdot \mathrm{p} \cdot \sqrt{\dfrac{a^2 + b^2}{2}}} \tag{4.3}$$

En esta expresión, el valor de los semiejes *a* y *b* dependerá de la distancia existente entre el conductor y la trayectoria elíptica considerada. En general, para elipses separadas una distancia *x* del conductor como se indica en la Figura 4.4, se tiene

$$a = \frac{w}{2} + x \qquad ; \qquad b = \frac{e}{2} + x \tag{4.4}$$

donde *x* varía entre 0 y el espesor de las tapas superior e inferior, *g*. De este modo, haciendo que los semiejes siempre crezcan en la misma cantidad, se consigue que las elipses concéntricas que definen el camino atravesado por el flujo estén siempre separadas por una distancia d*x* constante, como se había requerido. Nótese que este hecho ya presupone que a ambos lados del conductor deberá extenderse la ferrita una distancia no inferior a *g*, de lo contrario no se podrían definir las trayectorias elípticas consideradas. Es conveniente mencionar también que, tal y como están definidos los semiejes *a* y *b*, parte de las primeras trayectorias elípticas atravesarán el conductor, pero esto no supone mayor inconveniente para el cálculo desarrollado en este apartado.

Una vez obtenida la expresión de la Ecuación (4.3), la permeancia total se obtendrá de asociar todos los diferenciales de permeancia calculados para las trayectorias elípticas paralelas que se definen alrededor del conductor. Haciendo uso de la bien conocida analogía magnético-eléctrica que asemeja el comportamiento de la permeancia en circuitos magnéticos al de la conductancia en circuitos eléctricos, es fácil ver que la permeancia total se obtendrá asociando en paralelo (sumando) todos los diferenciales de permeancia calculados anteriormente

$$P_{tot} = \sum_i P_i \quad \rightarrow \quad P_{tot} = \int \mathrm{d}P \tag{4.5}$$

resultando la siguiente expresión:

$$P_{tot} = \int_0^g \frac{\mu \cdot \mathrm{d}x}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left[\left(\frac{w}{2} + x \right)^2 + \left(\frac{e}{2} + x \right)^2 \right]}} \tag{4.6}$$

Una vez conocida la permeancia total que encuentra a su paso el flujo generado por el conductor, lo único que resta es aplicar la Ecuación (4.1), que liga el valor de la inductancia con el de la permeancia y que se repite a continuación

$$L = P_{tot} \cdot N^2 \tag{4.7}$$

Como la permeancia se ha calculado por unidad de longitud, la inductancia por unidad de longitud a que dan lugar las estructuras magnéticas con conductores embebidos en ferrita se puede calcular a partir de la Ecuación (4.8).

$$\boxed{\frac{L}{l} = \int_0^g \frac{\mu \cdot N^2}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{\left(\frac{w}{2} + x \right)^2 + \left(\frac{e}{2} + x \right)^2}{2}}} dx} \tag{4.8}$$

donde *l* representa la longitud total del conductor en la estructura considerada.

La integral de la Ecuación (4.8) puede resolverse para dar lugar a esta otra expresión de la inductancia por unidad de longitud en estructuras de conductores embebidos:

$$\boxed{\frac{L}{l} = \frac{\mu \cdot N^2}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left(\frac{\left[(w+e) + 4 \cdot g \right] + \sqrt{2 \cdot \left(w^2 + e^2 \right) + 4 \cdot g \cdot \left[2 \cdot (w+e) + 4 \cdot g \right]}}{(w+e) + \sqrt{2 \cdot \left(w^2 + e^2 \right)}} \right)} \tag{4.9}$$

Por lo tanto, conocida la permeabilidad de la ferrita a utilizar y las dimensiones de la estructura diseñada, queda definido el valor de la inductancia. E inversamente, a partir del dato de la inductancia, es posible determinar las dimensiones necesarias para conseguir la bobina requerida con una estructura integrada mediante tecnología de capa gruesa como las que se están considerando.

A la vista de la Ecuación (4.9), cabe hacer una serie de comentarios.

a) El valor de *N* está muy relacionado con el tipo de estructura que se considere. Dado que en las bobinas planas no se produce acoplamiento, se tendrá *N*=1 sea cual sea el número de vueltas que se le dé al devanado. Sólo en el caso de estructuras apiladas se podrá considerar que la bobina tiene varias vueltas (siempre que las distintas capas conductoras estén conectadas en serie de modo que todas lleven corriente con el mismo sentido).

b) En dicha expresión aparece varias veces el término *w*+*e*. Dado que, para valores normales de estas magnitudes, los conductores siempre tendrán mucha más anchura que espesor (*w*>>*e*), es posible llegar a una expresión aproximada para el cálculo de la inductancia por unidad de longitud:

$$\boxed{\frac{L}{l} \approx \frac{\mu \cdot N^2}{2 \cdot \pi} \cdot ln\left(\frac{(w+4 \cdot g)+\sqrt{w^2+(w+4 \cdot g)^2}}{w+\sqrt{2 \cdot w^2}}\right)} \qquad (4.10)$$

De este modo se quiere hacer notar que, aunque un aumento del espesor del conductor contribuye a disminuir la inductancia de la estructura, su influencia real suele ser despreciable, quedando como dimensiones fundamentales para determinar dicha inductancia la anchura del conductor (*w*) y el espesor de las *tapas* de ferrita (*g*).

4.3. CÁLCULO DE LA RESISTENCIA SERIE

El otro parámetro que se tendrá en cuenta a la hora de diseñar las bobinas con estructura integrada es su resistencia serie, que deberá ser lo menor posible para conseguir así un buen factor de calidad *Q*. En este caso, sí que el espesor del conductor (*e*) juega un papel importante, siendo aconsejable que sea lo mayor posible. Con la intención de conseguir este aumento de espesor, se puede proceder a conectar en paralelo varias de las capas conductoras presentes en estructuras apiladas. Con esto no se busca hacer uso del acoplamiento que tiene lugar entre distintas vueltas de una estructura apilada, sino simplemente dar lugar a un mayor espesor efectivo.

Para el análisis que se va a llevar a cabo a continuación, se considerarán bobinas de una única vuelta (*N*=1) constituida por *n* capas conductoras de espesor t_{cond} y separadas entre sí por *n*-1 capas de ferrita de espesor t_{fer}. Esta resulta ser la manera adecuada de aumentar el espesor del conductor ya que se ha comprobado que, si simplemente se colocaran capas conductoras una encima de otra sin ferrita por el medio, el diferente coeficiente de dilatación de los materiales implicados (ferrita y plata) daría lugar a tensiones internas durante el proceso de quemado que acabaría produciendo fracturas en el interior de la estructura. Se acepta que cada una de las *n* capas conductoras presentará la misma resistencia por unidad de longitud y que todas ellas estarán conectadas en paralelo, como queda dicho. La Figura 4.5 muestra el aspecto de este tipo de estructuras.

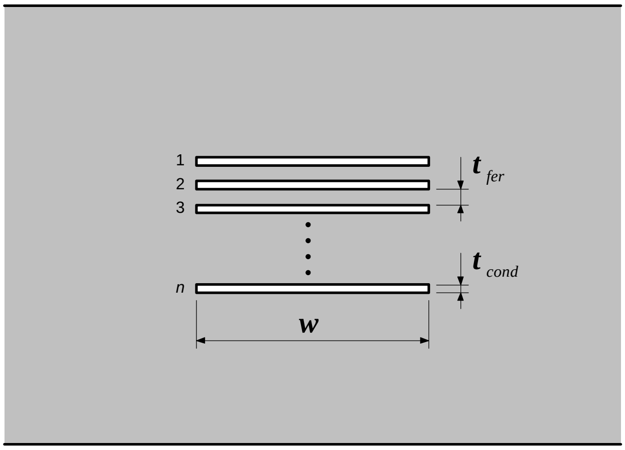


Figura 4.5. Disposición de capas en paralelo para disminuir la resistencia serie.

Quede claro, antes de continuar, que lo que aquí se pretende es diseñar un elemento magnético de forma que su resistencia serie <u>a baja frecuencia</u> (típicamente en continua) sea lo menor posible. Este valor aumentará (acaso notablemente) cuando el componente esté trabajando a alta frecuencia, pero esos fenómenos quedan fuera del ámbito de estudio de esta Tesis.

Aceptando, pues, el esquema de bobina recogido en la Figura 4.5, la resistencia por unidad de longitud que presenta cada una de las capas conductoras se puede obtener a partir del valor de la resistencia por cuadro (R_{sq}) de las pastas utilizadas. Por lo general, este valor viene asociado a un espesor de pasta depositada determinado (normalmente 25µm), haciendo necesaria una adaptación a los espesores de conductor que se tengan realmente (lo que se ha llamado t_{cond}). Teniendo esto en cuenta, la resistencia serie presentada por una capa conductora se puede obtener a partir de la Ecuación (4.11).

$$R_{capa} = R_{sq} \cdot \frac{25 \cdot 10^{-6}}{t_{cond}} \cdot \frac{l}{w} \tag{4.11}$$

donde el valor $25 \cdot 10^{-6}$ corresponde al valor de 25µm que se ha aceptado como referencia para el valor de la resistencia por cuadro de las pastas.

La resistencia serie total (por unidad de longitud) de la bobina plana se determinará, por tanto, dividiendo el valor R_{capa} entre el número de capas utilizado.

$$\frac{R_{dc}}{l} = R_{sq} \cdot \frac{25 \cdot 10^{-6}}{t_{cond}} \cdot \frac{1}{n \cdot w} \tag{4.12}$$

En esta expresión se han agrupado por un lado los términos que quedan fijados por la tecnología disponible (resistencia por cuadro de las pastas de plata, R_{sq}, y espesor de las capas conductoras, t_{cond}) y por otro, los que suponen variables de control para el diseñador (número de capas, n, y anchura del conductor, w). La tecnología de capa gruesa que se está considerando, por ejemplo, determina que t_{cond}=15µm y que R_{sq}=1,2÷1,7mΩ/ , como se indica en la Tabla 3.1.

Aunque se ha considerado el caso particular en que la estructura dispone de una única vuelta formada por varias capas conductoras conectadas en paralelo, resulta sencillo extender el resultado de la Ecuación (4.12) al caso de bobinas con estructura apilada que consten de N vueltas constituidas por n capas conductoras cada una. En ese caso, la expresión más genérica que permite determinar la resistencia serie total por unidad de longitud será:

$$\boxed{\frac{R_{dc}}{l} = R_{sq} \cdot \frac{25 \cdot 10^{-6}}{t_{cond}} \cdot \frac{N}{n \cdot w}} \tag{4.13}$$

expresión que será válida siempre que todas las vueltas estén formadas por el mismo número de capas conductoras y que todas las capas tengan la misma longitud, que es la situación más habitual.

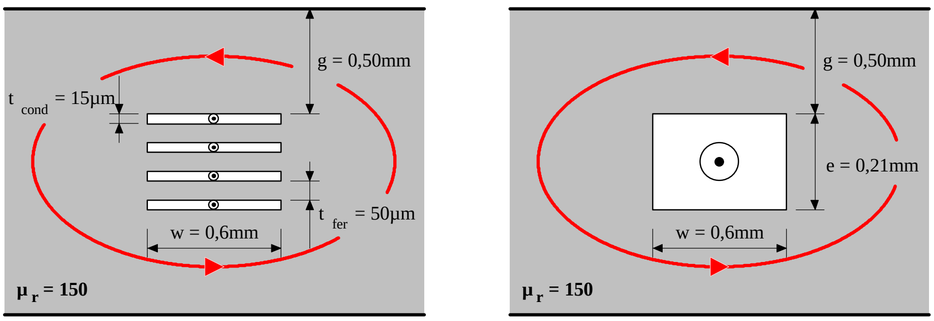
4.4. USO DE LAS VARIABLES DE DISEÑO

A la vista de las Ecuaciones (4.8) y (4.13), que modelan los valores de la inductancia y la resistencia serie respectivamente en las estructuras magnéticas integradas de las que se ocupa este trabajo, se determina que el diseñador dispone de cinco variables de diseño que puede modificar para obtener el componente deseado. Estas variables resultan ser el número de vueltas, N, el número de capas conductoras que forman cada vuelta, n, el espesor del conductor, e, su anchura, w, y el espesor de las *tapas* de ferrita, g. Además, en dichas expresiones intervienen otros parámetros que quedan fijados por el propio proceso de fabricación, como son el valor de la resistencia por cuadro de las pastas de plata, R_{sq}, el espesor de cada una de las capas conductoras, t_{cond}, y el de la ferrita presente entre ellas, t_{fer}.

Las cinco variables de diseño mencionadas quedan reducidas a cuatro si se tiene en cuenta que el espesor del conductor, e, queda determinado por los parámetros del proceso t_{cond} y t_{fer} junto con el número total de capas conductoras como se indica:

$$e = N \cdot n \cdot t_{cond} + (N \cdot n - 1) \cdot t_{fer} \tag{4.14}$$

La Ecuación (4.14) lleva implícito que el parámetro e que hay que tener en cuenta para calcular el valor de la inductancia representa el espesor de un hipotético conductor rodeado de ferrita alrededor del cual se definen las trayectorias elípticas de flujo. Dado que se ha aceptado que entre las capas conductoras de estructuras apiladas no hay prácticamente circulación de flujo, se puede considerar que las dos estructuras esquematizadas en la Figura 4.6 deberían tener aproximadamente la misma inductancia (aunque no presentarían el mismo valor de resistencia serie, como es lógico).



(a) **(b)**

Figura 4.6. Aproximación de varias capas por un único conductor para calcular la inductancia.

Para comprobar si esto es así, se simularon ambas estructuras con herramientas de elementos finitos, obteniendo que la inductancia por unidad de longitud de la estructura (a) es de 38,45μH/m, mientras que la de la estructura (b) es de 37,33μH/m. Como se ve, la diferencia entre ambos es despreciable (sólo un 2,9%), ya que se debe a la existencia de un pequeño flujo que se cierra por la ferrita existente entre capas de conductores (cosa que no puede suceder en la segunda estructura). Dado que este flujo es muy pequeño (como ya se demostró al comprobar que las vueltas en estructuras apiladas como ésta están acopladas), es posible despreciarlo, con lo que se pasa de la situación de la estructura (a) a la de la estructura (b).

Según esto, el estudio desarrollado en la Sección 4.2 determina que la inductancia por unidad de longitud de una bobina como ésta se llevará a cabo considerando la estructura (b) y aplicando la Ecuación (4.8) con los valores indicados en la Figura 4.6(b). Haciendo esto se obtiene una inductancia por unidad de longitud de 35,86μH/m, suficientemente próximo a los determinados por medio de la herramienta de elementos finitos (un error del 6,7% con respecto a la primera estructura, y del 3,9% con respecto a la segunda). Sin embargo, es conveniente tener siempre en cuenta la existencia de esta ferrita entre capas conductoras y asegurar que su espesor nunca llega a ser muy próximo al valor de *g*, de lo contrario se conseguiría que el flujo que se cerrase entre los conductores dejara de ser despreciable, restando exactitud a la fórmula utilizada.

Teniendo en cuenta lo indicado, es posible sustituir la variable de diseño *e* en la expresión de la inductancia por la expresión recogida en la Ecuación (4.14). Esto daría lugar a una expresión del tipo

$$\boxed{\frac{L}{l} = \int_0^g \frac{\mu \cdot N^2}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\dfrac{\left(\dfrac{w}{2} + x\right)^2 + \left(\dfrac{\left[N \cdot n \cdot t_{cond} + (N \cdot n - 1) \cdot t_{fer}\right]}{2} + x\right)^2}{2}}}\, dx} \qquad (4.15)$$

Aun así, el diseño de este tipo de bobinas no va a ser único, ya que se dispone de cuatro variables (*N*, *n*, *w* y *g*), que se convierten en cinco si se tiene en cuenta la longitud del dispositivo, y únicamente dos ecuaciones: la de la inductancia y la de la resistencia serie. Por ello, el resultado final quedará determinado en gran medida por otro tipo de consideraciones (de espacio, económicas, etc.) dictadas por cada aplicación particular. De todos modos, se considera oportuno insistir en dos aspectos que se hacen evidentes al observar las Ecuaciones recogidas en este Capítulo hasta este punto:

a) El espesor de las tapas de ferrita situadas encima y debajo de los conductores no tiene ninguna influencia en la resistencia serie del dispositivo. Por ello puede utilizarse la variable *g* para ajustar la inductancia una vez que la resistencia ya ha sido establecida, sin que ésta resulte modificada.

b) Análogamente, el espesor total del conductor (*e*) y, en consecuencia, el número de capas conductoras conectadas en paralelo (*n*) tiene muy poca influencia en el valor de la inductancia, por lo que puede usarse al contrario que lo indicado en el punto a). O sea, que es posible modificar el número de capas para ajustar la resistencia serie sin que por ello cambie (sensiblemente) el valor de la inductancia. Esto sólo será así mientras las dimensiones de la estructura presenten valores razonables, lo cual supondrá que $w >> e$.

4.5. DISPOSICIÓN DE LOS DEVANADOS

Hasta aquí se han desarrollado expresiones matemáticas que permiten calcular los valores de la inductancia y resistencia serie de bobinas planas con una exactitud aceptable y considerando estructuras de un metro de longitud.

Cuando se pasa de trabajar en términos de inductancia y resistencia por unidad de longitud a considerar magnitudes absolutas, se determina que el dispositivo a diseñar debe tener una longitud de varios centímetros. Como ya se indicó en la Sección 3.4 del Capítulo anterior, no es necesario que este valor de longitud se traduzca en una poco manejable estructura alargada, sino que es perfectamente admisible “doblar” el conductor dándole una configuración tipo meandro como se indica en la Figura 4.7.

De este modo se consigue la inductancia deseada en un volumen mucho más manejable. Debe notarse, sin embargo, que no hay unas dimensiones únicas para obtener un determinado valor de inductancia, sino que existen varias posibilidades para desarrollarla.

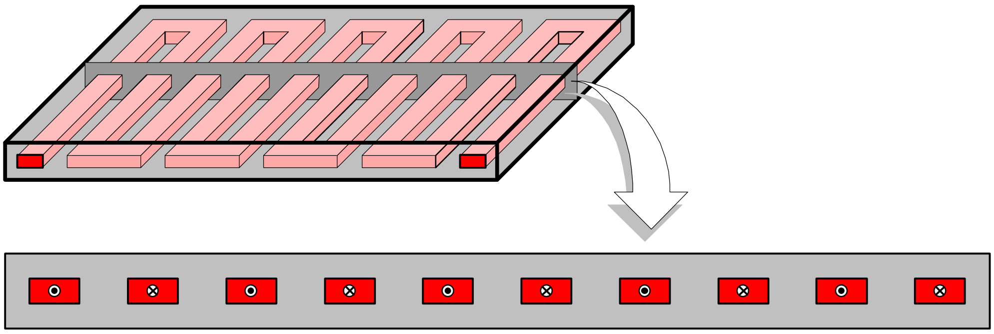


Figura 4.7. Disposición del conductor para fabricar la bobina especificada.

La colocación del conductor en forma de meandro tiene una serie de características que se refieren a la separación que debe existir entre los conductores (en realidad distintas porciones de un mismo conductor) y el número de *dobleces* de que se le puede dotar. A continuación se comentan ambas circunstancias.

4.5.1. Separación entre conductores

Si bien la disposición tipo meandro se adoptó bajo la consideración de que los conductores no llegaban a acoplarse, es necesario comentar que, teóricamente, cabe la posibilidad de que en algunas geometrías sí se produzca este acoplamiento. El hecho de que el flujo generado por cada conductor se cierre alrededor de sí mismo seguirá siendo cierto mientras la reluctancia de la ferrita presente entre dos conductores sea pequeña. Como esta ferrita define un camino muy corto (típicamente de varias µm de espesor), es muy probable que su reluctancia sea, efectivamente, pequeña, facilitando así que el flujo circule entre los conductores y no se produzca acoplamiento.

Sin embargo, si los conductores se colocan muy próximos unos de otros, empiezan a darse dos efectos. Por un lado, la reluctancia del camino magnético aumenta, ya que se está reduciendo la sección por la que circula el flujo. Por otro lado, a medida que se acercan dos conductores adyacentes (en realidad dos tramos diferentes del mismo conductor), se produce una interacción entre los campos que generan. Todo esto se traduce en una reducción de la inductancia total del componente, lo cual es conveniente tener en cuenta y evitar en la medida de lo posible.

En este punto debe hacerse notar que este fenómeno también se da en el caso en que los devanados se dispongan con forma de espiral, si bien en este caso, debido a la inductancia mutua positiva que presenta este tipo de geometría, es posible que la inductancia aumentase ligeramente. Este fenómeno ya fue corroborado por la Universidad de Tohoku [2.10, 2.11] según se indicó en el Capítulo 2. De todos modos, en lo que sigue se considerarán devanados tipo meandro, que resultan los más adecuados para trabajar con las estructuras magnéticas integradas que se proponen en la presente Tesis Doctoral.

Con la intención de evaluar cómo influye la separación entre vueltas de una estructura, se simuló con herramientas de elementos finitos la estructura de la Figura 4.8 y se fue modificando la distancia *s*.

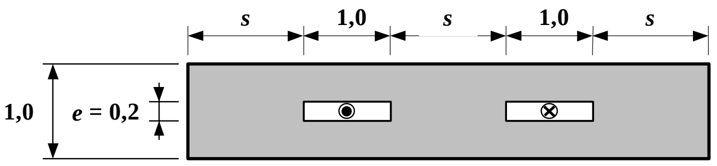


Figura 4.8. Estructura simulada para comprobar la influencia de la distancia entre conductores.

Los resultados obtenidos se recogen en la Figura 4.9, donde se puede ver cómo el valor de la inductancia permanece prácticamente constante para valores de *s* mayores que 0,7mm, mientras que por debajo de ese valor la estructura presenta cada vez menor inductancia por unidad de longitud. Esto determina una condición más de diseño, que obliga a generar estructuras meandro en la que los conductores estén suficientemente separados como para evitar cualquier tipo de interacción entre ellos.

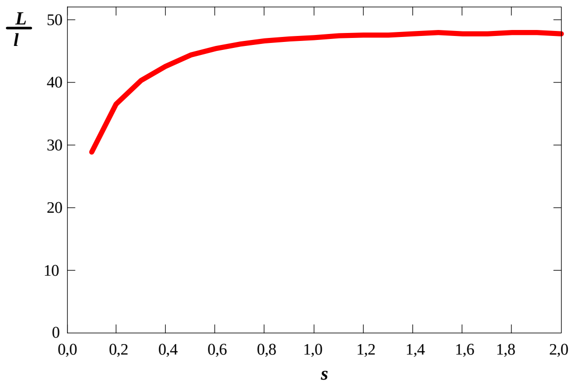


Figura 4.9. Influencia de s *[mm]en la inductancia por unidad de longitud [µH/m].*

Si bien las propias tolerancias de la fabricación de bobinas planas con tecnología de capa gruesa imponen un límite a la distancia mínima entre conductores, siempre resulta aconsejable poder determinar cuál es el mínimo valor de s que asegura un funcionamiento acorde con lo diseñado sin que se produzca una disminución de la inductancia como la reflejada en la figura anterior.

En primer lugar, se puede intentar modelar la disminución de inductancia que se produce para valores pequeños de s introduciendo una ligera modificación en la Ecuación (4.8). Dicha Ecuación se obtuvo considerando trayectorias elípticas que se extendían una distancia g a lo largo de ambos semiejes. Esto supone que a ambos lados del conductor hay una porción de ferrita de longitud $s \geq g$. Si esto no fuera así, si no hubiera suficiente ferrita para seguir considerando trayectorias elípticas concéntricas que cubran todo el espesor de las capas de ferrita situadas encima y debajo de los conductores, puede resultar conveniente cambiar los límites de integración y extender las trayectorias elípticas a lo largo de una distancia s. De este modo se da a entender que los caminos elípticos considerados abarcan simplemente la porción de ferrita existente hasta llegar a uno de los bordes de la estructura, independientemente de que dicho límite quede impuesto por la ferrita situada encima y debajo de los conductores o por la ferrita presente a ambos lados de los mismos. Según esto, la Ecuación (4.8) deducida anteriormente se vería más completa como sigue:

$$\boxed{\frac{L}{l} = \begin{cases} \displaystyle\int_0^g \frac{m}{2 \cdot p \cdot \sqrt{\dfrac{\left(\dfrac{w}{2}+x\right)^2 + \left(\dfrac{e}{2}+x\right)^2}{2}}}\, dx & \text{si } s \geq g \\ \displaystyle\int_0^s \frac{m}{2 \cdot p \cdot \sqrt{\dfrac{\left(\dfrac{w}{2}+x\right)^2 + \left(\dfrac{e}{2}+x\right)^2}{2}}}\, dx & \text{si } s < g \end{cases}} \qquad (4.16)$$

Para determinar la validez de esta aproximación, se muestra en la Figura 4.10 el valor de la inductancia por unidad de longitud representado en la Figura 4.9 junto con el determinado haciendo uso de la Ecuación (4.16).

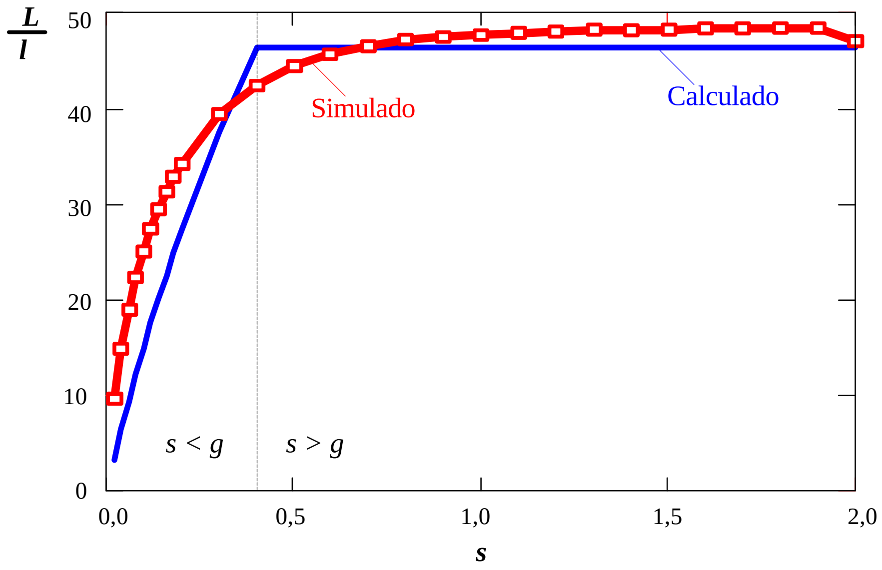


Figura 4.10. Comparación de los resultados teóricos y los determinados mediante ANSYS. (g=0.40mm).

Se aprecia que la Ecuación (4.16) no es capaz de predecir con la precisión deseada lo que sucede para valores muy pequeños de *s*. En la Figura 4.11 se muestra el error que se comete al aceptar como válido el resultado calculado teóricamente. Se comprueba cómo, en efecto, para valores de *s*>*g* se cometen errores admisibles (en torno al 5%), mientras que en los casos en que *s*<*g*, el error se dispara.

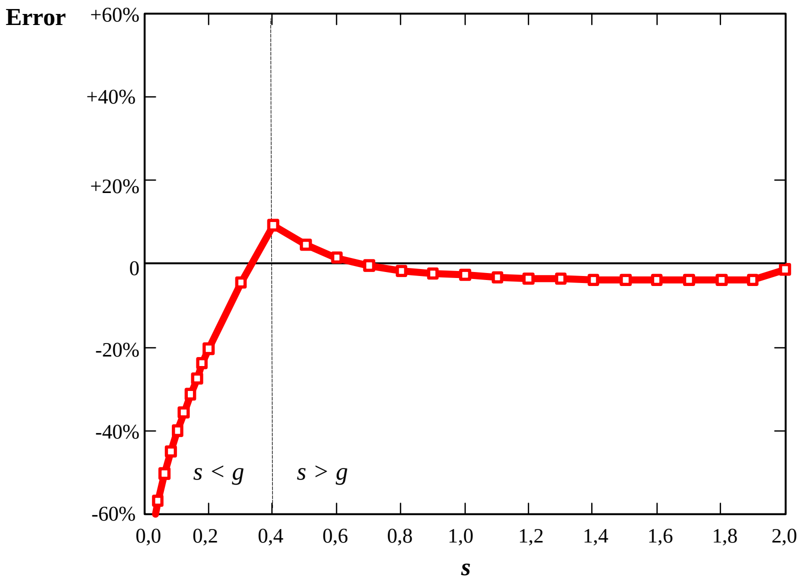


Figura 4.11. Error cometido al utilizar la Ecuación (4.16) en la estructura representada en la Figura 4.8.

Parece claro, por tanto, que las ecuaciones desarrolladas en este trabajo no son capaces de modelar fielmente el comportamiento de este tipo de estructuras cuando los conductores se sitúan muy próximos unos de otros. Sí se obtienen aproximaciones aceptables para valores de s ligeramente inferiores a g, pero no para los casos en que la distancia entre conductores es demasiado pequeña ($s \ll g$).

Aceptando esta situación, es necesario evaluar en qué medida queda mermado el proceso de diseño de bobinas integradas con tecnología de capa gruesa ante el hecho de no poder modelar el valor de la inductancia en estos casos. Inicialmente parece inmediato pensar que esta zona no es de ningún interés, puesto que representa situaciones en las que la inductancia por unidad de longitud decrece, es decir, haría falta construir bobinas más largas para conseguir el mismo valor de inductancia. Sin embargo, este enfoque no es el más adecuado para efectuar comparaciones. Efectivamente la longitud de conductor que se necesita es mayor en los casos en que $s<g$, pero es posible que este aumento de longitud se vea compensado por la disminución de la sección que se produce al juntar los conductores, dando así lugar a un volumen total menor.

Por tanto, se considera oportuno representar el volumen que sería necesario para conseguir una inductancia L_{obj} determinada utilizando una estructura como la representada en la Figura 4.8. La bobina en cuestión tendría una longitud de valor

$$l_{nec} = \frac{L_{obj}}{{}^{L}\!/_{l}\,(s)} \tag{4.17}$$

con lo que su volumen total sería:

$$V_{nec} = (2 \cdot g + e) \cdot (3 \cdot s + 2 \cdot w) \cdot l_{nec} = K \cdot \frac{(3 \cdot s + 2 \cdot w)}{{}^{L}\!/_{l}\,(s)} \tag{4.18}$$

Representando la parte de la expresión de V_{nec} que depende de la distancia s, se puede determinar hasta qué punto puede resultar conveniente colocar los conductores a distancias inferiores a g. Esta representación se recoge en la Figura 4.12, donde se han utilizado los valores de L/l obtenidos mediante ANSYS.

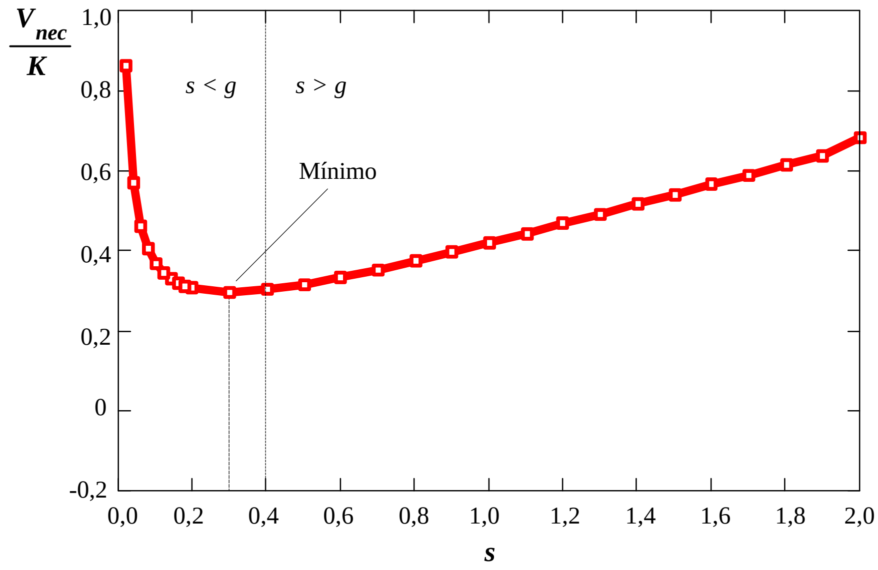


*Figura 4.12. Variación del volumen necesario para conseguir una inductancia determinada. (*g*=0,40mm).*

En este gráfico se advierte que, efectivamente, se pueden conseguir bobinas menos voluminosas acercando los conductores a distancias ligeramente inferiores a *g*. Sin embargo, la mejora no es demasiado significativa y no justifica el empleo de estructuras en las que *s* sea menor que *g*, máxime si se tiene en cuenta que el volumen de la estructura aumentará drásticamente si se obtiene una distancia entre conductores ligeramente inferior a la óptima. En este punto, conviene indicar también que, dado que el valor óptimo de *s* no es mucho menor que *g*, el método propuesto en el presente trabajo permitiría modelar el comportamiento de estructuras magnéticas que presenten este valor de *s* sin introducir demasiado error, como se puede observar en la Figura 4.11.

Para corroborar estas conclusiones, se repitió el estudio considerando ahora una estructura como la representada en la Figura 4.8 pero con distinto espesor en la ferrita colocada encima y debajo de los conductores. En este caso se toma *g*=0,25mm y se mantienen los valores de *e*=0,2mm y *w*=1,0mm. Los resultados obtenidos se recogen en la Figura 4.13 y en la Figura 4.14.

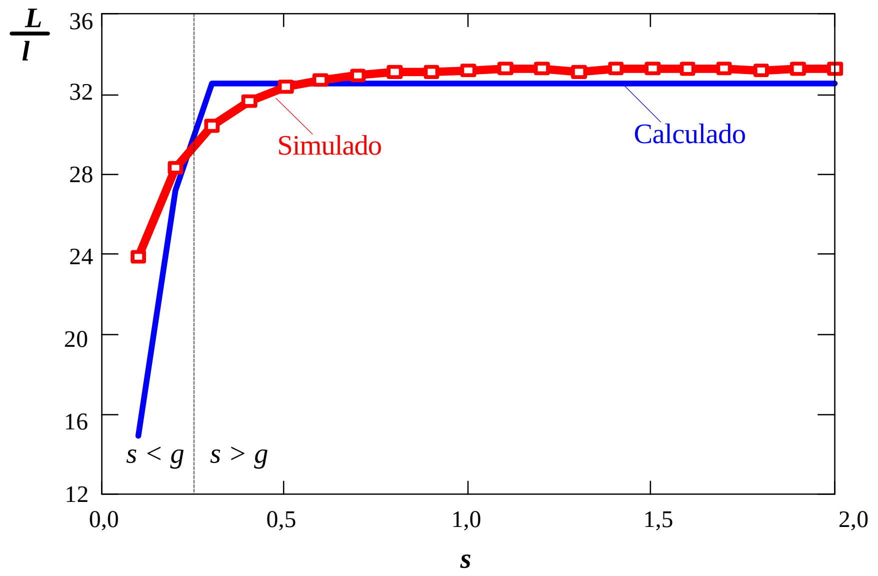


Figura 4.13. Comparación de los resultados teóricos y los determinados mediante ANSYS. (g=*0,25mm).*

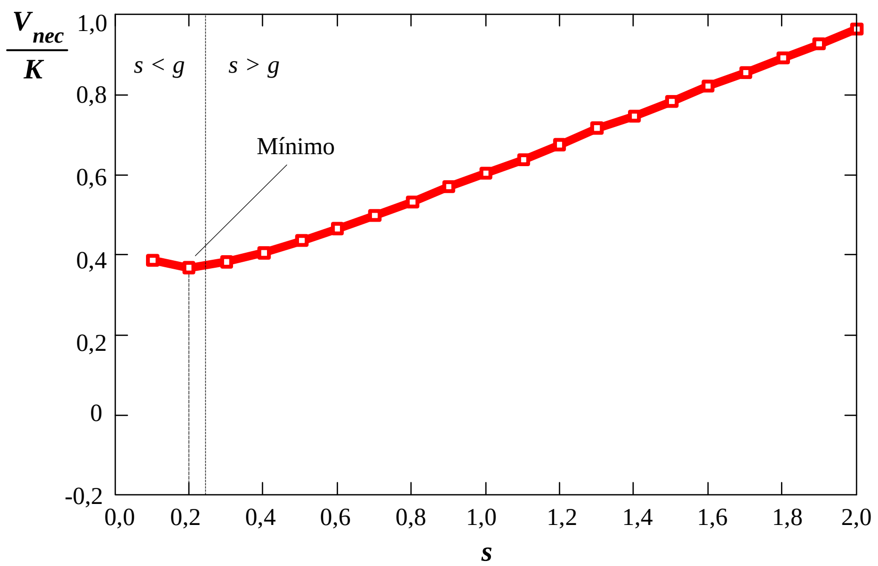


Figura 4.14. Variación del volumen necesario para conseguir una inductancia determinada. (g=*0.25mm).*

A la vista de estos resultados es posible concluir lo siguiente:

a) Las expresiones matemáticas desarrolladas en la presente Tesis Doctoral son válidas para determinar la inductancia de bobinas planas en las que *s*>*g*.

b) Para los casos en que las bobinas presenten *s*<*g* se puede utilizar la Ecuación (4.16) siempre que la distancia entre conductores no sea excesivamente pequeña. Sólo se considerarán adecuados los casos en que *s* sea ligeramente menor que *g*.

c) En algunos casos resulta ventajoso colocar los conductores a distancias *s*<*g* con la intención de reducir el volumen total de la bobina desarrollada. Sin embargo, esto no quiere decir que los conductores deban acercarse unos a otros indiscriminadamente, pues valores muy pequeños de *s* darían lugar a volúmenes muy elevados. En los ejemplos considerados, el óptimo se daba en valores de *s* para los que es aplicable la Ecuación (4.16).

d) La reducción de volumen alcanzada de este modo no es significativa, y no justifica la elección de valores de *s* menores que *g*.

Teniendo todo esto en cuenta, se considera que la situación más habitual será la de diseñar bobinas en las que la distancia entre conductores, *s*, sea algo mayor que el espesor de la ferrita, *g* (resulta recomendable tomar valores de *s* comprendidos entre *g* y 1,5·*g* aproximadamente). Sólo en los casos en que el volumen del dispositivo sea crítico, se aconseja llevar a cabo diseños que presenten *s*<*g*.

4.5.2. Número de meandros

Existe otro factor a tener en cuenta a la hora de definir la forma de los devanados, y este no es otro que el decidir cuántos *dobleces* se le debe dar a los mismos. La respuesta a esta pregunta se obtiene por observación de la Figura 4.15, en la que se ve que, a medida que se aumenta el número de pasos en el conductor, se reduce el volumen total de la bobina, ya que dicho volumen responderá a la expresión

$$V = (2 \cdot g + e) \cdot [(p+1) \cdot s + p \cdot w] \cdot \frac{l}{p} = l \cdot (2 \cdot g + e) \cdot \left(w + s + \frac{s}{p} \right) \qquad (4.19)$$

donde *p* es el número de pasos en la estructura, viéndose que, a medida que aumenta este valor, disminuye el volumen de la bobina.

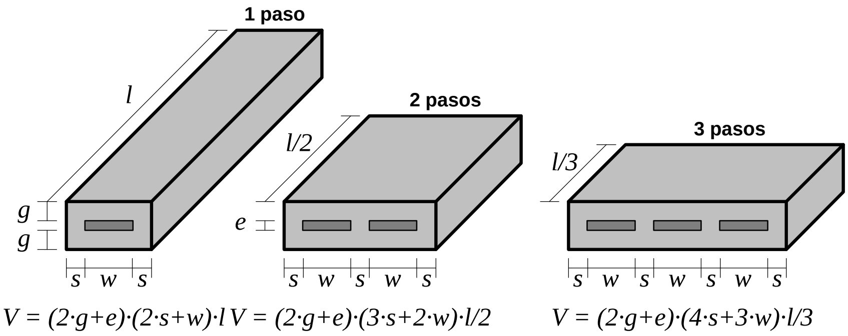


Figura 4.15. Variación del volumen con el número de pasos en la estructura.

En este tipo de estructuras, por tanto, es aconsejable utilizar el mayor número de pasos posible, estableciéndose el límite en aquel valor de p que dé lugar a una longitud total demasiado pequeña. Además, debe tenerse en cuenta que la disposición elegida para los devanados debe ser tal que el conductor presente en todo momento suficiente ferrita a ambos lados del mismo (s≥g, como se indicó en la Sección anterior).

4.6. UTILIZACIÓN DE LAS ECUACIONES DE DISEÑO

El diseño de una bobina integrada mediante tecnología de capa gruesa como las recogidas en la presente Tesis Doctoral, pasa por la utilización de las Ecuaciones (4.15) y (4.13) para calcular su inductancia y su resistencia serie respectivamente. Además, siempre es dato fundamental en la elección de una bobina, su capacidad para manejar corriente, es decir, la intensidad máxima que puede soportar sin llegar a saturarse. Por ello, a las dos ecuaciones indicadas anteriormente, es preciso añadir la siguiente expresión:

$$I_{máx} = \frac{N \cdot B_{máx} \cdot A_{mín}}{L} \tag{4.20}$$

De este modo, se dispondría de tres ecuaciones para determinar las cinco incógnitas que definen el diseño de la bobina a conseguir (la anchura del conductor, w; el espesor de ferrita encima y debajo de los conductores, g; el número de vueltas, N; el número de capas conductoras por vuelta, n; y la longitud de la estructura, l), y esto sin tener en cuenta los posibles *dobleces* que pudieran dársele a la estructura y que introducirían como nueva variable la separación entre conductores.

Es evidente que con las ecuaciones de que se dispone no es suficiente para llegar a determinar un único conjunto de valores para los parámetros indicados. Esto obliga a asumir una serie de consideraciones que simplifiquen el diseño (consideraciones que pueden venir dadas, por ejemplo, a partir de especificaciones de tamaño impuestas por la aplicación final de la bobina). En lo que sigue, se aceptará que la estructura a diseñar tendrá una longitud *l* y una sección como la indicada en la Figura 4.16.

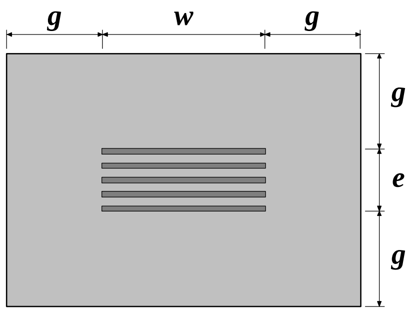


Figura 4.16. Sección de la bobina a diseñar.

Como se ve, se acepta que el espesor de ferrita a ambos lados de los conductores es igual que el de la ferrita que está encima y debajo de ellos. Por otra parte, el espesor *e* de las capas conductoras, se expresa en función de las incógnitas definidas según se indicó en la Ecuación (4.14), que se recoge a continuación.

$$e = N \cdot n \cdot t_{cond} + (N \cdot n - 1) \cdot t_{fer} \tag{4.21}$$

donde t_{cond} es el espesor de las capas conductoras y t_{fer} es el espesor de la ferrita situada entre ellas.

De este modo, en la Ecuación (4.20) se puede definir cuál es la sección mínima que se encuentra el flujo magnético al recorrer la estructura, con lo que dicha Ecuación pasa a ser

$$I_{máx} = \frac{N \cdot B_{máx} \cdot g \cdot l}{L} \tag{4.22}$$

Con todo esto, se sigue teniendo un mayor número de incógnitas que de ecuaciones, por lo que la manera de orientar el proceso de diseño que se propone consistirá en tomar distintos valores para una de las incógnitas (o más) y obtener el resto de las incógnitas en función del valor elegido. De este modo, será posible determinar cuál es la solución más adecuada a las exigencias de cada caso.

Se han identificado seis etapas en el proceso de diseño de bobinas integradas mediante tecnología de capa gruesa. Estas etapas se recogen y comentan a continuación.

1. Definir las especificaciones que debe cumplir la estructura a desarrollar. Se deberá tener información de su inductancia, L_{obj}, la máxima corriente que debe ser capaz de manejar sin saturarse, $I_{máx}$, y la resistencia serie que se desea que presente, R_{obj}.

2. Establecer los parámetros y las limitaciones del proceso tecnológico que se va a utilizar.

   Como parámetros del proceso será necesario conocer el espesor de cada capa depositada, t_{cond}, el espesor de la ferrita que debe colocarse entre capas conductoras, t_{fer}, la resistencia por cuadro de la pasta conductora empleada, R_{sq}, la permeabilidad de la pasta de ferrita, μ, y la máxima densidad de flujo que es capaz de soportar dicha pasta de ferrita, $B_{máx}$.

   Por lo que se refiere a las limitaciones tecnológicas, se debe tener información del máximo número de capas conductoras que puede emplearse, $cond_{máx}$, y el máximo número de capas que se puede depositar en total para generar la estructura, lo cual define el máximo grosor total de la misma, $grosor_{máx}$.

3. Plantear las ecuaciones de diseño que van a utilizarse, a saber, las Ecuaciones (4.15), (4.13) y (4.22).

4. Resolver las Ecuaciones anteriores a partir de las especificaciones indicadas para la estructura. Este es sin lugar a dudas el paso más laborioso del proceso de diseño, máxime teniendo en cuenta que sólo hay tres ecuaciones y las variables a identificar son cinco, como ya se ha indicado (w, g, N, n y l). A

grosso modo, se comentan a continuación los aspectos más interesantes a tener en cuenta durante la resolución de las ecuaciones.

a) Para resolver el conjunto de ecuaciones se considera oportuno fijar un valor de w e ir considerando distintos valores de capas conductoras por vuelta, n. De este modo, para cada par de valores (w, n), sólo quedarán tres incógnitas a despejar de tres ecuaciones.

b) Esto permitiría determinar los valores de g, N y l que permiten alcanzar exactamente las especificaciones de L_{obj}, $I_{máx}$ y R_{obj}.

c) Sin embargo, la necesidad de que el número de vueltas, N, sea un valor entero, hace que solamente sea posible cumplir con exactitud dos de las tres especificaciones impuestas.

d) Se considera conveniente resolver las ecuaciones de diseño de modo que se asegure que se cumplen las especificaciones de inductancia y de corriente máxima, dejando el valor de la resistencia serie obtenida en cada caso como un elemento de decisión.

e) Con esto, se habrán conseguido varias estructuras distintas que cumplen los requisitos especificados L_{obj} e $I_{máx}$.

5. La siguiente etapa debe encargarse de rechazar todas aquellas estructuras que se hayan obtenido a partir de las ecuaciones de diseño pero que no sean realizables con el proceso tecnológico considerado. Se rechazarán todas aquellas estructuras que necesiten un número de capas conductoras superior al permitido y/o las que presenten un grosor total mayor que el que define el máximo número de capas que se pueden depositar. Matemáticamente, estas condiciones se expresan teniendo en cuenta que sólo serán válidas las estructuras que verifiquen

$$\begin{gathered} N \cdot n \le cond_{máx} \\ \wedge \\ 2 \cdot g + N \cdot n \cdot t_{cond} + (N \cdot n - 1) \cdot t_{fer} \le grosor_{máx} \end{gathered} \tag{4.23}$$

6. Por último, de entre las estructuras que sean susceptibles de ser realizadas, se elegirá la más adecuada en función del volumen total que ocupe y la resistencia serie que presente. Como suele ser habitual, es más que probable que resulte necesario llegar a una situación de compromiso entre ambos valores.

A modo de ejemplo, de lo que se acaba de comentar, se considerará el caso en que las especificaciones de la bobina a conseguir sean:

L_{obj} = 2,5µH $\qquad$ $I_{máx}$ = 2A $\qquad$ R_{obj} = 60mΩ

Los parámetros y limitaciones del proceso de fabricación quedaron recogidos en la Tabla 3.1, que se repite a continuación.

Espesor de cada capa	15µm
Ferrita entre capas conductoras	50µm
Distancia entre conductores	> 200µm
Ancho del conductor	> 200µm
Número de capas conductoras	< 20-25
Máximo número de capas	100

Pasta conductora	Ag
Resistividad de pasta conductora	1,2-1,7mΩ /
Pasta de ferrita (permeabilidad)	μ = 15, 150, 220

Tabla 4.1. Propiedades de la tecnología de capa gruesa disponible en AVX Ltd.

De esta Tabla se van a utilizar los siguientes valores:

$cond_{máx}$ = 25 $\qquad$ $capas$ = 100 $\rightarrow$ $grosor_{máx}$ = 1,5mm

t_{cond} = 15µm $\qquad$ t_{fer} = 50µm $\qquad$ R_{sq} = 1,2 mΩ / $\qquad$ μ_r = 150

junto con la información de la densidad de flujo de saturación, que se considerará como la máxima que puede estar presente en la estructura: $B_{máx}$ = 0,3T.

Con estos datos, se procede a resolver las ecuaciones de diseño teniendo en cuenta todo lo indicado anteriormente. Se empieza tomando cinco posibles valores de w: 200µm, 600µm, 1mm, 1,4mm y 1,8mm (nótese que estos valores se han elegido en múltiplos de 0,2mm, que es la anchura mínima de conductor recogida en la Tabla 4.1). Para cada uno de estos valores, se consideran distintos números de conductores por vuelta, n, que deberán ser valores enteros. Esto permite determinar, mediante resolución de las Ecuaciones (4.15), (4.13) y (4.22) el resto de los parámetros que dan lugar a una inductancia L_{obj} y a una corriente máxima admisible $I_{máx}$. De este modo, y tras la eliminación de las estructuras no realizables mediante la tecnología considerada, es posible representar su volumen y su resistencia serie en función del número de capas conductoras utilizadas en cada vuelta (para un valor de *w* dado), como se recoge en la Figura 4.17 y en la Figura 4.18.

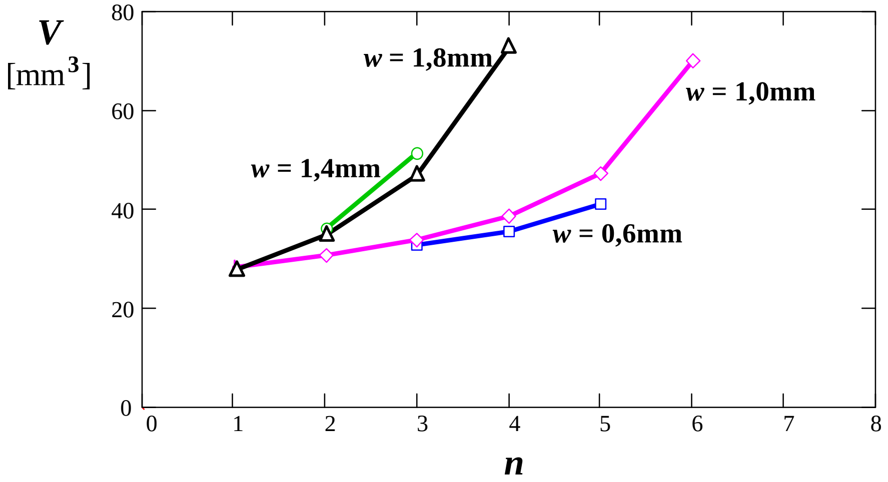


Figura 4.17. Volumen de las estructuras que alcanzan los valores de L_{obj} *e* $I_{máx}$ *especificados.*

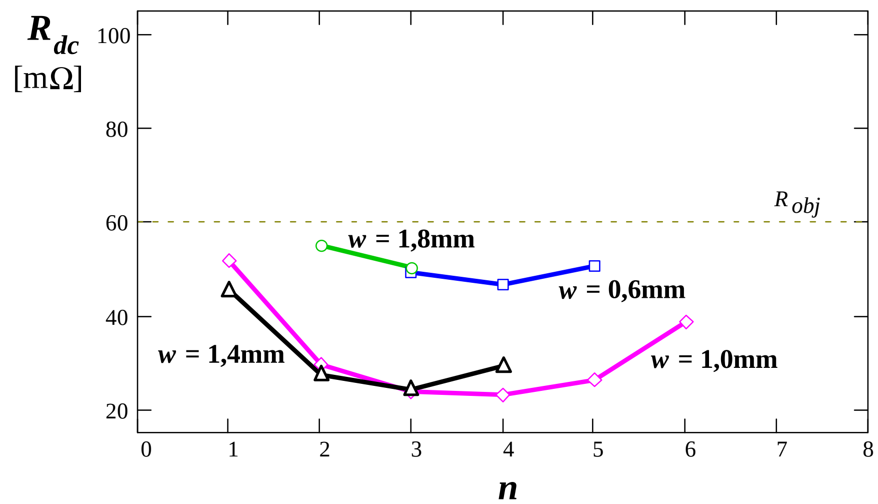


Figura 4.18. Resistencia serie de las estructuras anteriores.

En la siguiente gráfica se recogen todas las posibles estructuras entre las que se puede elegir en forma de puntos que definen pares (volumen, resistencia serie). Esta gráfica permite hacerse una idea de cómo se modifica una de las variables de elección al fijar la otra.

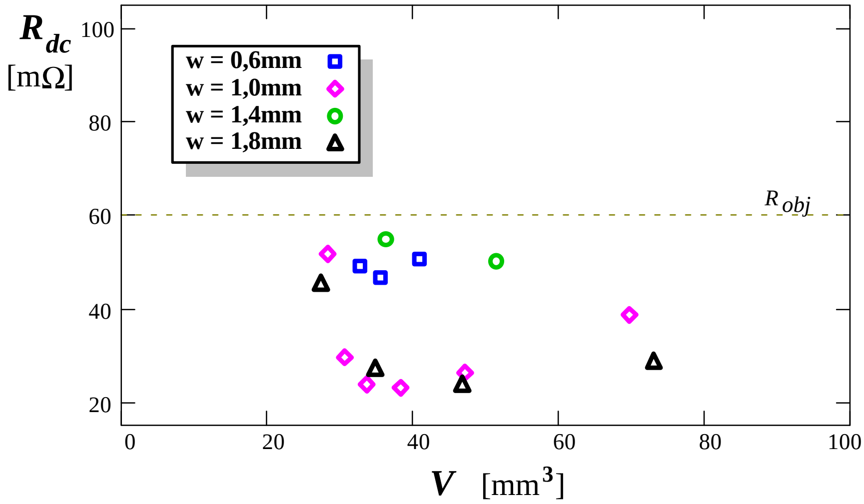


Figura 4.19. Relación volumen-resistencia serie en las estructuras realizables.

A la vista de todas estas figuras se advierte que no aparece ninguna curva correspondiente a w=0,2mm debido a que no se ha podido encontrar ninguna estructura realizable con la tecnología descrita que cumpliera las especificaciones indicadas. En el caso que se considera en este ejemplo parece oportuno elegir una estructura formada por conductores de w=1,8mm con una única capa conductora en cada vuelta, ya que es la que ofrece el menor volumen de todas y presenta una resistencia que, a pesar de no ser la menor, está por debajo del valor especificado. Los parámetros que definen esta estructura son

$$w=1{,}8\text{mm} \qquad N=4 \qquad n=1 \qquad g=0{,}409\text{mm} \qquad l=10{,}197\text{mm} \rightarrow \qquad V=27{,}415\text{mm}^3$$

Para facilitar la elección de la bobina integrada más adecuada se puede disponer la información en forma de tablas en lugar de gráficas. Esto facilita el conocimiento exacto de los valores a comparar a la hora de decantarse por una de las estructuras. Por ello a continuación se recogen tabulados los valores más relevantes correspondientes al ejemplo considerado hasta aquí.

	V (mm^3)	***R$_{dc}$*** (mΩ)	***w*** (mm)	***g*** (mm)	***N***	***n***	***l*** (mm)
L181	27,41	45,32	1,8	0,409	4	1	10,2
L101	28,33	51,57	1,0	0,646	3	1	8,595
L102	30,76	29,57	1,0	0,564	3	2	9,858
L063	32,72	49,26	0,6	0,376	2	3	22,17
L103	33,80	23,77	1,0	0,468	3	3	11,88
L182	34,95	27,25	1,8	0,340	4	2	12,26
L064	35,66	46,45	0,6	0,299	2	4	27,87
L142	36,33	54,76	1,4	0,217	3	2	25,56
L104	38,46	22,93	1,0	0,364	3	4	15,28
L065	40,97	50,48	0,6	0,220	2	5	37,86
L183	46,77	24,15	1,8	0,256	4	3	16,3
L105	47,19	26,11	1,0	0,255	3	5	21,76
L143	51,37	50,29	1,4	0,158	3	3	35,2
L106	69,83	38,45	1,0	0,144	3	6	38,45
L184	72,92	29,33	1,8	0,158	4	4	26,39

Tabla 4.2. Estructuras realizables que cumplen las especificaciones. Ordenación por volumen.

	R$_{dc}$ (mΩ)	***V*** (mm^3)	***w*** (mm)	***g*** (mm)	***N***	***n***	***l*** (mm)
L104	22,93	38,46	1,0	0,364	3	4	15,28
L103	23,77	33,80	1,0	0,468	3	3	11,88
L183	24,15	46,77	1,8	0,256	4	3	16,3
L105	26,11	47,19	1,0	0,255	3	5	21,76
L182	27,25	34,95	1,8	0,340	4	2	12,26
L184	29,33	72,92	1,8	0,158	4	4	26,39
L102	29,57	30,76	1,0	0,564	3	2	9,858
L106	38,45	69,83	1,0	0,144	3	6	38,45
L181	45,32	27,41	1,8	0,409	4	1	10,2
L064	46,45	35,66	0,6	0,299	2	4	27,87
L063	49,26	32,72	0,6	0,376	2	3	22,17
L143	50,29	51,37	1,4	0,158	3	3	35,2
L065	50,48	40,97	0,6	0,220	2	5	37,86
L101	51,57	28,33	1,0	0,646	3	1	8,595
L142	54,76	36,33	1,4	0,217	3	2	25,56

Tabla 4.3. Estructuras realizables que cumplen las especificaciones. Ordenación por resistencia serie.

Aún queda un último paso en este proceso de diseño consistente en *doblar* la estructura para hacerla más consistente y manejable, lo cual podría suponer introducir una nueva variable de diseño: la separación lateral entre conductores. Sin embargo, este último paso se simplifica llevando a cabo estos *dobleces* respetando las dimensiones que presenta la estructura inicial tal y como se muestra en la Figura 4.20.

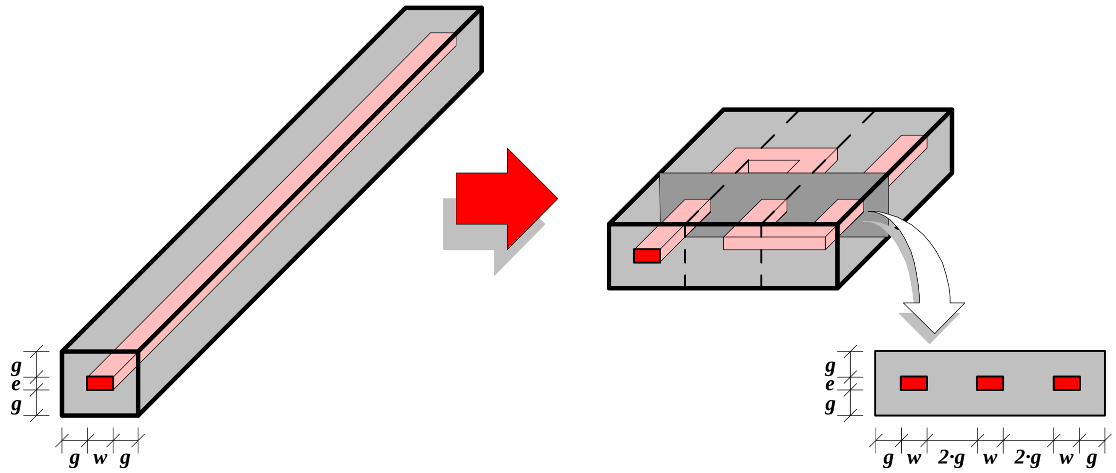


Figura 4.20. Disposición tipo meandro de los devanados.

De este modo, el volumen de la estructura final es el mismo que el calculado para la estructura sin *dobleces*. No obstante, sería posible reducir aún más el volumen si se acercan más los conductores entre sí. Como ya se ha indicado anteriormente, este acercamiento encontrará su límite cuando los conductores estén separados por una distancia igual a g, resultando conveniente que dicha distancia sea siempre mayor o igual que $1{,}5 \cdot g$.

En las páginas finales de esta Tesis Doctoral se recoge a modo de anexo un fichero de *Mathcad* [4.3] que lleva a cabo todas las operaciones descritas en esta Sección.

4.7. CONCLUSIONES

En el presente Capítulo se han propuesto las estructuras magnéticas fabricadas mediante tecnología de capa gruesa como posible alternativa a la obtención de bobinas integradas para aplicación en convertidores electrónicos de baja potencia. De este modo, se ha llevado a cabo un estudio que permite determinar la inductancia de este tipo de estructuras, así como su resistencia serie.

Como paso previo a la determinación de la inductancia, ha sido necesario establecer las trayectorias que el flujo magnético sigue en el interior de la estructura, ya que este tipo de componentes no proporciona caminos claramente definidos para dicho flujo. Mediante herramientas de análisis por elementos finitos se ha establecido que las trayectorias que sigue el flujo magnético se pueden aproximar por elipses, habiendo utilizado esta conclusión para determinar la permeancia de dichas trayectorias y, a partir de ese valor, calcular la inductancia obtenida.

Además de la inductancia, se ha obtenido una expresión que permite determinar la resistencia serie (en baja frecuencia) que presenta la bobina en cuestión. Ambos valores se dan por unidad de longitud y son aplicables tanto a las estructuras planas como a las apiladas.

Se han identificado las variables de diseño que permiten definir la bobina a conseguir, siendo estas variables, además de la longitud total de la bobina (l), el número de vueltas (N), el número de capas conductoras por vuelta (n), la anchura del conductor (w) y el espesor de la ferrita situada encima y debajo de los conductores (g). Estas variables, junto con otros parámetros definidos por el proceso de fabricación (espesor de los conductores, t_{cond}, espesor de la ferrita entre conductores, t_{fer}, y resistencia por cuadro de las pastas de plata utilizadas, R_{sq}), permiten obtener bobinas con los valores de inductancia y resistencia serie deseados. Es evidente que, dadas unas especificaciones de inductancia y resistencia serie, no existe un único diseño de bobina válido, sino que cada diseñador puede conseguir una estructura diferente en función de otro tipo de especificaciones (económicas, de tamaño, …). Por ello puede resultar interesante tener en cuenta que hay algunas variables de diseño que no influyen en uno de los dos valores a conseguir, a saber, el espesor de ferrita g no afecta al valor de la resistencia serie, y el número de capas conductoras por vuelta, n, no provoca variaciones apreciables en el valor de la inductancia siempre que se mantenga un espesor total de conductor suficientemente pequeño (en comparación con g).

Por lo que se refiere a la disposición de los devanados, se sigue la recomendación hecha en el Capítulo anterior de utilizar estructuras tipo meandro para hacer que la bobina sea más compacta y manejable. La geometría de este tipo de devanados debe diseñarse teniendo en cuenta dos factores: la separación *s* que se necesita entre dos pasos del conductor, y el número de estos pasos (*p*) que presenta el devanado.

Cuando la distancia *s* es muy pequeña, se observará que el campo generado por un trozo del conductor se ve afectado en cierta medida por el que genera el trozo adyacente, resultando en una disminución del valor de inductancia por unidad de longitud. En esta situación, además, las expresiones desarrolladas en el presente Capítulo (que suponen que los campos generados por cada porción de conductor no afectan a los que están situados a su lado) dejan de ser válidas. Como criterio general de diseño se aconseja tomar distancias entre pasos que verifiquen $s \geq g$, considerándose muy adecuado tomar $s \approx 1{,}5 \cdot g$. Aunque sería posible trabajar con valores de *s* menores que el espesor de ferrita *g* con el objeto de reducir el volumen total de la estructura, esta práctica no resulta aconsejable por la escasa mejoría que aporta y las complicaciones que puede suponer (exigencia de una tecnología más precisa, posibilidad de acabar trabajando en zonas donde se haga necesario aumentar el volumen total, etc.).

Por otra parte, el número de pasos, *p*, de que se debe dotar a los devanados deberá ser el mayor posible, asegurando siempre que a ambos lados de los conductores existe suficiente ferrita para asegurar que se sigue cumpliendo $s \geq g$, tal y como se acaba de indicar.

El Capítulo finaliza con una indicación de cómo deben utilizarse las ecuaciones de diseño de las que se dispone, y se incluye un ejemplo que muestra la forma en que se puede decidir qué estructura resulta más adecuada para alcanzar unas determinadas especificaciones de inductancia, corriente máxima y resistencia serie.

REFERENCIAS

[4.1] SAS IP Inc. *”ANSYS 5.4. Manual de Usuario”*. Septiembre, 1997.

[4.2] Addlink Software Científico. *”MathSoft Desktop Reference”*. Libro electrónico incluido en Mathcad PLUS 6.0. 1994-1995.

[4.3] Addlink Software Científico. *“Mathcad PLUS 6.0 Professional Edition”*. © 1986-1995 Mathsoft Inc.