

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

FACULTAD REGIONAL MENDOZA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

CÁTEDRA DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

DISEÑO DE TRANSFORMADORES CON FERRITAS LINEALES

PROFESOR TITULAR:

ING. ADOLFO F. GONZÁLEZ

PROFESOR ADJUNTO:

ING. RICARDO M. CESARI

AYUDANTE TRABAJOS PRÁCTICOS:

ING. RUBÉN O. VICIOLI

2009

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	4
Autoinducciones	4
Transformadores	4
Características	4
TEORÍA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES LINEALES DE BAJO NIVEL	5
Definición de transformador lineal de bajo nivel	5
Teoría básica del transformador	5
Observaciones simplificadas para transformadores prácticos	7
Cálculo de la densidad de flujo y de la comente magnetizante:	7
Cálculo de la corriente del primario:	7
Cálculo de la relación de espiras necesaria:	7
Contenciones adicionales de diseño	8
Transformador resonante	9
Requisitos de los transformadores de impulsos y de banda ancha	10
Cálculo de la autoinducción dispersa y de la capacidad de auto resonancia	11
Comportamiento de los transformadores de impulsos y de banda ancha a bajas frecuencias	13
Transformadores de alta frecuencia y banda estrecha	14
TEORÍA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA	15
Definición de transformador de potencia	15
Circuitos equivalentes para altas y bajas frecuencias	15
Cálculo de la autoinducción Excitación por c.a. únicamente	15
Procedimiento de diseño del transformador Fase I	16
Procedimiento de diseño para baja frecuencia Fase II	17
Transformadores de potencia especiales	19
Requisitos de los transformadores para inversores / convertidores	19
Elección del núcleo para transformadores de inversores	19
Diseño completo de un transformador para inversores	20
Ejemplo de diseño de transformadores de potencia:	21
TEORÍA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES LINEALES DE BAJO NIVEL	22
Definición de autoinducciones de baja energía	22
Nota acerca de los límites de excitación	22
Márgenes de frecuencia	23
Resumen de propiedades	23
Tabla - 2	23
Construcción de un núcleo envolvente	23
Permeabilidad eficaz	24
Cálculo de la autoinducción	25
Importancia del entrehierro	25
Comprobación de que el devanado "cabe"	25
Curvas Q	25
Coeficiente de temperatura de la permeabilidad eficaz (autoinducción)	26
Procedimientos de diseño	26

Caso I-Factor más importante L /V: _____	26
Ejemplo: Diseño del caso I _____	27
Caso II - Factores más importantes L y Q: _____	27
Caso III - Factores más importantes Q y el coeficiente de temperatura: _____	27
Caso IV - Factores más importantes L /V y C.T.: _____	28
Caso V - Factores más importantes Q, L /V y C.T.: _____	28
TEORÍA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES DE POTENCIA _____	29
Definición de autoinducciones de potencia _____	29
Consideraciones generales de diseño _____	29
Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo _____	29
Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo de c.a. con excitación de c.c. _____	30
Variación de la permeabilidad con la temperatura _____	30
Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la frecuencia _____	31
Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la temperatura _____	31
Cálculo de la autoinducción sólo excitación de c.a. _____	31
Procedimiento de diseño - Fase I _____	33
Ejemplo de cálculo: _____	33
Finalización del diseño - Fase II _____	34
Ajuste del diseño _____	34
Cálculo de la autoinducción Excitación de c.a. y c.c. _____	35
Concepto de permeabilidad media _____	35
Cálculo del número de espiras necesario _____	36
Ejemplo del diseño una autoinducción para excitación de c.a. y c.c.: _____	37
APÉNDICE _____	39
BIBLIOGRAFÍA _____	41

INTRODUCCIÓN

El diseño de componentes magnéticos bobinados es una ciencia exacta. Todas las relaciones fundamentales han sido deducidas e investigadas; sus ecuaciones han sido desarrolladas y reducidas a términos utilizables y a cantidades prácticas para materiales reales. Los procedimientos de diseño son mas bien pesados y laicos, pero realizables. Existen textos de ingeniería que contienen todos los detalles, y si se siguen las rutinas indicadas en ellos, los resultados serán mas o menos los deseados. El diseño podrá ser una ciencia exacta pero el llevarlo a la práctica presenta algunas lagunas. La elección de las aleaciones magnéticas, los espesores de laminación, y las dimensiones (por no citar las tolerancias de fabricación y las propiedades eléctricas y magnéticas) al ser, aproximaciones prácticas a las posibilidades teóricas están sujetas a varias inhibiciones y compromisos.

Con la aparición de las ferritas magnéticas y su subsiguiente desarrollo y expansión, se han abierto caminos decisivos en la problemática del diseño. Está ahora disponible una extensa gama de formas y tamaños de núcleos normalizados dentro de una amplia selección de materiales magnéticos, que ofrecen una única combinación de propiedades magnéticas, eléctricas y mecánicas que pueden ser utilizadas con confianza para satisfacer requisitos específicos de diseño. Estas representan a menudo la única posibilidad disponible para cumplir con un conjunto de objetivos de diseño. Las siguientes consideraciones encontrarán aplicación, salvo severas indicaciones en contra, dentro de una gama notablemente extensa de niveles de energía, dimensiones y circuitos de aplicación.

Autoinducciones

En aquellas aplicaciones que exigen una combinación óptima de un elevado factor Q, elevada estabilidad de la inductancia y mínimo volumen, el empleo de ferritas representa la mejor elección para frecuencias de trabajo de hasta 20 MHz. Asimismo en circuitos sintonizados y filtros, la superioridad de las ferritas está fuera de duda.

Transformadores

Para transformadores de pequeña señal, de impulsos y de banda ancha de cualquier tipo, y transformadores de potencia para frecuencias desde la mitad de la gama audible hasta la de radiofrecuencia, los núcleos de ferrita son la primera opción a considerar, especialmente cuando el tamaño y el precio son factores importantes.

Características

Auto apantallamiento: No existe ningún sistema económico que mejore las propiedades de auto apantallamiento de los núcleos envolventes y toroidales de ferrita. (Este auto apantallamiento permite una flexibilidad absoluta de montaje de los componentes magnéticos.)

Conveniencia mecánica: La naturaleza del proceso de fabricación de las ferritas permite diseñar el núcleo y sus accesorios para optimizar independientemente tanto las propiedades magnéticas como la configuración mecánica. Por esto, los componentes de ferrita son los más fáciles de bobinar» ensamblar, montar y alambrear en el circuito.

Posibilidad de ajuste: Los núcleos envolventes de Ferrrocube, al estar disponibles en diferentes tipos preajustados con una uniformidad inherente a sí mismos, reducen o eliminan completamente el problema de la dispersión de características y de tolerancias en otros componentes del circuito.

Gama: Está disponible una enorme gama de núcleos de ferrita de formas, tamaños y características magnéticas normalizados (incluyendo por supuesto la línea normalizada internacionalmente de núcleos envolventes) a precios de producción masiva y para entrega inmediata. Si se necesita un núcleo de forma o tamaño especial, el coste del utillaje necesario para su fabricación es relativamente bajo. Comparado con otras alternativas, el tiempo necesario para su puesta a punto es más corto para un núcleo de ferrita.

Facilidad del diseño: Es fácil aprender a diseñar transformadores con núcleos de ferrita, y una vez familiarizado con el proceso, la forma más rápida de diseñar componentes magnéticos es usando núcleos de ferrita normalizados.

En otras palabras, las ferritas son adecuadas para una extensa gama de aplicaciones y presentan muchas ventajas frente a cualquier otra alternativa de diseño. Además, como se demuestra en este artículo, la fiabilidad, uniformidad y reproducibilidad de sus características, y la precisión y estabilidad de sus dimensiones hacen posible ofrecer por primera vez procedimientos de diseño prácticos, sencillamente simplificados de los procedimientos clásicos de diseño, que

pueden ahorrar una gran cantidad de horas de trabajo y materiales, consiguiendo al mismo tiempo una notable mejora en la precisión de los resultados.

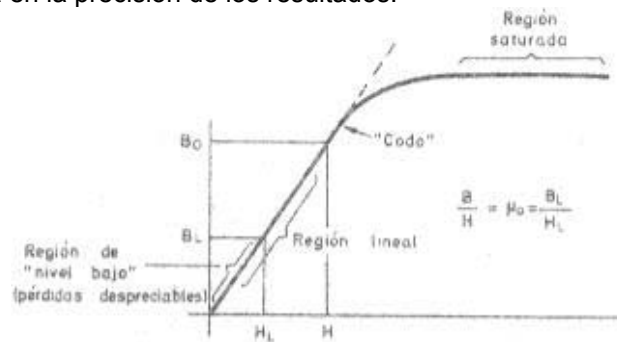


Figura 1. Relación entre la densidad de flujo B y la magnetización H. La pendiente de la curva es la permeabilidad del núcleo en la región lineal, μ_0 .

En los cuatro siguientes apartados de este artículo, se describen por separado procedimientos rápidos de diseño de transformadores y autoinducciones lineales de bajo nivel, así como inductores y transformadores de potencia. En estos apartados se describen y explican los elementos fundamentales que intervienen en el diseño de componentes magnéticos prácticos y eficientes empleando núcleos de ferrita. Los procedimientos de diseño no son empíricos, y se da la obtención y el desarrollo de las ecuaciones utilizadas de forma que no es necesario aceptar con exactitud las técnicas recomendadas.

TEORÍA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES LINEALES DE BAJO NIVEL

Definición de transformador lineal de bajo nivel

En un transformador lineal, la excitación del núcleo es lo suficientemente baja como para poder considerar que la pendiente de la curva que representa B en función de H (Figura 1) es esencialmente constante. En esta región, es decir, para una densidad de flujo inferior a B_0 :

$$\frac{B}{H} = \mu_0$$

Ec. 1

y existe una relación lineal entre la corriente de excitación y el flujo resultante. En otras palabras, la permeabilidad del núcleo es esencialmente constante igual al valor μ_0 .

En un transformador de bajo nivel, tanto las pérdidas en el núcleo como las pérdidas en los devanados provocan un aumento de temperatura suficiente para que afecte sensiblemente al comportamiento del núcleo, o limite el rendimiento del transformador de cualquier otra forma.

Los transformadores lineales de bajo nivel se dividen en dos categorías generales:

1. Tipos de banda estrecha o de baja frecuencia.
2. Tipos de banda ancha o de impulsos.

(Un caso especial del tipo 1 es el transformador sintonizado, uno de cuyos devanados o ambos resuenan a una frecuencia alta o baja).

Teoría básica del transformador

La figura 2 representa esquemáticamente un transformador sencillo de dos devanados. A partir de los parámetros del circuito magnético dados y suponiendo que se trabaja en la región lineal. La autoinducción, L_m , del devanado primario que tiene N_p espiras se puede calcular de la siguiente manera:

$$L_m = 0,4\pi N_p^2 \mu_0 \left[\frac{Ae(cm^2)}{le(cm)} \right] 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 2

Para muchos tipos de núcleos y materiales normalizados se ha simplificado este cálculo introduciendo un "parámetro compuesto", A_L , conocido por "factor de autoinducción" que reduce la ecuación 2 a:

$$L_m = N_p^2 A_L 10^{-9} \text{ Henrios}$$

Ec. 3

(Las dimensiones de A_L , son "mili henrios por miles de espiras".)

Si se desea calcular la densidad de flujo B , de modo que el funcionamiento se realice dentro de la región lineal, se puede utilizar la relación:

$$B = \frac{E 10^8}{4,44 f N_p A_e} \text{ Gauss}$$

Ec. 4

donde E está dado en voltios eficaces (o voltios de pico por 0,707), f en Hz, A_e en cm^2 .

Mientras que $B \leq B_0$, se asegura un funcionamiento lineal. Si $B \leq B_L$ se asegura un funcionamiento lineal de bajo nivel.

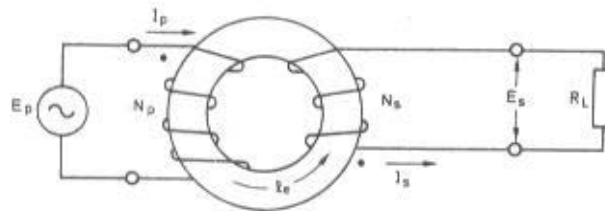


Figura 2. Transformador con núcleo (de forma indeterminada) que posee los siguientes parámetros efectivos: permeabilidad = μ_0 ; área de la sección = A_e ; longitud del circuito magnético = l_e .

La corriente que debe circular a través de L y n con el fin de establecer B , con una tensión de excitación E y una frecuencia f es:

$$I_m = \frac{E}{2\pi f L_m} \text{ Amperios}$$

Ec. 5

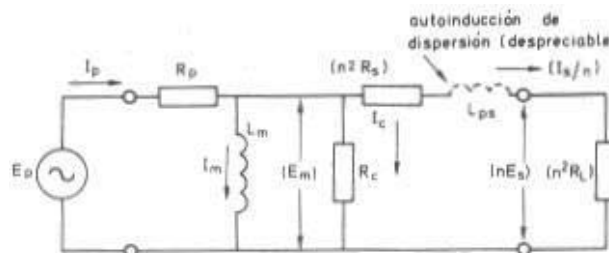


Figura 3. Circuito equivalente del transformador de la figura 1-2. L_{ps} es la autoinducción de dispersión (despreciable en esta aproximación); R_c se desprecia frecuentemente en diseños de bajo nivel o se utiliza solamente para el cálculo del factor Q de transformadores sintonizados.

La figura 3 muestra uno de los circuitos equivalentes más sencillos de aproximación práctica del transformador de la figura 2. Se aplica el término "aproximado" a este circuito y a que está basado en las siguientes suposiciones:

- Se han despreciado los efectos capacitivos de todo tipo (o se consideran como externos al circuito) en el margen de frecuencias de interés.
- Se han despreciado los efectos de las autoinducciones de dispersión en la gama de frecuencias de interés; es decir, se ha considerado que el acoplamiento entre primario y secundario es perfecto: todo el flujo producido por la excitación de cualquiera de ambos devanados alcanza completamente a todo el otro devanado.

- Las resistencias de los devanados son proporcionales de modo que la relación de espiras n puede considerarse igual a la relación de tensiones de primario y secundario, de forma que:

$$n = \frac{N_p}{N_s} \cong \frac{E_p}{E_s}$$

Ec. 6

- Se puede considerar que todas las pérdidas del núcleo se pueden representar por una simple resistencia R_c en paralelo.

- Todas las pérdidas importantes en los devanados se representan como elementos en serie (R_p y $n^2 R_s$).

Del circuito equivalente de la figura 3, se puede deducir un conjunto de ecuaciones que relacionan los parámetros de este circuito. A partir de estas ecuaciones y teniendo en cuenta los parámetros del circuito magnético, se puede hacer un análisis extraordinariamente exacto para predecir las características de funcionamiento de cualquier transformador. No obstante, tal análisis no es el objetivo de este artículo que intenta obtener una aproximación de diseño explícita y simple.

Observaciones simplificadas para transformadores prácticos

Para la mayoría de diseños prácticos, el circuito equivalente de la figura 3 se puede simplificar de nuevo de varias formas, con el fin de conseguir un diseño previo, después del cual los efectos significativos de tales aproximaciones pueden ser observados -si existen- y corregidos en un nuevo diseño más refinado. Durante el estudio de las simplificaciones que figuran a continuación, hay que tener en cuenta siempre las siguientes precauciones: en algunos casos especiales, tales simplificaciones pueden ser erróneas y algunas de ellas sólo se pueden aplicar a transformadores lineales, de bajo nivel, banda estrecha y baja frecuencia cuyo circuito equivalente es el de la figura 1-3.

Cálculo de la densidad de flujo y de la corriente magnetizante:

En los transformadores prácticos, se puede despreciar la caída de tensión en R_p al calcular B e I_m , por lo menos en el diseño previo. Entonces, $E_m = E_p = E$ en las ecuaciones 4 y 5.

Cálculo de la corriente del primario:

En los transformadores prácticos de bajo nivel se puede despreciar la componente I_c de la corriente del primario debida a las pérdidas en el núcleo. Entonces la corriente del primario consta sólo de dos partes:

$$I_p = \frac{I_s}{n} + I_m = \sqrt{\left(\frac{I_s}{n}\right)^2 + I_m^2}$$

Ec. 7

En muchos casos, la corriente magnetizante es tan pequeña que también puede despreciarse, especialmente porque está en cuadratura con la corriente de carga (I_s / n).

Cálculo de la relación de espiras necesaria:

Como se ha citado (véase ecuación 6), la relación de espiras no es exactamente la relación de tensiones en los terminales de los devanados primario y secundario. Las expresiones que se dan a continuación relacionan exactamente las tensiones del primario y del secundario, y permiten "ajustar" la relación de espiras para obtener la relación deseada (a plena carga) entre la tensión de primario y de secundario.

En este proceso de corrección del valor de n , solamente se supone que pueden despreciarse las pérdidas en el núcleo e I_m .

$$E_p = E_s \left[n + n \left(\frac{R_s}{R_L} \right) + \left(\frac{1}{n} \right) \left(\frac{R_p}{R_L} \right) \right]$$

Ec. 8

Esta expresión se hace más manejable si se supone que $R_p = n^2 R_s$, es decir si se igualan las pérdidas en los devanados primario y secundario. La ecuación 8 se transforma en:

$$n = \frac{E_p}{E_s} \left[\frac{R_L}{R_L + 2R_s} \right]$$

Ec. 9

Sin embargo, en el diseño previo solamente es necesario considerar la ecuación 6.

Contenciones adicionales de diseño

Para diseñar un transformador lineal, de bajo nivel, de banda estrecha y de baja frecuencia, solamente se necesita añadir a esta técnica de diseño dos cálculos más: el cálculo del grueso del hilo necesario y comprobar que el devanado "cabrá".

En transformadores de bajo nivel, la elección del grueso del hilo no se hace normalmente teniendo en cuenta la densidad de corriente (calentamiento) sino por la necesidad de obtener una regulación razonable: los valores de R_p y R_s tienen que ser lo suficientemente bajos para satisfacer los requisitos de la aplicación a la que se destine. Debe ponerse de relieve que en muchos casos, un diseño con regulación más bien alta funcionará aceptablemente ya que ni el rendimiento ni el calentamiento son determinantes.

El catálogo de ferritas lineales Ferroxcube proporciona, para cada tipo de núcleo, directa o indirectamente, las dimensiones exactas y / o el área disponible para los devanados. Repartiendo este espacio disponible en el carrete entre el devanado primario y los devanados (uno o más) secundarios, el espacio necesario para aislamientos, aislamiento del hilo y la imperfecta utilización del espacio disponible para devanar el diseñador estará en condiciones de asignar un "espacio disponible para devanar" (A_p) para el devanado primario solamente.

Entonces, conociendo el número de espiras que se desea bobinar en el primario (exigidas por la necesidad de obtener un valor determinado de L_m), se podrá calcular el número de espiras por centímetro cuadrado:

$$\frac{\text{espiras}}{\text{cm}^2} = \frac{N_p}{A_p}$$

Ec. 10

Utilizando la tabla de hilos del apéndice, se puede determinar el hilo más grueso que podrá ser empleado para que quepan en el núcleo el número de espiras necesarias.

Entonces, se puede calcular la resistencia del primario (R_p) calculando (a partir de su geometría) la longitud media de una espira, y a partir de ella la longitud del devanado primario. Las tablas de hilos dan la resistencia por unidad de longitud para cada grueso.

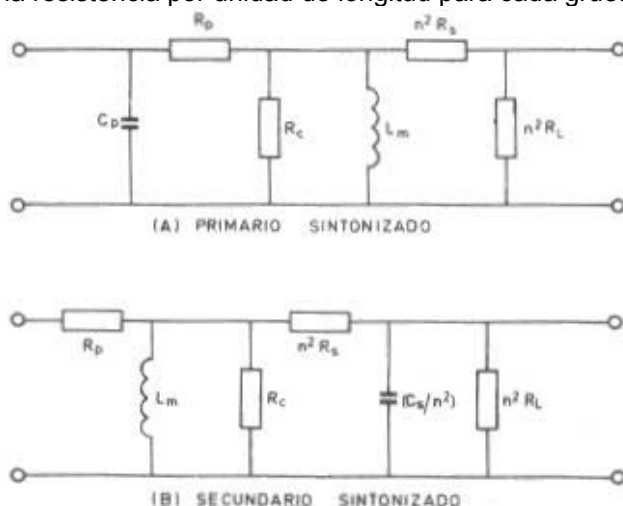


Figura 4.(a) Primario sintonizado. (b) Secundario sintonizado

Transformador resonante

La figura 4 muestra los circuitos equivalentes de un transformador lineal de bajo nivel para las dos formas en que puede resonar a bajas frecuencias. Es evidente que el factor Q (factor de calidad) de los dos circuitos es diferente, aunque la frecuencia de resonancia puede ser exactamente la misma, debido principalmente a que se usa un condensador en el secundario que es n^2 veces el usado en el primario. En la figura 5 se muestra el método empleado para calcular el factor Q con resonancia en el primario. La figura 6 se refiere al caso de resonancia en el secundario.

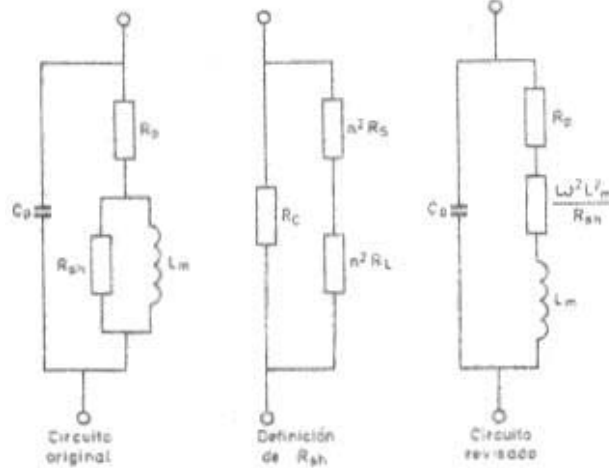


Figura 5. Cálculo de Q con resonancia en el primario.

$$Q = \frac{\omega L_m}{R_p + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_{sh}}}; R_{sh} = \frac{n^2 R_c (R_s + R_L)}{R_c + n^2 (R_s + R_L)}; \omega = \frac{1}{\sqrt{L_m C_p}}$$

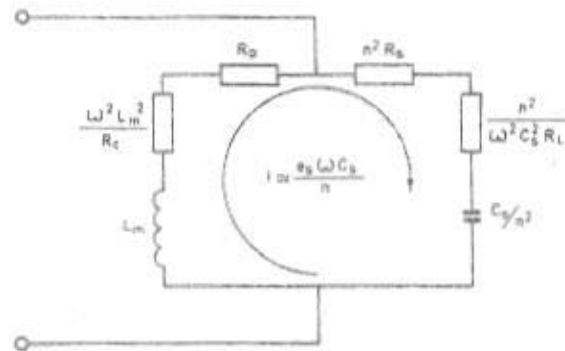


Figura 6. Circuito equivalente aproximado para el cálculo de Q (válido para $Q \leq 10$).

$$Q = \frac{\omega L_m}{R_p + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_c} + n^2 R_s + \frac{n^2}{\omega^2 C_s^2 R_L}}; \omega = \frac{1}{\sqrt{L_m C_s}}$$

En un transformador sintonizado, la anchura de banda está relacionada con el factor Q mediante la siguiente expresión:

$$BW = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q}$$

donde Δf es la diferencia entre la frecuencia de resonancia y el punto de corte de la frecuencia baja con la curva de resonancia.

Utilizando las expresiones de equivalencias serie-paralelo de las figuras 5 y 6, puede deducirse también el factor Q de un transformador doble sintonizado así como las expresiones de la frecuencia de resonancia, atenuación, desplazamiento de fase y anchura de la banda de circuitos que tienen una carga capacitiva externa considerable.

(Nota. Obsérvese que en estos ejemplos de baja frecuencia se siguen despreciando las autoinducciones de dispersión. Esta restricción se eliminará más adelante al tratar de aplicaciones de alta frecuencia o transformadores de banda ancha.)

Requisitos de los transformadores de impulsos y de banda ancha

La figura 7 muestra las características más significativas de un impulso y la figura 8 la anchura de banda que necesita tener un transformador lineal para reproducirlo con la fidelidad necesaria para la aplicación. Como primera aproximación, se supone que el transformador actúa como un amplificador de una sola etapa con acoplamiento RC y no compensado. La validez de esta suposición se estudiará más adelante. La habilidad para reproducir el impulso con un mínimo de "caída" en la parte superior (o inferior) de la forma de onda, está en relación directa con el punto de corte de baja frecuencia: frecuencia en la cual la característica de la amplitud sinusoidal en función de la frecuencia (figura 8) cae 3dB por debajo del nivel correspondiente a la frecuencia central (0,707 en la respuesta relativa de tensión). Esta frecuencia de corte, f_1 , está relacionada con el tanto por ciento de caída (P_d) según la expresión:

$$f_1 = \frac{P_d}{200\pi p}$$

Ec. 12

donde t_p es la duración de la parte plana más larga de la forma de onda a reproducir tanto la parte inferior como la superior del impulso con una caída no superior a P_d .

De forma similar, el tiempo de subida necesario está relacionado con f_2 , punto de corte de alta frecuencia en la característica sinusoidal de la figura 1-8. La expresión que relaciona el máximo tiempo permisible para que el impulso aumente desde el 10% de su amplitud final hasta el 90% de ésta, (t_r), está dada por:

$$f_2 = \frac{0,35}{t_r}$$

Ec. 13

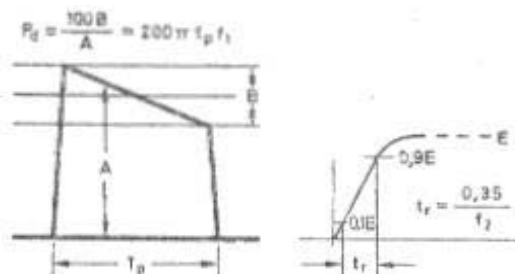


Figura 7. Características principales de un impulso.

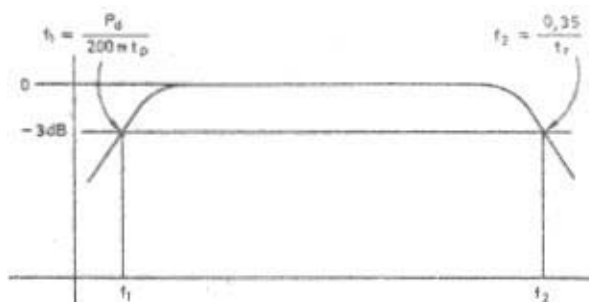


Figura 8. Ancho de banda necesario para reproducir un impulso con la fidelidad requerida.

La figura 9 muestra el circuito equivalente de un transformador para altas frecuencias, incluyendo la resistencia interna del generador, R_g . Tanto la autoinducción dispersa L_t como la capacidad auto resonante equivalente C_t en paralelo, son función de la geometría relativa entre devanados y de los materiales seleccionados. Antes de calcular estos parámetros estudiemos su efecto en las propiedades transmisoras de alta frecuencia de un transformador de banda ancha o de impulsos. Se puede demostrar que el tiempo de subida más rápido posible que se puede obtener en el transformador cuyo circuito equivalente aparece en la figura 9 sin sobreimpulso u oscilación transitoria posterior al impulso, está dado por:

$$tr = 3,35\sqrt{\alpha L_t C_t} \text{ (amortiguamiento crítico)}$$

Ec. 14

Obsérvese que el tiempo de subida se define como el más corto obtenible bajo condiciones de "amortiguamiento crítico" que corresponden a las condiciones de no existencia de sobreimpulso u oscilación transitoria. (Bajo estas condiciones, el transformador se comporta de forma muy parecida a un amplificador con acoplamiento RC como se mencionó anteriormente.) Se pueden obtener tiempos de subida más cortos permitiendo al gún sobreimpulso, lo que puede lograrse aumentando los valores de R_L , o R_S ; o disminuyendo los valores de R_g o R_p .

El factor " α " de la ecuación 14 se conoce como "constante de atenuación" del circuito resonante y representa la reducción en amplitud de la frecuencia central del generador (E_{in}) a la tensión establecida en extremos de C_t . Esta constante está dada por la expresión:

$$\alpha = \frac{n^2 (R_s + R_L)}{R_g + R_p + n^2 (R_s + R_L)}$$

Ec. 15

El diseñador obtendrá un valor de α conveniente, que llamaremos α_t , para usarlo en los cálculos de la atenuación total entre el generador y los terminales de salida (E_s / E_{in}) y viene dado por:

$$\alpha_t = \left(\frac{R_L}{R_L + R_s} \right) \frac{\alpha}{n}$$

Ec. 16

El criterio de amortiguamiento crítico es:

$$\frac{R_g + R_p}{L_t} + \frac{1}{n^2 (R_L + R_s) C_t} = \frac{2}{\sqrt{\alpha L_t C_t}}$$

Ec. 17

El siguiente paso para determinar el tiempo de subida obtenible en un diseño, es calcular L_t y C_t .

Cálculo de la autoinducción dispersa y de la capacidad de auto resonancia

(Nota. Este cálculo es aproximado, y por lo tanto útil en la mayor parte de formas convencionales, pero puede producir serios errores con geometrías especiales. En general, da resultados conservativos, pues prevé tiempos de subida mayores para el transformador que los que se obtienen en la práctica.)

Como muestra la figura 10 se supone que ambos devanados primario y secundario están separados del núcleo (por el carrete u otra estructura aislante similar) y separados entre sí por una capa aislante de una constante dieléctrica, K , y de espesor, d . Los devanados tienen respectivamente N_p y N_s espiras con una relación entre ellas de $N_p / N_s = n$. El diámetro medio de la capa aislante es D . La anchura de los devanados es w .

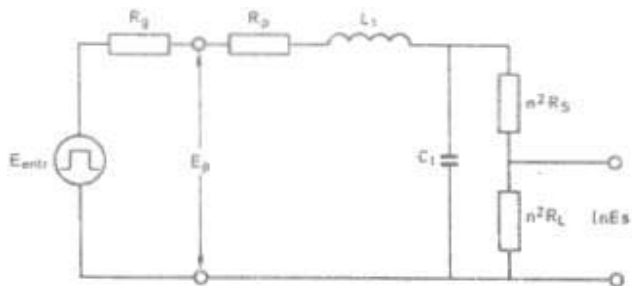


Figura 9. Circuito equivalente de un transformador para alta frecuencia.

Obsérvese que la configuración que se muestra en la figura 10 (aunque restringida a una geometría muy regular) es en realidad casi general, y esencialmente independiente de la geometría del núcleo empleado, con la única particularidad de que ambos devanados están realmente separados del núcleo una distancia por lo menos varias veces superior a d .

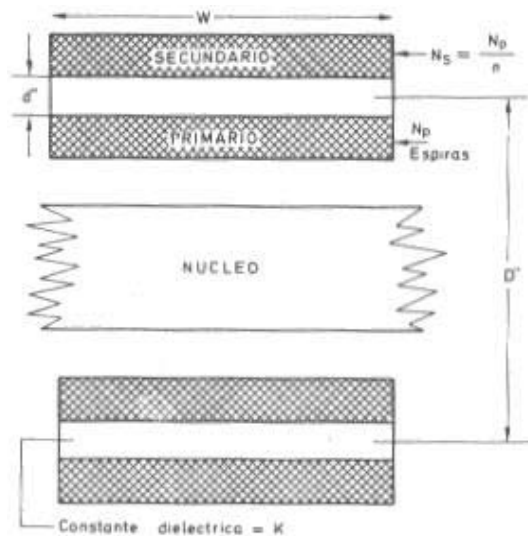


Figura 10.

El valor de L_t se puede obtener aproximadamente por:

$$L_t \cong \frac{2\pi N_p^2 d D}{w} 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 18

y C_t (que no es la capacidad entre devanados sino más bien la capacidad equivalente en paralelo representada por dicha capacidad) es aproximadamente igual a:

$$C_t = \frac{K D w}{2 d n^2} 10^{-12} \text{ Faradios}$$

Ec. 19

Una conclusión interesante se obtiene extrayendo la raíz cuadrada al producto de las ecuaciones 18 y 19:

$$\sqrt{C_t L_t} = \frac{N_p D}{n} \sqrt{K \pi} 10^{-10} \text{ Segundos}$$

Ec. 20

Esta expresión determina el llamado "período natural" de L_t y C_t , y no contiene los factores d y w . Este importante resultado indica que, mientras d sea sustancialmente inferior al espacio entre cualquier devanado y cualquier parte del núcleo, el espaciado entre devanados no es importante. De hecho, el período natural de alta frecuencia del transformador depende solamente del número de espiras, de la relación de espina, del diámetro medio y de la constante dieléctrica del aislamiento entre devanados. Sustituyendo en la ecuación 20, se obtiene:

$$tr = \frac{6 N_p D}{n} \sqrt{K \alpha} 10^{-10} \text{ Segundos}$$

Ec. 21

que relaciona el tiempo más corto de subida con los parámetros mencionados, con la única adición de la constante de amortiguamiento α . Por lo tanto, es evidente que para conseguir un tiempo de subida más corto en un transformador de impulsos (una frecuencia de corte más elevada en un transformador de banda ancha) se debe procurar:

- Reducir el número de espiras del primario; esta característica es contrapuesta, como se verá a continuación, a la de mejorar el comportamiento del transformador para bajas frecuencias.
- Reducir el diámetro medio: esta característica también es contrapuesta a la obtención de una buena respuesta a bajas frecuencias, pues hace más difícil hacer "caber" el número de espiras suficiente para ello.

- Diseñar el transformador para el máximo valor posible de n : esto significa, en el límite, una gran pérdida de "amplificación". En otras palabras, el aumentar la "ganancia" del transformador significa disminuir su anchura de banda máxima. Es decir, se comprueba de nuevo la semejanza con un amplificador con acoplamiento RC, en el cual el producto ganancia-anchura de banda es constante.

- Para el aislamiento entre devanados, utilizar la constante dieléctrica menor posible.

- Reducir la constante de amortiguamiento: esto es posible sólo dentro de un margen limitado, ya que las condiciones impuestas por la ecuación 17 para el amortiguamiento crítico fijan la constante de amortiguamiento en la mayoría de casos.

(Nota. Si se puede tolerar algún sobre impulso, se puede diseñar el transformador de forma que el término de la derecha de la ecuación 17 sea más pequeño que el de la izquierda. Por ejemplo, si se puede tolerar un sobre impulso de un 20%, el término de la derecha de la ecuación 17 puede multiplicarse por 0,5, obteniéndose aproximadamente un tiempo de subida igual al 60% del valor de amortiguamiento crítico, con sólo una pequeña cantidad de oscilación después del sobre impulso inicial.)

Las expresiones que figuran en este apartado son empíricas y son más exactas cuando se aplican a un devanado de una sola capa, en el cual w es por lo menos 10 veces mayor que d , y D a del mismo orden que w . Si se aumenta el número de capas, el valor de C_t aumenta ligeramente y lo mismo ocurre con L_t , y el mínimo tiempo de subida se hace progresivamente más largo.

La capacidad externa, si es apreciable» aumentara el mínimo tiempo de subida obtenible con cualquier transformador. Como primera aproximación, para simplificar, si R_s es mucho menor que R_L , es válido añadir a C_t de la ecuación 14 una capacidad externa conectada al secundario. Por otra parte, la capacidad conectada al primario tiene en general menos efecto ya que se excita a partir de R_g y su efecto se aprecia con más precisión calculando primero el tiempo de subida del circuito RC formado por la capacidad conectada al primario y R_g , y después combinando este tiempo de subida con el del transformador, calculado a partir de su geometría, tal como se ha descrito anteriormente.

Comportamiento de los transformadores de impulsos y de banda ancha a bajas frecuencias

La figura 11 a es el circuito equivalente para bajas frecuencias de un transformador de impulsos, incluyendo la resistencia interna, R_g , del generador. Este circuito equivalente se puede reducir a la forma sencilla de la figura 11b, en lo que se refiere a las propiedades que determinan el comportamiento del transformador a bajas frecuencias. En este circuito simplificado se calcula realmente el comportamiento a bajas frecuencias. Si hay que reproducir un impulso plano de duración t_p con un máximo porcentaje de caída de P_d , entonces los valores de R y L_m vienen dados por:

$$P_d = \frac{100Rt_p}{L_m}$$

Ec. 22

para valores pequeños de P_d , donde

$$R = \frac{(R_g + R_p) \left[\frac{n^2 (R_L + R_s) R_c}{n^2 (R_L + R_s) + R_c} \right]}{R_g + R_p + \left[\frac{n^2 (R_L + R_s) R_c}{n^2 (R_L + R_s) + R_c} \right]}$$

Ec. 23

Es obvio que, con el fin de extender la característica de corte para bajas frecuencias del transformador, de forma que pueda reproducir impulsos planos largos con relativamente poca distorsión, es necesario hacer que L_m sea tan grande como sea posible para un valor determinado de R . El valor de R debe ser lo menor posible para mejorar la respuesta a bajas frecuencias.

Como se ha visto en el apartado anterior» el aumento de L_m produce una disminución de la respuesta a altas frecuencias. Así pues, un determinado transformador tendrá un inherente

limitación de su anchura de banda para un determinado conjunto de niveles de impedancias de entrada y de salida. Por otra parte, reduciendo las impedancias de entrada y salida se mejora tanto la respuesta a bajas como a altas frecuencias del transformador y se deberá elegir el circuito externo utilizado de modo que reduzca los valores de R_g y R_L .

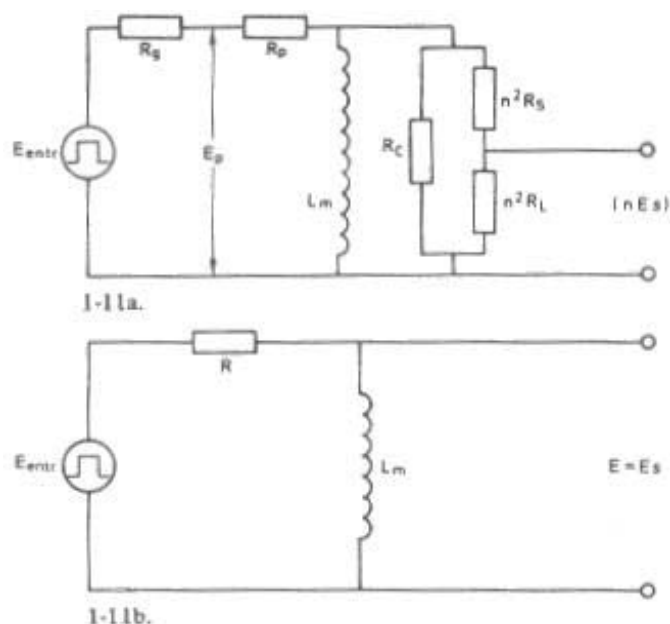


Figura 11a. Circuito equivalente de un transformador de impulsos para baja frecuencia.

Figura 11b. Esquema simplificado del circuito de la figura 11a.

Es interesante observar que el valor de L_m es directamente proporcional a la permeabilidad efectiva del núcleo, mientras que la autoinducción de dispersión L_t no se ve afectada por dicha permeabilidad, siempre que se evada respecto a la permeabilidad del aire. Así pues, para obtener la máxima anchura de banda, se debe seleccionar el material para el núcleo de mayor permeabilidad.

De la misma forma, hay que minimizar las pérdidas en el núcleo, que determina R , para mejorar la respuesta del transformador a bajas frecuencias; R_e en general no juega un papel importante en la determinación de la respuesta de corte de alta frecuencia, por supuesto, siempre que las pérdidas en el núcleo se hagan excesivas en la región de interés dentro de las frecuencias altas.

Por lo tanto, se deberá elegir el material del núcleo de forma que tenga una elevada permeabilidad y bajas pérdidas para las frecuencias bajas que caigan dentro del margen de frecuencias de interés, manteniendo las bajas pérdidas dentro de todo el margen de frecuencias. Estos requisitos constituyen prácticamente la descripción de las propiedades de los núcleos de ferrita Ferroxcube recomendadas para una amplia gama de aplicaciones.

Transformadores de alta frecuencia y banda estrecha

A partir de lo expuesto resulta evidente que los mismos factores que limitan el tiempo de subida de un transformador, limitan también la frecuencia de corte de alta frecuencia. Aunque se pueden utilizar algunos "trucos" para mejorar o compensar el comportamiento de un transformador, no se puede hacer nada para evitar la atenuación a frecuencias por encima de la frecuencia de corte que viene dada por:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\alpha L_t C_t}}$$

Ec. 24

Sin embargo, por debajo de f_2 se puede sintonizar el transformador de una forma eficaz sin una atenuación significativamente inferior a la dada por las ecuaciones 15 y 16. Una buena regla de aplicación consiste en limitar tales aplicaciones a una frecuencia de aproximadamente un tercio de f_2 o inferior, de forma que se minimicen los efectos de L_t .

TEORÍA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA

Definición de transformador de potencia

En un transformador de potencia la excitación es lo suficientemente elevada como para provocar que la permeabilidad efectiva del núcleo varíe significativamente del valor (μ_e) de señales pequeñas, utilizado en los cálculos de diseño de los transformadores lineales de bajo nivel. Simultáneamente, las pérdidas en el núcleo se vuelven apreciables, el efecto de auto calentamiento (que se define como el aumento de la temperatura del núcleo y del devanado debido solamente a la excitación, diferenciándolo del aumento de la temperatura debido al intercambio de calor con el ambiente) se puede volver un factor a tener en cuenta y el factor de calidad (Q) es mucho más bajo. Finalmente, los factores que limitan el diseño son consecuencia del excesivo calentamiento más que del menor factor Q o estabilidad.

Circuitos equivalentes para altas y bajas frecuencias

Los circuitos equivalentes dados anteriormente en las figuras 2, 3 y 9, encontrarán también aplicación tanto en el diseño de transformadores de potencia como en el de los transformadores de bajo nivel. Para la mayor parte de los transformadores de baja frecuencia (hasta 50 KHz. e incluso 100 KHz.) se puede aplicar el circuito equivalente simplificado de la figura 3. Por encima de este margen, los efectos de la autoinducción de dispersión y de la capacidad distribuida se hacen más significativos, mientras que los efectos de la autoinducción magnetizante en paralelo son cada vez menos importantes; la figura 9 es la representación más exacta de este circuito. En aquellos diseños especiales que tienen muchas espiras de hilo relativamente delgado, pueden aparecer resonancias que invaliden los procedimientos expuestos aquí, pero tales casos son raros y normalmente previsibles.

Cálculo de la autoinducción Excitación por c.a. únicamente

Las dos ecuaciones fundamentales establecidas anteriormente, que determinan la autoinducción y la densidad de flujo son:

$$L_m = 0,4\pi N p^2 \mu \left[\frac{A_e}{l_e} \right] 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 2

$$B = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 f N p A_e}$$

Ec. 4

De la ecuación 2 se ve que, para una geometría determinada del núcleo, la relación entre la autoinducción y el número de espiras es conocida si se puede determinar la permeabilidad. Como la permeabilidad depende de la densidad de flujo, B, se debe pasar a la ecuación 1-4 para calcular B. Como B también depende del número de espiras, es necesario combinar las ecuaciones 1-2 y 1-4 para obtener la siguiente ecuación:

$$B = \left[\frac{2500E}{f \sqrt{L_m V_e}} \right] \sqrt{\mu}$$

Ec. 25

$$\text{o, } B = k_1 \sqrt{\mu}$$

Ec. 26

$$\text{donde, } k_1 = \frac{2500E}{f \sqrt{L_m V_e}}$$

Ec. 27

y V_e se define como: $V_e = l_e A_e$ (28)

Obsérvese que todos los factores que constituyen k_1 son conocidos:

A_e es el área eficaz del núcleo en cm^2 ; l_e es la longitud eficaz del circuito magnético del núcleo en cm ; V_e es el volumen eficaz del núcleo en cm^3 , obtenido por la ecuación 28 como el producto de A_e y l_e ; L_m es la inductancia magnetizante mínima en Henrios, obtenida como se indicó anteriormente.; E es la tensión de excitación (en voltios eficaces) que figura como dato de l problema; f es la frecuencia de excitación (en Hz) establecida también inicialmente.

Es conveniente establecer de nuevo la ecuación 26 de la siguiente forma:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2}$$

Ec. 26b

Un parámetro muy útil para el diseño de transformadores de potencia es la relación entre el producto de los valores límite tensión-corriente y la frecuencia (más baja) a la que debe funcionar. El producto tensión-corriente es:

$$EI = \frac{E^2}{2\pi f L_m} \text{ Voltioamperios}$$

Ec. 29

Por tanto, su relación con la frecuencia será:

$$\frac{EI}{f} = \frac{E^2}{2\pi f^2 L_m} \frac{\text{Voltioamperios}}{\text{Hz}}$$

Ec. 30

Por comodidad, se define un nuevo factor k_2 como:

$$k_2 = \frac{2\pi EI}{f} = \frac{E^2}{L_m f^2}$$

Ec. 31

Se puede demostrar que el valor máximo de k_2 para cualquier núcleo de material y tamaño determinados es:

$$\frac{k_2}{2\pi} = \frac{15,6 \cdot 10^{-8}}{2\pi} \left[\frac{V_e (B_{\text{max}})^2}{\mu_e} \right] \frac{\text{Voltioamperios}}{\text{Hz}}$$

Ec. 31a

donde V_e y μ_e son los definidos y $B_{\text{máx}}$ es la máxima densidad de flujo recomendado para el material del núcleo.

(La ecuación 31a se obtiene de la siguiente forma: se despeja E de la ecuación 28, se sustituye su valor en 31 y en esta nueva forma de 31 se sustituye L_m por su valor de 26, se simplifica y opera usando la ecuación 28 y se obtiene como resultado la ecuación 31a).

Procedimiento de diseño del transformador Fase I

En un buen transformador, la corriente de excitación (drenada por L_m) debe ser pequeña en comparación con la corriente de carga. Debido a que ambas están en cuadratura, la corriente de excitación no necesita ser muy pequeña para tener poco efecto; por ejemplo una relación S_{al} (entre corriente de carga y corriente magnetizante) dará como resultado una corriente total solamente un 5,7% mayor que la corriente de carga. Se puede definir la relación entre la componente de la corriente del primario y la corriente magnetizante como:

$$M = \frac{I_s}{n I_m}$$

Ec. 32

La autoinducción magnetizante mínima, L_m , se puede calcular por medio de la ecuación 29:

$$L_m = \frac{E_p}{2\pi f I_m}$$

Ec. 29a

Para conseguir la mejor utilización de un determinado núcleo, si deben mantenerse a un mínimo el tamaño, el peso y el coste, M debe estar comprendido entre 10 y 20. Para una mejor regulación (mínima caída de tensión $I_p R_p$), M debe ser inferior, entre 2 y 4 aproximadamente. A frecuencias elevadas, M no necesita ser mayor que 5 para una buena utilización del núcleo.

1. Elegir un núcleo adecuado de la forma deseada, teniendo en cuenta los valores de k_2 que figuran en la tabla del apéndice. (Para diseños de mínimo tamaño, por debajo de 10 Khz., a temperaturas ambiente inferiores a 75°C, puede ser práctico un núcleo que tenga alrededor del 50% del valor calculado de k_2 , ya que las pérdidas serán bajas.)

$$k_2 = \frac{E^2}{Lmf^2}$$

Ec. 31

2. Obtener el valor de k_1 de la ecuación 27 utilizando el valor de V_e obtenido del catálogo de ferritas para el núcleo elegido.

$$k_1 = \frac{2500E}{f\sqrt{LmV_e}}$$

Ec. 27

3. Para el núcleo seleccionado se especifica un determinado material y para este material existe un conjunto de curvas de μ en función de B . Utilizando el valor de k_1 , buscar un punto de la curva μ - B para el cual:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2}$$

Ec. 26a

(estas curvas se pueden encontrar en los catálogos de ferritas).

4. Sustituir el valor de B obtenido así en:

$$B = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 f N_p A_e}$$

Ec. 4

y despejar el número de espiras del primario N_p .

5. Para calcular el grueso del hilo a utilizar se emplea la tabla de hilos del apéndice. Comprobar que el número de espiras N_p ocupa alrededor del 40% del área disponible para el devanado, que se da en el catálogo de Ferritas lineales para el núcleo y carrete elegidos. (Una buena forma de operar es la de permitir una densidad de corriente, de 1,55 amperios / mm².)

Si el devanado ocupa más espacio, se elige otro núcleo que tenga un factor k_2 por lo menos igual al anterior pero con la ventana mayor, y se repite el cálculo.

Procedimiento de diseño para baja frecuencia Fase II

Después de haber elegido adecuadamente un núcleo que acomode el número de espiras N_p en el 40% del espacio disponible para el devanado, se procede a "afinar" el diseño para comprobar y proporcionar las especificaciones de regulación y/o rendimiento. El procedimiento que se recomienda es el siguiente:

1. Con la ayuda de la tabla de hilos, se determina R_p , o sea la resistencia de N_p a 20°C. Suponer que la mitad del grado de regulación del transformador es debida al primario y comprobar que:

$$R_p = \frac{1}{2n^2 R_L (1-\alpha)}$$

Ec. 33

donde $(1-\alpha)$ es la regulación del transformador expresada en valores numéricos (por ejemplo, si se especifica una regulación del 10%, $(1-\alpha) = 0,1$, o $\alpha = 0,9$), y $n^2 R_L$ Es la resistencia de carga equivalente referida al primario. Para determinar n , utilizar la ecuación 9. Si R_p es demasiado elevada, los cálculos de la fase 1 deben repetirse utilizando un núcleo con mayor ventana. Corregir N_p para permitir la caída de tensión deseada en R_p :

$$N_p' = N_p \left[1 - \frac{(1-\alpha)}{2} \right]$$

Ec. 34

2. Determinar a continuación el número de espiras del secundario, N_s' :

$$N_s' = \frac{N_p'}{n} \left[1 + \frac{(1-\alpha)}{2} \right]$$

Ec. 35

y a partir de la corriente (carga) del secundario y de la tabla de hilos del apéndice, determinar el espesor del hilo del secundario y comprobar que no ocupa más del 35%-40% del área disponible para el devanado.

3. Calcular las pérdidas totales en el cobre y sumarmas a las pérdidas en el núcleo, obtenidas en los gráficos correspondientes al material del núcleo seleccionado de acuerdo con los valores conocidos de B y f . Dicha suma es la potencia total (P_t) que se disipa en el transformador. A partir de esta potencia y de P_o , se puede obtener el aumento de temperatura del transformador. El factor de aumento de temperatura dado en el apéndice para núcleo es:

$$Trise = \frac{50P_t}{P_o}$$

Ec. 36

4. Una vez calculado el aumento de temperatura y conociendo la temperatura ambiente máxima a la que deberá funcionar el transformador, se puede determinar la temperatura máxima real, $T_{m\acute{a}x}$, que es la suma de ambas. Esta temperatura se puede usar como un "ajuste final", para ajustar la relación de espiras que compensa el inevitable aumento de R_p y R_s con la temperatura, modificando N_s a un nuevo valor N_s'' tal que:

$$R' = R[1 + r(T_{m\acute{a}x} - 20^\circ)]$$

Ec. 37

donde r es el coeficiente de temperatura de la resistividad del cobre y es aproximadamente igual a 0,0040.

A continuación hay que comprobar de nuevo que N_s y N_p , con el aislamiento adecuado, caben en el espacio reservado para el devanado.

5. Como comprobación adicional en el diseño, hay que comparar el valor de μ para $T_{m\acute{a}x}$ con el valor obtenido de la curva correspondiente a 100°C en el apartado 2.3.3. Salvo en el caso de que el nuevo valor sea totalmente diferente del anterior -50% o más- el efecto sobre L_m , N_p y B no es muy importante. Si es así, un pequeño aumento en el número de espiras en ambos devanados los corregirá.

6. Como comprobación final del diseño se calcula la autoinducción de dispersión, o se determina su efecto en la regulación para la frecuencia de funcionamiento más elevada.

Anteriormente se dio un método para calcular la autoinducción de dispersión L_t , particularmente en la ecuación 18 y la figura 10. El efecto de la autoinducción de dispersión en la regulación se puede estimar comparando $X_t (= 2\pi f L_t)$ con la resistencia equivalente (referida al primario) de ambos devanados ($R_p + n^2 R_s$). Si X_t es importante (recuérdese que se suman en cuadratura), se repite la ecuación 34 del apartado 1., utilizando:

$$\sqrt{(2R_p)^2 + X_t^2} \leq n^2 R_L (1-\alpha)$$

Ec. 38

para determinar la máxima R_p permisible. (Si X_t es demasiado grande para permitir se consiga la regulación deseada, será necesario proceder a un nuevo diseño» en el cual la

autoinducción de dispersión se reduzca drásticamente, cambiando la geometría del devanado.)

Transformadores de potencia especiales

Ahora ya se está en condiciones de utilizar un conjunto de procedimientos para conseguir, si no unos diseños óptimos, si unos diseños prácticos muy próximos a los óptimos que sólo necesitan ligeras modificaciones que se obtienen en el laboratorio de acuerdo con el comportamiento de un prototipo.

Requisitos de los transformadores para inversores / convertidores

En los procedimientos descritos en los apartados anteriores, se ha supuesto un funcionamiento lineal con tensiones sinusoidales convencionales, a pesar de los relativamente altos niveles de potencia implicados. En los apartados sucesivos, que están dedicados a transformadores de potencia para ondas cuadradas, se describe una aproximación de diseño que se presta al desarrollo de muchos transformadores especiales.

Debido a su elevada permeabilidad y a sus inherentes bajas pérdidas para potencias relativamente altas y frecuencias de audio, los núcleos de ferrita son particularmente adecuados para ser usados en aplicaciones con ondas cuadradas, en las cuales el núcleo es rápidamente conmutado desde una magnetización completa en un sentido al opuesto. Este funcionamiento es característico de los convertidores e inversores de calidad en los cuales el transformador no llega a saturarse, pero que es excitado muy próximo a la saturación por un transistor de conmutación que se excita independientemente.

Elección del núcleo para transformadores de inversores

Se ha creído conveniente utilizar la nomenclatura de la figura 12, que establece la máxima densidad de flujo "lineal" B_{\max} , para un determinado material del núcleo, y una permeabilidad media equivalente, μ_{av} . La relación entre B_{\max} y el valor de pico de la tensión del primario, $E_{p\max}$, se puede demostrar que es:

$$E_{p\max} = 4 f N_p A_e B_{\max} 10^8 \text{ Voltios}$$

Ec. 39

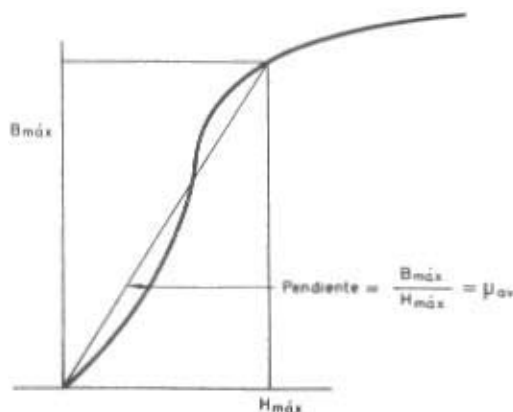


Figura 12. Relación entre la densidad de flujo B y la magnetización H.

donde N_p es el número de espiras del primario sujetas a la tensión $E_{p\max}$, A_e es la sección eficaz del núcleo en cm^2 y f la frecuencia de la onda cuadrada en Hz.

La corriente de pico del primario del transformador, $I_{p\max}$, se puede estimar en un primer intento, a partir de la potencia de carga, suponiendo un rendimiento moderado del 80%, de forma que:

$$I_{p\max} = \frac{P_{\text{load}}(\text{Vatios})}{E_{p\max} 0,80} \text{ Amperios}$$

Ec. 40

Como la densidad de corriente en el devanado primario se estableció anteriormente en 1,55 amperios / mm^2 , la sección eficaz del hilo, A_x , es aproximadamente:

$$A_x = \frac{I_p \max}{1,55} = \frac{P_{load}}{1,24 E_p \max} \text{ mm}^2$$

Ec. 41

y el número de espiras se puede relacionar con el área disponible en el núcleo para el devanado A_c (suponiendo una utilización total del 70% y asignando al primario un 45% de dicha área). Para un primario partido se puede establecer que:

$$2N_p = \frac{A_c(0,70)(0,45)}{A_x} = \frac{0,315 A_c \cdot 124 E_p \max}{P_{load}} \text{ Espiras}$$

Ec. 42

$$\text{o } 2N_p = \frac{39 A_c E_p \max}{P_{load}} \text{ Espiras}$$

Sustituyendo esta expresión de N_p en la ecuación 39, se puede obtener la relación entre el producto mínimo de A_e y A_c y los parámetros conocidos:

$$A_c A_e = \frac{1,3 P_{load} 10^6}{f B \max} \text{ cm}^4$$

Ec. 43

Para elegir un núcleo de un determinado tipo (determinado por las consideraciones habituales de su geometría y método de producción) sólo se necesita conocer el valor de B_{\max} del material de que está hecho, resolver la ecuación 2-19 y elegir el tamaño del núcleo que proporcione por lo menos el producto mínimo de A e A_c .

Diseño completo de un transformador para inversores

Una característica importante de los transformadores para inversores es que tienen una autoinducción magnetizante, L_m , adecuada para evitar una caída excesiva del impulso (ecuaciones 12, 22 y 23). Después de haber trasladado las especificaciones de caída del impulso en términos de la autoinducción necesaria L_m , se comprueba el diseño establecido hasta aquí utilizando la expresión:

$$L_m = \frac{0,4 \pi N_p^2 \left(\frac{\mu_{av}}{2} \right) A_e}{l_e} 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 44

que se obtiene de la ecuación 2 suponiendo que

$$\mu = \frac{\mu_{av}}{2} \text{ para } B = B_{\max}$$

Suponiendo que el valor de L obtenido en la ecuación 42 es por lo menos igual al mínimo valor de L_m necesario para cumplir con los requisitos de caída del impulso (si no es así, se necesita un núcleo mayor y más espiras), se puede empezar el ajuste del diseño.

El proceso de ajuste es casi idéntico al seguido para los transformadores de potencia convencionales.

- Comprobar que R_p y R_s permiten la regulación que se desea.
- Determinar el aumento de temperatura calculando las pérdidas en el cobre.
- Ajustar la regulación para la temperatura real de funcionamiento.
- Comprobar la variación de μ con la temperatura, suponiendo que μ_{av} varía en la misma proporción que μ .
- Finalmente, comprobar que L_t y C_t no provoquen retrasos en la conmutación o excesiva oscilación parásita durante la conmutación. Esto se puede hacer suponiendo que el tiempo

de subida necesario de la onda cuadrada, si no está especificado, es tal que $f_2 = 20 f$. (Ver ecuaciones 13, 14, 15, 16 y 17; véase también en las ecuaciones 18, 19 y 20).

Ejemplo de diseño de transformadores de potencia:

Se monta una pequeña fuente de alimentación directamente en una placa de circuito impreso en chufable. Su transformador debe bobinarse por tanto en un núcleo envolvente utilizando los accesorios adecuados. (Este conjunto es muy adecuado por ser compacto, económico y estar auto apantallado). Los parámetros son:

Tensión del primario (E_p) = 115 voltios monofásicos.

Frecuencia (f) = 400 Hz.

Potencia = 10,35 vatios

De la potencia tenemos:

Tensión del secundario = 11,5 voltios eficaces.

Corriente del secundario = 0,9 amperios eficaces.

Máxima temperatura ambiente = 40°C.

Regulación máxima = 12% desde carga nula a máxima.

$$I_p = \frac{10,35}{115} = 0,09 A$$

En primer lugar se obtiene

Como el tamaño es un factor a tener en cuenta se utiliza $M = 10$ en el cálculo de k_2 de acuerdo con 31:

$$k_2 = \frac{2\pi E_p I_p}{M f} = \frac{2\pi 115 \cdot 0,09}{10 \cdot 400} = 162 \cdot 10^{-4}$$

Como la temperatura ambiente es baja, y la frecuencia está por debajo de 10 kHz, se elige un núcleo envolvente que tenga un k_2 aproximadamente igual a la mitad del valor calculado, obtenido de la tabla del apéndice o del catálogo de ferritas lineales.

Un núcleo adecuado parece ser el tipo P36/22-3B7 para el cual:

$$k_2 = 131 \times 10^{-4}; V_e = 10,7 \text{ cm}^3; A_e = 2,02 \text{ cm}^2 \text{ y } 0,4 A_{CB} = 0,3 \text{ cm}^2$$

L_m (para $M = 10$) se halla según la siguiente ecuación:

$$L_m = \frac{115}{2\pi 400 \cdot 0,009} = 5,1 \text{ Henrios}$$

Resolviendo ahora la ecuación 27 para k_1 :

$$k_1 = \frac{2500 \cdot 115}{400 \sqrt{5,1 \cdot 10,7}} = 97,4 \quad k_1^2 = 9,400 = \frac{B^2}{\mu}$$

En las curvas de los catálogos de ferritas, se selecciona, para el material 3B7 a 100°C, un punto en el cual $B = 3,300$ y $\mu = 1050$, de modo que $k_1 = 100$. Resolviendo 1-4 para N_p se tiene:

$$N_p = \frac{115 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 400 \cdot 3,300 \cdot 2,02} = 960 \text{ Espiras}$$

Estas espiras deben caber en un área igual a $0,4 A_{CB}$ que es igual a $0,3 \text{ cm}^2$ para una densidad de devanado de 3200 esp. / cm^2 . A partir de la tabla de hilos del apéndice se obtiene un hilo de 0,15 mm con una buena aproximación. (El ajuste reducirá N_p y se dispondrá de un margen del 20% por el hecho de utilizar $0,4 A_{CB}$ en lugar de $0,5 A_{CB}$).

Para $M = 10$ se puede despreciar L_m de forma que la densidad de corriente es 5,1 A / cm^2 , lo que resulta demasiado elevado, pero como las pérdidas en el núcleo serán bajas, es aconsejable probar con este núcleo.

La longitud de la espira media del carrete es 7,4 cm (obtenida del catálogo). De la tabla de hilos se obtiene que el hilo de 0,15 mm tiene una resistencia de 0,99 Ω/m por tanto. R_p sería de $960 \times 0,074 \times 0,99 = 70 \Omega$ a 20°C. Para una corriente $I_p = 0,09 A$, la regulación del primario será de $0,09 \times 70 = 6,3$ voltios, o del 5,5%. Las pérdidas en el cobre del primario

serán por lo tanto de 0,567 vatios. Las pérdidas totales en el cobre serán entonces de alrededor de 1,15 vatios a la evada temperatura después del ajuste. Las pérdidas en el núcleo se pueden estimar de alrededor de 15 mW. / cm³ (obtenidas del punto correspondiente a 1 kHz en las curvas de pérdidas del material 3B7). Se puede tomar como volumen del núcleo el valor $V_e = 10,7 \text{ cm}^3$, para unas pérdidas de alrededor de 0,16 vatios. Las pérdidas totales serán de 1,31 vatios. El valor de P_o para este núcleo es de 1,06 vatios para un aumento de 50° C. El aumento real será pues del orden de

$$\frac{1,31}{1,06} 50 = 62^\circ \text{ C}$$

que es un resultado razonable.

Para ajustar el diseño se utiliza primero la ecuación 40 y después la 41:

$$Np' = Np \left[1 - \frac{(1-0,895)}{2} \right] = 960[0,9475] = 910 \text{ Espiras}$$

$$Ns' = \frac{Np}{n} \left[1 + \frac{(1-0,895)}{2} \right] = \frac{960}{115/11,5} [1,0525] = 101 \text{ Espiras}$$

Este número de espiras cabe, y se obtiene una regulación que cumple con las especificaciones con aumento aceptable de temperatura.

TEORÍA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES LINEALES DE BAJO NIVEL

Definición de autoinducciones de baja energía

En esta clase de componentes se incluyen todos aquellos dispositivos que deben tener una autoinducción específica y a menudo un valor máximo determinado con un factor Q mínimo específico, normalmente con una tolerancia determinada dentro de unos márgenes de frecuencia y temperatura determinados y de un margen de excitación (tensión) determinado. Se llaman autoinducciones de baja energía porque la excitación máxima no conduce al núcleo fuera de la región lineal y por lo tanto la permeabilidad eficaz (μ_e) es esencialmente constante y se puede suponer que la autoinducción es independiente de la excitación, en otras palabras, que la autoinducción es un dispositivo magnético lineal.

Nota acerca de los límites de excitación

La excitación aplicada a una autoinducción lineal no debe hacer que el núcleo sobre el que está bobinada pueda funcionar fuera de la región lineal de la curva de magnetización B en función de H . Para una excitación de c.a., B_{\max} se puede calcular con la siguiente expresión:

$$B_{\max(c.a.)} = \frac{Eef10^8}{4,44fNAe} \text{ Gauss}$$

Ec. 45

donde A_e es el área "equivalente" del circuito magnético en cm², Eef el valor eficaz de la tensión alterna aplicada, N el número de espiras y f la frecuencia de excitación en Hertzios.

Si la excitación contiene una componente de c.c. superpuesta, además de la de c.a., se debe modificar el valor de B_{\max} de la siguiente forma:

$$B_{\max}(\text{total}) = B_{\max}(\text{c.a.}) + B_{\max}(\text{c.c.})$$

$$B_{\max}(\text{total}) = \frac{Eef10^8}{4,44fNAe} + \frac{NIccA_L}{10Ae}$$

Ec. 46

Un límite de seguridad para B_{\max} , que permite aplicar los procedimientos de diseño que se dan a continuación, es 250 gauss.

Densidades de flujos superiores provocarán un funcionamiento no lineal que introducirá errores en el cálculo de la autoinducción y del factor Q.

En la tabla 1 se puede obtener un valor aproximado de A_e para los doce tamaños normalizados de núcleos envolventes.

Grupo de núcleo	$A_e(\text{cm}^2)$	Grupo de núcleo	$A_e(\text{cm}^2)$
743	0,0433	2616	0,948
905	0,101	3019	1,38
1107	0,167	3622	2,02
1408	0,251	4229	2,66
1811	0,433	45	2,91
2213	0,635	6656	7,15

Tabla - 1

Márgenes de frecuencia

Los núcleos envolventes normalizados de Ferroxcube para autoinducciones de baja energía se fabrican de cuatro tipos de ferritas. Cada tipo ofrece características deseables (elevada permeabilidad eficaz, bajas pérdidas, estabilidad durante largo tiempo, coeficiente de temperatura controlado) dentro de un determinado margen de frecuencias para el cual se recomienda.

Resumen de propiedades

Se puede encontrar información técnica más completa de todos los tipos de ferrita en los catálogos de ferritas lineales.

Material Ferroxcube	Margen de frecuencia recomendado	Resumen propiedades
3B7	frecuencias de potencia a 300 kHz	C.T. prácticamente cero. Mayor factor Q que 3B9 permitiendo mayores valores de A_L
3B9	frecuencias de potencia a 300 kHz	Lineal, C.T. controlado sobre un ancho margen de temperatura (-30 a +70 °C) para compensar los condensadores de poliestireno
3D3	200 kHz a 2,5 MHz	Lineal, C.T. controlado sobre un ancho margen de temperatura (-30 a +70 °C) para compensar los condensadores de poliestireno
4C4	1 MHz a 200 MHz	C.T. negativo, lineal, controlado para compensar los condensadores de mica-plata.

Tabla - 2

Construcción de un núcleo envolvente

Un núcleo envolvente forma un circuito ferromagnético casi cerrado que tiene un entrehierro inherentemente pequeño entre sus dos partes y en los núcleos usados aquí, un núcleo central adecuado para introducir un entrehierro mayor. La permeabilidad se puede ajustar de forma muy eficaz variando el espesor del entrehierro del núcleo central.

Permeabilidad eficaz

La figura 13 representa de una forma aproximada pero útil una autoinducción con un núcleo envolvente. En tal autoinducción, su valor viene dado por:

$$L = \frac{0,4\pi N^2 10^{-8}}{\frac{lm}{\mu_0 A_m} + \frac{lg}{A_g}}$$

Ec. 47

El denominador se expresa normalmente como $\sum \frac{l}{\mu_e A}$ que es la reluctancia del circuito magnético. Es conveniente saber que un núcleo envolvente proporciona un circuito magnético cerrado y homogéneo, que posee una permeabilidad eficaz μ_e , tal que:

$$L = \mu_e \left[\frac{0,4\pi N^2 10^{-8}}{\sum \frac{l}{A}} \right] \text{ Henrios}$$

Ec. 48

Para entrehierros pequeños, $\mu_0 \approx \mu_e$, la permeabilidad eficaz del núcleo envolvente, y

$$L = \mu_e L_0$$

Ec. 49

Para un determinado tipo de ferrita y una gama determinada de dimensiones de núcleos envolventes (incluyendo el entrehierro), se pueden relacionar de una forma simple la permeabilidad eficaz μ_e , la autoinducción y el número de espiras.

En realidad, por conveniencia de cálculo se efectúa una nueva simplificación en la relación entre μ_e y l/A , en lo que se refiere a núcleos envolventes de Ferroxcube. Se trata del "índice de autoinducción" A_L que se establece para cada núcleo teniendo en cuenta las dimensiones, el tipo de ferrita de la que está hecho el núcleo y el entrehierro particular ajustado en fábrica. Este índice se expresa directamente en milihenrios por devanado de 1000 espiras. Algebraicamente:

$$A_L = \frac{4\pi\mu_e}{\sum \frac{l}{A}}$$

Ec. 50

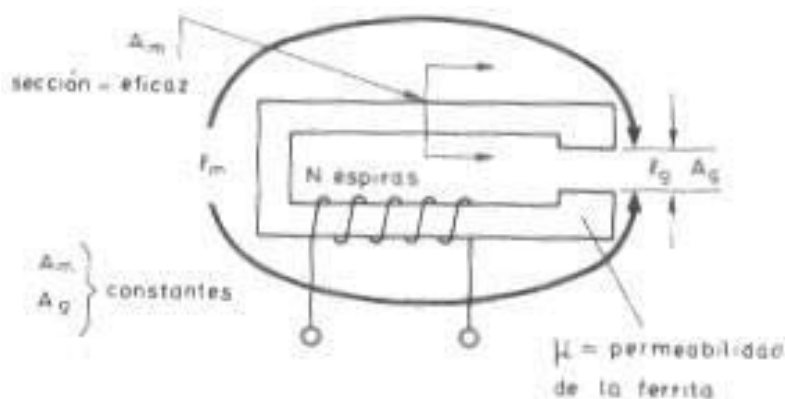


Figura 13. Representación usual de una autoinducción de un núcleo envolvente.

Cálculo de la autoinducción

Una vez que se conoce A_L para cada núcleo, el número de espiras (N) necesario para obtener una determinada autoinducción L , se puede calcular por medio de la ecuación 51, en la que se tiene en cuenta que L es directamente proporcional a N^2 . (Véase la ecuación 47.)

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Ec. 51

donde L se expresa en milihenrios.

En los catálogos de ferritas se dan, para cada grupo de núcleos, curvas que muestran el decrecimiento típico de A_L en función de la altura relativa del bobinado en un carrete parcialmente llenado, y el margen de ajuste de la autoinducción conseguido con los ajustadores normalizados disponibles para cada tamaño de núcleo y tipo de material.

Importancia del entrehierro

Se ha visto ya como el tamaño del entrehierro determina la permeabilidad eficaz μ_e , y por tanto determina también el índice de autoinducción A_L de un núcleo en particular. El entrehierro ejerce también dos importantes influencias en el comportamiento de la autoinducción de baja energía bobinada en el núcleo:

-Cuanto más grande sea el entrehierro (menor A_L), mayor será la estabilidad de la autoinducción con el tiempo y la temperatura.

-Cuanto más grande sea el entrehierro (menor A_L), menor será el máximo factor Q obtenible para cualquier autoinducción que se obtenga con el núcleo.

En muchas aplicaciones que requieren simultáneamente el evadestabilidad y el evado factor Q , existe un conflicto de diseño entre estas dos relaciones. Si se añade al conflicto la necesidad de minimizar el tamaño del núcleo, quedan impuestas limitaciones al diseño, y la elección del núcleo adecuado se convierte en una etapa crítica del procedimiento de diseño.

Comprobación de que el devanado "cabe"

En los catálogos de ferritas lineales se dan, en forma de tablas y de curvas Q , todas las especificaciones de los núcleos envolventes normalizados de Ferroxcube.

Después de determinar el número de espiras necesario para obtener una determinada autoinducción, el número de espiras se divide por el área del devanado que se da en la tabla correspondiente al grupo de núcleos elegido. El cociente obtenido es el número de espiras por unidad de superficie, que determina el hilo más grueso que se puede utilizar para que el número de espiras necesario quepa en el núcleo - suponiendo una utilización del 100% del área disponible, lo que sólo se puede obtener con un bobinado por capas muy exacto. La tabla de hilos que se da en apéndice da el espesor de aislamiento y por lo tanto permite determinar el mayor grueso práctico del hilo para un devanado exacto por capas. El bobinado práctico comercial es posiblemente el 90 o el 95% del valor obtenido.

Curvas Q

En los catálogos de ferritas lineales se da, para cada grupo de núcleos normalizados, un conjunto de curvas que relacionan el factor Q con la frecuencia para cada valor A_L el entrehierro normalizado, suponiendo que el espacio para el devanado está completamente lleno.

En la figura 14 se da una de estas curvas.

Obsérvese que las curvas Q se dan tanto para devanados con hilo normal (para bajas frecuencias) como panhilo de Litz (para frecuencias más elevadas) con el número de espiras creciente en progresión geométrica. Se pueden obtener valores intermedios (entre curvas) con buena aproximación, por interpolación.

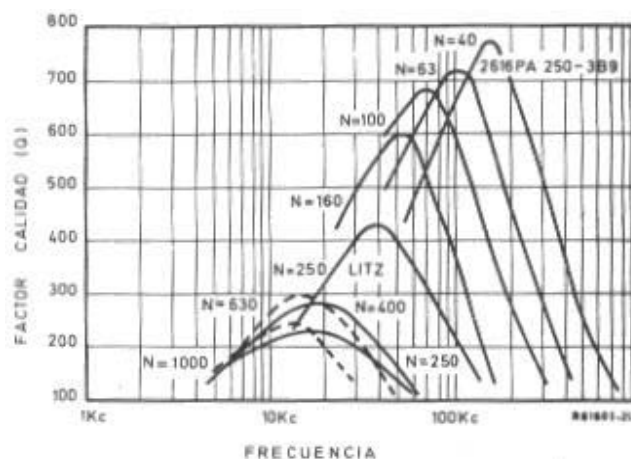


Figura 14. Relación entre el factor de calidad Q y la frecuencia (curva Q).

Coefficiente de temperatura de la permeabilidad eficaz (autoinducción)

Como se ve en la ecuación 46 la autoinducción (L) es directamente proporcional a la permeabilidad eficaz (μ_e) determinada por el núcleo y su particular entrehierro, y por lo tanto el coeficiente de temperatura dado es también el coeficiente de temperatura de la autoinducción en PPM/°C. Obsérvese que los núcleos con mayor entrehierro tienen un coeficiente de temperatura menor (mayor estabilidad de la autoinducción con la temperatura).

Existe también una pequeña pero observable variación del factor Q con la temperatura. Cada uno de los siguientes factores de pérdidas, afecta al factor Q de la bobina; pérdidas debidas a la resistencia del cobre (incluyendo el "efecto pelicular"), pérdidas por fugas de eléctricas en los devanados, y por tres componentes de pérdidas en el núcleo: histéresis, corrientes parásitas y residuales. Todos estos factores de pérdidas están a lgo influenciados por las variaciones de la temperatura y por lo tanto afectarán también al factor Q.

Se debe tener en cuenta que los valores dados para el coeficiente de temperatura no son esencialmente constantes, sino que están sujetos a tolerancias de fabricación. Cuando se desee hacer uso de la ventaja que supone la inherente estabilidad de la ferrita de Ferroxcube utilizándola para compensar el coeficiente de temperatura de un condensador, no se busca el mínimo coeficiente de temperatura sino uno conocido con exactitud.

Procedimientos de diseño

A continuación se describen cinco de los casos más frecuentes de problemas de diseño de autoinducciones, ordenados de menor a mayor complejidad. Se trata cada uno por separado, recomendando un procedimiento óptimo para cada diseño y poniendo un ejemplo para cada uno.

Caso I-Factor más importante L/V :

En este caso, tanto el factor Q como la estabilidad son tan bajos que casi cualquier diseño que proporcione la autoinducción requerida será satisfactorio. En este caso, lo que se desea reducir es el volumen V_e necesario para conseguir la autoinducción especificada. El procedimiento a seguir es extremadamente simple:

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: cualquiera que es recomendado en el margen de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos envolventes del material elegido de menor volumen y de ellos se elige el que tenga el mayor valor de A_L (entrehierro menor).

Tercero: se determina el número de espiras necesario (N) utilizando la ecuación 51.

Cuarto: se comprueba que para que quepa el número de espiras necesario, el hilo a utilizar no sea demasiado delgado para ser económico. (Para ello se utiliza la tabla de hilos del apéndice) Si el número de espiras cabe se puede hacer una comprobación aproximada del factor Q conseguido con la ayuda de las curvas, también se puede comprobar si el coeficiente de temperatura es lo suficientemente bajo y con ello se completa el diseño.

Si el número de espiras necesario utilizando un hilo práctico no cabe, se elige un núcleo mayor del mismo material y se repiten las etapas tercera y cuarta. Continuar el proceso hasta encontrar el núcleo adecuado.

Ejemplo: Diseño del caso I

Diseñar la autoinducción más pequeña posible de 400 mH para 150 kHz, utilizando un hilo no más delgado que 0,04 mm de diámetro. Se desea además una baja desviación de la inductancia con la temperatura.

1. De acuerdo con la tabla 2, se elige el tipo de material 3B7 (con preferencia al 3B9) porque tiene bajo coeficiente de temperatura y está recomendado para 150 kHz.
2. En el catálogo de ferritas se encuentra que el grupo de núcleos más pequeños del grado 3B7 es el grupo 905, para el cual el valor más alto de A_L es 160.
3. Utilizando la ecuación 51 con $L = 400$ mH y $A_L = 160$, el número de espiras N es:

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{400}{160}} = 1580 \text{ Espiras}$$

4. Utilizando un carrete de una sola sección, el área del devanado según la tabla del grupo de núcleos es $0,101 \text{ cm}^2$ y por lo tanto en un cm^2 caben 15742 espiras.

Caso II - Factores más importantes L y Q :

En este caso, la estabilidad necesaria es baja y el volumen es un factor de importancia secundaria.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: el que tenga el mayor factor Q dentro del margen de frecuencias de interés (ver las curvas Q).

Segundo: se busca el grupo de núcleos más pequeños fabricados con el material elegido, que tenga el mayor valor de A_L (Entrehierro menor) con el factor Q por lo menos igual al especificado en el margen de frecuencias de interés.

Tercero: usando este valor de A_L , se calcula el número de espiras necesario para conseguir la autoinducción especificada, utilizando la ecuación 51.

Cuarto: utilizando las curvas Q como guía, se verifica que cabe el número de espiras necesario de hilo de suficiente grueso como para mantener el factor Q al mínimo necesario (utilícese la tabla de hilos como se ha descrito).

Si el devanado cabe, se comprueba aproximadamente el coeficiente de temperatura dándose por finalizado el diseño.

Si el devanado no cabe, se elige un grupo de núcleos mayor y se repiten los pasos segundo, tercero y cuarto. Se procede de la misma forma hasta encontrar el núcleo satisfactorio menor posible.

Nota: para obtener el máximo factor Q , se elige el grupo de núcleos mayor que pueda tolerarse dimensional y económicamente.

Caso III - Factores más importantes Q y el coeficiente de temperatura:

En este caso están la mayoría de aplicaciones en las que se desea un circuito sintonizado, el valor de L no es importante, pero se necesita un factor Q y una estabilidad elevados (coeficiente de temperatura bajo o controlado). Distinguir entre coeficiente de temperatura mínimo y coeficiente de temperatura controlado. Este procedimiento examina ambos tipos de coeficientes de temperatura empezando por el C.T. mínimo.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: el que tenga el máximo factor Q en el margen de frecuencias de interés (véanse las curvas 2 y el apartado 3.9).

Segundo: se elige el grupo de núcleos mayor que pueda aceptarse dimensional y económicamente, que esté fabricado con el material elegido..

Tercero: con la ayuda de las curvas Q para este grupo de núcleos, se elige el que tenga el valor más bajo de A_L que proporcione el mínimo factor Q aceptable dentro del margen de frecuencias de interés.

Cuarto: con la ayuda de la tabla correspondiente al grupo de núcleos se comprueba que el coeficiente de temperatura es suficientemente bajo para el núcleo con este valor de A_L .

Si el coeficiente de temperatura es más bajo de lo necesario, un núcleo con entrehierro menor (A_L más alto) conduciría probablemente a un compromiso mejor ya que tendría un factor Q más elevado, con la estabilidad adecuada. Si tanto el coeficiente de temperatura como el factor Q obtenidos son superiores a lo necesario, se puede probar con un grupo de núcleos más pequeño, repitiendo los pasos tercero y cuarto hasta encontrar el núcleo más pequeño que tenga el factor Q y el coeficiente de temperatura suficientemente elevados.

En las aplicaciones en las que es deseable un coeficiente de temperatura controlado de forma que se complemente (en oposición) con el del condensador de resonancia, se deben revisar las etapas tercera y cuarta, es decir:

Tercero (otra alternativa): con la ayuda de las tablas del grupo elegido, se selecciona el que tenga el coeficiente de temperatura más próximo al deseado.

Cuarto (otra alternativa): se comprueba, con la ayuda de las curvas Q, que el núcleo elegido tiene un valor de A_L suficiente para mantener el factor Q necesario dentro del margen de frecuencias de interés.

Aquí de nuevo puede suceder que el grupo de núcleos que pueda aceptarse, no represente el mejor diseño. Es aconsejable comprobar con un grupo de núcleos menor si se puede obtener el coeficiente de temperatura deseado, sobre todo si el factor Q obtenido en la etapa cuarta de esta segunda alternativa es mayor que el necesario. Otra razón para revisar el diseño con núcleos menores es que presentan coeficientes de temperatura que no se encuentran en los tamaños mayores, siempre que el factor Q inferior que se obtenga con ellos sea tolerable.

Caso IV - Factores más importantes L/V y C.T.:

En este caso se encuentran principalmente autoinducciones para redes de instrumentación y filtros de baja frecuencia que tengan que funcionar bajo severas condiciones ambientales, el factor Q necesario es moderado pero se requieren un volumen mínimo y una estabilidad elevada frente a la temperatura.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo uno que esté recomendado para la gama de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos más pequeño, fabricado con el material elegido que proporcione un coeficiente de temperatura aceptablemente bajo dentro del margen de temperaturas de interés. Esto corresponderá a un entrehierro determinado (A_L).

Tercero: utilizando la ecuación 51 se determina el número de espiras necesario y con el valor de A_L se obtiene la autoinducción necesaria.

Cuarto: se comprueba qué hilo práctico deberá, usarse para hacer caber el número de espiras (N) calculado.

Suponiendo que el devanado cabe, se puede comprobar aproximadamente el factor Q conseguido.

Si el devanado no cabe, se prueba el siguiente grupo de núcleos mayores que tenga un coeficiente de temperatura aceptablemente bajo, repitiendo las etapas tercera y cuarta. Continuar eligiendo núcleos mayores hasta obtener un diseño aceptable.

Caso V - Factores más importantes Q, L/V y C.T.:

Dentro de este grupo relativamente pequeño pero no menos importante de aplicaciones, se utilizan a menudo hasta el límite las posibilidades de las ferritas y de los núcleos envolventes. El procedimiento que se recomienda es el siguiente:

Primero: se elige el material que tenga el máximo factor Q dentro del margen de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos entre los fabricados con el material elegido que, con cualquier entrehierro, presente un coeficiente de temperatura suficientemente bajo. A dichos núcleos se les llama "núcleos de estabilidad aceptable".

Tercero: se eligen entre los núcleos de estabilidad aceptable aquellos cuyas curvas Q indican un valor aceptable o mayor dentro del margen de frecuencias de interés. A dichos núcleos se les conoce por "núcleos de factor Q y coeficiente de temperatura aceptables".

Cuarto: empezando por el núcleo más pequeño de "factor Q y C.T. aceptables" y utilizando su valor de AL en la ecuación 51, determinar el número de espiras.

Quinto: se comprueba si el devanado cabe y asegurarse de que la autoinducción necesaria puede obtenerse con un hilo práctico.

Sexto: si el hilo difiere mucho del utilizado para obtener la curva Q (que aparece indicado en la curva), se comprueba el factor Q utilizando la aproximación dada.

Suponiendo que el devanado cabe y que el factor Q es aceptable, el diseño se finaliza con éxito. Si no es así, se procede de la misma forma con el siguiente grupo de núcleos mayores, repitiendo las etapas cuarta, quinta y sexta y así sucesivamente hasta conseguir el diseño adecuado.

Si con el grupo de núcleos mayores se pueden obtener las características deseadas, se dispone de los siguientes recursos:

- emplear una ferrita especial;
- utilizar un núcleo con entrehierro especial para dicha aplicación;
- utilizar una estructura de devanado especial;
- emplear dos o más núcleos disponiendo los devanados en serie.

TEORÍA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES DE POTENCIA

Definición de autoinducciones de potencia

En las autoinducciones de potencia, la excitación es suficientemente elevada para provocar que la permeabilidad eficaz varíe mucho del valor de las señales pequeñas (μ) utilizado en los cálculos de autoinducciones de baja energía. Al mismo tiempo, las pérdidas en el núcleo se hacen apreciables, el auto calentamiento (que se define como el aumento de temperatura en el devanado y el núcleo debido solamente a la excitación y es diferente del aumento de temperatura producido por el intercambio de calor con el ambiente que lo rodea) se vuelve un factor a tener en cuenta y el factor Q es sustancialmente más bajo. Finalmente, los límites de diseño vienen normalmente determinados por el calentamiento más que por la estabilidad o por el descenso de Q.

Consideraciones generales de diseño

El procedimiento que se recomienda aquí para el diseño de autoinducciones de potencia es prácticamente el mismo que el utilizado para transformadores de potencia ya que se imponen las mismas limitaciones de diseño (principalmente la variación de la permeabilidad con la excitación y el aumento de la temperatura debido a las pérdidas en el núcleo y en el cobre y en segundo lugar el factor Q y/o la resistencia de corriente continua), con sólo dos diferencias de poca importancia.

- El factor Q y/o la resistencia de corriente continua ocupa el lugar de la regulación en el diseño de transformadores.
- Sólo un devanado debe haber en la ventana disponible del núcleo en el diseño de autoinducciones en lugar de dos en el diseño de transformadores.

Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo

Las curvas de la figura 15 dan la relación entre μ y B_{max} , la densidad de flujo correspondiente al pico de la excitación aplicada, para varios valores de A_L del núcleo. Esta familia de curvas es típica y ha sido obtenida para un núcleo de una determinada forma y tamaño, fabricado con un determinado tipo de ferrita Ferroxcube a una determinada temperatura. Cada curva de la familia corresponde a un determinado entrehierro que se describe, como es usual, en términos del índice de autoinducción, A_L que presentaría el núcleo con su entrehierro a baja excitación (próximo a cero). Como es de esperarse, cuanto mayor es el entrehierro, más constante es la

permeabilidad y se acerca más al valor correspondiente a $B_{\text{máx}} = 0$. Como también es de esperar, cuando el núcleo se satura fuertemente, la permeabilidad eficaz cae a un valor relativamente bajo.

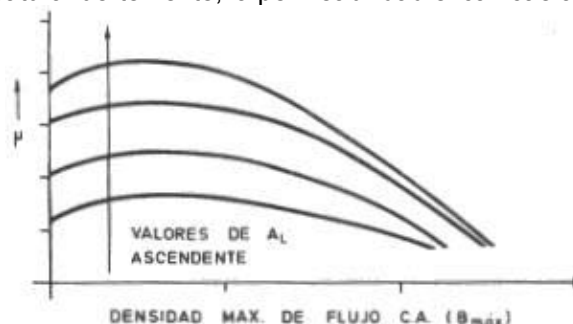


Figura 15. Relación entre la permeabilidad, μ y la máxima densidad de flujo con excitación de c.a. solamente, $B_{\text{máx}}$,

Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo de c.a. con excitación de c.c.

Las curvas de la figura 16 corresponden a un determinado material de núcleo, así como a una determinada estructura y entrehierro. Estas curvas relacionan la permeabilidad, μ y $B_{\text{máx}}$, para diferentes valores de H_0 o sea de la magnetización de c.c. del núcleo en la que se superpone la excitación de c.a. Resulta obvio, a partir de estas curvas, que la magnetización de c.c. reduce la permeabilidad del núcleo y que provoca su saturación a un valor de densidad de flujo de pico más bajo. (Hay que recalcar que la densidad de flujo a la que se refiere todo este apartado, es la producida solamente por la excitación de c.a.).

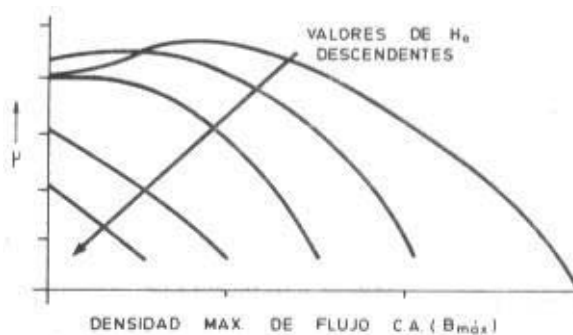


Figura 16. Relación entre la permeabilidad, μ , y la máxima densidad de flujo de c.a. con excitación de c.c. (debida a H_0).

Variación de la permeabilidad con la temperatura

Las curvas de la figura 17 están dibujadas para diversos materiales del núcleo y son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas curvas relacionan la permeabilidad del material del núcleo, μ_0 , con la temperatura del núcleo para un único valor de la densidad de flujo. Es evidente, a partir de estas curvas, que el efecto de la temperatura en la permeabilidad, aunque significativo, es relativamente pequeño y usualmente se debe tener en cuenta en la fase de repaso del diseño.

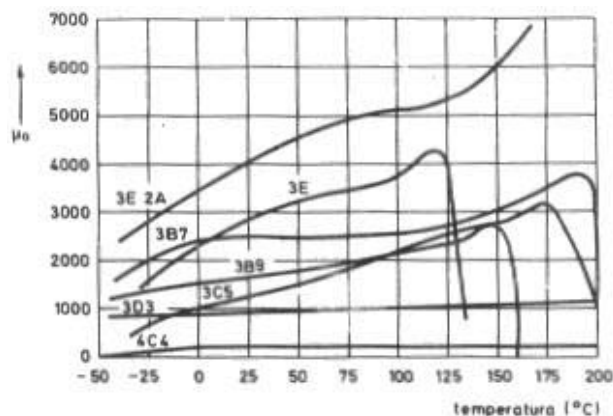


Figura 17. Permeabilidad μ_0 respecto a la temperatura.

Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la frecuencia

Las curvas de la figura 18 están dibujadas para un determinado material del núcleo, pero son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas relacionan las pérdidas en el núcleo con la densidad de flujo para diversos valores de la frecuencia. Se pueden dibujar curvas similares para las pérdidas en el núcleo en función de la frecuencia para diversos valores de la densidad de flujo. Obsérvese que las pérdidas en el núcleo están expresadas en milivatios / cm³ del volumen del núcleo.

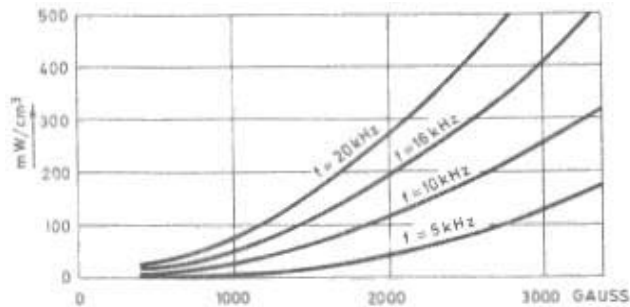


Figura 18. Relación entre las pérdidas en el núcleo y máxima densidad de flujo, para un determinado material del núcleo

Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la temperatura

Las curvas de la Figura 19 corresponden a un determinado material del núcleo, pero son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas curvas dan las pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo para varias temperaturas del núcleo. Como ocurría en el caso de la permeabilidad, se puede ver que el efecto de la temperatura, aunque significativo, es de segundo orden de forma que se puede despreciar totalmente, o aplicarlo solamente como corrección del diseño en un repaso.

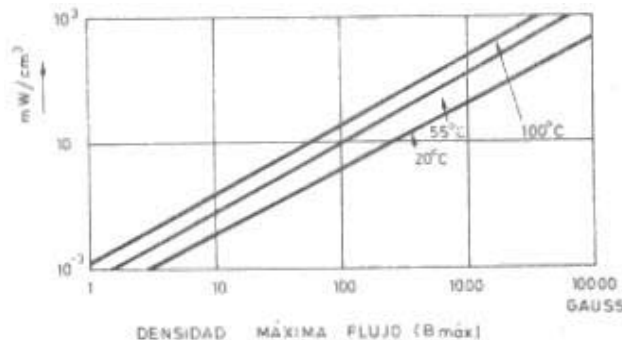


Figura 19. Relación entre las pérdidas del núcleo y la máxima densidad de flujo para varias temperaturas del núcleo.

Cálculo de la autoinducción sólo excitación de c.a.

Se repiten aquí las dos ecuaciones fundamentales establecidas en el comienzo. para la autoinducción y la densidad de flujo.

$$L = 0,4\pi N^2 \mu \left[\frac{Ae}{le} \right] 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 2

$$B = \frac{E10^8}{4,44 f N p Ae} \text{ Gauss}$$

Ec. 4

En la ecuación 2 se ve que para un núcleo de una geometría determinada, la relación entre la autoinducción y el número de espiras es conocida si se puede determinar la permeabilidad. Ya que la permeabilidad depende de la densidad de flujo B, ésta se puede obtener de la ecuación 4. Como B depende también del número de espiras, es necesario combinar las ecuaciones 2 y 4 para obtener una nueva ecuación:

$$B = \left[\frac{2500E}{f \sqrt{L V_e}} \right] \sqrt{\mu}$$

Ec. 52

o bien $B = k_1 \sqrt{\mu}$

Ec. 53

donde $k_1 = \frac{2500E}{f \sqrt{L V_e}}$

Ec. 54

y V_e se define como:

$$V_e = l_e A_e$$

Ec. 55

Obsérvese que todos los factores que componen k_1 son conocidos:

A_e es el área eficaz del núcleo en cm^2 (se da en los catálogos de ferritas);

l_e es la longitud eficaz del circuito magnético del núcleo en cm (dada también en las tablas de los catálogos);

V_e es el volumen eficaz del núcleo en cm^3 que se obtiene con la ecuación 4-4 multiplicando A_e por l_e ;

L es la autoinducción requerida en henrios, que es parte del problema;

E es la tensión eficaz de excitación en voltios, también es parte del problema;

f es la frecuencia de excitación en Hz, establecida inicialmente.

Es conveniente expresar la ecuación 53 de la siguiente forma:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2}$$

Ec. 53a

Un parámetro muy útil en el diseño de autoinducciones de potencia es la relación entre su potencia y la frecuencia (más baja) a la que debe utilizarse.

El valor límite de potencia de una autoinducción está dada por:

$$EI = \frac{E^2}{2\pi f L} \text{ Voltioamperios}$$

Ec. 56

por lo tanto, su relación con la frecuencia es:

$$\frac{EI}{f} = \frac{E^2}{2\pi f^2 L} \frac{\text{Voltioamperios}}{\text{Hz}}$$

Ec. 57

Por conveniencia, se define un nuevo factor k_2 como:

$$k_2 = \frac{2\pi EI}{f} = \frac{E^2}{L f^2}$$

Ec. 58

Se puede demostrar (resolviendo la ecuación 4 para E , sustituyendo esta expresión en 58 y sustituyendo en esta nueva forma de 58 la ecuación 2 para L , simplificar utilizando 55 y se obtiene como resultado la ecuación 58a) que el máximo valor de k_2 para cualquier tamaño, forma y material del núcleo está dado por:

$$\frac{k_2}{2\pi} = \frac{15,6 \cdot 10^{-8}}{2} \left[\frac{V_e (B_{\max})^2}{\mu_e} \right] \frac{\text{Voltioamperios}}{\text{Hz}}$$

Ec. 58a

V_e y μ_e ya han sido definidos y B_{\max} es la densidad de flujo máxima recomendada para un determinado material.

Procedimiento de diseño - Fase I

En la tabla del apéndice se dan los valores de k_2 para los núcleos adecuados para ser utilizados en autoinducciones de potencia (o transformadores). Así pues, el diseño se inicia hallando el valor de k_2 mediante la ecuación 58 y seleccionando el núcleo más pequeño que tenga el valor de k_2 igual o mayor que el calculado. Para obtener el valor de k_1 en la ecuación 54 se puede utilizar el valor de V_e que se obtenga del catálogo de ferritas.

Una vez calculado k_1 se debe obtener un punto en las curvas de permeabilidad en función de la densidad de flujo, que satisfaga la ecuación 53a, es decir, un punto en el cual μ es igual a B^2/k_1^2 . Después de corregir este valor de μ según la configuración del núcleo, se vuelve a la ecuación 2 y utilizando de nuevo el valor de μ se determina el número de espiras N necesario para obtener la autoinducción requerida. Como comprobación se puede hallar la densidad de flujo B para el valor de N con la ayuda de la ecuación 4.

Ejemplo de cálculo:

Se necesita una autoinducción de 5 henrios, arrollada en un núcleo E-I o E-E, para funcionar con una excitación de 32 voltios y 400 Hz.

1. De la ecuación 58 se obtiene:

$$k_2 = \frac{32^2}{5 \cdot 400^2} = 128 \cdot 10^{-5}$$

2. Utilizando la tabla del apéndice se elige el núcleo tipo EE30/30/7 para el cual $k_2 = 192 \cdot 10^{-5}$ de material 3E1. Este núcleo tiene $V_e = 4 \text{ cm}^3$, $A_e = 0,597 \text{ cm}^2$ y $l_e = 6,69 \text{ cm}$.

3. Utilizando la ecuación 54 se tiene:

$$k_1 = \frac{2500 \cdot 32}{400 \sqrt{5,0 \cdot 4}} \cong 45$$

4. De la ecuación 53a se sabe que se debe operar en un punto de la curva μ en función de B para el material 3E1 en el cual:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} = \frac{B^2}{2025}$$

5. Utilizando la curva de μ en función de B para 25°C que se encuentra en el catálogo de ferritas, este punto es aproximadamente:

$$\begin{aligned} \mu &= 1750 \\ B &= 2000 \end{aligned}$$

6. Del catálogo de ferritas obtenemos que para el núcleo EE30/30/7, el valor de μ mínimo es 2375. Tomamos entonces este valor de μ_e .

7. Despejando N de la ecuación 2 se obtiene:

$$N = \sqrt{\frac{5,0 \cdot 6,69}{0,4\pi \cdot 2375 \cdot 0,597 \cdot 10^{-8}}} \approx 1370 \text{ Espiras}$$

8. Para comprobar, se sustituye el valor obtenido en la ecuación 4 y se calcula B:

$$B = \frac{32 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 400 \cdot 1370 \cdot 0,597} \approx 2200$$

9. Para comprobar la autoinducción se sustituye en la ecuación 3 el valor de A_L que se da en el catálogo. (Obsérvese que en este caso la permeabilidad para $B = 2200$ es igual a μ_0 de forma que se puede utilizar el valor de A_L del catálogo). En otros casos en los que la permeabilidad es mayor o menor que μ_0 , el valor de A_L debe aumentarse o disminuirse proporcionalmente.

10. Calcular a continuación el hilo necesario para que quepa y la densidad de corriente.

Finalización del diseño - Fase II

Después de haber determinado el número de espiras necesario para obtener la autoinducción deseada, sólo es necesario comprobar que cabe en el devanado utilizando un hilo del grosor adecuado a la corriente que circulará por él, según la ecuación 5:

$$I = \frac{E}{2\pi f L} \text{ Amperios}$$

Ec. 5a

Una buena forma de operar consiste en permitir una densidad de corriente de 1,55 amperios / mm^2 . La tabla 1 del grupo de núcleos proporciona información del área disponible para el devanado. De hecho, esta área no se puede llenar completamente de cobre. Se debe tener en cuenta que el hilo está aislado y que su sección es (normalmente) redonda y no cuadrada, por lo cual el rendimiento del devanado no puede ser mucho mayor que el 80%; además, el carrete y el aislamiento entre capas (si se utilizan) ocupan una parte del área de la ventana. El procedimiento a seguir es similar al ya descrito anteriormente, excepto en que para determinar "Ap" no se debe tener en cuenta ningún devanado secundario. Utilizando una forma de la ecuación 10, se puede determinar el hilo mayor que cabrá en el núcleo.

$$\frac{\text{Espiras}}{\text{cm}^2} = \frac{N}{Ac}$$

Ec. 10a

Si la sección obtenida es igual o mayor que la del hilo elegido, la primera parte del diseño ha terminado. Si no es así, hay que elegir un núcleo que tenga una ventana mayor (y un valor de k_2 por lo menos igual al anterior) y repetir el diseño.

Ajuste del diseño

Una vez elegido el tamaño del hilo, será posible calcular la resistencia del devanado y estimar las pérdidas totales en el cobre. Conociendo las pérdidas en el devanado y en el núcleo (obtenidas de las curvas correspondientes al material elegido), se puede conocer la potencia total (Pt) disipada en la autoinducción.

Habiendo calculado esta potencia, se puede determinar el aumento de temperatura a partir de:

$$T_{\text{aumento}} = \frac{50 P_t}{P_o}$$

Ec. 59

donde el factor P_o está dado para cada núcleo en la tabla del apéndice. (P_o es el nivel de disipación de potencia que provoca un aumento de temperatura de 50 °C por encima de la temperatura ambiente).

Una vez determinado el aumento de temperatura del núcleo, es posible comprobar y "ajustar" el diseño según el efecto que dicho aumento provoque en la autoinducción (permeabilidad) y en el factor Q. Ya que estos ajustes son debidos a factores de segundo orden, raras veces

provocan variaciones del diseño superiores al 5% y un pequeño cambio del número de espiras será suficiente, aunque la primera parte del diseño haya resultado próxima al máximo posible

Cálculo de la autoinducción Excitación de c.a. y c.c.

En muchas autoinducciones de potencia existe una fuerte componente de c.c. de excitación. En la práctica es muy frecuente que dicha componente de c.c. produzca una fuerza magnetomotriz muchas veces superior a la producida por la corriente de pico de la excitación de c.a. Bajo estas circunstancias, la inserción de un entre-hierro en el circuito magnético permite utilizar un núcleo más pequeño que el necesario con un circuito magnético cerrado, siendo igual todo lo demás.

Sin embargo, la inserción del entrehierro complica las relaciones entre los otros parámetros involucrados en la autoinducción. Ahora existe una trayectoria de flujo equivalente o "híbrido", parte del cual es relativamente largo, de elevada permeabilidad, formado por ferrita y parte de éste es relativamente corto pero con entrehierro de baja permeabilidad. Como la permeabilidad del entrehierro puede tomarse igual a la unidad, la expresión de la longitud eficaz del circuito magnético l_e es (véase la figura 4-6):

$$l_e = l_m + \mu l_g$$

Ec. 60

donde μ es la permeabilidad del material magnético, l_m es la longitud del circuito magnético (considerado antes como el para entrehierro cero) y l_g es el espesor del entrehierro. En las expresiones que se dan a continuación, todas las longitudes se expresan en cm.

Aunque a veces existe una dispersión de flujo significativa en el entrehierro, no hay necesidad, por lo menos en la primera fase del diseño, de intentar compensarla, de forma que se puede suponer:

$$A_e = A_m = A_f$$

Ec. 61

donde A_m es el valor considerado antes como A_e para entrehierro cero. Todas estas áreas se expresan en cm^2 .

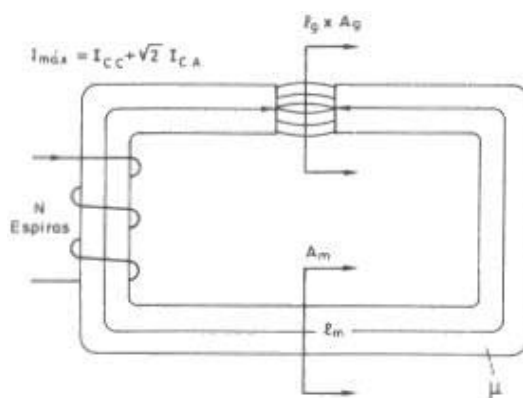


Figura 20.

Concepto de permeabilidad media

La figura 21 muestra una curva de histéresis típica empleada en los núcleos de ferrita de Ferroxcube. La saturación se hace evidente para una densidad de flujo, B_{max} , correspondiente a una fuerza magnetomotriz $H_{\text{máx}}$. Si, como primera aproximación, se desprecia el hecho de que la curva de histéresis se aparta mucho de una línea recta entre el punto (0, 0) y el punto ($B_{\text{máx}}$, $H_{\text{máx}}$) se puede definir una permeabilidad media, μ_{av} , como la pendiente de dicha línea recta. Este valor está tabulado en los catálogos de ferritas y en el apéndice, para cada material de núcleos.

Entonces, como primera aproximación se puede escribir la ecuación 4-9 de la siguiente forma:

$$l_e \approx l_m + \mu_{\text{av}} l_g$$

Ec. 62

y también se puede escribir la expresión de la máxima densidad de flujo, B_{max} , y la inductancia, L , en términos de μ_{av} :

$$B_{\max} = \frac{0,4\pi I_{\max} \cdot \mu_{av}}{l_e} \text{ Gauss}$$

Ec. 63

donde I_{\max} es la máxima corriente de excitación (c.a. más c.c.);

$$L \cong \frac{0,4\pi \cdot \mu_{av} \cdot Ae}{l_e} 10^{-8} \text{ Henrios}$$

Ec. 64

Obsérvese que estas dos ecuaciones se pueden combinar para eliminar la aproximación supuesta, ya que se elimina tanto μ_{av} como l_e y se obtiene:

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{Ae \cdot B_{\max}} 10^8$$

Ec. 65

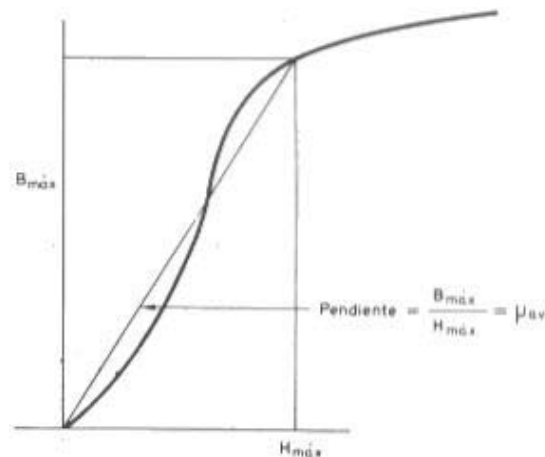


Figura 21. Curva de histéresis típica para los materiales del núcleo empleados en núcleos de ferrita de Ferroxcube.

Cálculo del número de espiras necesario

El planteamiento del problema siempre contendrá valores de $I_{c.c.}$, $E_{c.a.}$ f y L , a partir de los cuales se podrá calcular I_{\max} .

Suponiendo una forma de onda sinusoidal de la corriente para excitación de c.a., se obtiene:

$$I_{c.a.} = \frac{E_{c.a.}}{2\pi f L}$$

Ec. 66

suponiendo que la resistencia de la autoinducción se puede despreciar. A partir de esto,

$$I_{\max} = I_{c.c.} + \sqrt{2} \cdot I_{c.a.}$$

Ec. 67

El valor de I_{\max} no se permitirá elegir el grosor del hilo provisionalmente que tenga una sección A_x . El área total del devanado, suponiendo un rendimiento del devanado del 80%, es:

$$A_c = \frac{N \cdot A_x}{0,8}$$

Ec. 68

Sustituyendo la ecuación 65 en la 68 se obtiene:

$$A_c = \frac{A_x \cdot L \cdot I_{\max}}{0,8 \cdot Ae \cdot B_{\max}} 10^8 \text{ cm}^2$$

Ec. 69

que puede escribirse de la siguiente forma:

$$Ac \cdot Ae = \frac{Ax \cdot L \cdot Imax}{0,8 B_{max}} 10^8 cm^4$$

Ec. 70

Obsérvese que todos los factores de la derecha de la ecuación son conocidos una vez que ha sido elegido el material del núcleo, obteniéndose B_{max} . Por lo tanto, es conocido el valor del producto del área del carrete y el del área eficaz de la sección magnética del núcleo que se debe emplear. Conocido este producto $Ac Ae$, se puede elegir directamente la geometría del núcleo más adecuada y elegir un tamaño provisional del núcleo que satisfaga nuestros requisitos.

Ejemplo del diseño una autoinducción para excitación de c.a. y c.c.:

Se necesita una autoinducción de filtro (construida con un núcleo envolvente) para un rectificador en puente de onda completa trifásico a 50 Hz. La temperatura ambiente está entre 25 y 30° C.

$L = 10 \text{ mH}$
 $I_{c.c.} = 0,10 \text{ A}$
 $E_{c.a.} = 1,6 \text{ Voltios eficaces}$
 $f = 360 \text{ Hz}$

1. A partir de las ecuaciones 4-15 y 4-16 se calcula $I_{m\acute{a}x}$:

$$I_{m\acute{a}x} = 0,1 + \sqrt{2 \left[\frac{1,6}{2\pi \cdot 360 \cdot 0,01} \right]} \cong 0,2 \text{ Amperios}$$

2. En la tabla de hilos del apéndice se elige el hilo de 0,45 mm de diámetro que tiene $A_x = 0,159 \text{ mm}^2$.

3. Consultando el catálogo se elige el material 3E1 y a que el margen de temperatura no es ancho y sus pérdidas son pequeñas a bajas frecuencias. (Nota: el material 3E1 es el más económico y es el más corriente en toda clase de núcleos de diversos tamaños. Este material tiene una B_{max} de 3500 gauss a 2,0 Oersteds y su $\mu_{av} = 1500$).

4. Utilizando la ecuación 4-19 se obtiene el producto $Ac Ae$.

$$Ac \cdot Ae = \frac{0,00159 \cdot 0,01 \cdot 0,2}{0,8 \cdot 3000} 10^8 = 0,1454 cm^4$$

5. Utilizando las tablas del grupo de núcleos, se encuentra que el núcleo envolvente más pequeño de material 3E1, que posee un producto $Ac Ae$ como el calculado es el tipo P22/13, en el cual $A_e = 0,633 \text{ cm}^2$ y $A_{CB} = 0,28 \text{ cm}^2$.

6. Utilizando la ecuación 4-14 se calcula en número de espiras:

$$N = \frac{0,01 \cdot 0,22}{0,633 \cdot 3000} 10^8 = 155 \text{ Espiras}$$

7. Se comprueba si el número de espiras calculado de hilo de 0,45 mm de diámetro "cabe"; para ello se utiliza la tabla de hilos del apéndice y el área del carrete adecuado.

$$\frac{n^{\circ} \text{ Espiras}}{cm^2} = \frac{115}{0,28} = 411$$

Por tanto, el hilo de 0,45 mm de diámetro será adecuado aunque un poco justo.

8. A partir de la ecuación 63 se puede calcular la longitud equivalente del circuito magnético (con entrehierro), le:

$$l_{eq} = \frac{0,4\pi \cdot 115 \cdot 0,22 \cdot 2000}{3500} = 18,1 \text{ cm}$$

Se comprueba que el valor de l e dado en l as tablas del grupo de nú cleos es en realidad la longitud del circuito magnético, a la que se ha llamado l_m y tiene un valor de 3,15 cm en este caso.

9. La longitud del entre hierro, l_g , se puede calcular ahora a partir de la ecuación 62:

$$18,1 = 3,15 + 2000 l_g = 0,0075 \text{ cm.}$$

APÉNDICE

Valores del factor k₂ para núcleos de ferrita

tamaño-grado	k ₂	tamaño-grado	k ₂
Núcleos envolventes		P30/19 - 3B7	771 10 ⁻⁵
P9/5-3B7 P9/5-3H1 P9/5-4C6 P9/5-3D3 P11/7-3B7 P11/7-3H1 P11/7-3D3 P11/7-4C6 P14/8-3B7 P14/8-3H1 P14/8-3D3 P14/8-3E1 P14/8-4C6 P18/11-3B7 P18/11-3H1 P18/11-3D3 P18/11-3E1 P18/11-4C6 P22/13-3B7 P22/13-3H1 P22/13-3D3 P22/13-3E1 P22/13-4C6 P26/16-3B7 P26/16-3H1 P26/16-3D3 P26/16-3E1 P26/16-4C6		P30/19-3H1	508 10 ⁻⁵
	255 10 ⁻⁶	P30/19 - 3D3	213 10 ⁻⁴
	168 10 ⁻⁶	P30/19 - 3E1	322 10 ⁻⁵
	258 10 ⁻⁵	P36/22 - 3B7	131 10 ⁻⁴
	528 10 ⁻⁶	P36/22 - 3H1	860 10 ⁻⁵
	478 10 ⁻⁶	P36/22 - 3D3	134 10 ⁻⁴
	314 10 ⁻⁶	P36/22 - 3E1	800 10 ⁻⁵
	969 10 ⁻⁶	P42/29 - 3B7	214 10 ⁻⁴
	515 10 ⁻⁶	P42/29 - 3H1	141 10 ⁻⁴
	875 10 ⁻⁶	P66/56 - 3B7	164 10 ⁻³
	576 10 ⁻⁶	P66/56 - 3E1	509 10 ⁻⁴
	185 10 ⁻⁵		
	294 10 ⁻⁶	Núcleos EE y EI	
	101 10 ⁻⁴		
	158 10 ⁻⁵	EE13/13/3-3H1	280 10 ⁻⁶
	104 10 ⁻⁵	EE20/20/5 - 3E1	725 10 ⁻⁶
	403 10 ⁻⁵	EE30/30/7 - 3E1	192 10 ⁻⁵
	606 10 ⁻⁶	EE42/42/15-3E1	779 10 ⁻⁵
	230 10 ⁻⁴	EI42/29/15-3E1	583 10 ⁻⁵
	265 10 ⁻⁵	EE55/55/21 -3E1	188 10 ⁻⁴
	174 10 ⁻⁵	E65/32/13-3E1	522 10 ⁻⁴
	707 10 ⁻⁵		
	102 10 ⁻⁵	Núcleos UU y VI	
	410 10 ⁻⁴		
	456 10 ⁻⁵	UU93/152/30	218 10 ⁻³
	301 10 ⁻⁵	UI93/104/30	158 10 ⁻³
	121 10 ⁻⁴	UU100/114/25	139 10 ⁻³
	137 10 ⁻⁵	U1100/82/25	111 10 ⁻³
	725 10 ⁻⁴	UU64/59/14	187 10 ⁻⁴

Tabla de hilos para bobinar

diámetro hilo desnudo (mm)	sección (mm ²)	resistencia por metro (20°C)	no espiras por cm ² , hilo esmaltado	intensidad para 1,55 A / mm ² (amperios)
0,04	0,00125	13,92	338S6	0,00193
0,05	0,00196	8,95	21609	0,00303
0,06	0,00282	6,13	14884	0,00437
0,07	0,00384	4,54	10000	0,00595
0,08	0,00503	3,50	9604	0,00779
0,09	0,00636	2,75	8100	0,00985
0,10	0,00785	2,22	6561	0,01216
0,11	0,00950	1,84	5184	0,01472
0,12	0,01131	1,55	4489	0,01753
0,13	0,01327	1,82	3844	0,02056
0,14	0,01539	1,14	3481	0,02385
0,15	0,01767	0,99	3025	0,02738
0,16	0,02011	0,87	2704	0,03117
0,17	0,02270	0,772	2500	0,03518
0,18	0,02545	0,685	2209	0,03944
0,19	0,02835	0,617	2025	0,04394

0,20	0,03142	0,557	1849	0,04870
0,22	0,03801	0,460	1521	0,05891
0,25	0,04909	0,375	1225	0,07608
0,30	0,07069	0,248	841	0,1095
0,35	0,09621	0,182	645	0,1491
0,40	0,1257	0,139	506	0,1984
0,45	0,1590	0,110	400	0,2464
0,50	0,1964	0,0895	328	0,3044
0,60	0,2827	0,0618	231	0,4381
0,70	0,3848	0,0455	174	0,5964
0,80	0,5027	0,0348	132	0,7791
0,90	0,6362	0,0275	106	0,9861
1,00	0,7854	0,0223	86	1,217
1,10	0,9503	0,0184	71	1,472
1,20	1,1310	0,0155	59	1,753
1,30	1,3273	0,0132	50	2,057
1,40	1,5393	0,0113	44	2,385
1,50	1,7671	0,00992	38	2,739
1,60	2,0106	0,00870	35	3,116
1,70	2,2698	0,00770	30	3,518
1,80	2,5446	0,00687	27	3,944
1,90	2,8352	0,00617	24	4,394
2,00	3,1416	0,00557	22	4,869

Características del Ferroxcube para núcleos magnéticos.

Parámetro	3B7	3C6	3D3	3E1	3H1	4C6
$\mu_i (\pm 20\%)$ a B = 1 gauss	2300	1700	750	3800	2300	120
B _{máx} (gauss) a 25°C	4000 a 2 0e	2900 a 3,125 Oe	3500 a 5 0e	3500 a 2 0e	3600 a 2 0e	3800 a 20 0e
Resistividad a c.c. Ω/m	1	1	1,5	0,3	1	10^3
Temperatura de Curie °C	170	190	150	125	130	350
Factor de temperatura	-0,6-+0,6 de +25-70°C		0-+2 de +25 - +70°C	1 \pm 1 de +25- +70°C	1 \pm 0,5 de +25-+70°C	3 \pm 3 de +25- +55°C
$\mu_{av} = B_{máx} / H_{máx}$	2000	900	700	1750	1800	190

BIBLIOGRAFÍA

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