

Ejemplos de cálculos de circuitos magnéticos por analogía con los circuitos eléctricos:

Analogías entre los circuitos magnéticos y eléctricos

Circuitos eléctricos	Circuitos magnéticos
Fuerza electromotriz, fem, (V)	Fuerza magnetomotriz, fmm (Ni)
Corriente, I	Flujo magnético (ϕ)
Caída de tensión (V)	Tensión magnética (HI)
Resistencia, R	Reluctancia, \mathfrak{R}
Densidad de corriente, $J=I/A$	Densidad de flujo, $B=\phi/A$
KVL para fem	KVL para fmm
KCL para corrientes	KCL para flujos magnéticos
Conductancia, $G=1/R$	Permeancia, $P=1/\mathfrak{R}$
Conductividad, σ	Permeabilidad, μ
Materiales conductores	Materiales ferromagnéticos
Materiales aislantes	Materiales diamagnéticos

I.-Cálculo de los parámetros de un circuito magnético que se puede generar con un núcleo y una bobina determinados.

1.- Se desea conocer la reluctancia, flujo magnético e inductancia del circuito magnético formado por un núcleo de material ferro-magnético rectangular que tiene una sección transversal de superficie A_1 en los lados largos, de longitud l_1 , y una sección de superficie A_2 en los lados cortos de longitud l_2 , y está excitado por una corriente de valor i aplicada a una bobina de N vueltas colocada en uno de los lados largos.

Dado que el material es ferro-magnético se debe asumir que su permeabilidad es mucho mayor que la del aire, por lo que el flujo inducido por la bobina queda confinado al interior del núcleo.

El circuito se puede analizar como la conexión en serie de dos reluctancias, una correspondiente a los lados largos y la otra a los cortos.

La reluctancia de los lados largos, \mathfrak{R}_1 es: $\mathfrak{R}_1 = \frac{2l_1}{\mu A_1}$

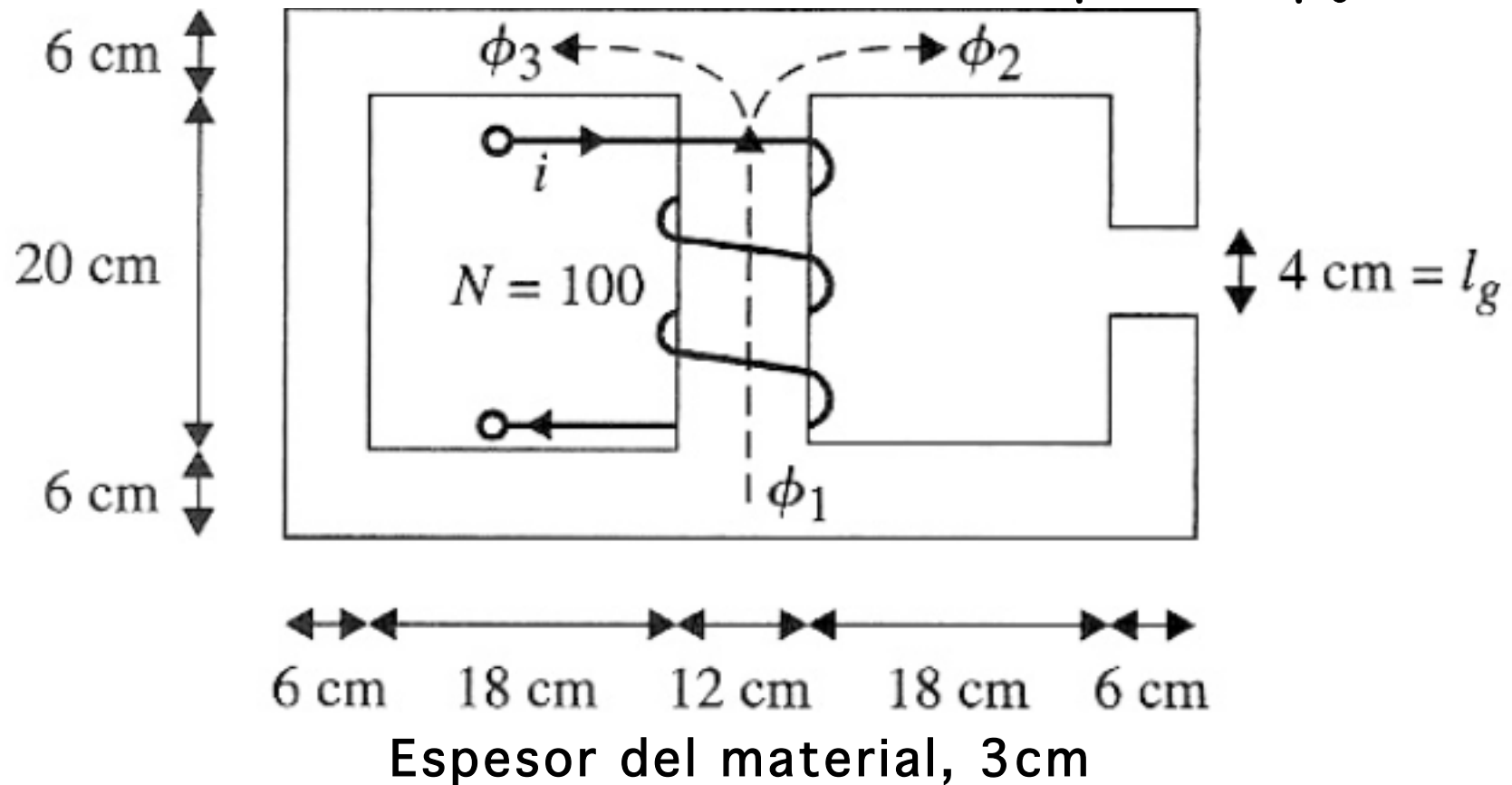
La reluctancia de los lados cortos, \mathfrak{R}_2 es: $\mathfrak{R}_2 = \frac{2l_2}{\mu A_2}$

El flujo inducido en el núcleo, ϕ , es: $\phi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_t}$

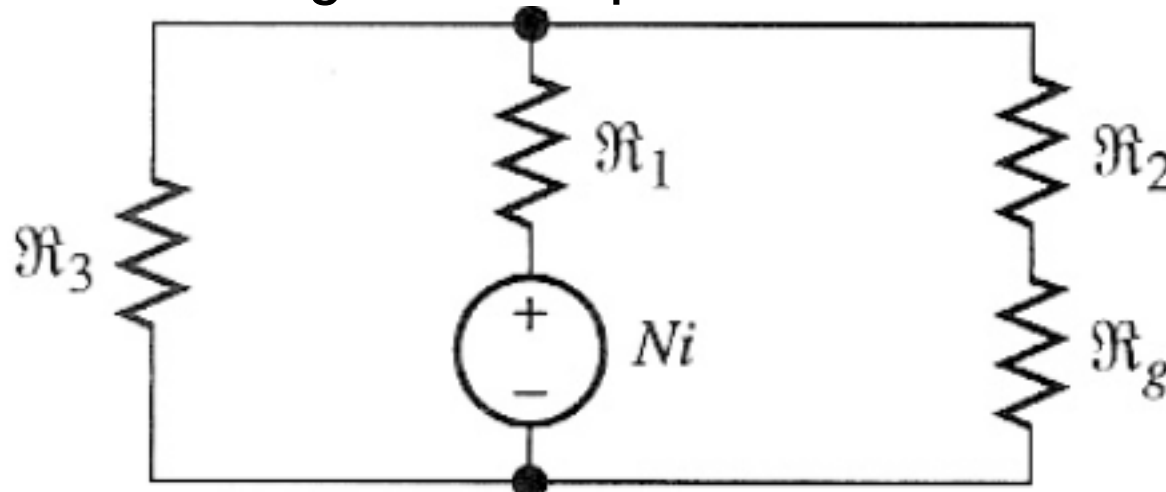
$$\mathfrak{R}_t = \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2$$

Y la inductancia L es: $L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_t}$

2.- Se desea conocer la reluctancia, flujo e inductancia del circuito magnético formado por el núcleo de material ferro-magnético presentado en la figura, excitado por una bobina de 100 vueltas. Asuma $\mu=3000\mu_0$.



Dado que $\mu \gg \mu_0$, todo el flujo queda confinado al material del núcleo salvo en la interrupción, el circuito magnético equivalente es:



Donde:

\mathcal{R}_c es la reluctancia de la columna central.

\mathcal{R}_d es la reluctancia de la "C" de la derecha.

\mathcal{R}_i es la reluctancia de la "C" de la izquierda.

\mathcal{R}_g es la reluctancia del segmento en el aire.

El cálculo requiere conocer la longitud media de la trayectoria magnética en cada segmento.

Longitud del trayecto en la columna central, l_c :

$$l_c = 3\text{cm} + 20\text{cm} + 3\text{cm} = 26\text{cm}.$$

Longitud del trayecto en la "C" de la izquierda, l_i :

$$l_i = 2(6\text{cm} + 18\text{cm} + 3\text{cm}) + 3\text{cm} + 20\text{cm} + 3\text{cm} = 80\text{cm}.$$

Longitud del trayecto en la "C" de la derecha, l_d :

$$l_d = 2(6\text{cm} + 18\text{cm} + 3\text{cm}) + 3\text{cm} + 16\text{cm} + 3\text{cm} = 76\text{cm}$$

Longitud del trayecto en la interrupción, $l = 4\text{cm}$

La sección transversal de la columna central, A_1 , es:

$$A_1 = 12\text{cm} * 3\text{cm} = 36\text{cm}.$$

El resto de las secciones transversales, son iguales y su valor, A_2 es:

$$A_2 = 6\text{cm} * 3\text{cm} = 18\text{ cm}.$$

$$\begin{aligned}
\mathfrak{R}_c &= \frac{I_c}{\mu A_1} = \frac{I_c}{3000 \mu_o A_1} = \\
&= \frac{26 * 10^{-2} m}{3000 * 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} * 36 * 10^{-4} m^2} = 0,1915 * 10^5 \frac{1}{H} \\
\mathfrak{R}_d &= \frac{I_d}{\mu A_2} = \frac{I_d}{3000 \mu_o A_2} = \\
&= \frac{76 * 10^{-2} m}{3000 * 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} * 18 * 10^{-4} m^2} = 1,119 * 10^5 \frac{1}{H}
\end{aligned}$$

$$\mathfrak{R}_i = \frac{I_i}{\mu A_3} = \frac{I_i}{3000 \mu_o A_3} =$$

$$= \frac{80 * 10^{-2} m}{3000 * 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} * 18 * 10^{-4} m^2} = 1,178 * 10^5 \frac{1}{H}$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{I_g}{\mu A_2} = \frac{I_g}{3000 \mu_o A_2} =$$

$$= \frac{4 * 10^{-2} m}{3000 * 4\pi * 10^{-7} \frac{H}{m} * 18 * 10^{-4} m^2} = 176,833 * 10^5 \frac{1}{H}$$

El valor de la reluctancia total resulta de resolver la conexión serie-paralelo-serie de la reluctancias calculadas:

$$\mathfrak{R}_t = \left[(\mathfrak{R}_g + \mathfrak{R}_d) \parallel \mathfrak{R}_i \right] = 1,356 * 10^5 \frac{1}{H}$$

El flujo es:

$$\phi_1 = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_t} = \frac{100 * 1A}{1,356 * 10^5 \frac{1}{H}} = 0,7374 mWeber$$

Y la inductancia:

$$L = N \frac{\phi}{i} = N \frac{Ni}{\mathfrak{R}_t} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_t} = \frac{100^2}{1,356 * 10^{-5} H^{-1}} = 73,74 mH$$

El método de cálculo propuesto relativamente directo y simple, pero es aproximado porque tiene las siguientes limitaciones:

1.- El flujo magnético que sale del circuito magnético principal al medio ambiente es distinto de cero. Esto no ocurre con la corriente en el análogo eléctrico porque allí la diferencia en conductividad entre el conductor metálico y el aire o el aislante es de 12 a 15 órdenes de magnitud, mientras que en el circuito magnético la diferencia correspondiente es de solo 2 o 3 órdenes de magnitud.

2.- En el entre-hierro de una interrupción (gap) el flujo tiende a dispersarse, ocupando un área de mayor sección transversal pero cuyo valor exacto es indefinido, fenómeno que se conoce como efecto de borde ("fringe effect").

- 3.- El material ferro-magnético no es lineal por lo que su permeabilidad magnética varía con la corriente de excitación; esto implica que la reluctancia y la inductancia también tienen relaciones no lineales con la fmm.
- 4.- las ecuaciones simplifican al considerar que todo el flujo recorre la distancia calculada en base a la longitud promedio del circuito magnético. Esto introduce un error que puede ser pequeño, pero existe.
- 5.- Dado que la sección transversal del núcleo magnético puede llegar a ser considerable en los componentes magnéticos de alta potencia, la hipótesis de que el campo es uniforme en toda la sección transversal puede no ser cierta.

II.- Diseño de una inductancia determinada.

En general, en el proceso de diseño de un circuito electrónico de potencia se caracteriza una o mas inductancias, que deben ser implementadas.

Cada una de estas inductancias está definida por los siguientes parámetros:

- 1.- El valor de la inductancia requerida en Henrys.
- 2.- El valor de la corriente pico que debe ser manejada sin que se produzca saturación magnética en el núcleo en Amperios.
- 3.- El valor deseado para la resistencia de arrollado de la inductancia, en Ohms, o un límite a la potencia disipada en el mismo en Vatios.
- 4.- La frecuencia de operación de la inductancia en Hertz.

En general se puede además asumir que la inductancia va a manejar un nivel significativo de corriente DC, por lo que es conveniente incluir una brecha ("air gap") en el circuito magnético.

El problema tiene muchos grados de libertad, dado que se debe seleccionar el material del núcleo, el tamaño del mismo, su forma, el número de vueltas de la bobina, el diámetro del alambre, etc., lo que significa que se pueden producir numerosas soluciones, varias de las cuales pueden ser simultáneamente "óptimas" según el criterio que se aplique para juzgarlas.

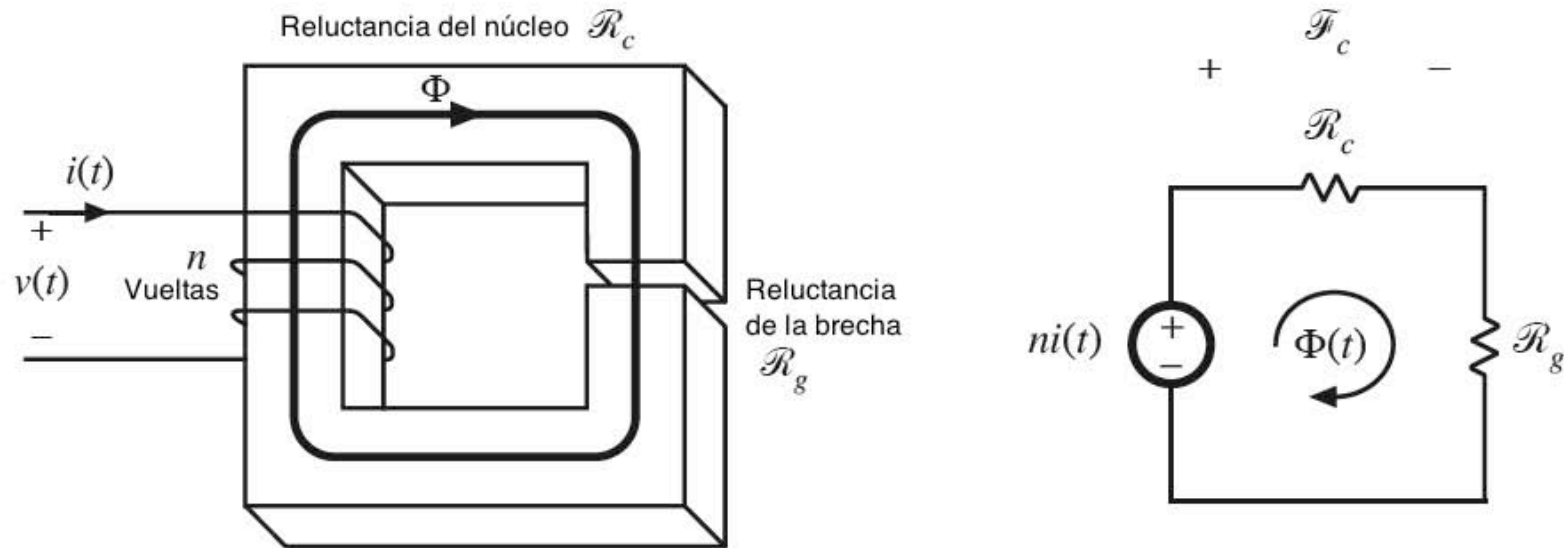
El primer paso es definir el tipo del material del núcleo, en base a la frecuencia básica de operación.

Para frecuencias de línea (de 50 a 400Hz), la selección razonable es el ferro-silicio.

Para operar en el rango de frecuencias medias a altas (kHz a MHz), la selección será el tipo de ferrita que ofrezca mejor permeabilidad en el rango de frecuencias principal de operación.

Seleccionado el material del núcleo se tendrá el valor del flujo máximo permisible sin llegar a saturación (para ferritas suele estar en el rango de 0,3T).

La configuración mas simple para la bobina es empleando un núcleo en "C".



Configuración propuesta para la bobina a diseñar (izquierda) y circuito magnético equivalente (derecha).

De la geometría del núcleo:

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c}$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_g A_c}$$

Del circuito magnético:

$$ni = \phi(\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g)$$

Usualmente $\mathfrak{R}_c \ll \mathfrak{R}_g \Rightarrow ni \approx \phi \mathfrak{R}_g$ y la inductancia resulta:

$$L \approx \frac{n^2}{\mathfrak{R}_g} = \frac{\mu_0 A_c n^2}{l_g}$$

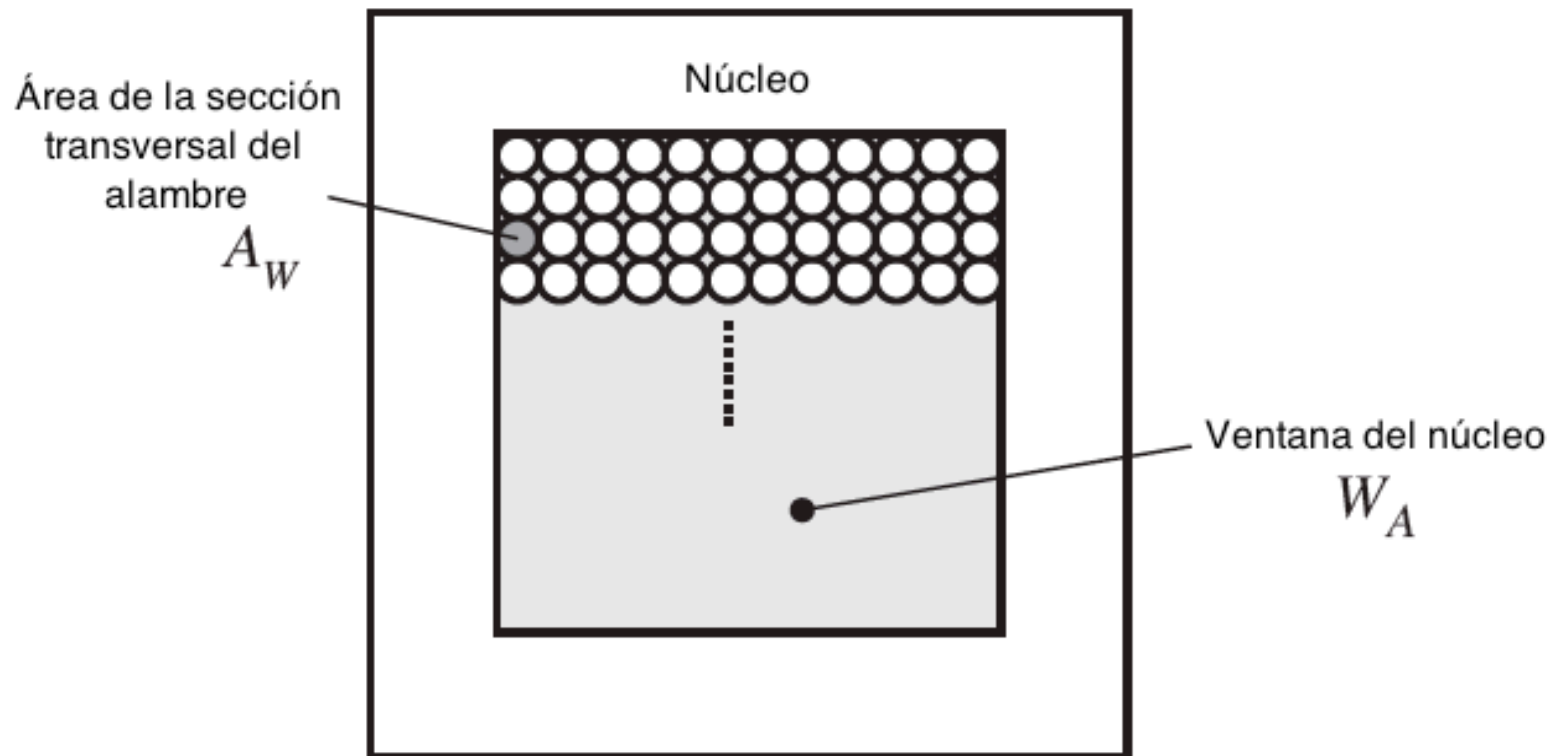
Por razones de uso eficiente de la capacidad del núcleo es conveniente tratar de operarlo al valor máximo B_{Max} cuando la corriente es I_{Max} , la máxima corriente de diseño de la inductancia.

El valor B_{Max} considerado debe ser menor que el valor nominal de saturación del material del núcleo, con el margen de seguridad que se desee para el diseño: Por lo tanto, la segunda condición a cumplir en el diseño es:

$$nI_{Max} = B_{Max} A_c \mathfrak{R}_g = B_{Max} \frac{l_g}{\mu_0}$$

donde el número de vueltas y la longitud de la brecha son incógnitas. Al despreciar l_c , el tamaño del núcleo como tal no es relevante en esta etapa del diseño.

La tercera condición a cumplir es que la bobina quepa en el espacio disponible para el alambrado (la "ventana" del núcleo).



Esquema del posible cableado, la parte aún no ocupada de la ventana de cableado es el área gris, arriba se presenta un esquema de cableado con 4 filas de 12 conductores cada una.

Si A_W es el área de la sección transversal del cable (incluyendo el aislante), y hay n vueltas en la bobina, el área ocupada efectivamente por los cables será nA_W , pero como muestra la figura, si W_A es el área de la ventana de cableado del núcleo, se va a cumplir siempre que $nA_W < W_A$, ya que siempre van a quedar espacios libres entre los cables cilíndricos.

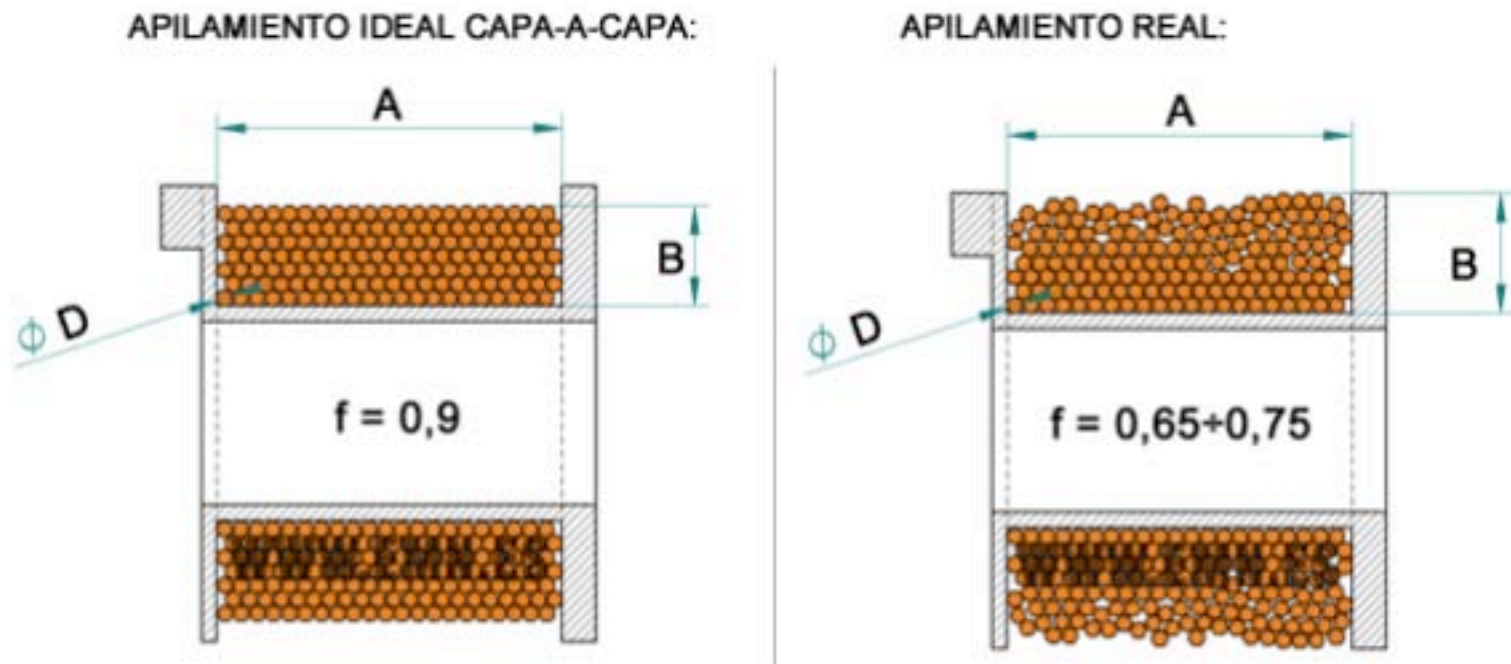
Normalmente los fabricantes de núcleos caracterizan a sus productos con una constante de llenado, K_u , que indica cual es la porción del área de la ventana que efectivamente puede llegar a ser ocupada por los cables.

La ecuación límite es:

$$K_u W_A \geq nA_W$$

K_u es necesariamente menor que 1 debido a:

1.- Los alambres cilíndricos no ocupan todo el espacio perfectamente, lo que, dependiendo de las técnicas de bobinado reduce K_u por un factor de entre 0,7 a 0,5.



Idealmente (lado izquierdo de la figura), un alineamiento perfecto de cada vuelta del arrollado produce un llenado perfecto del espacio disponible, permitiendo que se alcance el factor de apilamiento teórico perfecto (0,9) para alambres cilíndricos.

En la práctica es difícil lograr un apilamiento ideal, sobre todo en prototipos bobinados a mano, y el resultado (lado derecho de la figura) es un factor de apilamiento mucho menor.

El factor de apilamiento, f_a , es:

$$f_a = \frac{STH * n}{AVN} = \frac{n\pi\left(\frac{D_a}{2}\right)^2}{AVN}$$

Donde STH es la sección transversal del alambre aislado que se desea usar para formar la bobina (cm^2), AVN es el área de la ventana de bobinado del núcleo seleccionado (cm^2), D_a es el diámetro del alambre (cm) y n es el número de vueltas a bobinar.

2.- El aislante de los alambres reduce K_u por un factor de entre 0,95 y 0,65.

3.- Los carretes de bobinado que son necesarios en muchos casos también ocupan volumen.

4.- A veces es necesario incluir capas adicionales de aislante entre los bobinados, lo que ocupa un volumen adicional.

Valores típicos de K_u :

0,5 para inductores 0,25 a 0,3 para transformadores de línea.

0,05 a 0,2 para transformadores de alta tensión (múltiples kV).

0,65 para inductores de bajo voltaje alambrados con cintas.

La cuarta condición se relaciona con la resistencia del bobinado y las pérdidas asociadas con ella.

La resistencia del bobinado, R , es:

$$R = \rho \frac{l_b}{A_w}$$

Donde ρ es la resistividad del material conductor (usualmente $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega\text{-cm}$ en el cobre), l_b es la longitud total del alambre en la bobina y A_w es la sección transversal del alambre

La longitud del cable se estima en base a:

$$l_b = n * MLT$$

Donde MLT es la longitud promedio por vuelta de la bobina, que depende de la geometría del núcleo y de la técnica de bobinado empleada.

La resistencia R resulta entonces:

$$R = \rho \frac{n^* MLT}{A_w}$$

Resumiendo, las ecuaciones de diseño son:

$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_g} = \frac{\mu_o A_c n^2}{l_g}$$

$$nI_{Max} = B_{Max} A_c \mathfrak{R}_g = B_{Max} \frac{l_g}{\mu_o}$$

I_{Max} , B_{Max} , μ_0 , L , K_u , R y ρ son especificaciones del diseño o valores conocidos en general.

A_c , W_A , y MLT son valores que dependen del núcleo.

n , I_g y A_w son incógnitas.

Despejando las incógnitas, se obtiene:

$$\frac{A_c^2 W_A}{MLT} \geq \frac{\rho L^2 I_{Max}^2}{B_{Max}^2 R K_u}$$

Los factores de la derecha son todas variables conocidas de diseño, mientras que los de la izquierda son parámetros que se definirán cuando se seleccione el núcleo.

Definiendo la "constante geométrica del núcleo", K_g ,
como:

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{MLT} \geq \frac{\rho L^2 I_{Max}^2}{B_{Max}^2 R K_u}$$

K_g es una figura de mérito que describe el tamaño efectivo del núcleo en aplicaciones en las cuales se han definido las pérdidas en el cobre y la máxima densidad de flujo.

Reducir el tamaño del núcleo requiere:

Usar un material de núcleo de mayor B_{sat} .

Aumentar la resistencia, permitiendo mayores pérdidas en el cableado.

La geometría del núcleo implica que para lograr un K_g mayor hay que aumentar A_c , usando un núcleo de mayor tamaño, que tenga una ventana de cableado mayor, lo que en general resulta en un núcleo mas grande y un cableado mas largo.

El "método K_g " paso a paso.

1.- Los requerimientos de diseño deben ser especificadas en este formato:

Resistividad del alambre, ρ , en Ω -cm

Corriente pico, I_{Max} , en A.

Inductancia, L, en H

Resistencia total del bobinado, R, en Ω .

Factor de llenado de la bobina, K_u .

Máxima densidad de flujo, B_{Max} , en T.

2.- Las dimensiones del núcleo resultarán en:

Sección transversal del núcleo, A_c , en cm^2

Área de la ventana de alambrado, W_A , en cm^2

Longitud promedio de la vuelta, MLT , en cm .

2.- Determinar un tamaño de núcleo.

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{Max}^2}{B_{Max}^2 R K_u} 10^8 \left(\text{cm}^5 \right)$$

Se selecciona un núcleo suficientemente grande para cumplir con la desigualdad (nótese que por supuesto la solución no es única).

Se debe tomar nota de los valores de A_c , W_A y MLT de este núcleo.

3.- Calcular la longitud de la brecha para el núcleo considerado.

$$l_g = \frac{\mu_o L I_{Max}^2}{B_{Max}^2 A_c} * 10^4 \text{ m}$$

A_c en cm, $\mu_o = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

La longitud de la brecha resulta en metros.

Los resultados son aproximados y no toman en cuenta la dispersión del flujo en la brecha y otras no idealidades.

4.- Selección del núcleo en base a la brecha deseada.

Los fabricantes ofrecen tamaños estandarizados de las brechas, especificados no por las longitudes reales sino por un parámetro, A_L , que es la inductancia que se obtiene en cada núcleo con una bobina de 1000 vueltas.

Conocido A_c , se determina el correspondiente A_L :

$$A_L = \frac{10B_{Max}^2 A_c^2}{LI_{Max}^2} \left(\frac{mH}{1000 \text{ vueltas}} \right)$$

Donde A_c en cm^2 , L en Henries, B_{Max} en Tesla.

5.- Calcular el número de vueltas n .

$$n = \frac{LI_{Max}}{B_{Max}A_c} * 10^4$$

6.- Evaluar el tamaño del alambre.

$$A_w \leq \frac{K_u W_A}{n} (cm^2)$$

El alambre seleccionado debe tener una sección transversal del conductor que cumpla con esta inecuación (nuevamente, no hay solución única).

La selección debe ser validada calculando la resistencia eléctrica resultante, R_r :

$$R_r = \frac{\rho n * MLT}{A_w} (\Omega)$$

Para que el alambre sea adecuado se debe cumplir:

$$R_r \leq R$$

Se debe tener en cuenta que el método propuesto no produce un resultado único, y que puede ser necesario realizar varias iteraciones antes de obtener un resultado aceptable.

Dado que los métodos de diseño de los componentes magnéticos no dan una respuesta única, y tampoco aseguran que la respuesta obtenida sea óptima, se presenta a continuación un método alternativo, el llamado "método de la fórmula única".

Método "de la fórmula única".

Se puede demostrar que la condición para que el núcleo no sature es:

$$B_s N A_e > L I_p$$

Donde B_s es el valor de saturación del flujo, N el número de vueltas de la bobina, A_e el área efectiva del núcleo, L es la inductancia deseada e I_p la corriente pico máxima que debe circular por la inductancia sin saturarla.

L e I_p son datos del diseño, B_s se conoce una vez seleccionado el material del núcleo, y la desigualdad da un límite inferior para el producto NA_e :

$$NA_e > \frac{LI_p}{B_s}$$

El proceso de aquí en adelante es básicamente de tanteo, determinando el número de vueltas requerido para cada núcleo que se considere y analizando la posibilidad de acomodar el número de vueltas requerido en el espacio disponible del núcleo y el nivel de pérdidas posible en cada configuración.

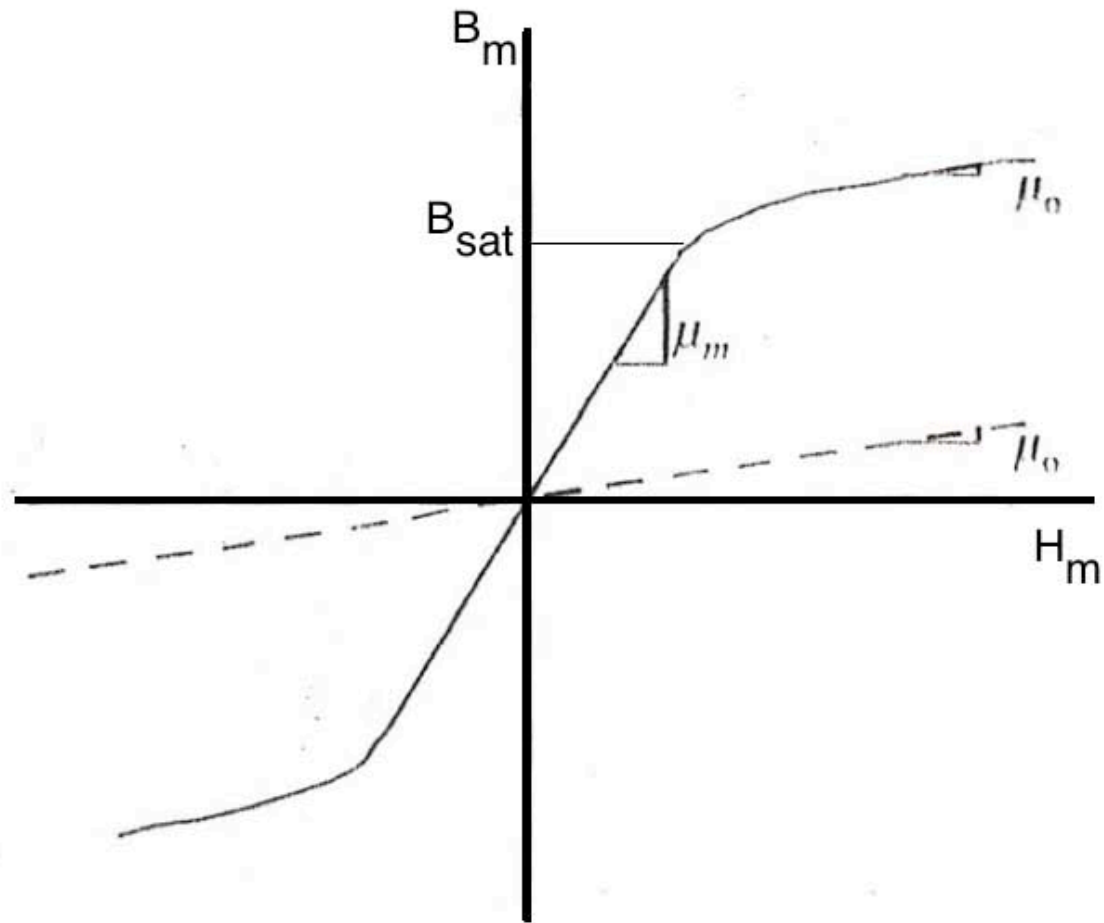
Las configuraciones en las que no sea posible acomodar las vueltas necesarias deben ser eliminadas y, en general se deben preferir las alternativas que ofrezcan menos pérdidas.

Relación entre el número de vueltas necesario, el calibre del cable empleado y el espacio disponible.

En general los cálculos anteriores se han hecho considerando que el número de vueltas es una variable que solo depende de los parámetros eléctricos del problema (inductancia requerida, flujo deseado, permeabilidad del material del núcleo seleccionado, etc.) y que el calibre del cable usado para la bobina solo depende de la magnitud de la corriente que se debe manejar.

La necesidad de tener un núcleo de material ferromagnético, usualmente cerrado, introduce tres problemas adicionales:

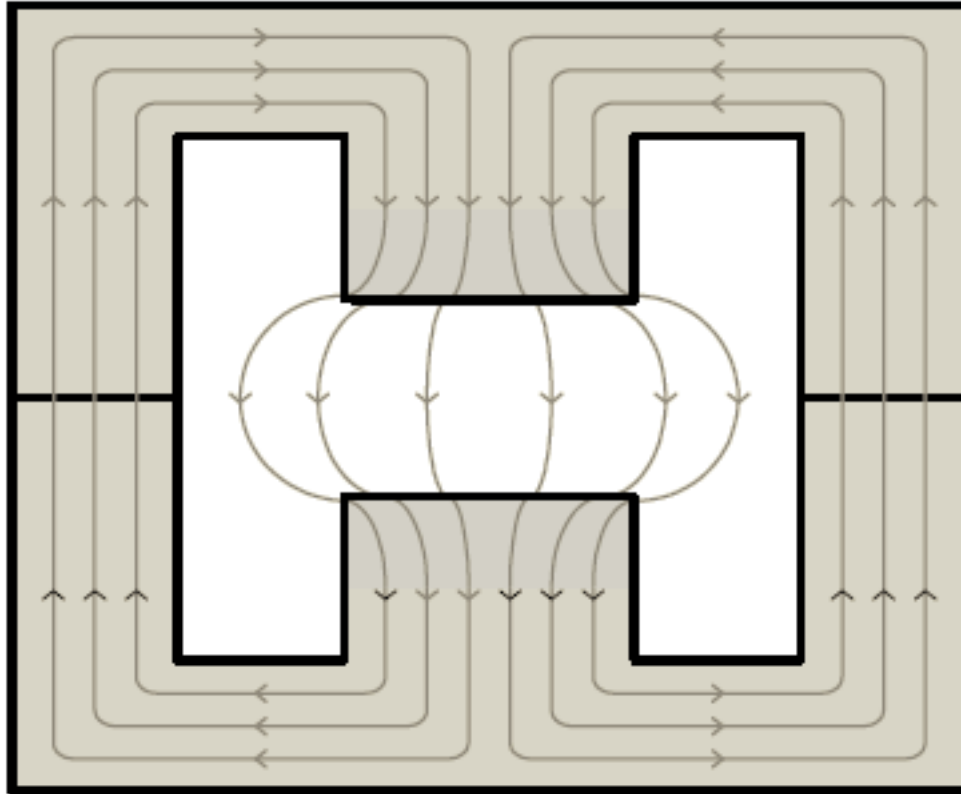
1. Saturación magnética. Todo elemento ferromagnético tiene un comportamiento no lineal frente a la intensidad del flujo magnético. Para valores bajos de flujo la permeabilidad magnética efectiva corresponde con el valor indicado en las tablas, pero existe un valor de flujo a partir del cual el material empieza a saturar, esto es, el flujo deja de crecer linealmente al aumentar la corriente, lo que se manifiesta como una reducción del valor efectivo de la permeabilidad magnética hasta que se produce la saturación total y la permeabilidad efectiva se hace igual a la del vacío (μ_0).



Comparación de las curvas B/H características del aire y de un material ferro-magnético de referencia.

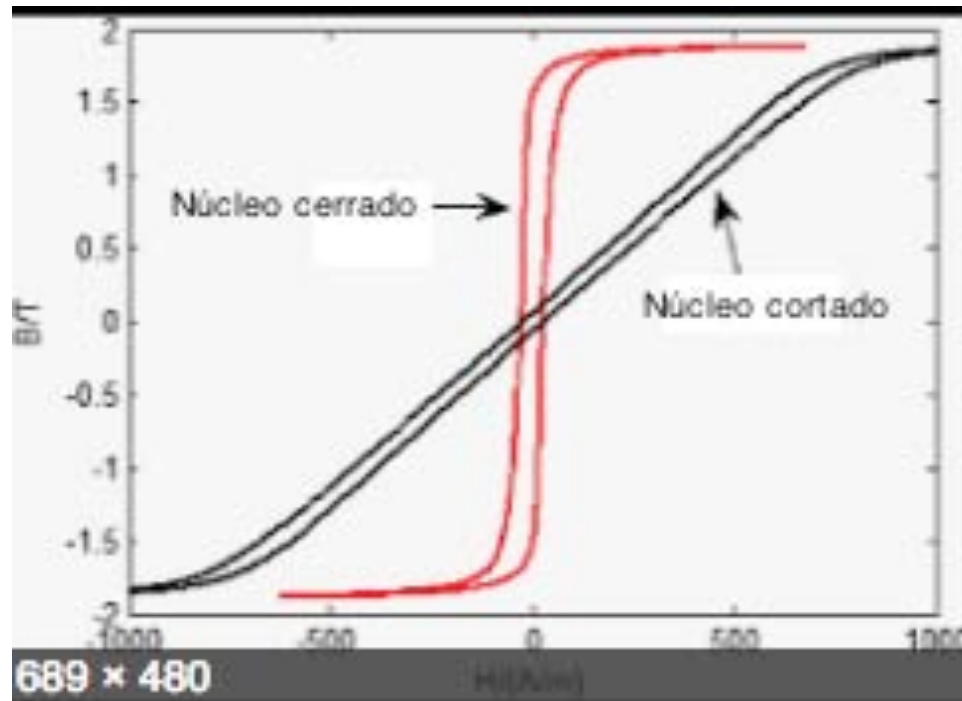
Esto limita la intensidad de campo posible en una bobina dada, y por lo tanto al valor pico de la corriente que puede circular por la bobina, ya que normalmente no es aceptable entrar en la zona de saturación, en la cual el valor efectivo de la inductancia colapsa.

Cuando es necesario operar con intensidades de campo que podrían saturar el núcleo que se desea emplear es usual emplear un núcleo no completamente cerrado, de forma que parte del recorrido del flujo sea en el aire.



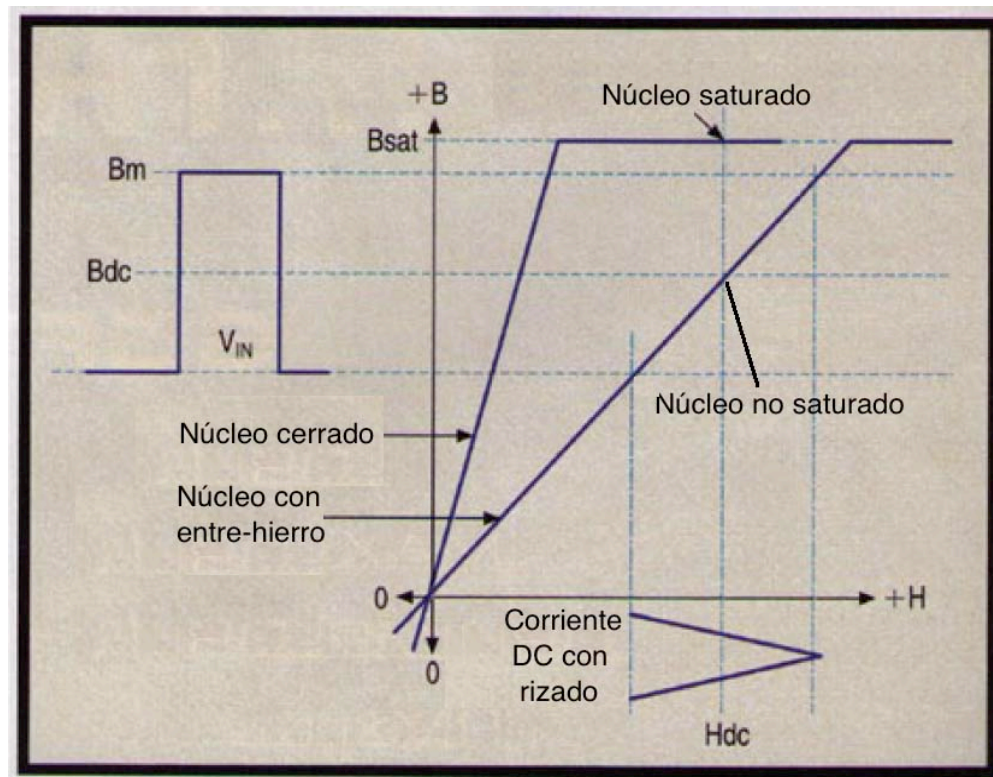
Esquema genérico de un núcleo con intervalo de aire (entre-hierro o "air gap").

Cuando parte del circuito magnético es a través del aire la permeabilidad promedio en el circuito magnético se reduce.



Comparación de los lazos de histéresis de un núcleo cerrado y otro equivalente con un "entre-hierro".

La necesidad de emplear entre-hierros ("air gaps") es particularmente fuerte en bobinas en las cuales debe circular un componente de corriente DC importante que polariza el punto de operación magnético fuera del centro de la característica B/H.



Efecto del entre-hierro en una bobina cuya corriente tiene un alto contenido de componente DC.

El efecto del entre-hierro en la saturación es el siguiente:

En ambos casos el nivel de flujo de saturación es:

$$\Phi = B_{sat} A_c$$

donde B_{sat} depende del material y A_c es el área de la sección transversal del núcleo.

La pendiente natural del material en un núcleo sin entre-hierro es c .

En el núcleo con entre hierro la pendiente cambia a $c + g$.

La corriente necesaria para producir la saturación en una bobina de n vueltas sobre el núcleo sin entre-hierro, I_{sat1} , es:

$$I_{sat} = B_{sat} A_c n c$$

La corriente necesaria para lograr la saturación en el núcleo con entrehierro, I_{sat2} , es:

$$I_{sat} = B_{sat} A_c n c + g$$

El entre-hierro aumenta el valor de la corriente que produce saturación en el núcleo

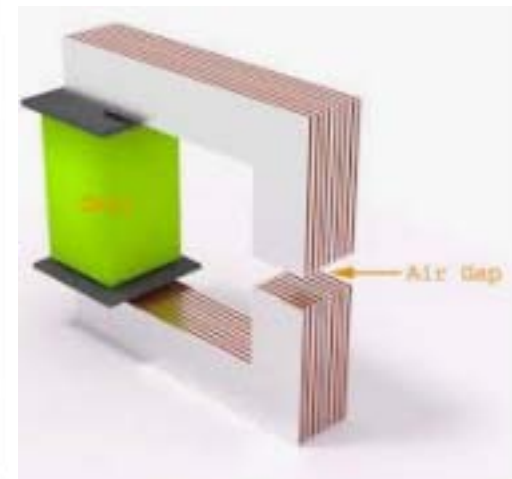
La inductancia de la bobina en el núcleo sin entre-hierro es:

$$L = n^2 c$$

Y en el núcleo con entre-hierro:

$$L = n^2 c + g$$

El entre-hierro reduce el valor de la inductancia producida por las n vueltas en el núcleo con entre-hierro.



Ejemplos de distintos tipos de núcleos con entre-hierro.

La longitud del entre-hierro, l_e necesario para obtener una inductancia L deseada es:

$$l_e = \frac{\mu_o L I_{Max}^2}{B_{Max}^2 A_n} 10^4$$

Donde I_{Max} es el valor pico de la corriente en amperios, B_{Max} es el máximo valor (en Teslas) permisible antes de saturación y A_n es la sección transversal del núcleo en cm^2 ; l_e resulta en metros.

Para los núcleos fabricados con entre-hierros predefinidos (caso general de los núcleos de ferrita y de perfiles de chapa troquelados) los fabricantes

especifican no el largo del entre-hierro sino el factor normalizado A_L , que es el valor en mH de la inductancia que producirían mil vueltas de alambre en ese núcleo.

La relación entre A_L y los parámetros de la bobina es:

$$A_L = \frac{10B_{Max}^2 A_n^2}{LI_{Max}^2} \quad \text{mH / 1000 vueltas}$$

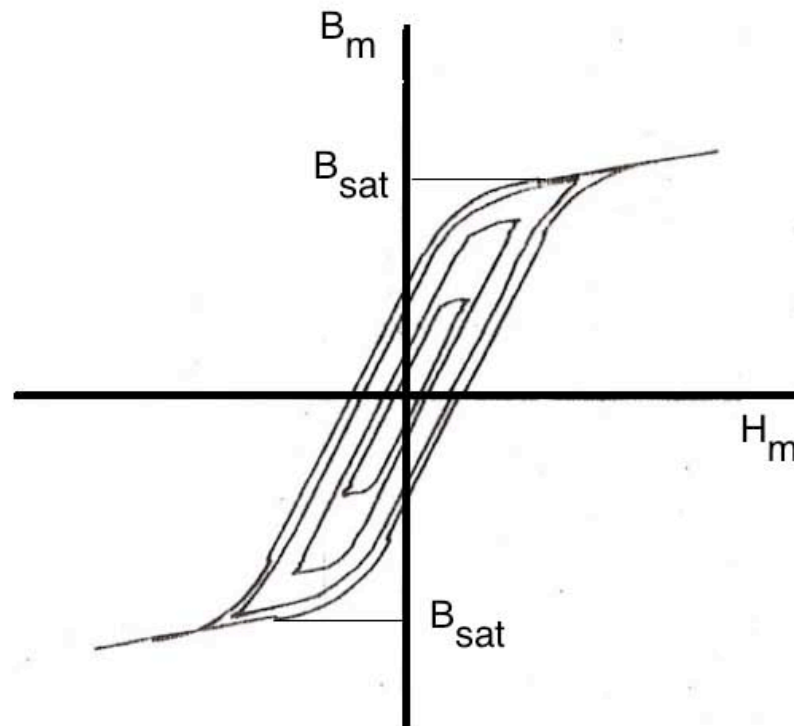
Entre la inductancia deseada y A_L :

$$L = A_L n^2 10^{-9} \quad \text{Henries}$$

Y el número de vueltas requerido, n , es:

$$n = \frac{LI_{Max}}{B_{Max} A_n} 10^4$$

2.- Pérdidas por histéresis. Adicionalmente, si se varía cíclicamente la intensidad magnética H presente en un material ferro-magnético, la densidad de flujo B cambia siguiendo un ciclo de histéresis, de forma que el valor de B no regresa a cero cuando H se hace cero.



Ciclos de histéresis en un material ferromagnético típico sometido a cambios cíclicos en H .

Este comportamiento no lineal causa pérdidas en la bobina, y parte de la energía del campo magnético se convierte en calor en el núcleo. Las pérdidas por histéresis son función del área cerrada por la curva de histéresis. Su valor, P_h , puede aproximarse mediante la fórmula de Steinmetz:

$$P_h = K_h f B_{Max}^n \quad \text{en } \frac{W}{kg}$$

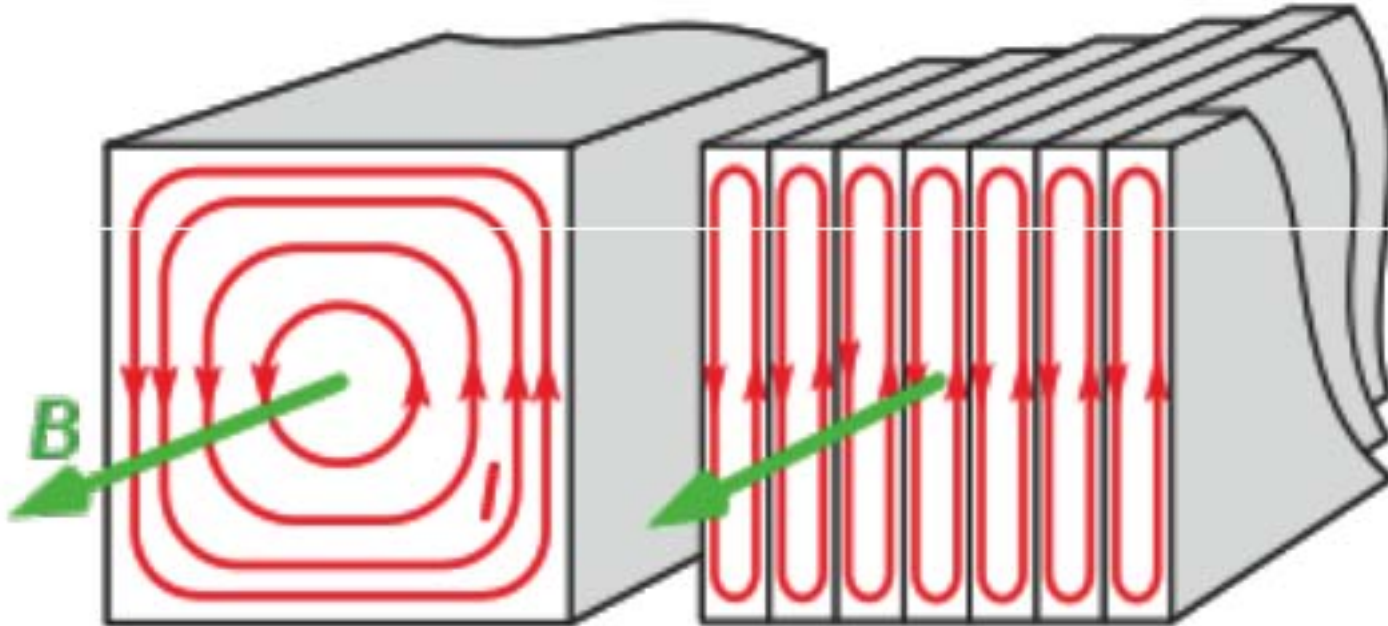
K_h y n son constantes propias del material, f es la frecuencia de oscilación en Hz, B_{Max} es el máximo valor del campo en el ciclo en Teslas; las pérdidas se distribuyen en todo el volumen del núcleo.

K_h puede estar entre 0,001 para un buen acero al silicio y 0,03 para acero fundido duro. n es 1,6 para campos menores a 1T y 2 para campos superiores.

3.- Pérdidas por circulación de corriente inducida en el material del núcleo. Dado que los materiales ferromagnéticos son en principio también buenos conductores de la electricidad, el $d\phi/dt$ del campo magnético de la bobina induce la circulación de corrientes parásitas en el núcleo, llamadas “corrientes de Foucault” o “eddy currents”, las cuales causan pérdidas de tipo resistivo (I^2R) adicionales a las pérdidas por histéresis.

La magnitud de estas corrientes parásitas es proporcional a la sección transversal del área donde circulan, por lo que los núcleos magnéticos fabricados

con metales no son hechos de un solo bloque sólido, sino de un conjunto de chapas delgadas aisladas eléctricamente entre si.



Efecto de las corrientes parásitas en un núcleo conductor de baja resistencia eléctrica (ferro-silicio)

Vector verde: Flujo

Izquierda: Bloque sólido. Derecha: Bloque laminado.

Asumiendo que el material del núcleo es uniforme y que el flujo es uniforme y penetra en todo el núcleo (el efecto pelicular es despreciable), las pérdidas de Foucault, P_f , se pueden estimar mediante esta fórmula empírica:

$$P_f = \frac{\pi^2 B_{Max}^2 d^2 f^2}{6k\rho D}$$

P_f en vatios por kilo (W/kg), B_{Max} en Teslas (T), el espesor del bloque del núcleo, d , en metros (m), la frecuencia en Hz, D es la densidad del material en kilos por metro cúbico (kg/m^3) y ρ es la resistividad del material en óhmios por metro (Ωm).

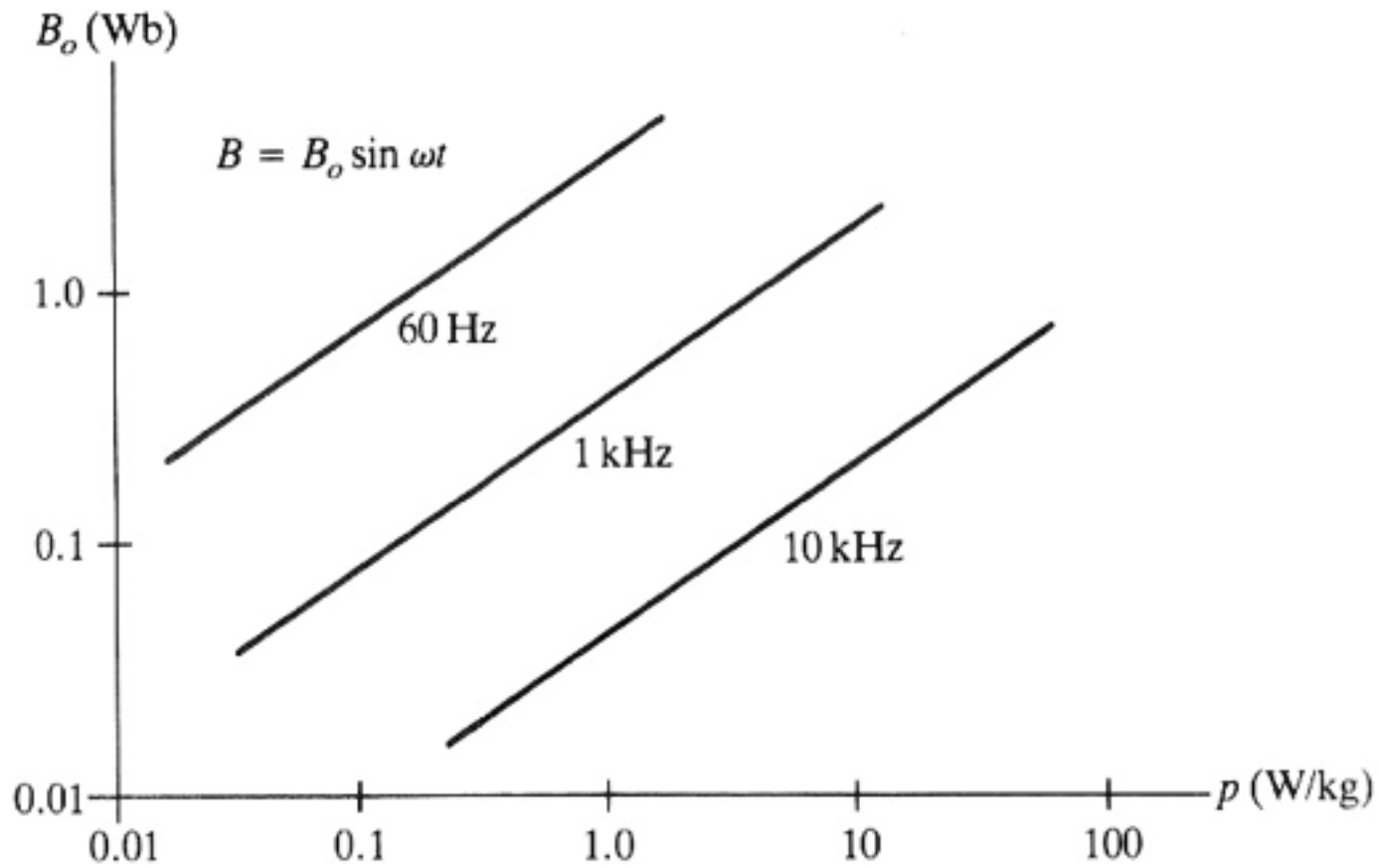
k es una constante cuyo valor empírico es 1 para láminas y 2 para cilindros.

Usualmente el fabricante de la chapa magnética agrupa todos los factores que dependen del material y la forma de sus productos en una sola constante, K_f , incluida en el catálogo, lo que permite simplificar los cálculos de P_f :

$$P_f = K_f f^2 B_{Max}^2$$

Las ecuaciones y las constantes propuestas son aproximadas, pero dan información sobre el orden de magnitud de las pérdidas y su relación con la frecuencia de operación y la intensidad del campo.

Dada la relación no lineal entre las pérdidas, la frecuencia de operación y el flujo magnético, también es usual que los fabricantes presenten gráficas de pérdidas en el núcleo en función de estas variables.



Gráfica típica de pérdidas en el núcleo en función de la frecuencia de operación y de la intensidad de flujo, ferro-silicio de transformador.

En general una chapa que opere a 400Hz (máxima frecuencia nominal para el uso de chapas de ferro-silicio) tendrá pérdidas 16 veces mayores que la misma chapa operando con el mismo campo a frecuencia de línea. Una chapa de 0,33 mm de espesor tendrá 9 veces las pérdidas de una chapa de 0,1mm operando a la misma frecuencia y con el mismo campo.

Para determinar si se cumple la condición de penetración total del campo en el núcleo la profundidad de penetración, d , se puede aproximar empíricamente como:

$$d = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Donde d es la profundidad de penetración en metros (m), f la frecuencia en Hz, μ es la permeabilidad magnética del material en Henrys sobre metro (H/m) y σ la conductividad eléctrica del material en Siemens sobre metro (S/m).

Si el valor de la profundidad de penetración es igual o mayor que el espesor de las láminas que forman el núcleo el valor estimado para las pérdidas de Foucault será razonablemente aproximado al real.

En las ferritas los núcleos ferromagnéticos están embebidos en una matriz cerámica que los aísla eléctricamente, lo que produce una resistencia eléctrica muy alta, que naturalmente elimina (o por lo menos minimiza) el problema de las corrientes parásitas inducidas.

Efecto de las pérdidas en el núcleo.

Las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault se manifiestan en forma de energía térmica y tienden a calentar las inductancias, además de aumentar las pérdidas totales y reducir la eficiencia energética del circuito.

El efecto de calentamiento puede ser directamente dañino, ya que todo material magnético tiene una temperatura crítica, llamada "punto de Curie" en el cual la agitación térmica de las moléculas neutraliza la alineación del campo, y el material pierde sus propiedades magnéticas, lo que colapsa el valor de la inductancia afectada.

Puntos de Curie de materiales usados en núcleos magnéticos

Material	Punto de Curie (°C)
Fe	770
Co	1130
Ni	358
Nd ₂ Fe ₁₄ B (N54)	120
Ferrita Mn-Zn	180
Fe-Si nano-cristalino	570

Para los materiales empleados en las bobinas de potencia el punto de Curie está en el orden de los 120 a 570°C.

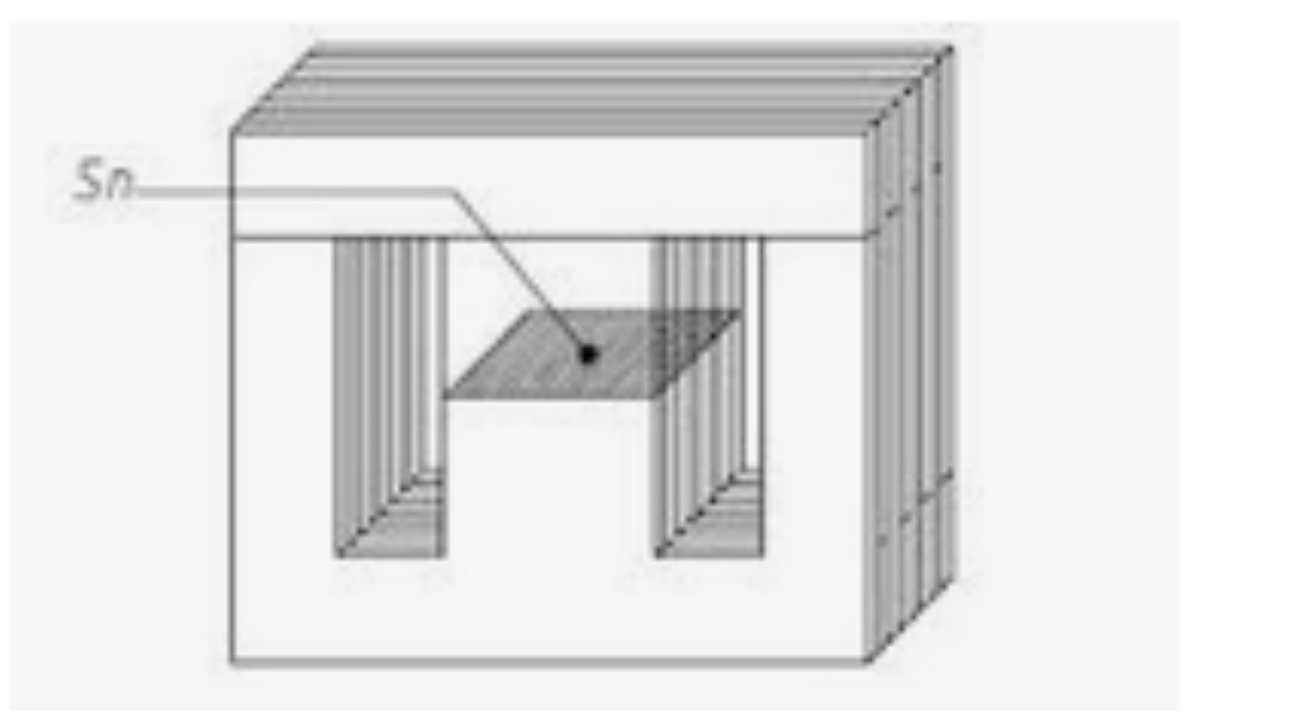
Es por supuesto imprescindible que en todo diseño que emplee bobinas o transformadores la temperatura de los núcleos magnéticos no se acerque nunca al valor de la temperatura de Curie del material empleado.

En general, cuando se diseña una bobina se busca utilizar al máximo las capacidades de los materiales (núcleo magnético y alambre de cobre), así que usualmente se emplea un calibre de alambre tal que el máximo valor nominal de la corriente que puede conducir debido a las pérdidas óhmicas es similar al valor de la corriente que causa la saturación del núcleo magnético.

Tanto para aumentar el flujo confinándolo en un circuito magnético de alta permeabilidad como para evitar que el flujo de dispersión afecte a otros componentes los núcleos usados son generalmente cerrados.

Los núcleos de metal ferromagnético están formados por ensamblajes de láminas aisladas de chapas troqueladas en forma de “E”, “C rectangular” o “I”.

Los fabricantes ofrecen tamaños estándar, lo que reduce los costos de producción, aunque en casos particulares se cortan las chapas al tamaño no estándar deseado.



Núcleo magnético tipo "8" ensamblado con chapas de perfil "E" e "I" entrelazadas.

Tabla de N° de chapas y sus dimensiones.

Cortaría de ELECTROMOTOR, Av. Belgrano (n) 1578, Sgo. Del Estero, Tel.421-3021

Chapa N°	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	l [mm]	l' calculada	CBK	Peso x sección cuadrada [Kg]	Peso de chapas [g]		Geometría de las chapas
									Chapa "E"	Chapa "I"	
14	3.5	3.5	8.75	1.75	14	14	6	0.025	760	240	<p>Peso específico del hierro Peh = 7.85 [g/cm³]</p>
18	4.8	4.8	11	2.5	19	19.2	13.5	0.065	770	230	
25	12.5	8	20.75	8	41.5	41	36.5	0.110	710	290	
30	33	27	97	17.5	120	120	132	2.320	810	190	
37	9.5	7.95	19	4.8	35	34.9	28.6	0.046	750	250	
60	40	20	60	20	120	120	100	2.800	750	250	
62	16	8	24	8	48	48	40	0.180	750	250	
75	19	9.5	26.5	9.5	57	57	47.5	0.300	750	250	
77	22	12	34	12	68	68	58	0.510	750	250	
111	25.4	12.7	33.1	12.7	76.2	76.2	63.5	0.720	750	250	
112	28.6	14.3	43	14.3	85.8	85.8	71.6	1.030	750	250	
125	32	16	49	16	95	96	80	1.420	750	250	
150	45	28.5	117	22.5	147	147	162	5.653	810	190	
155	38	19	57	19	147	114	95	2.430	750	250	
55 E	42	21	21	21	126	126	105	3.100	750	250	
200	33	27	65	17.5	120	120	100	1.960	750	250	
500	64	32	96	32	192	192	160	11.350	750	250	
600	50	25	75	25	150	150	125	9.400	750	250	
700	64	32	93	32	192	192	256	16.200	830	170	
800	82	41	122	41	246	246	204	24.500	750	250	
850	82	41	244	41	246	246	326	36.300	830	170	
1102	102	51	153	51	305	306	324	43.400	750	250	

Ejemplo de un catálogo de chapas pre-cortadas en "E" e "I" para núcleos magnéticos.



Ensamblado de un núcleo magnético de alta potencia con chapas cortadas a medida.

En el caso de las ferritas los núcleos están pre-formados en varios tipos ("E, I, C rectangular, copa cerrada), con una serie de tamaños estándar en cada tipo.



Selección de los tipos y tamaños de núcleos de ferrita y los correspondientes carretes para bobinar.



Núcleos de ferrita tipo "E" y el carrete de bobinado correspondiente (cortesía Gold Tone).



Model	size (mm)						
	A	B	C	D	E	F	G
P7/4	7.25±0.15	5.9±0.1	2.95±0.05	1.4±0.05	1.45±0.05	2.05±0.15	1.61±0.1
P9/5	9.15±0.15	7.65±0.15	3.8±0.1	2.05±0.05	1.9±0.05	2.65±0.05	2.0±0.2
P11/7	11.1±0.2	9.2±0.2	4.6±0.1	2.05±0.05	2.8±0.05	3.25±0.05	2.2±0.3
P14/8	14.05±0.25	11.8±0.2	6.0±0.2	3.0±0.1	2.9±0.1	4.2±0.1	3.3±0.6
P18/11	18.0±0.4	15.15±0.25	7.45±0.2	3.05±0.1	3.7±0.1	5.3±0.1	3.8±0.6
P22/13	21.6±0.4	18.2±0.3	9.25±0.2	4.45±0.15	4.7±0.1	6.75±0.1	3.8±0.6
P28/16	25.5±0.5	21.5±0.3	11.3±0.2	5.5±0.15	5.6±0.1	8.0±0.1	3.8±0.6
P30/19	30.0±0.5	25.4±0.4	13.3±0.2	5.5±0.15	6.6±0.1	9.45±0.1	4.3±0.6
P36/22	35.6±0.6	30.4±0.5	15.9±0.3	5.5±0.15	7.4±0.1	11.0±0.1	
P48/30	47.5±0.5	40.8min	19.2±0.4	5.8±0.20	10.6±0.3	14.8±0.3	8.4±0.6

Model	parameter				AL±25%(nH/N ²)	weight (g)
	Ct mm ⁻¹	Le mm	Ae mm ²	Ve mm ³	ZP40	
P7/4	1.430	10	7.0	70	950	0.5
P9/5	1.240	12.5	10.1	126	1100	0.8
P11/7	0.956	15.5	16.2	251	1500	1.8
P14/8	0.790	19.8	25.1	495	2000	3.2
P18/11	0.597	25.8	43.3	1120	2800	6.0
P22/13	0.497	31.5	63.4	2000	3500	12.0
P28/16	0.400	37.6	93.9	3530	4600	20.0
P30/19	0.330	45.2	137.0	6190	5700	34.0
P36/22	0.260	53.2	202.0	10700	7300	60.0
P48/30	0.230	72.7	313.4	22780	7300	134.0

Catálogo de núcleos de ferrita tipo copa cerrada (cortesía TangDa).

Inductancias saturables.

Aunque en general la saturación magnética es un fenómeno que se trata de evitar en el diseño de una inductancia, hay aplicaciones especiales en donde el fenómeno de saturación se aprovecha intencionalmente.

Este es el caso de las inductancias limitadoras de la velocidad de crecimiento de la corriente (di/dt) que forman el componente principal de los circuitos de ayuda a la conmutación de encendido en circuitos electrónicos de potencia.

En estas aplicaciones, para asegurar que la velocidad de crecimiento de la corriente es inferior al valor crítico calculado, se incluye una inductancia auxiliar en serie con el dispositivo electrónico de control de potencia que actúa como conmutador principal.

Transcurrido el tiempo de encendido, es deseable que la inductancia auxiliar reduzca significativamente su valor, para que no interfiera con el resto del ciclo de trabajo, especialmente con la conmutación de apagado; ambos objetivos se logran si la inductancia es saturable y se ajustan sus características para que la saturación se produzca a un nivel de corriente aceptable para la aplicación específica.

La condición de diseño es la siguiente:

El conmutador que se desea proteger está inicialmente a la tensión de la fuente, V_s , y el proceso de encendido tiene una duración t_{fv} .

Durante el intervalo t_{fv} la tensión se va desplazando desde el conmutador que se está encendiendo al inductor saturable.

Mientras el inductor no alcanza el nivel de saturación, se cumple que la densidad de flujo B crece en función de la tensión aplicada de acuerdo con la ley de Faraday:

$$v_L = NA_e \frac{dB(t)}{dt}$$

donde A_e es el área efectiva del núcleo y N el número de vueltas de la bobina.

Si, en primera aproximación, el voltaje en el conmutador cae linealmente, la tensión sobre la inductancia sube linealmente:

$$v_L(t) = V_s \frac{t}{t_{fv}}$$

Y el tiempo t_s requerido para que el valor de B alcance el valor de saturación, B_s , es:

$$t_s = \frac{2NA_e B_s}{V_s} \quad t_s \leq t_{fv}$$