

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

FACULTAD REGIONAL MENDOZA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

CÁTEDRA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

INDUCTORES CON NÚCLEO DE FERRITA

PROFESOR TITULAR:

ING. ADOLFO F. GONZÁLEZ

PROFESOR ADJUNTO:

ING. RICARDO M. CESARI

AYUDANTE TRABAJOS PRÁCTICOS:

ING. RUBÉN O. VICIOLI

2009

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	3
Inductancia	3
Factor Q	4
Histéresis	4
Comentarios Varios	4
AJUSTE DE LA INDUCTANCIA	8
BIBLIOGRAFÍA	12

INTRODUCCIÓN

Los inductores se usan en circuitos selectivos de frecuencia en una gran variedad de equipos electrónicos, abarcando desde telefonía, hasta radio y televisión.

Los rendimientos requeridos varían de acuerdo a las aplicaciones, por lo tanto los inductores de gran calidad han evolucionado principalmente para satisfacer las necesidades de la industria telefónica. En estos inductores se usan comúnmente núcleos de ferrite y sobre estos inductores trata el presente capítulo. Otros tipos de inductores, generalmente con requerimientos menos estrictos, se estudian a lo largo de este libro. Por ejemplo los inductores para receptores de radio y televisión, tienen generalmente núcleo de aire, a pesar de que no están tratados específicamente aquí gran parte de este capítulo será importante para su diseño.

Antes de considerar en detalle la teoría y práctica del diseño de inductores sería útil examinar los requerimientos de un inductor de alta calidad. El requerimiento o requisito básico para el diseño de redes es normalmente una combinación de inductancia y capacidad, la cual, idealmente resuena a la frecuencia correcta sin tener en cuenta el tiempo o las condiciones ambientales, tiene pérdidas de energía despreciables, y supone el menor costo y volumen posible. El capacitor no es el complemento ideal en esta combinación por lo que sus características deben ser tenidas en cuenta en el diseño del inductor.

Las necesidades de una red pueden traducirse en los siguientes requisitos generales de un inductor:

- a) Un valor de inductancia que, luego de ajustado es considerablemente constante para una temperatura dada durante toda la vida útil del equipo.
- b) Un coeficiente de temperatura del inductor que esté alrededor de los límites de un valor apropiado.
- c) Muy bajas pérdidas eléctricas y magnéticas.
- d) Pequeño volumen y bajo costo.

Antes de considerar como satisfacer estos requisitos será útil ampliarlos y hacerlos más específicos.

Inductancia

El cálculo de redes normalmente nos da como resultado valores precisos de inductancia y capacidad. Los capacitores generalmente se consiguen con valores nominales iguales a los requeridos en el cálculo, con tolerancias pequeñas ($\pm 2\%$).

El inductor se diseña también para tener una inductancia nominal igual al valor requerido, pero normalmente deben ser ajustados para obtener el producto LC correcto. El rango de ajuste debe ser el adecuado, es decir debe ser como mínimo igual a la suma de las tolerancias, que debe compensar. Estas son típicamente de $\pm 2\%$ para el capacitor, $\pm 1\%$ para las capacidades de dispersión, una tolerancia para el efecto de bordes, incremento integral en el número de vueltas y la tolerancia de la permeabilidad del inductor. Es típico un rango de ajuste de $\pm 7\%$.

Dentro de este rango de resolución, el ajuste debe ser tal que se pueda ajustar la frecuencia de resonancia con una precisión de alrededor de 100 ppm.

En general el valor del inductor y del capacitor cambiará en función de la temperatura, el tiempo, etc.

Este cambio no deseado se denomina variabilidad. En gran parte, la variabilidad del inductor puede reducirse aumentando el entrehierro para bajar la permeabilidad efectiva. Quizá, el aspecto menos dificultoso de la variabilidad es el coeficiente térmico. Lo importante desde el punto de vista del circuito es el cambio total del producto LC en un rango dado de temperatura. Típicamente el coeficiente térmico del producto LC puede estar limitado entre 0 y ± 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, aunque en los casos más severos la tolerancia puede ser la mitad de este valor. El límite típico del coeficiente térmico de la inductancia puede ser de +50 a +150 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, pero nuevamente recalamos que a veces pueden necesitarse tolerancias menores.

Un requerimiento típico de gran estabilidad térmica para el producto LC es aquel que no debiera cambiar más de $\pm 0,1\%$ a lo largo de una vida útil de 20 años. El límite correspondiente para el corrimiento de la inductancia sería de ± 500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$.

Factor Q

Casi siempre es deseable lograr un alto Q para un volumen dado ya que esto permite implementar una red mejor (es decir un filtro con una menor banda pasante, bajas pérdidas de inserción o característica de corte más aguda) para cierto número de inductores o, alternativamente y se obtendrá una dada característica atenuación-frecuencia con menor cantidad de inductores. En alta frecuencia, esto es frecuencias mayores que unas decenas de KHz, se diseña el inductor para que tenga el máximo Q a una determinada frecuencia y para un determinado volumen. Para frecuencias menores no siempre es posible obtener el máximo Q sin un aumento inaceptable de la variabilidad. Esto es así porque el máximo Q requeriría un gran valor de permeabilidad efectiva para obtener un equilibrio entre las pérdidas del devanado y el núcleo. Por lo tanto, generalmente un alto Q y una baja variabilidad son requisitos incompatibles; ellos son además en gran medida intercambiables. Si se hace alto el Q a expensas de la estabilidad se puede obtener una resonancia definida o un corte abrupto pero dejando una banda de resguardo lo suficientemente grande como para protegernos de los corrimientos de frecuencia. En tal caso el Q alto se desaprovecharía en gran medida y sobre todo, se podría obtener un rendimiento similar usando un entrehierro mayor lo cual aunque daría como resultado un menor Q, se vería incrementada la estabilidad. La frecuencia de corte o resonancia será menos aguda, pero se necesitaría una menor banda de resguardo. Los valores de Q normalmente especificados para los inductores varían desde 50 para frecuencias por debajo de 300 Hz hasta 500 o 1000 a 100 KHz, cayendo en la región de 200KHz a 20 MHz.

Histéresis

Por supuesto el efecto de histéresis es necesario que sea lo más pequeño posible. Generalmente los filtros inductivos trabajan con amplitudes muy bajas y la contribución de pérdidas debidas a la histéresis son despreciables. Sin embargo no siempre es así y cuando realizamos la medición del Q del inductor debemos tomar precauciones para asegurarnos que la medida de tensión corresponda a una densidad de flujo suficientemente baja. Otros efectos de la histéresis son el aumento de la inductancia con la amplitud y la introducción de distorsión en la forma de onda. El efecto de forma generalmente no es serio para las densidades de flujo usadas normalmente, pero nuevamente deben tomarse precauciones para que la amplitud usada durante la medición de la inductancia no sea demasiado alta para no obtener un valor erróneo. Normalmente el efecto más importante de la histéresis es la distorsión que provoca un aumento en la generación de armónicos y productos de intermodulación. Esto será particularmente molesto cuando existe una gran diferencia de potencia entre dos señales separadas dentro de un mismo circuito esto es por ejemplo en la conexión común de filtros de línea de dos hilos. En algunos casos un inductor puede necesitar tener un factor de histéresis tan bajo como 0,1 en contraste con el valores de 8 que es de uso típico en los diseños comunes de filtros inductivos.

Comentarios Varios

Normalmente se necesita que el acoplamiento magnético entre inductores adyacentes sea muy pequeño. No puede establecerse un requisito preciso pero generalmente es aceptable la aparición de un rango de tensiones de entre 50 y 70 dB medidos entre espiras correspondientes de reductores adyacentes. Entre los detalles que facilitan el diseño y la construcción de inductores están los siguientes: un adecuado margen de tamaños y permeabilidades efectivas, sencilla provisión de materiales devanados y alambres y un tipo sencillo pero efectivo de ensamblado, terminación y montaje.

Hasta la introducción del ferrite, los inductores usados en equipos de telecomunicaciones utilizaban casi exclusivamente los diferentes tipos de núcleos de hierro pulverizado e hierros niquelados. A causa de la baja permeabilidad volumétrica solo puede lograrse una adecuada aislación magnética entre inductores adyacentes con el uso de núcleos toroidales. Dichos núcleos presentan algunos problemas de devanado y ajuste.

Cuando el ferrite que tiene una permeabilidad relativamente alta fue introducido en escala comercial, se hizo posible realizar circuitos magnéticos de una forma conveniente mientras que mantenemos una alto grado de apantallamiento magnético. Una de las formas más acertadas desarrolladas para núcleos de inductores es mostrada en la figura (a). Se la llama cazoleta y es esencialmente un cilindro de ferrite que tiene un espacio anular cerrado para el devanado. En la práctica esta forma básica es apenas modificada: en la figura (b) se muestra una cazoleta típica. Esta normalmente consiste en dos medias cazoletas iguales que tienen las superficies de unión finamente apareadas para asegurar una juntura magnética estable, de baja reluctancia. Normalmente se proporciona un entrehierro rebajando una o ambas caras del centro del núcleo.

Están provistas de muescas u orificios en la pared exterior para poder sacar al exterior el terminal del devanado y además normalmente tienen un agujero central para facilitar el ajuste de la inductancia. Por supuesto hay otras formas de núcleos de ferrite. En la figura (c) se incluye una que puede derivarse de la cazoleta. Éste es un núcleo en X y a causa de su adecuada provisión para terminales se lo usa mayormente para inductores o transformadores que tienen varias derivaciones.

Antes de considerar el mejor diseño para un inductor sobre un núcleo dado, se discutirán brevemente las principales consideraciones sobre el diseño del núcleo mismo a la luz de los requisitos enunciados al comienzo de este capítulo.

Un alto Q implica bajas pérdidas magnéticas y también que la forma del núcleo utilice el material de la manera más ventajosa. Supuesto un material de ferrite dado, el problema es encontrar las proporciones del núcleo para lograr el rendimiento máximo. El criterio de rendimiento puede variar de acuerdo a la aplicación para un gran margen de inductancias y frecuencias es real que el núcleo que pueda contener un devanado dando por resultado la menor resistencia a la continua por unidad de inductancia tendrá el mejor rendimiento. En el siguiente análisis se supone una forma de cazoleta simple y la óptima proporción del núcleo se deriva del anterior criterio. Usando los símbolos definidos en la figura (c) el rango de resistencia a la continua del devanado por unidad de inductancia R_{dc} / L puede expresarse en términos de las proporciones del núcleo y K1 a K5. La inductancia de N vueltas en una cazoleta con una permeabilidad efectiva μ_e es:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_e N^2}{C1} [Hy]$$

donde C1 es el factor del núcleo.

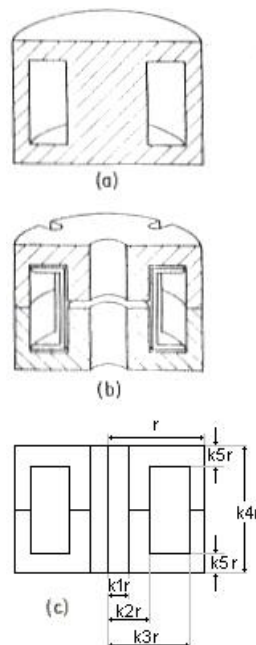
La resistencia de cualquier devanado, suponiendo que está hecho con un conductor de cobre que tiene resistividad ρ_c es la dada por:

$$R_{dc} = \frac{\rho_c N^2 l_w}{\Delta a F a}$$

donde l_w es la longitud media de la espira = $\pi r(k2 + k3)$

Δa es el área de la ventana = $r^2(k3-k2)(k4-k5)$

$F a$ es el factor de alimentación del cobre = sección transversal de cobre / Δa



Suponemos que el devanado cumple con aquel bobinado Ideal de manera que el factor de dimensión del cobre puede considerarse independiente de las dimensiones del núcleo. También suponemos que los espacios entre el núcleo y el interior y el exterior de la superficie del devanado son iguales. Luego:

$$\frac{R_{dc}}{L} = \frac{\pi P_c (k_3 + k_2) C_1}{F_a (k_3 - k_2) (k_4 - 2k_5) r \mu_o \mu_e} \left[\frac{\Omega}{Hy} \right]$$

Donde el factor de núcleo C1 es una función de k1 a K5. Si (C1)₁ indica el factor de núcleo para un núcleo de las mismas dimensiones pero de radio unidad, entonces las unidades de C1 son:

$$C_1 = \frac{(C1)_1}{r}$$

Tendremos entonces:

$$\frac{R_{dc}}{L} = \frac{\pi P_c (k_3 + k_2)}{F_a (k_3 - k_2) (k_4 - 2k_5) r^2 \mu_o \mu_e} (C1)_1 \left[\frac{\Omega}{Hy} \right]$$

Para una dimensión de núcleo dada es decir para un valor dado de k1 a K5, R_{dc} / L variará inversamente con el cuadrado de r, ya que éste está en el denominador.

El efecto del tamaño puede eliminarse multiplicando directamente por V_T^{2/3} donde V_T es el volumen total o sea πr³k4:

$$\frac{R_{dc} V_T^{\frac{2}{3}}}{L} = \frac{\pi P_c (k_3 + k_2) (\pi k_4)^{\frac{2}{3}}}{F_a (k_3 - k_2) (k_4 - 2k_5) \mu_o \mu_e} (C1)_1 \left[\frac{\Omega}{Hy} \right]$$

Esta expresión puede minimizarse con respecto a los factores de proporcionalidad k2 a k5, recordando que (C1)₁ es una función de esos factores. De esta manera podemos determinar las dimensiones para la utilización óptima de un volumen dado.

Una alternativa, sería fijar la altura y el diámetro arbitrariamente y calcular la dimensión restante. Debemos destacar que k1, el radio normalizado del centro del hueco, no es una variable en este problema. Su valor debería ser idealmente cero, pero en la práctica debemos elegir el menor valor posible con un adecuado medio de ajuste. La tabla siguiente muestra los resultados obtenidos usando dos valores arbitrarios de k1.

Estos valores pueden modificarse ligeramente en la práctica. Las ranuras para guiar los alambres producirán una pequeña corrección. Por otra parte como el valor de R_{dc} / L está poco influenciado por la variación de otros valores, es posible cambiar valores que estén fuera de un margen aceptable para lograr otra ventaja. Por ejemplo, si el radio del núcleo se incrementa un 5%, ello provoca una disminución de solo un 1% en el valor R_{dc} / L, pero produce un aumento del área de la sección transversal del núcleo de por lo menos un 10%, lo que a su vez producirá una significativa mejora en el factor de histéresis. Así también para usar una pequeña cazoleta de ferrite en alta frecuencia podríamos reducir ligeramente el diámetro del núcleo para obtener un mejor espaciamiento del devanado en el núcleo.

Cualquiera sea el planteo adoptado la última ecuación nos permite evaluar el efecto del cambio de las dimensiones del núcleo en R_{dc} / L.

Como señalamos la verdadera dimensión de los valores dependen del tamaño elegido.

k1	K2	K3	K4	K5
0	0 - 390	0 - 840	1 - 30	0 - 226
0 - 210	0 - 442	0 - 854	1 - 17	0 - 206

El coeficiente de temperatura y el factor residual de pérdidas son proporcionales a μ_e. Y por ende el rango de cazoletas de diferentes tamaños están disponibles y con diferentes permeabilidades efectivas, logradas a partir de una serie de valores standards. El diseño del inductor se ve simplificado porque el diseñador puede fácilmente trasladar un diseño experimental desde un tamaño de núcleo a otro, dentro del rango y tener la esperanza de encontrar disponibles los mismos valores de μ_e. Usualmente se utiliza una progresión logarítmica de números predilectos.

Hay dos factores de uso común que relacionan la inductancia con el número de vueltas alrededor de un núcleo dado. El factor de vueltas α es el número de vueltas requerido para obtener una inductancia dada, generalmente 1mHy. Desde que:

$$L = \frac{\mu_o \mu_e N^2}{C1} 10^3 [mHy]$$

$$N = \sqrt{\frac{C1 L 10^3}{\mu_o \mu_e}}$$

Por lo tanto la definición de α será:

$$N = \alpha \sqrt{L} \quad \text{por lo que} \quad L = \frac{N^2}{\alpha^2} [mHy]$$

Si C1 está en mm^{-1} tendremos:

$$\alpha = \sqrt{\frac{C1}{\mu_o \mu_e}} \quad \text{vueltas por 1mHy}$$

$$\alpha = 10^3 \sqrt{\frac{C1}{4\pi \mu_e}} \quad \text{vueltas por 1mHy, donde C1 está en cm}^{-1}$$

El factor alternativo es el factor de inductancia, A_L . Esta es la inductancia en nHy por vuelta al cuadrado alrededor de un núcleo determinado. Por ejemplo:

$$L = A_L N^2 [nHy]$$

Así que:

$$L = A_L N^2 10^{-9} [Hy] = \frac{\mu_o \mu_e N^2}{C1}$$

Si C1 está en mm^{-1} entonces:

$$A_L = \frac{\mu_o \mu_e}{C1} \quad \text{nHy por vuelta}$$

$$L = \frac{N^2}{\alpha^2} 10^3 = A_L N^2 10^{-9} [H] \quad ; \quad \alpha = \frac{10^3}{\sqrt{A_L}}$$

Se notará que sí bien α y A_L son susceptibles a una medición precisa y pueden por lo tanto ser establecidos dentro de ciertos límites, el valor de μ_e prácticamente sólo puede ser deducido a partir de un valor conocido de α o A_L y un poco de cálculo arbitrario del factor de núcleo. Por lo tanto el valor verdadero de μ_e no es generalmente conocido para un núcleo como lo es una cazoleta en la cual la geometría del flujo pasante es compleja. Se cita un valor nominal y se calcula a partir de un valor de C1 obtenido en concordancia con una formula standard. Sin embargo en la practica el valor nominal de μ_e es suficientemente seguro para mejorar la performance de un núcleo hueco a ser estimado a partir de los parámetros materiales con una precisión razonable. Como se dijo arriba algunos fabricantes usan valores standard de μ_e . Otros usan valores standard del factor de vuelta o del factor de inductancia, notablemente más modernos.

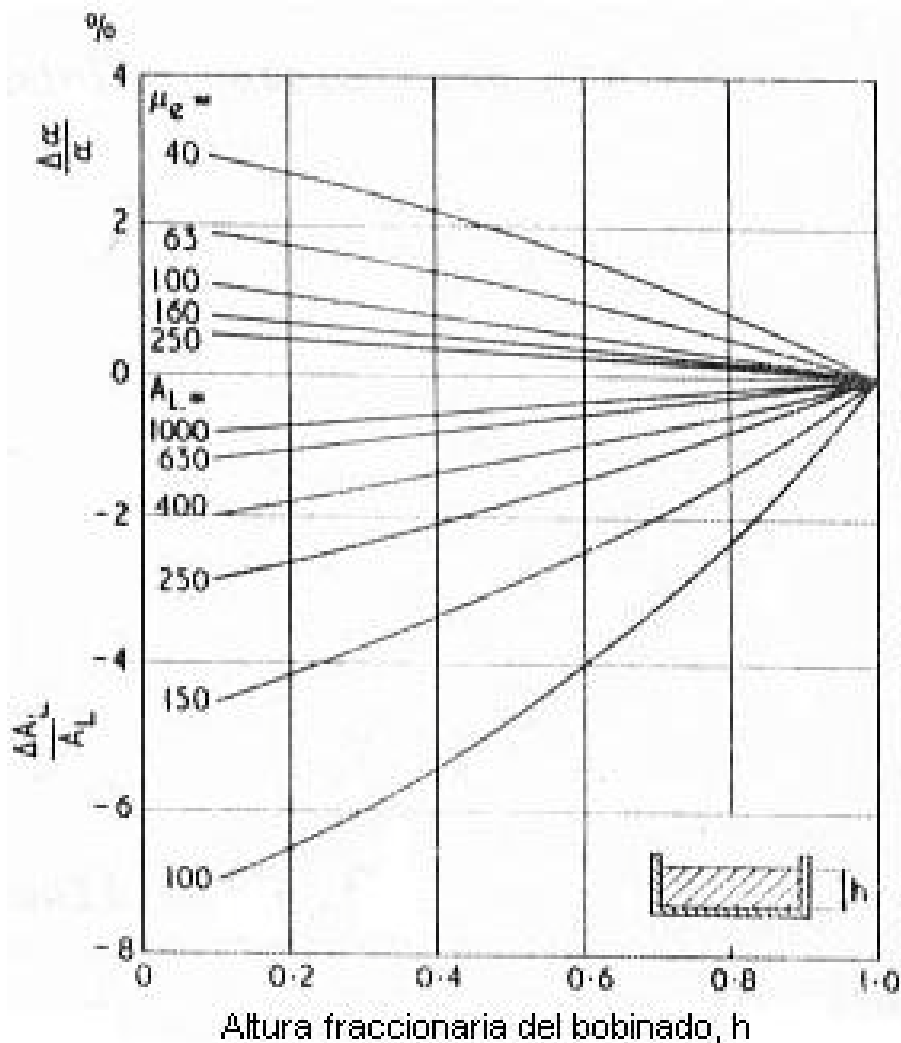
Este acercamiento es usual cuando el principal énfasis del diseño del inductor es el cálculo del número de vueltas y especificando la inductancia. Sin embargo el valor de α o A_L no caracteriza a la cazoleta suficientemente como lo hace el valor de μ_e .

Donde se debe proveer un significado de ajuste de inductancia, a veces se elige el largo de la abertura de ventilación y por lo tanto el valor standard de μ_e o A_L se obtiene en el centro del rango de ajuste. Alternativamente puede referirse a la cazoleta sin el ajustador.

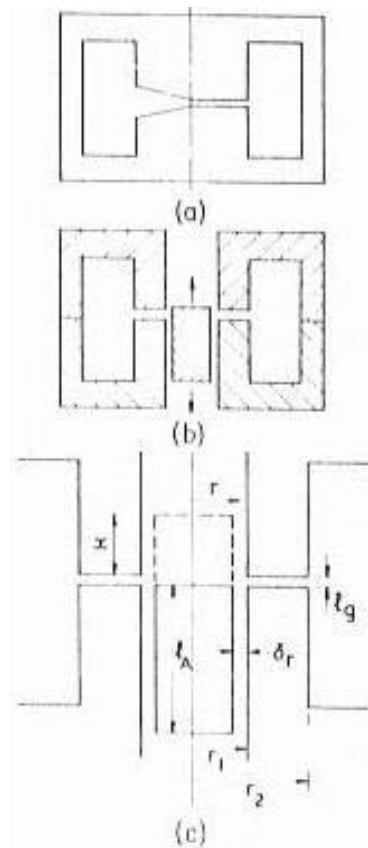
Considerando tolerancias, la precisión absoluta de pulverización que se obtiene cuando la abertura de ventilación es introducida durante su manufactura no depende del largo de la abertura.

Por lo tanto una mejor tolerancia fraccionada en el largo se obtiene para grandes aberturas de ventilación, por ejemplo: bajas permeabilidades efectivas, que para pequeñas aberturas de ventilación. Tolerancias típicas en rangos de α desde ± 1 para $\mu_e = 40$ a $\pm 2\%$ para $\mu_e = 250$. Las tolerancias correspondientes para μ_e o A_L sería el doble de estos valores.

Los valores de α o A_L medidos en una cazoleta dada, dependen de la disposición y espacio del bobinado. Resultados razonablemente reproducibles se pueden obtener si la bobina está totalmente bobinada. La siguiente figura muestra las típicas variaciones de los valores de α o A_L con la altura del bobinado. Los valores especificados de α o A_L y usualmente relacionados con un bobinado específicamente definido para pruebas consideran el caso de fracciones de vueltas.



AJUSTE DE LA INDUCTANCIA



En el pasado han sido utilizados una variedad de métodos para el ajuste de la inductancia de las cazoletas de los inductores y han sido propuesto una cantidad mayor de métodos. En la actualidad hay virtualmente dos métodos básicos. Uno es diseñar el centro del núcleo asimétricamente; una posible geometría se muestra en la figura a). Se produce un cambio de la permeabilidad efectiva si una mitad del núcleo se rota relativamente con la otra mitad. Este método depende de la redistribución del campo en los bordes; si las líneas de flujo son todas paralelas al eje no se obtendrán cambios, ya que el largo y la sección geométrica transversal de la abertura de ventilación no es cambiada. La desventaja de este método es que la inductancia debe ser ajustada antes que se realice el ensamble de la cazoleta y que sea montada en el resto del circuito. Por consiguiente, su ajuste es difícil. El otro método es mucho más usado y se lo describirá haciendo referencia a las figuras b) y c). Un núcleo magnético cilíndrico es introducido en su agujero central de tal manera que parcialmente deriva la abertura de aireación. Si la posición axial es parcialmente cambiada, la reluctancia efectiva de la abertura de aireación es cambiada y con ella la inductancia del bobinado en la cazoleta.

Un análisis simplificado indicara las características salientes del método. Se sabe que la reluctancia del cilindro es despreciable comparada con la abertura de aireación que lo rodea. En la práctica esto es cierto si su permeabilidad es mayor que 100. También se sabe que la longitud principal de la abertura de ventilación l_g es demasiado pequeña y que es despreciable comparada con la longitud l_A de la derivación y esta redistribución en los bordes en ausencia de derivación es cero, de modo que el área magnética de la abertura de aireación es:

$$A_g = \pi (r_2^2 - r_1^2)$$

Esto implica que la inductancia de abertura de aire sin la derivación es igual a: l_g / A_g

La reluctancia en paralelo con esta cuando la derivación esta en la posición indicada por la línea quebrada, por ejemplo: a una distancia x detrás de la abertura principal de aire es:

$$\frac{\delta r}{2\pi r x} + \frac{\delta r}{2\pi r (L_A - x)}$$

(donde δr es la longitud de paso de la abertura radial entre la derivación y el agujero y r es el radio principal de esta abertura). Por lo tanto esta derivación de reluctancia es:

$$\frac{\delta r}{2\pi r} \frac{L_A}{x(L_A - x)}$$

Se debe hacer notar que esto varía desde ∞ cuando $x = 0$ hasta un mínimo cuando $x = L_A/2$ (como se puede ver por diferenciación) y de nuevo a ∞ cuando $x = L_A$. El valor mínimo es:

$$\frac{4\delta r}{2\pi r L_A}$$

Mientras menor sea este valor mayor será el rango total de ajuste y asumiendo un valor dado para l_g y asumiendo que la derivación empieza para la posición totalmente externa. Así para incrementar el rango de ajuste, δr deberá ser pequeño y r y L_A deberán ser grandes. La reluctancia total de la abertura de ventilación se obtiene de la combinación de las reluctancias dadas por las ecuaciones anteriores:

$$\frac{\frac{\delta r L_A}{2\pi r x(L_A - x)} + \frac{L_g}{A_g}}{\frac{\delta r L_A}{2\pi r x(L_A - x)} + \frac{L_g}{A_g}} = \frac{\delta r L_A L_g}{\delta r L_A A_g + 2\pi r x L_g (L_A - x)}$$

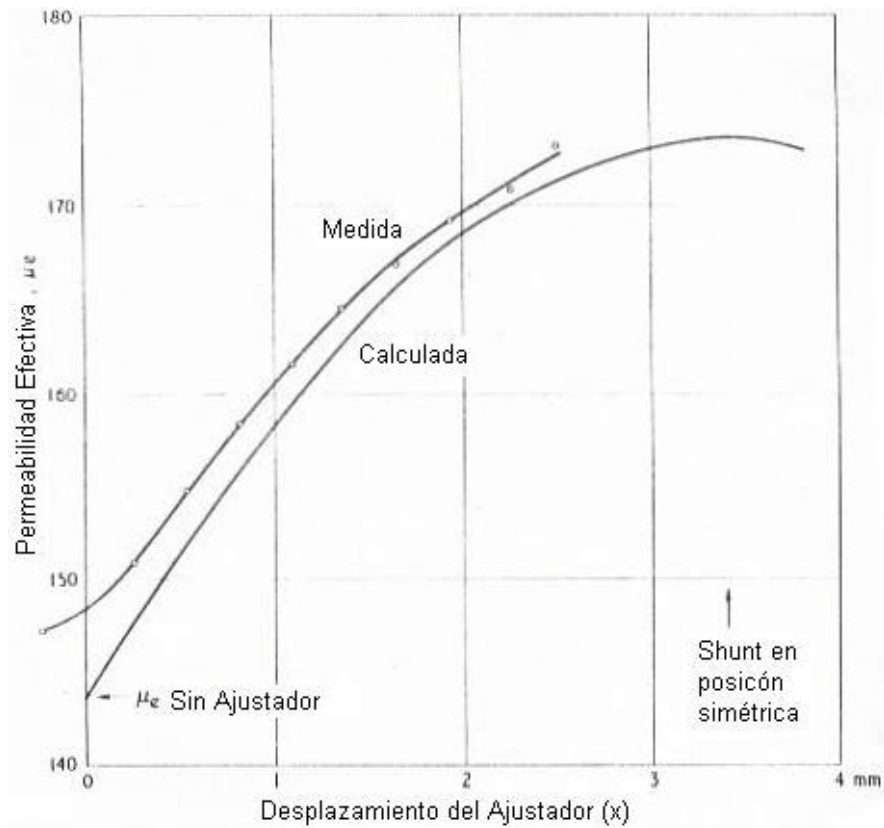
Entonces la permeabilidad resultante está dada por:

$$\mu_e = C1 \frac{C1}{\mu} + \frac{\delta r L_A L_g}{\delta r L_A A_g + 2\pi r x L_g (L_A - x)}$$

$$\mu_e(\min) = \frac{C1}{\frac{C1}{\mu} + \frac{L_g}{A_g}} \quad \mu_e(\max) = \frac{C1}{\frac{C1}{\mu} + \frac{L_g}{A_g + \pi L_g L_A / 2\delta r}}$$

La figura muestra el cambio de la permeabilidad efectiva como función de x calculada de la ecuación anterior asumiendo una cazoleta típica. También se da la correspondiente curva medida en la cazoleta. La divergencia en la parte baja se debe a que la derivación comienza a reducir la abertura efectiva de aire antes de haber cruzado la menor el límite de la actual abertura de aire. Este efecto de borde es ignorado en el análisis. Se desea conseguir por el efecto de una pequeña permeabilidad derivada. Ésta reluctancia efectiva será aproximadamente de la forma: $L_A k/\mu A_A$, donde L_A , μ y A_A se refieren a la derivación y el k es un factor menor que 1 para permitir la distribución no uniforme del flujo en la derivación. El rango de ajuste obtenido con una derivación dada en una cazoleta dada, depende de la longitud principal de la abertura de aireación, a mayor abertura de aireación mayor será el rango de ajuste. Cuando la permeabilidad efectiva es elevada, por ejemplo: la principal abertura de aireación es pequeña, esto a veces dificulta llevar a cabo el rango de ajuste suficiente. Por esta razón se desea realizar el despeje radial entre la derivación y la cazoleta tan pequeño como sea posible y la longitud de la derivación tan larga como sea posible. El incremento de la permeabilidad de la derivación no ayuda porque como se estableció anteriormente y cuando excede los 100 la reluctancia de la derivación se transforma en despreciable. En el otro extremo una permeabilidad efectiva baja puede dar por resultado un rango de ajuste mayor que el requerido. Este por si mismo no es un rango indeseable. Sin embargo es acompañada por un incremento en la pendiente máxima en la curva de ajuste y esto permitirá hacer mayor la estabilidad de la inductancia con la temperatura y el tiempo que soporte. En efecto, es usual limitar la máxima pendiente y esto puede ser conveniente realizado cuando una derivación de permeabilidad baja o incrementando el despeje radial.

En la introducción a este capítulo se hizo una referencia acerca del mínimo rango de ajuste necesario para asegurar que se pueda obtener el producto LC requerido y teniendo en cuenta las tolerancias de fabricación en los parámetros que afectan al producto LC. Un rango típico es 14% (total) artificial como sigue: $\pm 3\%$ de la tolerancia de A_L , $\pm 2\%$ de la tolerancia del capacitor de resonancia y $\pm 2\%$ como margen para una contribución compuesta, como puede ser una capacitancia parásita. La tolerancia de μ_e depende de su valor, a mayor μ_e mayor tolerancia.



Este efecto agrava la dificultad de obtener rangos suficientes con altos valores de μ_e ; aún cuando la variabilidad no es un factor importante del rango de ajuste, normalmente se prevé el uso de altos valores de permeabilidad efectiva, por ejemplo 400 para núcleos de inductores. El número de vueltas requerido en un bobinado para cualquier inductancia nominal será en general no integrado en el cálculo de los valores nominales de α o A_L .

BIBLIOGRAFÍA

- MAGNETIC MATERIALS AND THEIR APPLICATIONS-Carl Heck-Ed. Butterword.
- SOFTFERRITES, PROPERTIES AND APLICCATIONS-E. Snelling -Ed.ILIFFE.