

3

INTEGRACIÓN MAGNÉTICA MEDIANTE TECNOLOGÍA DE CAPA GRUESA

El Capítulo anterior ha permitido comprobar que los intentos de miniaturización de bobinas y transformadores han dado lugar a muy diversas estructuras utilizadas para integrar componentes magnéticos. La mayoría de ellas, sin embargo, tienen en común el uso de tecnología de capa fina. En este Capítulo se propone usar tecnología de capa gruesa para obtener componentes magnéticos integrados y se justifica esta elección.

Las estructuras magnéticas integradas propuestas presentan la peculiaridad de que la disposición de los conductores define la geometría del núcleo magnético, resultando de importancia decidir dónde se van colocando las sucesivas vueltas de los devanados. De este modo se identifican dos posibles estructuras: planas y apiladas. Ambas estructuras son analizadas cualitativamente para averiguar cómo repercute el número de vueltas en el tamaño, la resistencia serie y la capacidad de manejar corriente de la estructura. Asimismo, se identifican una serie de limitaciones tecnológicas en el proceso de fabricación que modificarán el estudio teórico de estas estructuras integradas.

Para finalizar el Capítulo, se sugieren una serie de posibles estrategias de devanados teniendo en cuenta las características magnéticas de estas estructuras con el objeto de dar lugar a estructuras compactas y manejables.

3.1. JUSTIFICACIÓN DEL USO DE TECNOLOGÍA DE CAPA GRUESA

La integración de componentes magnéticos, entendida como la fabricación de núcleo y devanados en un único proceso para acabar formando parte de un todo, se puede realizar de distintas maneras. En el Capítulo anterior se recogieron varios intentos de llevar a cabo esta integración, siendo notable el hecho de que la gran mayoría de los mismos emplea tecnología de capa fina para lograr el mencionado objetivo. ¿Cuál es la razón, entonces, que justifica la elección de una tecnología de capa gruesa en lugar de una de capa fina para llevar a cabo dicha integración magnética?

Volviendo a los trabajos recogidos en el Capítulo 2, es obvio que no hay una única estructura propuesta para fabricar componentes magnéticos integrados. Antes al contrario, se pueden diferenciar varios tipos de estructuras: tipo tela, sobre substrato magnético, tipo *sandwich*, etc., presentando cada uno sus ventajas e inconvenientes.

Por lo que se refiere a las estructuras planas sobre substratos magnéticos, Waseem A. Roshen ya indica en [2.8, 2.9] que, a pesar de que es posible aumentar la inductancia que presenta este tipo de estructuras incrementando el espesor del substrato, el máximo valor que se puede conseguir está limitado a $L_{max}=2 \cdot L_o$, siendo L_o la inductancia que

cuenta que la presencia del substrato magnético sólo contribuye a disminuir la reluctancia de la mitad del camino magnético definido por el flujo, con lo que, aun suponiendo que se original y, en consecuencia, se doblaría el valor inicial de inductancia.

Por ello, resulta evidente pensar que, para evitar esta limitación en el valor de la presenten núcleos cerrados en los que se definan los caminos (de baja reluctancia) por los que circule el flujo. Recordando que la expresión de la reluctancia

$$R = \oint_C \frac{dl}{\mu \cdot A_e} \quad (3.1)$$

se observa que resulta necesario conseguir que el producto $\mu \cdot A_e$ sea tan alto como sea posible, para asegurar que la reluctancia de las trayectorias definidas por el flujo sean

bajas. Cuando se emplea tecnología de capa fina, los espesores conseguidos para los componentes magnéticos son muy pequeños (típicamente decenas de micras), lo que obliga a utilizar como núcleo materiales que presenten una permeabilidad muy alta. Es por ello que los componentes magnéticos de capa fina suelen estar constituidos por materiales amorfos, cuya permeabilidad relativa es del orden de 10^4 .

Considerando ahora la posibilidad de utilizar tecnología de capa gruesa para integrar componentes magnéticos, el objetivo sigue siendo el mismo: conseguir que el producto $\mu \cdot A_e$ sea lo más alto posible. En este caso, los núcleos magnéticos que se pueden definir en la actualidad mediante esta técnica presentan una permeabilidad relativa cuyo orden de magnitud es solamente 10^2 (sensiblemente menor que la presentada por el permalloy o los materiales amorfos utilizados en estructuras de capa fina). No obstante, esto se ve compensado por la posibilidad de definir estructuras con más área efectiva, al ser posible conseguir espesores del orden de milímetros. De este modo, resulta posible conseguir con esta tecnología valores de $\mu \cdot A_e$ del mismo orden que los conseguidos mediante tecnología de capa fina.

Según esto, ambos métodos serían igualmente efectivos a la hora de llevar a cabo una integración magnética, quedando la elección de uno u otro sometida a otras consideraciones como precio, tolerancias de fabricación o simplemente disponibilidad. Sin embargo, existe un concepto más a tener en cuenta: la capacidad de manejar corriente. Partiendo de la expresión recogida en la Ecuación (1.19), se puede obtener

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N \cdot B \cdot A_e}{I} \Rightarrow I_{\text{máx}} = \frac{N \cdot B_{\text{máx}} \cdot A_e}{L} \quad (3.2)$$

donde se aprecia que la máxima corriente que puede manejar una estructura que presente una inductancia L , es directamente proporcional a su área efectiva. Por ello, se puede deducir que las estructuras magnéticas de capa gruesa tendrán una mayor capacidad de manejar corriente al dar lugar a áreas efectivas mayores (nótese que también hay que tener en cuenta el término $B_{\text{máx}}$, que suele ser mayor en los materiales usados con tecnología de capa fina, pero, aun así, la diferencia de espesores entre ambas tecnologías sigue prevaleciendo).

A modo de resumen se podría concluir que las bobinas pueden desarrollarse usando tanto tecnología de capa fina como tecnología de capa gruesa y que, como es lógico, cada una presenta sus ventajas y sus inconvenientes.

- La tecnología de capa fina suele usarse cuando el componente requiere tolerancias de fabricación muy exigentes. Su uso está limitado a devanados de una o dos capas conductoras, ya que el coste de estos componentes se dispara rápidamente al aumentar el número de capas. Las bobinas obtenidas con esta tecnología son productos de muy alta calidad y resultan especialmente adecuadas para aplicaciones de muy alta frecuencia.
- Las bobinas generadas con tecnología de capa gruesa, por su parte, presentan una mayor capacidad de manejar corriente y por ello resultan más apropiadas para aplicaciones de potencia donde el espacio debe reducirse lo más posible. Su menor precio las hace atractivas para aplicaciones que no pueden soportar el elevado coste de las bobinas de capa fina.

Como el presente trabajo se centra en estudiar las posibilidades de integrar componentes magnéticos para ser incluidos en convertidores de potencia, se ha optado por generar bobinas empleando tecnología de capa gruesa. La Figura 3.1 indica a modo de ejemplo un posible esquema de la estructura de las bobinas a diseñar.

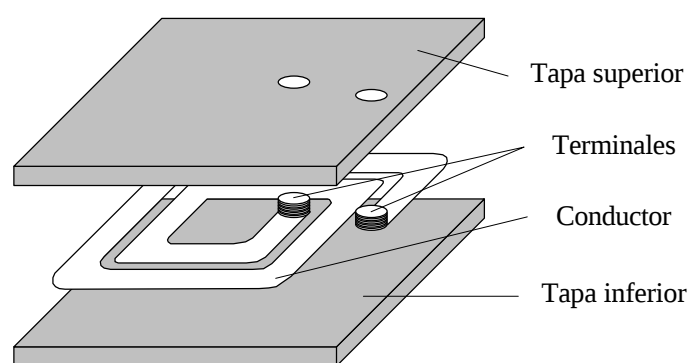


Figura 3.1. Construcción de la bobina.

En lo que sigue, se analizarán distintas posibilidades para obtener estructuras magnéticas haciendo uso de tecnología de capa gruesa.

3.2. ANÁLISIS SIMPLIFICADO DE LAS ESTRUCTURAS MAGNÉTICAS OBTENIDAS

Una de las principales novedades que introducen las estructuras integradas propuestas en este trabajo consiste en el hecho de que la disposición de los conductores define la forma del núcleo. Esto implica que, a diferencia de lo que ocurre en los núcleos de ferrita comerciales que se vienen usando tradicionalmente, el número de vueltas que se quiera dar al devanado modifica el núcleo del componente y, en consecuencia, su comportamiento. Por ello, uno de los primeros factores a analizar es dónde colocar las sucesivas vueltas que presenten los devanados y qué influencia tiene dicha colocación en el comportamiento del componente magnético.

Tal y como se indica en la Figura 3.2, se distinguen dos posibles estructuras según la colocación de sus conductores: estructuras planas (en las que los conductores se colocan uno al lado del otro) y estructuras apiladas (con los conductores situados verticalmente uno encima del otro).

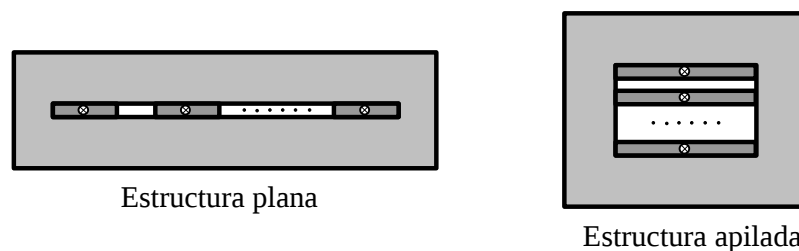


Figura 3.2. Disposición de conductores en estructuras magnéticas integradas.

A continuación se lleva a cabo un análisis simplificado de ambos tipos de estructuras con el único objetivo de obtener una serie de conclusiones cualitativas que permitan formarse una idea previa de los resultados que cabe esperar al usar estos componentes. Es necesario hacer hincapié en el hecho de que, aunque los resultados obtenidos mediante este análisis no resultan ser cuantitativamente válidos, sí cumplirán su cometido de identificar cómo se modifican ciertos parámetros importantes de estas estructuras al incrementar su número de vueltas.

3.2.1. Análisis cualitativo de estructuras planas

En el análisis que se va a efectuar se considera una estructura genérica de N vueltas separadas por aire, como se indica en la Figura 3.3, sobre la que se va a aplicar un estudio por unidad de longitud.

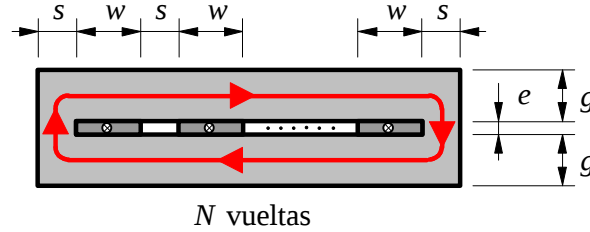


Figura 3.3. Bobina plana genérica de N vueltas acopladas.

En esta estructura se distinguen dos caminos magnéticos principales: la ferrita de espesor g situada encima y debajo de los conductores, y la situada a ambos lados de los mismos (para los propósitos comparativos de esta sección pueden despreciarse los efectos en las esquinas). La reluctancia de estos caminos magnéticos será la que determine el valor de la inductancia de la bobina implementada. El camino magnético definido por las porciones exteriores de la estructura tiene una longitud muy corta (igual al espesor del conductor), dando así lugar a una reluctancia relativamente baja siempre que el valor de s no sea excesivamente estrecho. En general se puede comprobar que, de los caminos magnéticos indicados, el que tiene más importancia a la hora de determinar la inductancia de la estructura es el correspondiente a las “tapas” superior e inferior de ferrita. Es por ello que, al ser esta reluctancia la que define en mayor medida el valor de la inductancia, va a ser la única que se considere, despreciando la reluctancia que pueda añadir la ferrita situada a izquierda y derecha de los conductores.

Con estas consideraciones, la reluctancia que presenta una bobina con una estructura como la indicada en la Figura 3.3 y con un metro de profundidad (reluctancia por unidad de longitud) se puede determinar como se indica en la Ecuación (3.3).

$$R_{p.u.} = \int \frac{dl}{m \cdot A_e} \quad \Rightarrow \quad R_{p.u.} = 2 \cdot \frac{N \cdot w + (N - 1) \cdot s}{m \cdot g \cdot 1} \quad (3.3)$$

Por tanto, la inductancia por unidad de longitud que se podría conseguir con una estructura de N vueltas como esta será:

$$\frac{L}{l} = \frac{N^2}{R_{p.u.}} \Rightarrow \frac{L}{l} = \frac{N^2}{2 \cdot \frac{N \cdot w + (N-1) \cdot s}{m \cdot g}} \quad (3.4)$$

lo que indica que, para conseguir una inductancia L_{obj} dada, es necesario dotar a una estructura como la indicada de una longitud l_{nec} que se calcula según la expresión de la Ecuación (3.5)

$$l_{nec} = \frac{2 \cdot L_{obj}}{m \cdot g} \cdot \left(\frac{w + s}{N} - \frac{s}{N^2} \right) \quad (3.5)$$

Según esta ecuación, para conseguir un valor determinado de inductancia con una estructura como la considerada, se conseguirá un componente tanto más corto cuantas más vueltas de conductor se utilicen. Sin embargo, como el aumentar el número de vueltas se traduce en aumentar también la sección del componente, la longitud del mismo no parece lo más adecuado para comparar la capacidad de integración. Si se considera en su lugar el volumen total de la bobina, se comprueba que esta longitud da lugar a un volumen igual a

$$V_{nec} = l_{nec} \cdot (2 \cdot g + e) \cdot [N \cdot w + (N-1) \cdot s + 2 \cdot s] \quad (3.6)$$

siendo e el espesor total de los conductores. Sustituyendo l_{nec} por su valor y ordenando adecuadamente la expresión resultante, se obtiene la Ecuación (3.7).

$$V_{nec} = \frac{2 \cdot L_{obj}}{m \cdot g} \cdot (2 \cdot g + e) \cdot \left[(w + s)^2 - \frac{s^2}{N^2} \right] \quad (3.7)$$

Esta expresión es creciente con N , lo que indica que, para conseguir un valor determinado de inductancia, se necesitará un volumen tanto mayor cuantas más vueltas se usen para conseguirlo. Nótese que esto es justo lo contrario de lo que sucede con los componentes magnéticos discretos, en los que se usará un núcleo tanto menor cuantas más vueltas se utilicen para conseguir un determinado valor de inductancia.

Por otra parte, la bobina en cuestión presentaría, para conseguir una inductancia L_{obj} , una resistencia serie en continua cuyo valor sería

$$R_{dc} = r \cdot \frac{N \cdot l_{nec}}{S_c} \Rightarrow R_{dc} = r \cdot \frac{N \cdot \frac{2 \cdot L_{obj}}{m \cdot g} \cdot \left(\frac{w+s}{N} - \frac{s}{N^2} \right)}{e \cdot w} \quad (3.8)$$

y, ordenándolo como se hizo anteriormente con el volumen necesario, resulta

$$R_{dc} = \frac{2 \cdot r \cdot L_{obj}}{m \cdot g \cdot e \cdot w} \cdot \left(w + s - \frac{s}{N} \right) \quad (3.9)$$

que, como sucediera con el volumen anteriormente calculado, es creciente con N . Es decir, que para conseguir un valor determinado de inductancia, el aumentar el número de vueltas no sólo se traducirá en un volumen mayor, sino que además dará lugar a una resistencia serie más elevada.

Por último, se estudiará cómo influye el aumento del número de vueltas sobre la corriente que puede manejar la estructura. Para ello, se sigue considerando la reluctancia definida por los caminos magnéticos situados encima y debajo de los conductores como la que define el valor de la inductancia. Esto implica que el máximo valor de densidad de campo magnético dentro de la estructura se puede determinar a partir de la siguiente expresión:

$$B_{máx} = \frac{F_{máx}}{A_{mín}} = \frac{\frac{N \cdot I_{máx}}{R_{tot}}}{g \cdot l_{nec}} \quad (3.10)$$

donde R_{tot} es la reluctancia total que define la inductancia L_{obj} considerada, es decir, es la reluctancia de una estructura como la representada en la Figura 3.3 con una longitud l_{nec} , por lo que su valor se calculará dividiendo la Ecuación (3.3), que se ha calculado suponiendo una longitud de 1m, entre l_{nec} . Esto resulta en un valor de corriente máxima permitida por la estructura dado por

$$I_{máx} = \frac{B_{máx} \cdot g \cdot l_{nec} \cdot \frac{R_{p.u.}}{l_{nec}}}{N} = \frac{B_{máx} \cdot g \cdot 2 \cdot \frac{N \cdot w + (N-1) \cdot s}{m \cdot g}}{N} \quad (3.11)$$

Por tanto, el máximo valor de corriente que puede circular por la estructura sin alcanzar la saturación en el material viene dado por la Ecuación (3.12).

$$I_{\text{máx}} = \frac{2 \cdot B_{\text{sat}}}{m} \cdot \left(w + s - \frac{s}{N} \right) \quad (3.12)$$

Se ve que, como ocurre con las otras magnitudes comparadas, la máxima corriente que puede manejar la estructura aumenta a medida que se añaden más vueltas para conseguir la bobina.

La Figura 3.4 recoge gráficamente la evolución que siguen las tres magnitudes utilizadas en este análisis cualitativo al aumentar el número de vueltas de la estructura. Los valores representados han sido obtenidos para un supuesto en que se pretende conseguir una inductancia $L_{\text{obj}}=1\mu\text{H}$ a partir de unas dimensiones $w=0,5\text{mm}$, $e=50\mu\text{m}$, $s=0,5\text{mm}$ y $g=0,4\text{mm}$; se considera también que la resistividad de los conductores es $r=3\cdot 10^{-8}\Omega\cdot\text{m}$ y que la permeabilidad relativa de la ferrita empleada es $\mu_r=150$, siendo su densidad de flujo de saturación $B_{\text{sat}}=300\text{mT}$.

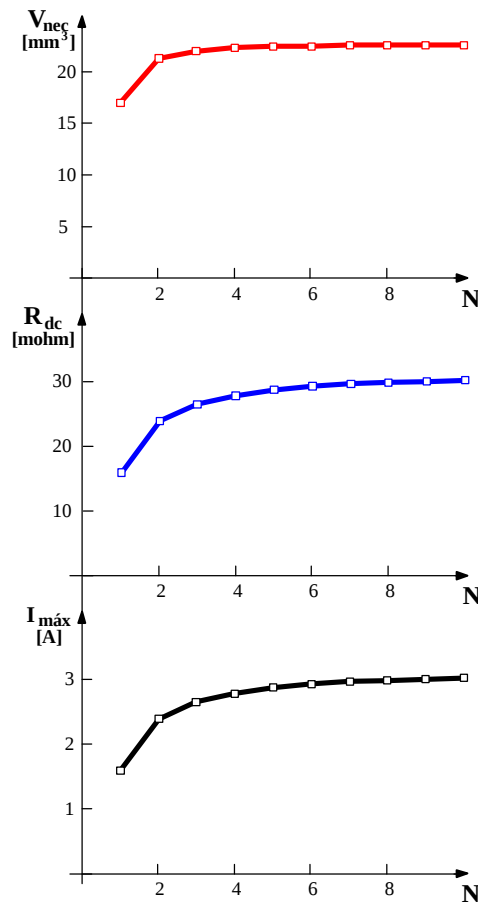


Figura 3.4. Estructuras planas. Variación de las magnitudes consideradas con el número de vueltas.

A la vista de estas gráficas parece lógico concluir que, en el caso de estructuras planas, resulta más ventajoso utilizar bobinas de una única vuelta, ya que esto permitirá obtener componentes de menor volumen y con resistencia serie más baja. Solamente la posible necesidad de que el dispositivo manejara una corriente más elevada justificaría el uso de estructuras con un mayor número de vueltas.

3.2.2. Análisis cualitativo de estructuras apiladas

Como en el caso de estructuras planas, se va a llevar a cabo un estudio simplificado de cómo se modifican los valores más representativos de una inductancia con estructura apilada al aumentar su número de vueltas. De nuevo se considera una estructura genérica de N vueltas de espesor e separadas una distancia d por aire (se desprecia la dispersión que se produce entre los conductores), como se indica en la Figura 3.5, sobre la que se va a aplicar un estudio por unidad de longitud.

Siguiendo el mismo proceso que en el caso anterior, se va a calcular la reluctancia del camino magnético que sigue el flujo en estas estructura, para lo cual se van a despreciar los efectos que tienen lugar en las esquinas. Como el camino magnético definido por las porciones exteriores de la estructura tiene una longitud muy corta (igual al espesor de los conductores), estas porciones darán lugar a una reluctancia relativamente baja siempre que el valor de s no sea excesivamente estrecho. En general se vuelve a comprobar que la parte de ferrita que determina la inductancia de la estructura es la correspondiente a las “tapas” superior e inferior de ferrita, por lo que será el único camino a considerar, despreciando la reluctancia que pueda añadir la ferrita situada a izquierda y derecha de los conductores.

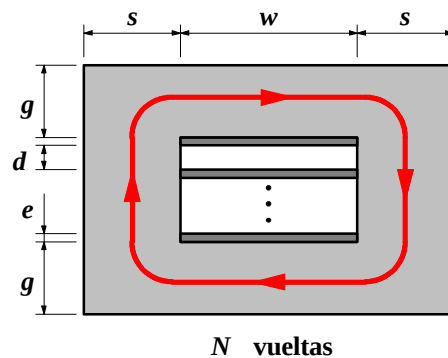


Figura 3.5. Bobina apilada genérica de N vueltas acopladas.

Con estas consideraciones, la reluctancia que presenta una bobina con una estructura como la indicada en la Figura 3.5 y con un metro de profundidad (reluctancia por unidad de longitud) se puede determinar como se indica en la Ecuación (3.13).

$$R_{p.u.} = \int \frac{dl}{m \cdot A} \Rightarrow R_{p.u.} = 2 \cdot \frac{w}{m \cdot g \cdot 1} \quad (3.13)$$

siendo la inductancia por unidad de longitud que se puede conseguir con una estructura de N vueltas como esta:

$$\frac{L}{l} = \frac{N^2}{R_{p.u.}} \Rightarrow \frac{L}{l} = \frac{N^2}{2 \cdot \frac{w}{m \cdot g}} \quad (3.14)$$

lo que indica que, para conseguir una inductancia L_{obj} dada, es necesario que la estructura tenga una longitud l_{nec} que se calcula según la expresión de la Ecuación (3.15)

$$l_{nec} = \frac{2 \cdot L_{obj}}{m \cdot g} \cdot \frac{w}{N^2} \quad (3.15)$$

Al igual que ocurre con las estructuras planas, para conseguir un valor determinado de inductancia con una estructura como la considerada, se conseguirá un componente tanto más corto cuantas más vueltas de conductor se utilicen. Sin embargo, como en aquel caso, se considera que la magnitud más adecuada para comparar dos diseños no es la longitud de la bobina, sino su volumen total, que en este caso será:

$$V_{nec} = l_{nec} \cdot 2 \cdot g \cdot [w + 2 \cdot s] \quad (3.16)$$

expresión en la que se ha vuelto a despreciar el espesor de los conductores frente al de las tapas de ferrita situadas encima y debajo de ellos. Ordenándola adecuadamente se obtiene la Ecuación (3.17).

$$V_{nec} = \frac{2 \cdot L_{obj}}{m} \cdot (w + 2 \cdot s) \cdot \frac{2 \cdot w}{N^2} \quad (3.17)$$

Como se ve, en el caso de estructuras apiladas sucede lo contrario de lo que ocurre en las estructuras planas. En este caso, el volumen necesario para conseguir un valor determinado de inductancia decrece con el número de vueltas N . Por tanto, teniendo en cuenta el criterio de tamaño, en este caso se debería tender a utilizar el mayor número de

capas que permita la tecnología disponible en cada momento.

Ocupándonos ahora de la resistencia serie en continua que presentaría una bobina diseñada según esta estructura para conseguir una inductancia L_{obj} , resulta que su valor sería

$$R_{dc} = r \cdot \frac{N \cdot l_{nec}}{S_c} \Rightarrow R_{dc} = r \cdot \frac{N \cdot \frac{2 \cdot L_{obj}}{m \cdot g} \cdot \frac{w}{N^2}}{e \cdot w} \quad (3.18)$$

y, ordenándolo como se hizo anteriormente con el volumen necesario, resulta

$$R_{dc} = \frac{2 \cdot r \cdot L_{obj}}{m \cdot g \cdot e \cdot w} \cdot \frac{w}{N} \quad (3.19)$$

que, como sucediera con el volumen anteriormente calculado, es decreciente con N . Es decir, que diseñar una bobina con estructuras apiladas de muchas vueltas para conseguir un valor determinado de inductancia, es doblemente positivo: por un lado se consigue disminuir el volumen total, y por otro se reduce su resistencia serie.

Se concluye también en este caso estudiando cómo influye el aumento del número de vueltas sobre la corriente que puede manejar la estructura. Si se siguen considerando como dominantes los caminos magnéticos situados encima y debajo de los conductores se obtiene que el máximo valor de densidad de campo magnético dentro de la estructura se puede determinar a partir de la siguiente expresión:

$$B_{máx} = \frac{F_{máx}}{A_{mín}} = \frac{N \cdot I_{máx}}{g \cdot l_{nec}} \cdot \frac{R_{tot}}{g \cdot l_{nec}} \quad (3.20)$$

donde una vez más R_{tot} es la reluctancia total que define la inductancia L_{obj} considerada, es decir, es la reluctancia de una estructura como la representada en la Figura 3.5 con una longitud l_{nec} , por lo que su valor se calculará dividiendo la Ecuación (3.13), que se ha calculado suponiendo una longitud de 1m, entre l_{nec} . Teniendo esto en cuenta, el máximo valor de corriente permitida por la estructura resulta ser

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{B_{m\acute{a}x} \cdot g \cdot l_{nec} \cdot \frac{R_{p.u.}}{l_{nec}}}{N} = \frac{B_{m\acute{a}x} \cdot g \cdot 2 \cdot \frac{w}{m \cdot g}}{N} \quad (3.21)$$

Por tanto, el máximo valor de corriente que puede circular por la estructura sin alcanzar la saturación en el material viene dado por la Ecuación (3.22).

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{2 \cdot B_{sat}}{m} \cdot \frac{w}{N} \quad (3.22)$$

También en este caso se llega al resultado contrario del obtenido para el caso de estructuras planas: la máxima corriente que puede manejar la estructura disminuye a medida que se añaden más vueltas para conseguir la bobina.

A continuación se representa la evolución de estas tres magnitudes en función del número de vueltas utilizado para la estructura en cuestión. Con el objeto de comparar los resultados con los correspondientes al caso de estructuras planas (Figura 3.4), se siguen considerando los mismos valores que en aquel caso: $L_{obj}=1\mu H$, $w=0,5mm$, $e=50\mu m$, $s=0,5mm$, $g=0,4mm$, $\mu_r=150$, $r=3 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ y $B_{sat}=300mT$. Además, se incluyen en esta gráfica los resultados obtenidos para el caso de estructuras planas.

Esta gráfica refleja que el comportamiento de ambos tipos de estructuras es totalmente opuesto: partiendo del caso $N=1$ (en el que ambas estructuras presentan los mismos valores, como es lógico), si una magnitud aumenta al incrementar el número de vueltas en un tipo de estructuras, disminuirá en las otras, y viceversa. En general será aconsejable trabajar con bobinas de estructura apilada siempre que sea posible conseguir que manejen la corriente necesaria. Sólo en los casos en que las exigencias de corriente superen las prestaciones que son capaces de dar las bobinas de estructura apilada resultaría justificado el paso a las más voluminosas (y con mayor resistencia serie) bobinas de estructura plana.

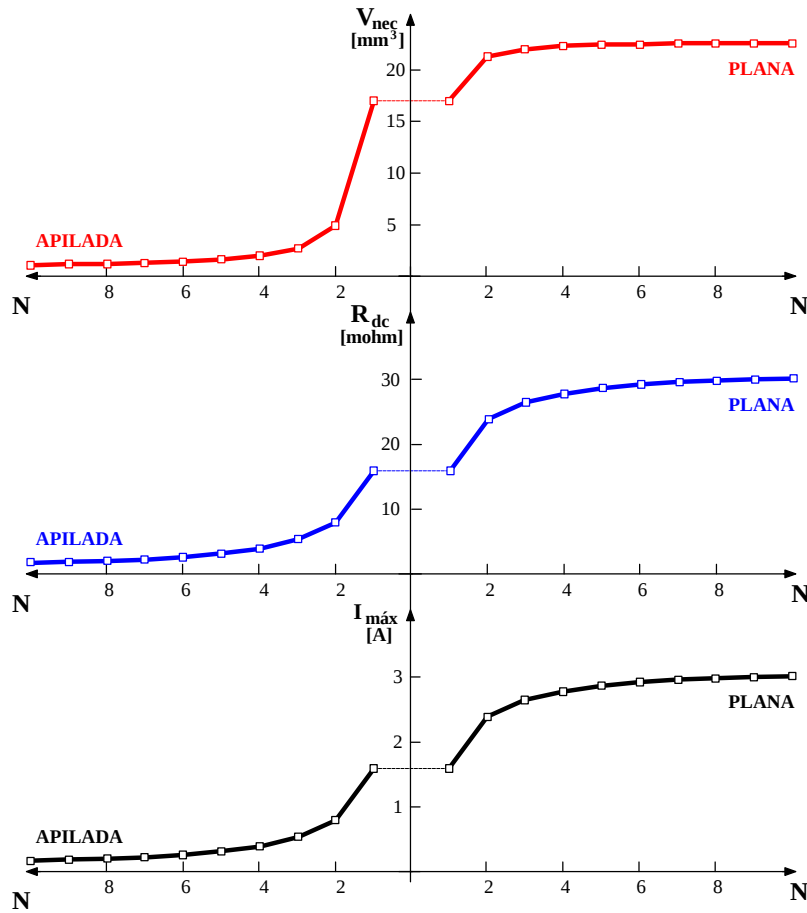


Figura 3.6. Variación de las magnitudes consideradas con el número de vueltas.

3.3. LIMITACIONES TECNOLÓGICAS

Para poder corroborar los resultados que se van a obtener a lo largo de la presente Tesis Doctoral, resulta indispensable disponer de componentes magnéticos como los descritos anteriormente. Con este fin se contó con la colaboración de AVX Ltd. a través de sus instalaciones en Coleraine (Irlanda). La colaboración entre AVX y la Universidad de Oviedo fue posible gracias a la participación de ambas entidades en un proyecto financiado por la Unión Europea denominado *IMPASS (Integration of Magnetics and PASSive components)* [3.1] y en el que también colaboraba el Centro de Investigación de que la firma Alcatel dispone en Madrid.

De este modo, AVX Ltd. se convierte en importante colaborador de este trabajo y fija las condiciones en que se pueden integrar componentes magnéticos aprovechando los procesos de integración de capa gruesa que ya utilizan para fabricar resistencias y condensadores. En primer lugar establece una serie de parámetros que definen el proceso de fabricación empleado y que se recogen en la Tabla 3.1.

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

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

Tabla 3.1. Propiedades de la tecnología de capa gruesa disponible en AVX Ltd.

Teniendo en cuenta la información contenida en esta Tabla, se procede a la fabricación del componente magnético utilizando dos tipos de pastas que se irán depositando mediante los procesos que definen la tecnología elegida: pasta de plata para los conductores y pasta de ferrita para el núcleo. En primer lugar se depositarán las capas de ferrita que sean necesarias para alcanzar el espesor necesario de la *tapa* inferior. Posteriormente se depositan las capas de pasta de plata con la forma elegida para definir los conductores. Como en el caso de la ferrita, se depositarán tantas capas de pasta de plata como sean necesarias para alcanzar el espesor requerido en los conductores. Finalmente se cubrirá todo con pasta de ferrita depositando las capas que se necesiten para definir la *tapa* superior. El número de capas a depositar viene definido por los límites impuestos por la tecnología, siendo necesario conocer el espesor de cada capa y el máximo número de capas que se pueden apilar.

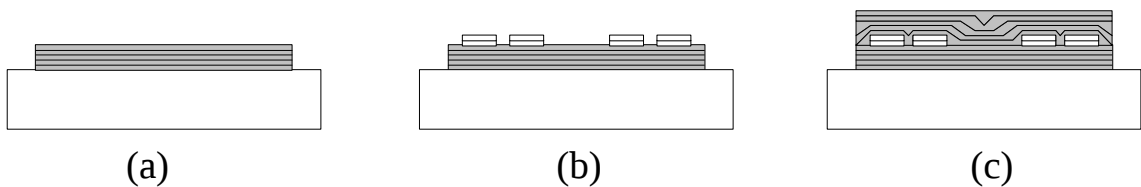


Figura 3.7. Esquema del proceso de fabricación de bobinas con tecnología de capa gruesa.

(a) Se depositan capas de pasta de ferrita sobre un sustrato

(b) Sobre las capas de ferrita se depositan los conductores según el diseño elegido

(c) Se cubren los conductores con más pasta de ferrita.

A la vista de este proceso se hace evidente una importante diferencia entre las estructuras propuestas en la Sección anterior y las que se pueden conseguir: los conductores aparecen necesariamente rodeados de ferrita por todas partes. De este modo, es de esperar que el comportamiento de estos componentes magnéticos pueda ser bastante distinto al previsto con las estructuras planas y apiladas consideradas. Aunque no sería complicado imaginar una posible solución a este problema en la que se utilizara un segundo material cerámico de permeabilidad sensiblemente inferior a la de la ferrita para simular las zonas de aire entre conductores como se indica en la Figura 3.8, esta solución es hoy por hoy inviable debido a las fracturas que se producen como consecuencia de los distintos coeficientes de dilatación de ambos materiales, que provocan tensiones internas durante el enfriamiento de las muestras.

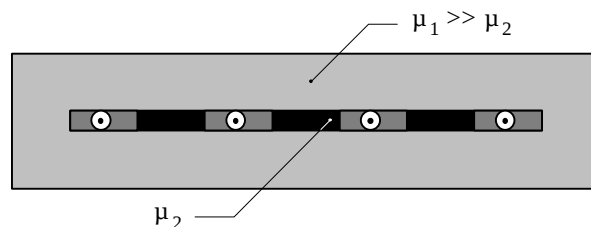


Figura 3.8. Posible solución para garantizar acoplamiento entre vueltas.

Por ello, la única posibilidad de que se dispone actualmente para obtener componentes magnéticos con conductores y núcleo integrados pasa por utilizar estructuras en las que los conductores están completamente rodeados de ferrita tal como se indica en la Figura 3.9.

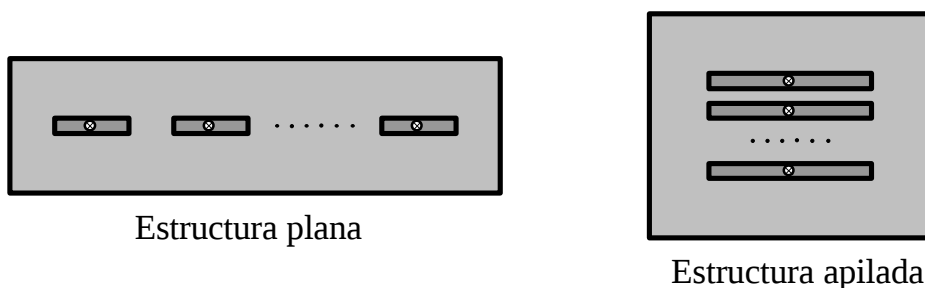


Figura 3.9. Posibles estructuras de los componentes magnéticos integrados facilitados por AVX.

Dada esta situación, es necesario determinar cómo afecta esto a las consideraciones efectuadas en el análisis cualitativo llevado a cabo en este Capítulo. Para ello, y dado el gran número de variables que entran en juego en el estudio de estas estructuras, queda justificado el empleo de programas de cálculo por elementos finitos que tomen en consideración todos los parámetros que intervienen en su análisis. En este caso, las estructuras se analizarán usando la herramienta de elementos finitos ANSYS [3.2], prestando especial atención a la determinación del grado de acoplamiento entre conductores que ofrecen las estructuras representadas en la Figura 3.9.

3.3.1. Acoplamiento en estructuras planas

Como queda dicho, la forma de estudio de estas estructuras pasa por el empleo de herramientas de elementos finitos con las que se simula una estructura genérica de este tipo con sus propiedades físicas verdaderas, pudiéndose así cuantificar las auténticas magnitudes y formas de los fenómenos magnéticos que tienen lugar en la bobina.

La Figura 3.10 recoge la estructura que se simulará con el programa ANSYS. Se trata de una bobina plana en la que los conductores están dispuestos formando una espiral de tres vueltas.

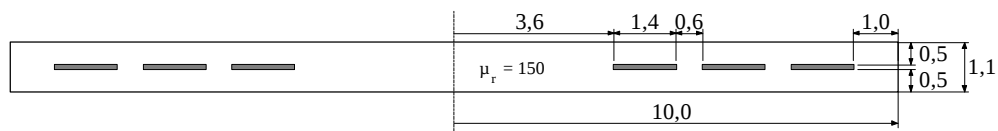


Figura 3.10. Estructura genérica a simular con ANSYS.

Como se aprecia, la estructura considerada se ha escogido de modo que sus dimensiones sean lo más reales posibles de acuerdo con los límites de la tecnología indicados en la Tabla 3.1 y atendiendo a las indicaciones hechas por AVX Ltd.

Introducida dicha estructura en el programa ANSYS, la Figura 3.11 representa la distribución de las líneas de flujo que tiene lugar en la bobina cuando maneja una corriente de 1A. Sólo se representa media estructura, siendo la propia herramienta de elementos finitos la encargada de efectuar los cálculos suponiendo simetría axial.

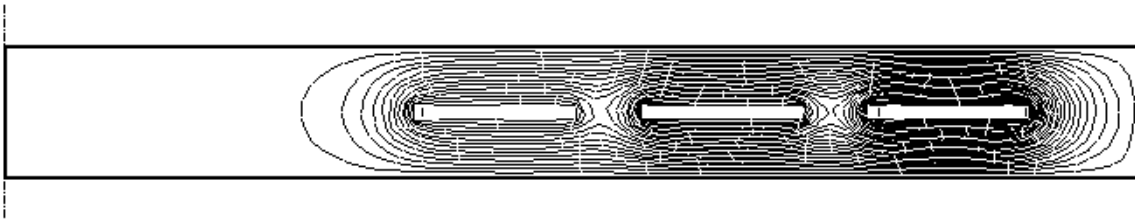


Figura 3.11. Líneas de flujo en la estructura genérica considerada.

En esta figura se determina cuál es el punto de la estructura donde se da la máxima densidad de flujo (aquél en que las líneas de flujo aparecen más próximas entre sí), lo cual es importante para determinar si la bobina llega a saturarse en algún punto o no. Pero más importante aún, es el hecho de que las líneas de campo encuentran un camino fácil en la ferrita situada entre los conductores, permitiendo que el flujo creado por cada vuelta se cierre alrededor de sí misma.

Nótese que la representación de las líneas de flujo puede resultar un tanto engañosa debido al hecho de que el campo generado por una vuelta, se ve compensado por el generado por la vuelta adyacente como se muestra en la Figura 3.12 (a pesar de lo cual se sigue observando que las líneas de campo atraviesan el espacio comprendido entre conductores).

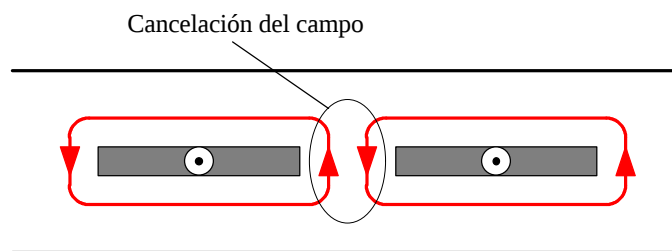


Figura 3.12. Cancelación de los campos creado por vueltas adyacentes.

Por ello, se incluyen además las representaciones de la densidad de campo magnético (B) en el conductor, tanto en forma vectorial (Figura 3.13) como reflejando la magnitud de dicho campo (Figura 3.14). En ambos casos se corrobora que, en efecto, el campo que aparece entre los conductores no puede considerarse nulo.

Una nueva comprobación de este hecho se obtiene al representar la intensidad de campo magnético H dentro de los conductores. La Figura 3.15 representa la distribución vectorial de este campo dentro de la estructura, mientras que la Figura 3.16 representa la variación (ideal) que debería presentar esta magnitud si los conductores estuvieran separados por aire y la que se produce realmente (calculada mediante ANSYS). La distribución de H deja ver que cada vuelta es magnéticamente independiente del resto, ya que el valor del campo magnético no va aumentando de espira en espira.

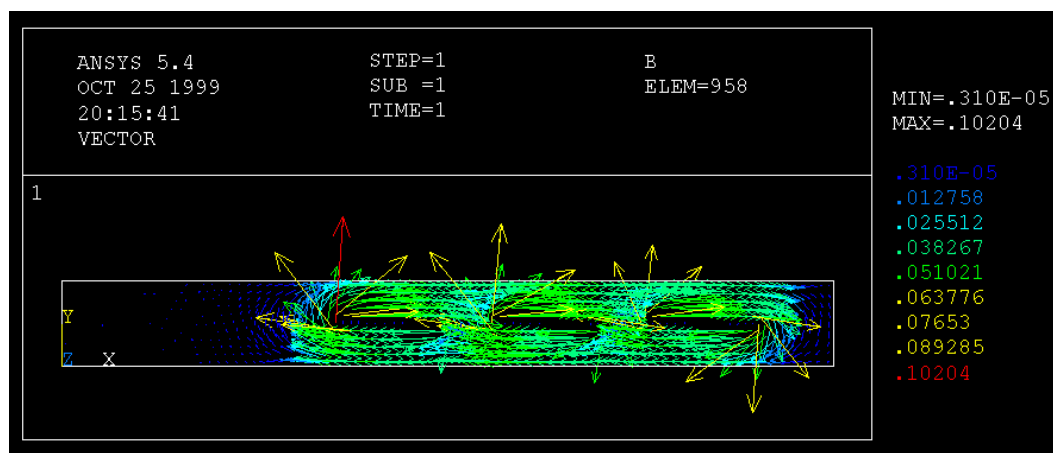


Figura 3.13. Densidad de campo magnético en la estructura considerada. Representación vectorial.

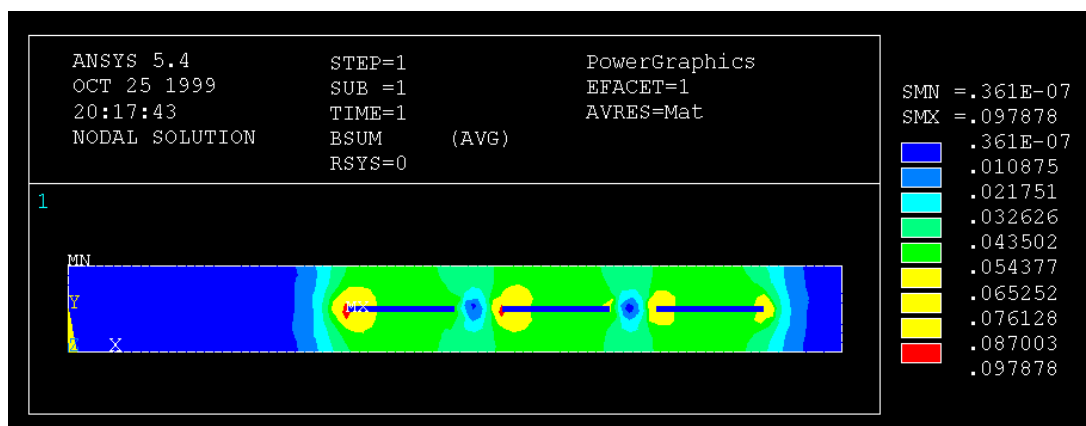


Figura 3.14. Densidad de campo magnético en la estructura considerada. Representación escalar.

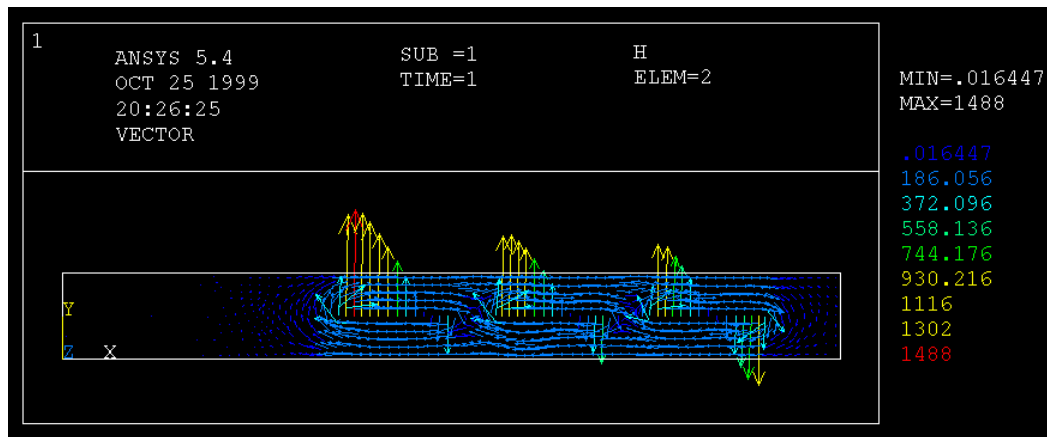


Figura 3.15. Distribución de campo magnético dentro de la estructura.

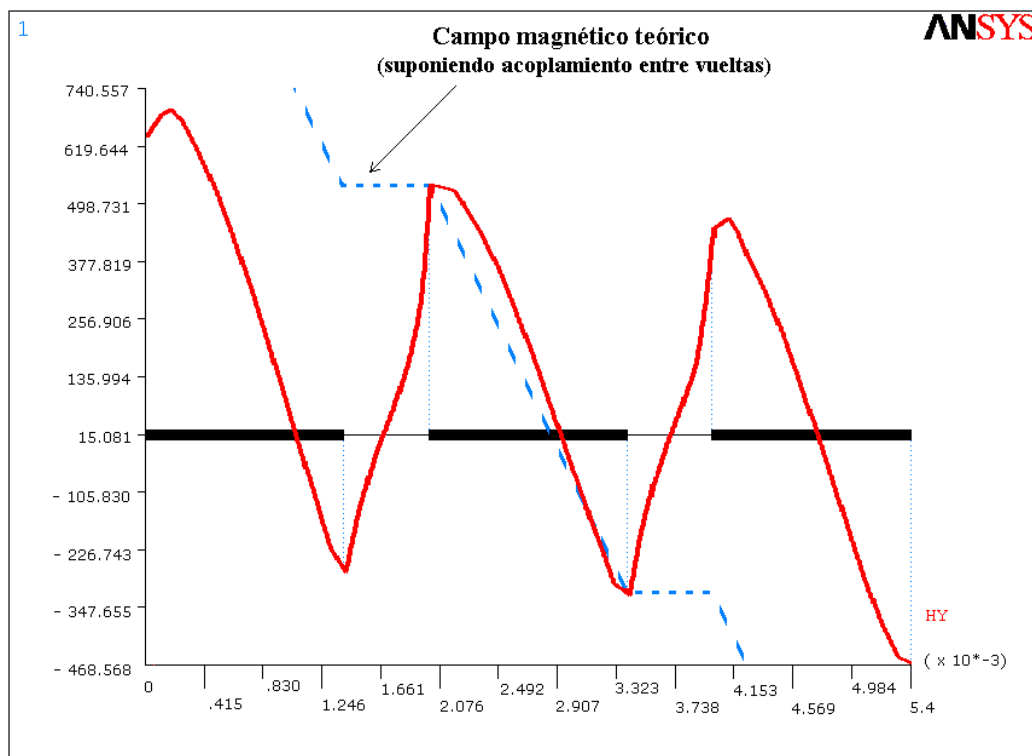


Figura 3.16. Distribución del campo H en los conductores. Comparación con el caso de vueltas acopladas.

En definitiva, todos estos resultados parecen indicar que los elementos magnéticos integrados según las estructuras planas propuestas en este trabajo presentan un comportamiento distinto a las estructuras “tradicionales” al no producirse en ellas acoplamiento entre los conductores adyacentes.

La comprobación definitiva se tiene al utilizar de nuevo la herramienta de elementos finitos y calcular la densidad de campo magnético que se produce, por ejemplo, justo encima del conductor central de la estructura recogida en la Figura 3.10 en distintas condiciones. La Tabla 3.2 recoge este valor para el caso en que la corriente circule por los tres conductores, por dos de ellos o sólo por uno.

Conductor con corriente	B (mT)
Interior – Central – Exterior	43,50
Interior – Central	43,42
Interior – Exterior	0,00
Central – Exterior	47,63
Interior	0,00
Central	45,63
Exterior	0,00

Tabla 3.2. Densidad de campo magnético sobre el conductor central de la Figura 3.10.

Según esta Tabla, se aprecia que la densidad de campo magnético en el punto considerado no aumenta por el hecho de que conduzcan dos, tres o más conductores. Es más, sólo aparece campo en ese punto cuando el conductor en cuestión conduce corriente.

Por todo lo expuesto hasta aquí, es claro que no existe acoplamiento entre vueltas, por lo que el diseño de bobinas utilizando estas estructuras se verá sujeto a otra serie de consideraciones que se expondrán más adelante.

3.3.2. Acoplamiento en estructuras apiladas

También en este caso se tratará de averiguar si se produce acoplamiento en este tipo de estructuras o si, por el contrario, sucede lo mismo que en las estructuras planas, en las que el camino magnético que supone la ferrita presente entre los conductores presenta una reluctancia magnética lo suficientemente baja como para evitar que se produzca acoplamiento magnético entre los conductores.

Para analizar esta posibilidad, se utiliza una vez más la herramienta de elementos finitos usada con las anteriores estructuras (ANSYS), con la que se simula una estructura como la indicada en la Figura 3.17.

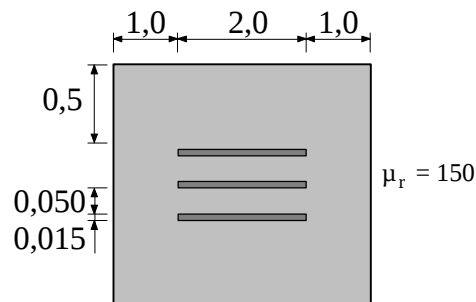


Figura 3.17. Estructura apilada simulada con ANSYS.

Introducida esta estructura en el simulador de elementos finitos, se puede determinar cómo se distribuyen las líneas de flujo en la ferrita, dando como resultado la representación de la Figura 3.18.

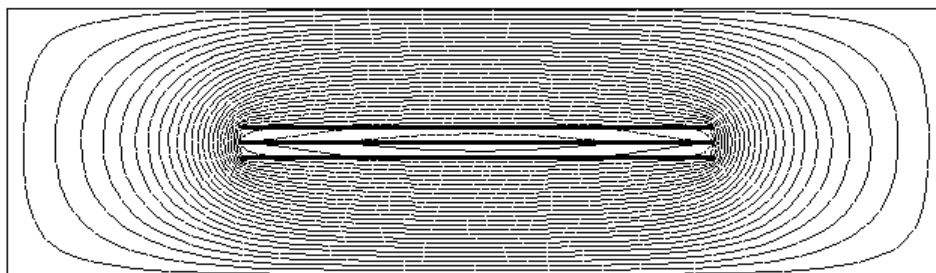


Figura 3.18. Líneas de campo en la estructura apilada simulada.

Aparentemente, la mayoría de las líneas de flujo se cierran alrededor de los tres conductores, lo cual indicaría que las tres vueltas estarían acopladas entre sí. Sin embargo, como ya se comentó en la Sección anterior, la representación de las líneas de flujo suele resultar engañosa y poco representativa, por lo que es aconsejable llevar a cabo otras comprobaciones que resulten más fiables. Por ello se considera que resulta más adecuado utilizar la herramienta de elementos finitos para representar la distribución de campo magnético H en los tres conductores como se hizo para el caso de estructuras planas. La Figura 3.19 representa esta distribución.

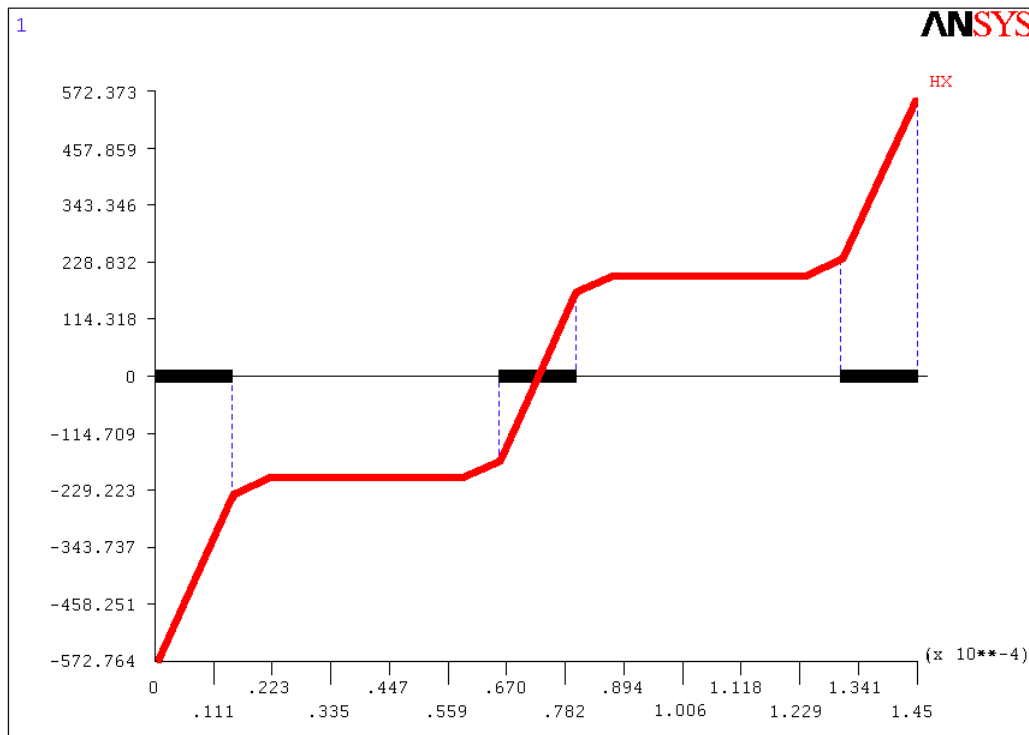


Figura 3.19. Distribución del campo H en los conductores de bobinas apiladas.

Esta distribución del campo magnético sí da a entender que existe acoplamiento entre los tres conductores de la estructura representada en la Figura 3.17, ya que la corriente que circula por cada uno de ellos influye en el valor del campo magnético en el interior de los conductores adyacentes. Como en el caso de estructuras planas, se procede a determinar la densidad de campo magnético encima del conductor superior en distintas condiciones de circulación de corriente por los conductores. Los resultados se recogen en la Tabla 3.3.

Conductor con corriente	B (mT)
Superior – Central – Inferior	110,04
Superior – Central	53,26
Superior – Inferior	51,04
Central – Inferior	53,26
Superior	30,59
Central	25,63
Inferior	30,59

Tabla 3.3. Densidad de campo magnético sobre el conductor superior de la Figura 3.17.

En este caso, sí que el colocar más o menos vueltas en la estructura modifica el valor de la densidad de campo magnético en las proximidades de los conductores. Además, no es necesario que un conductor maneje corriente para que haya campo magnético en puntos cercanos al mismo. Por todo ello, se puede concluir que, a diferencia de lo que sucedía con las estructuras planas estudiadas anteriormente, los conductores en estructuras apiladas sí están acoplados.

3.4. DISPOSICIÓN DE LOS DEVANADOS

Habida cuenta de que el acoplamiento entre conductores sólo se produce cuando éstos están dispuestos verticalmente, parece que las estructuras magnéticas propuestas deban tener el aspecto de una barra de ferrita en cuyo interior hay un conductor (sería el caso límite de estructura plana de una vuelta) o varios colocados uno encima del otro. Comoquiera que una estructura así sería excesivamente frágil (además de poco manejable, por muy poco volumen que presentase), se sugiere como alternativa “doblar” dicha barra como se indica en la Figura 3.20(b). Aprovechando, además, que no existe acoplamiento entre conductores colocados en el mismo plano horizontal, no hay razón por la que no se puedan juntar más las distintas porciones de conductor, dando lugar así a estructuras integradas con devanados tipo meandro como se ilustra en la Figura 3.20(c).

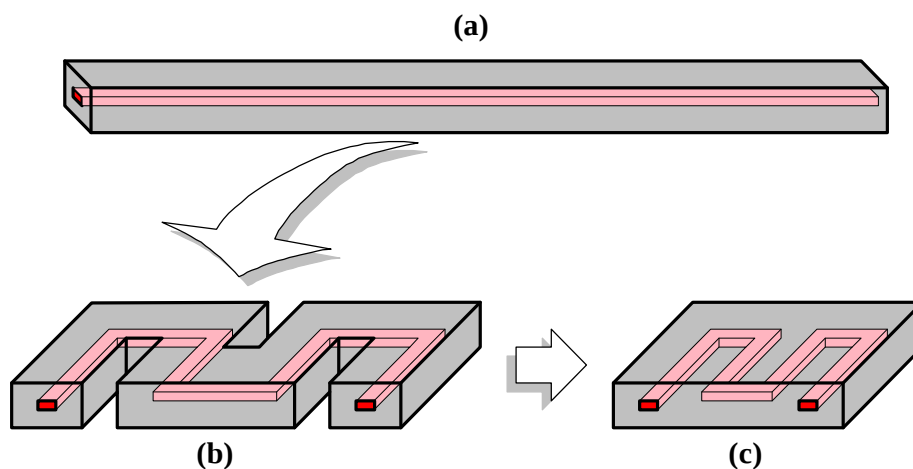


Figura 3.20. Disposición de los devanados con estructura tipo meandro.

Para dotar de más consistencia a la estructura, también podrían haberse dispuesto los devanados en forma espiral, pero es preferible la disposición en tipo meandro por dos razones:

- a) Dotar a los conductores de forma espiral requiere más superficie, debido sobre todo a la necesidad de reservar cierto espacio para la columna central de ferrita.
- b) Al colocar el conductor en forma espiral, uno de los extremos del mismo quedaría situado en el centro de la estructura, haciendo más complicada su extracción al exterior para permitir la conexión del mismo. En el caso de devanados con disposición tipo meandro, ambos extremos del conductor quedan a un lado de la estructura, facilitando así la conexión exterior y posibilitando, además, establecer una conexión mediante terminales similares a los dispuestos en circuitos integrados comerciales.

En el caso particular de estructuras magnéticas apiladas, hay que tener en cuenta que van a existir varias capas conductoras que deben conectarse en serie. Esta conexión podría hacerse internamente por medio de vías o bien disponer de terminales libres accesibles desde el exterior que permitan al usuario hacer las conexiones que estime oportunas. En cualquier caso, siempre se deberá tener en cuenta la necesidad de conectar los conductores en serie a la hora de hacer el diseño, de modo que la conexión no resulte complicada.

En la Figura 3.21, por ejemplo, se sugiere una posibilidad en la que se dejan los terminales de las tres capas conductoras disponibles para ser conectados externamente a gusto del usuario. La conexión deber ser efectuada de modo que los conductores que están situados unos encima de otros lleven corriente con el mismo sentido (de lo contrario no se produciría el acoplamiento deseado en este tipo de estructuras).

Por otra parte, a pesar de que las estructuras apiladas se han definido como estructuras en las que los devanados se conectan en serie para aprovechar el acoplamiento entre ellos, nada impide hacer uso también de conexiones en paralelo entre los mismos para reducir la resistencia serie y considerarlas como estructuras planas. Se entiende entonces que, una vez construida una bobina integrada con varias capas de conductores embebidas en ferrita, es posible obtener distintos valores de inductancia y resistencia serie

según las capas se conecten todas en paralelo, todas en serie o alguna combinación de estas posibilidades.

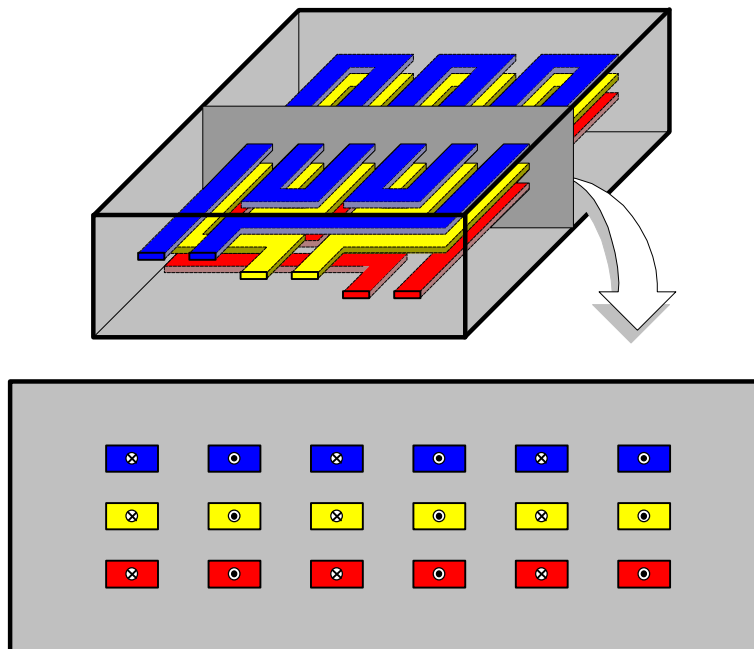


Figura 3.21. La disposición de los devanados debe facilitar su posterior conexión en serie.

3.5. CONCLUSIONES

En estructuras integradas como las consideradas en este trabajo, el núcleo se va definiendo a la vez que se colocan los conductores. Esto permite identificar dos posibles tipos de estructuras integradas: estructuras planas (con los conductores situados horizontalmente en un mismo plano) y estructuras apiladas (en las que los conductores se disponen verticalmente). Otras posibles estructuras, como las indicadas en la Figura 3.22, quedan descartadas por su dificultad de construcción debido al mecanizado necesario (estructuras con entrehierro) o a la imposibilidad de combinar materiales de distinta permeabilidad sin que se fracturen durante el proceso de quemado (estructuras *sandwich*).

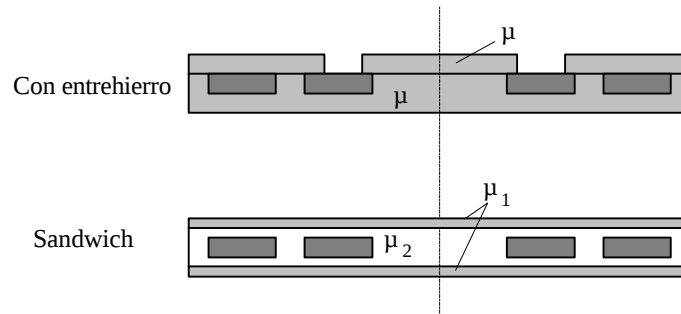


Figura 3.22. Otras posibles estructuras de bobina.

Llevando a cabo un análisis cualitativo de los dos tipos de estructura realizables, se determina que las estructuras apiladas parecen más adecuadas que las planas desde el punto de vista del tamaño y la resistencia serie del componente. Mientras que en estas estructuras apiladas tanto el volumen como la resistencia serie disminuyen al aumentar el número de vueltas, en las estructuras planas sucede lo contrario. Como contrapartida, se da también una disminución de la máxima corriente que pueden manejar las estructuras apiladas cuantas más vueltas se utilicen (en las estructuras planas, sin embargo, un mayor número de vueltas dará lugar a una mayor capacidad de manejar corriente). En general, resultará aconsejable utilizar estructuras apiladas siempre que se pueda conseguir que manejen la corriente impuesta por el circuito en que se coloquen.

A estas razones que aconsejan la utilización de estructuras apiladas en lugar de las planas, hay que añadir las limitaciones tecnológicas detectadas en la actualidad. Los procesos disponibles hoy en día sólo permiten crear con cierta facilidad estructuras en las que los conductores están completamente rodeados de ferrita, lo que da lugar a una consecuencia importante: en estructuras planas de este tipo no se produce acoplamiento entre espiras, mientras que en las estructuras apiladas los conductores sí aparecen acoplados. Esto se debe a que la ferrita presente entre dichos conductores determina nuevos caminos magnéticos para la circulación del flujo que tendrán muy baja reluctancia en el caso de estructuras planas (caminos cortos y anchos) y relativamente elevada en las estructuras apiladas (caminos largos y estrechos). De este modo, el flujo se cierra mayoritariamente por los caminos de baja reluctancia en las estructuras planas, evitando así que se produzca acoplamiento. Todo esto se traduce en que, por muchas vueltas que se

le den al devanado de una estructura magnética plana, éste seguirá contando con una única espira, ya que no se producirá acoplamiento.

Por lo que se refiere a la disposición del devanado dentro de la estructura magnética, es posible aprovechar el hecho de que no se produce acoplamiento entre conductores situados en el mismo plano horizontal y “doblar” el conductor hasta obtener formas compactas y manejables. De este modo, se puede disponer los devanados tanto con forma espiral como tipo meandro, siendo preferibles los segundos por ocupar menos espacio y facilitar las posteriores conexiones del dispositivo.

REFERENCIAS

- [3.1] Alcatel Standard Electric S. A., AVX, Universidad de Oviedo. *”Integration of Magnetic and Passive Components (IMPASS)”*. Proyecto Esprit nº 23910. 1997-1999.
- [3.2] SAS IP Inc. *”ANSYS 5.4. Manual de Usuario”*. Septiembre, 1997.