

**UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL**

FACULTAD REGIONAL MENDOZA

INDUCTORES CON NÚCLEO DE AIRE

DEPARTAMENTO:

ELECTRÓNICA

CATEDRA:

TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

PROFESOR TITULAR:

ING. ADOLFO F. GONZALEZ

PROFESOR ADJUNTO:

ING. RICARDO M. CESARI

JEFE DE TRABAJOS PRÁCTICOS:

ING. RUBÉN O. VICIOLI

Revisión 2

Año 2013

ÍNDICE

INDUCTORES CON NÚCLEO DE AIRE DE UNA SOLA CAPA (Solenoides)	3
Ventajas del solenoide	3
Aplicaciones	3
Cálculo de la Inductancia de un solenoide	4
Introducción del parámetro J	6
Capacitancia Distribuida (C_d)	7
Cálculo de Q de un solenoide	8
Proyecto de Solenoides	8
INDUCTORES MULTICAPA	12
Formas de bobinados	12
Calculo de la inductancia:	13
Proyecto de inductores multicapa	15
Desarrollo:	16
Verificación del Q:	17
Verificación de Δr :	18
Calculo de la capacidad distribuida:	18
Consideraciones constructivas	19
RANGO APROXIMADO DE UTILIZACIÓN DE LOS DIFERENTES INDUCTORES	19
BIBLIOGRAFÍA	20
ANEXO 1	21
ANEXO 2	22
ANEXO 3	24
ANEXO 4	25
ANEXO 5	26

INDUCTORES CON NÚCLEO DE AIRE DE UNA SOLA CAPA (Solenoides)

Es una configuración, bastante generalizada en los circuitos electrónicos, se caracteriza por la constancia del valor de su inductancia; el rango de utilización aproximado es de 1,5 a 200 MHz.

Se trata, en general, de bobinas de ejes rectos, construido con alambre macizo, o en algunos casos con caño de cobre plateado, bobinados en el aire (auto-soportados), o sobre formas de material aislante (porcelanas, cerámicas, etc.) las que pueden tener aristas para disminuir los puntos de contacto, o también estar fileteadas para asegurar la estabilidad mecánica de las espiras (en algunos casos especiales las espiras se obtienen depositando directamente sobre la forma fileteada el material conductor). Estos inductores de una capa pueden considerarse como bobinas toroidales de eje rectificado y que debido a esta rectificación, y por no ser de longitud infinita, hay que introducir un factor k (Nagaoka), menor que la unidad, que depende de las dimensiones geométricas de la bobina, y que se acostumbraba a expresarlo en forma gráfica, en Función de la relación D/l

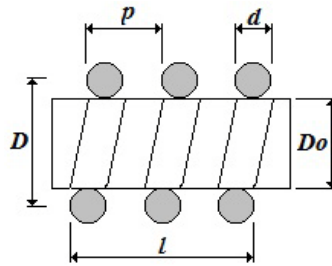


Figura 1

D = diámetro del inductor.

D_0 = diámetro de la forma.

d = diámetro del conductor.

p = paso.

$N = N^0$ total de espiras.

l = longitud del inductor.

Aún con espiras juntas no se cumple $p = d$ debido al espesor del esmalte u otro tipo de aislante que se utilice para el conductor, $p = 1,05.d$, p puede variar hasta 3 ó 4 d .

Ventajas del solenoide

Su inductancia, L , se puede calcular con buena aproximación. La capacidad parásita o distribuida (C_d) es mínima dado que un extremo está separado del otro y la separación entre espiras puede hacerse grande. Además el efecto de proximidad es muy bajo, de modo que se pueden obtener Q elevados y utilizarlos en altas frecuencias.

Los auto-soportados tienen menos pérdidas, debido a que no existe el soporte aislante (forma).

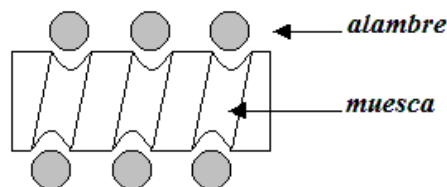


Figura 2

El ranurado es para mantener constante las dimensiones físicas.

Aplicaciones

Se utilizan en aquellos casos en que el nivel de corriente y potencia es elevado; debido a que el solenoide tiene su L independiente de la corriente, ya que no hay elementos alineales en el

circuito. Esto no impide que para bajas potencias se lo encuentre con conductores de hilos múltiples.

Cálculo de la Inductancia de un solenoide

Cuando l es grande comparada con el D , es lo que se llama lámina conductora, pero de sección rectangular, espesor y separación entre espiras prácticamente despreciable.

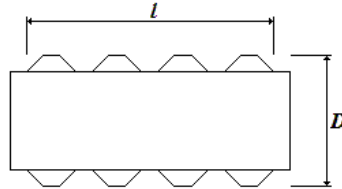


Figura 3

$$L = N \cdot \frac{\Phi}{I}$$

$$\Phi = B \cdot A$$

$$B = \mu \cdot H$$

$$H = N \cdot \frac{I}{l}$$

$$\Phi = \mu \cdot \frac{N \cdot I}{l} \cdot A$$

$$L = \mu \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l}$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

Para el vacío en el sistema MKS:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{\text{Hy}}{\text{m}} \right) = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-9} \left(\frac{\text{Hy}}{\text{cm}} \right) = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-3} \left(\frac{\mu\text{Hy}}{\text{cm}} \right)$$

En donde:

$$A = \pi \cdot \frac{D^2}{4} = \pi \cdot R^2$$

$$L = \frac{D^2 \cdot \pi^2 \cdot N^2}{l} \cdot 10^{-3} = 4 \cdot \frac{R^2 \cdot \pi^2 \cdot N^2}{l} \cdot 10^{-3}$$

L en μHy ; D y l en cm

Expresión que vale para el toroide y para el caso de $l \gg D$ y espiras chatas.

Cuando se considera un solenoide real, donde la longitud no es grande comparada con D , aparece un "efecto de borde" y el campo magnético deja de ser perfectamente paralelo y homogéneo en el interior del inductor, de tal modo, que las espiras exteriores, no tienen una concatenación perfecta con las interiores.

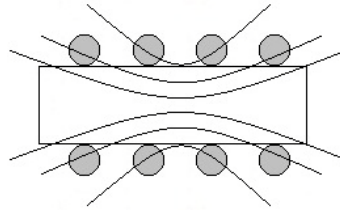


Figura 4

NAGAOKA hizo el cálculo, para ver en qué forma se altera la inductancia L por el efecto de borde por no tener forma ideal; determinando **un factor k llamado factor de Nagaoka**.

Retomando la expresión:

$$L = 4 \cdot \frac{R^2 \cdot \pi^2 \cdot N^2}{l} \cdot 10^{-3} [\mu Hy] = 4 \cdot \frac{\pi \cdot N^2 \cdot A}{l} \cdot 10^{-3} [\mu Hy]$$

Para toroide y solenoide ideal.

Dado que la mayoría de los casos prácticos l y D son comparables, el campo en el interior de la bobina no es uniforme, lo que da como conclusión que la inductancia del solenoide, será una función de l / R por lo que la fórmula de L deberá ser multiplicada por un factor de corrección cuyo valor es:

$$k = \frac{1}{1 + 0,9 \cdot \left(\frac{R}{l}\right) - 2 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{R}{l}\right)^2}$$

Hasta aquí es suponiendo el bobinado a espiras juntas, formando una hoja de corriente. Cuando las espiras se hallan espaciadas debe aplicarse otro factor de corrección:

$$\left[1 - \frac{l(A+B)}{\pi \cdot R \cdot N \cdot k} \right]$$

Donde:

$$A = 2,3 \cdot \text{Log} \left(1,73 \cdot \frac{d}{p} \right)$$

$$B = 0,336 \cdot \left(1 - \frac{2,5}{N} + \frac{3,8}{N^2} \right)$$

Por lo que la fórmula final será:

$$L = k \frac{4R^2 \cdot \pi^2 \cdot N^2}{l} \cdot 10^{-3} \left[1 - \frac{l(A+B)}{\pi \cdot R \cdot N \cdot k} \right]$$

Siendo k el factor de NAGAOKA.

Cuando $l \gg 0,33D$, k se expresa con un error menor al 1 % con la fórmula:

$$k = \frac{1}{1 + 0,45 \frac{D}{l}}$$

Ejemplo:

Se desea verificar la Inductancia de un solenoide con $N = 10$ espiras de alambre redondeo sólido, con una $R = 1$ cm, $p = 0,3$ cm, y $d = 0,1$ cm.

La constante de Nagaoka:

$$k = \frac{1}{1 + 0,9(1/3) - 0,02(1/3)^2} = 0,771$$

$$L = \frac{4 \cdot \pi^2}{3} \cdot 0,771 \times 10^{-3} = 1,014 \mu\text{Hy}$$

Luego se obtiene la corrección por:

$$A = 2,3 \cdot \log(1,73/3) = -0,550$$

$$B = 0,336 \cdot (1 - 0,25 + 0,038) = 0,265$$

El factor de corrección será:

$$1 + \frac{3 \times 0,285}{0,771 \cdot \pi \cdot R \cdot N} \cong 1,035$$

En este caso la corrección es de solo 3,5% y podemos despreciarla.

Introducción del parámetro J

Para obtener las expresiones de la gráfica (J) y (K) se parte de la expresión:

$$L = \frac{\pi^2 \cdot D^2 \cdot N^2}{l} \cdot k \cdot 10^{-3} \quad (1)$$

Tomando: $D = 2 \cdot R$

$$L = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot R^2 \cdot N^2}{l} \cdot k \cdot 10^{-3} \quad (2)$$

Reemplazando $4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{-3} = 0,03948$; nos queda la llamada fórmula de Nagaoka:

$$L = 0,03948 \frac{R^2 \cdot N^2}{l} \cdot k [\mu\text{Hy}; \text{cm}] \quad (3)$$

Otra forma de escribirla:

$$L = \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot R}{l} \cdot k \right) R \cdot N^2 \cdot 10^{-3}$$

$$J = \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot R}{l} \cdot k \right)$$

$$L = N^2 \cdot R \cdot J \cdot 10^{-3} [\mu\text{Hy}. \text{cm}] \quad (4)$$

Al factor J se lo tabula o gráfica como $f(l/D)$

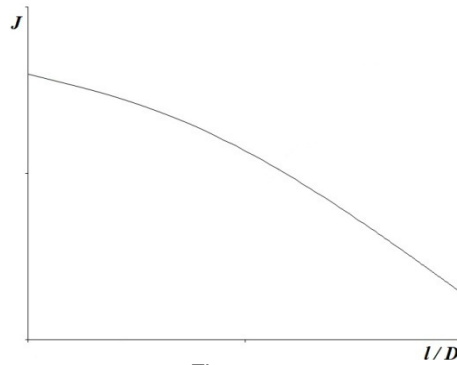


Figura 5

En caso de bobinas no muy cortas, $l > 0,8 R$, puede utilizarse con un error menor del 1% la siguiente expresión de J :

$$J \cdot 10^{-3} = \frac{R}{9 \cdot R + 10 \cdot l}$$

que llevada a la fórmula (4), da la formula de **WHEELER**.

$$L = \frac{R^2 \cdot N^2}{23 \cdot R + 25 \cdot l} \quad (5)$$

Esta fórmula tiene un error cercano al 1 % cuando se cumple la condición: $l > 0,8 \cdot R$

Las ecuaciones (4) y (5) son útiles para la verificación, pero no adecuadas para el proyecto, para eso modificamos la (1) multiplicando y dividiendo por l y por D .

$$L = \frac{k \cdot \pi^2 \cdot N^2 \cdot D^2}{l} \cdot 10^{-3} = \left(k \cdot \pi^2 \frac{l}{D} \right) \frac{N^2 \cdot D^3}{l^2} \cdot 10^{-3}$$

Llamando K a la cantidad entre () y N_s la relación espiras por cm, se obtiene la expresión:

$$L = D^3 \cdot N_s^2 \cdot K \cdot 10^{-3} \quad [\mu\text{Hy}; \text{cm}] \quad (6)$$

Que es la fórmula para proyecto.

Este nuevo factor K también se tabula o gráfica $f(l/D)$

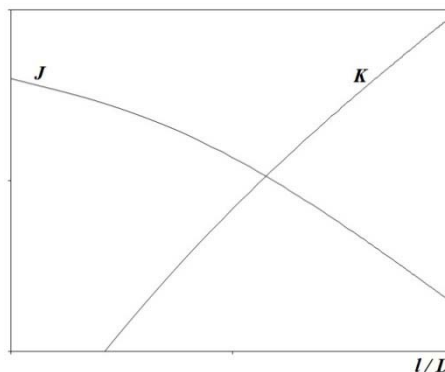


Figura 6

Capacitancia Distribuida (C_d)

La capacidad distribuida de una bobina está dada por el acoplamiento electrostático entre espiras y el acoplamiento entre espiras y tierra. Cuando se da entre espiras aisladas, en el aire, su

Q puede ser alto, pero cuanto mayor sea la cantidad de dieléctrico en el campo de la bobina, mayor serán las pérdidas.

En baja frecuencia, las bobinas de alambre esmaltado sobre una forma sólida no tienen grandes pérdidas en el dieléctrico si el material utilizado es de buena calidad, pero en frecuencias intermedias y altas, el arrollamiento universal utilizado tiene, comparativamente, altas pérdidas en el dieléctrico y al menos que se mantenga baja la capacidad distribuida la reducción del Q puede ser apreciable.

En el caso de bobinas que han sido sintonizadas en un rango de frecuencias, pequeños valores de la capacidad shunt pueden tener un gran efecto sobre el posible rango de sintonización.

En todos los casos la capacidad distribuida de una bobina tiene un efecto aparente sobre su resistencia, inductancia y Q , y a frecuencias considerablemente por debajo de la frecuencia de resonancia de la bobina.

$$\text{Inductancia Aparente} = L \cdot \left(1 + \frac{C_d}{C}\right)$$

$$\text{Resistencia Aparente} = R \cdot \left(1 + \frac{C_d}{C}\right)^2$$

$$Q \text{ Aparente} = Q / \left(1 + \frac{C_d}{C}\right)$$

Donde:

C_d = capacidad distribuida de la bobina.

C = capacidad externa requerida para sintonizar L en resonancia.

L = inductancia verdadera de la bobina.

R = resistencia verdadera de la bobina.

Q = Q verdadero de la bobina.

Para la mayoría de los usos prácticos, se resume a interpretar como un capacitor en paralelo entre sus extremos y se evalúa por medio de ábacos (Anexo 1).

El valor del capacitor equivalente depende fundamentalmente de la relación y de p/d . Para solenoides de l/D aproximadamente igual a 1, $C_d = D/2 [pf]$, D en cm.

Cálculo de Q de un solenoide

Se verá en el proyecto, pero se anticipa que es función de la forma geométrica del inductor.

Proyecto de Solenoides

Datos:

- 1- Valor de la inductancia deseada L .
- 2- Corriente circulante I .
- 3- frecuencia f de trabajo.
- 4- el Q esperado.
- 5- Sobre elevación de temperatura Δt .

Desarrollo:

1^o - Adopción de una densidad de corriente J , normalmente se puede tomar de 1 a 4 A / mm², y esto debe ratificarse o rectificarse en función de la sobre elevación de temperatura.

2^o - Sección del conductor

$$S_c = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{\sqrt{I_{cc}^2 + I_{rf}^2}}{J}$$

3^o - Determinación del diámetro del conductor d , para ello se tiene en cuenta el efecto pelicular, que es la causante en alta frecuencia de una redistribución no homogénea de la corriente, la que se concentra en la zona de máximo campo magnético.

Para facilitar el cálculo se supone una cáscara homogénea de espesor ε .
Por definición el factor de penetración es ⁽¹⁾:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}}$$

Para el cobre:

$$\varepsilon_{cu} = \frac{6,62}{\sqrt{f[\text{Hz}]}} \quad [\text{cm}] \quad \text{factor de penetración del cobre}$$

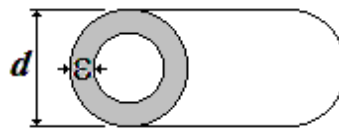


Figura 7

$$S_c = \frac{\pi \cdot d^2}{4} - \frac{\pi}{4} \cdot (d - 2 \cdot \varepsilon)^2 = \pi \cdot d \cdot \varepsilon - \pi \cdot \varepsilon^2 = \pi \cdot \varepsilon \cdot (d - \varepsilon)$$

pero si $d \gg \varepsilon$ la $S_c = \pi \cdot \varepsilon \cdot d$ por lo tanto $d = \frac{S_c}{\pi \cdot \varepsilon}$

Una vez calculado d buscamos el alambre AWG del calibre más próximo a este diámetro (ver Anexo 2 ⁽²⁾).

4^o - Determinación de N_s (N / l ; espiras / cm)

Para esto es necesario fijar la separación entre espiras. Es interesante tener en cuenta cuando dos ó más conductores adyacentes circula corriente, ya que se produce una redistribución de esa corriente, afectada por los flujos magnéticos producidos por el conductor y los adyacentes, (efecto de proximidad). La corriente se concentra en la zona sombreado de la figura siguiente:

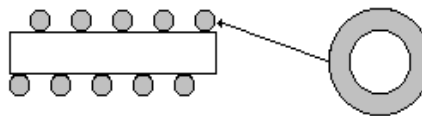


Figura 8

Ya hemos visto que, el efecto de proximidad aumenta la resistencia real de un conductor y provoca una disminución del Q .

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

Aumentando el paso p entre espiras, disminuye este efecto, por otro lado disminuye L . Si se aproximan aumenta L y en consecuencia R también aumenta.

Según Butterworth, para el $Q_{máx}$ la separación óptima entre espiras es:

$$S_{op} = 0,41 \cdot d$$

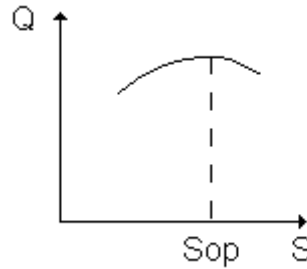


Figura 9

Y ante la imposibilidad de tomar ese valor, adoptar una separación mayor, como se ve en la gráfica el descenso de Q a la derecha lo hace más suavemente.

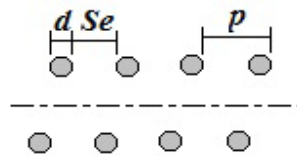


Figura 10

Sumando d y S_e , entre espiras se obtiene p

$$N = \frac{l}{S_e + d} = \frac{l}{p} \Rightarrow N_s = \frac{N}{l} = \frac{1}{p} = \frac{1}{S_e + d}$$

5^o - Adopción del valor de D .

Para esto se tiene en cuenta el espacio disponible, la experiencia da como conveniente.

$$1 < \frac{l}{D} < 2$$

dentro de estos valores D conviene lo más grande posible, porque la L aumenta.

6^o - Cálculo de K

$$K = \frac{L \cdot 10^3}{N_s^2 \cdot D^3}$$

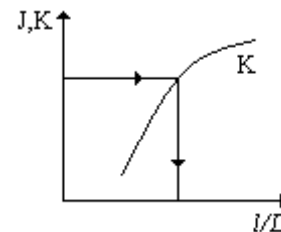


Figura 10

7^o - Del gráfico obtener l/D y como consecuencia determinar l (Anexo 3)

8^o - Obtención de N .

$$N = N_s \cdot l$$

9^o - Determinación de la sobre elevación de temperatura Δt .

Para ello hay que conocer la R en Radiofrecuencia, el concepto común no es válido.

$$R = \frac{\omega \cdot L}{Q}$$

El Q necesario para obtener R se expresa en función de la forma y dimensiones geométricas del solenoide.

Pero evidentemente el calculado difiere del valor Medido por el Q-metro, El calculado tiene en cuenta los efectos pelicular y proximidad. El que mide el Q-metro, contempla el resto de las pérdidas, (irradiación y si tiene soporte, la dieléctrica), que disipan potencia pero no provocan calentamiento.

El Q en función de D y l (cm).

$$Q = 8.550 \cdot \frac{D \cdot l}{102 \cdot l + 45 \cdot D} \cdot \sqrt{f(\text{Mhz})}$$

Q tiene varias expresiones diferentes, pero siempre en función de la geometría del solenoide.

$$Q = \frac{1080 \cdot D \cdot p \cdot \sqrt{f}}{D + 20 \cdot p}$$

f [MHz]

p [mm]

D [cm] para $f \leq f_0/10$

f_0 = frecuencia de resonancia

Fórmula de **Callendar** para cálculo de Q siempre que f sea mayor que 3 MHz.

$$Q = \frac{\sqrt{f}}{\frac{13,8}{D} + \frac{5,4}{l}}$$

f [Hz]

D y l [cm] para $f \leq f_0/10$

Existen otras expresiones que se deberá tener cautela en cuanto al sistema de unidades adoptado porque debido a eso el cálculo puede resultar erróneo.

Retornando, una vez determinado el Q , se obtiene el correspondiente valor de R , se calcula la potencia en vatios [W] $P = R \cdot I^2$; y los vatios necesarios a disipar por unidad de superficie, se obtiene este valor dividiendo la potencia sobre la superficie que presenta la bobina a la disipación por convección. Luego se va a un ábaco y se obtiene el valor de sobre temperatura (Anexo 4).

La sobre elevación de temperatura, no deberá superar los límites prefijados, en caso de superarlo habrá que rehacer los cálculos, tomando un valor menor de densidad de corriente. Como superficie de irradiación de calor se considera:

- La superficie exterior del conductor si el p es grande, L grande con S_e mayor que R/r_c , siempre que estén bobinadas sin soporte (auto-soportadas).
- La superficie exterior de la bobina ($\pi \cdot D \cdot l$) cuando estén bobinados sobre una forma de material no conductor y en general cuando S_e menor que r_c .

INDUCTORES MULTICAPA

Se construyen para Inductancias superiores a $150 \mu\text{Hy}$ y para frecuencias inferiores a $1,5 \text{ MHz}$. Hemos visto que para un solenoide el valor de la inductancia estaba dado por

$$L = \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l}$$

Vemos que si queremos aumentar L nos conviene aumentar N , pero esto nos obliga a otro tipo de formato para que las dimensiones no sean exageradas.

Formas de bobinados

El bobinado senoidal no conviene debido a que las capas forman cilindros concéntricos de cobre, esto hace aumentar la capacidad y disminuye la inductancia, esto se ve en el gráfico siguiente:

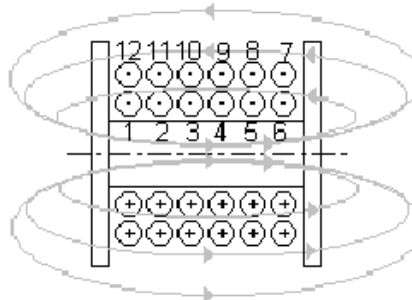
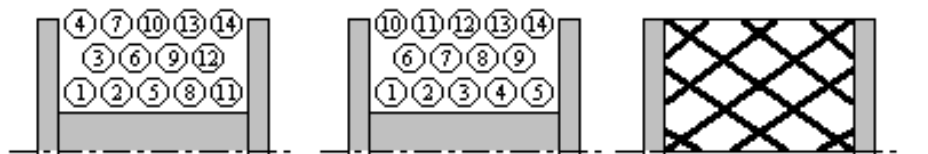


Figura 11

Para solucionar este problema de capacidades, se debe evitar que las espiras eléctricamente distantes estén juntas, para ello se hacen 3 tipos de bobinados:



Devanado en Banco

Devanado angosto y Profundo

Devanado universal nido de Abeja

Figura 12

El devanado universal se caracteriza porque el conductor se arrolla transversalmente.

Durante el proceso de arrollamiento, un guía-hilos conduce al conductor de un lado a otro de la bobina. El conductor generalmente es delgado o de varios hilos (Litz) aislado con seda, o, para facilitar la adherencia, con algodón ó nylon.

Las pérdidas por corrientes inducidas en un conductor que circula una I_{CA} , pueden reducirse dividiendo al cable, de allí que se transporta a la Corriente Alterna en conductores aislados entre sí, incrementando la resistencia a las corrientes inducidas, o dicho de otro modo, eliminando proximidad. Esta nueva subdivisión no es suficiente, en efecto, si los conductores son aislados y paralelos entre sí con una capa de aislación de espesor despreciable, el conjunto tendrá las mismas pérdidas que si el conductor fuera sólido.

Un alambre Litz, debe diseñarse de manera tal que no puede circular corriente de un conductor a otro, de manera que cada uno permita circular una cantidad igual de corriente respecto a la corriente total.

Esto puede lograrse entrelazando y retorciendo los alambres aislados de manera que cualquier par de ellos sean sucesivamente transpuestos relativamente al campo magnético que es producido por las corrientes inducidas. Este campo puede suponerse producido por dos componentes, un campo concéntrico causado por la corriente circulante en el conductor y un campo perpendicular, causado por la corriente circulante en todas las otras espiras de la bobina, construida con dicho cable. El número de conductores depende de la frecuencia y de los resultados que se pretendan, pudiendo en algunos casos llegar al centenar, para usos comunes se usan de 4 a 7 hilos. Además se los usa con éxito hasta unos 2 MHz , con lo cual lo hace ideal para la construcción de inductores multicapa.

Otra característica del conductor es que debe ser de bajas pérdidas y pueda doblarse fácilmente.

La forma sobre la que se devana el inductor es generalmente resina prensada, cartón baquelizado, porcelana no esmaltada, etc.

En este tipo de arrollamiento los contactos entre espiras se reducen a puntos, con la consecuente disminución de las pérdidas y elevación del Q .

Las características que deben reunir los conductores los inductores con devanado universal son:

- 1) Pequeña capacidad distribuida.
- 2) Elevado Q .
- 3) Buena rigidez mecánica.

Si se subdivide el arrollamiento en secciones, se obtiene una mayor disminución de la capacidad distribuida, un aumento del Q y la posibilidad de una regulación del valor de la inductancia.

Al realizar el arrollamiento se puede desplazar al conductor de un lado a otro 1, 2 y 3 veces por vuelta de la forma, pero se debe tener en cuenta que el comienzo y el final de cada espira no coincidan, pues, sino las sucesivas espiras estarían superpuestas. Estas deben terminar antes ó después del comienzo; si terminan antes el devanado se llama RETROGRESIVO, si termina después, se llama PROGRESIVO. El ángulo puede variar dentro de amplios márgenes, además conviene que la separación entre conductores sea del 25% del diámetro de los mismos.

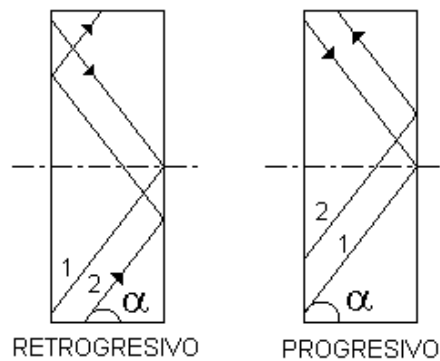


Figura 13

Calculo de la inductancia:

Existen diversas fórmulas para calcular los inductores multicapas, la más utilizada es la fórmula de Wheeler:

$$L = \frac{D^2 \cdot N^2}{38 \cdot D + 114 \cdot l + 127 \cdot h} [\mu Hy]; D, h, l (cm)$$

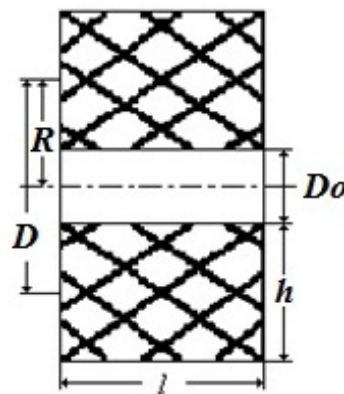


Figura 14

D_0 = Diámetro interior de la forma.

D = Diámetro medio de la bobina.

R = Radio medio de la bobina.

h = Espesor radial de la bobina.

l = Longitud entre ejes de conductores extremos o carrera del bobinado.

Otra forma sería:

$$L = \frac{0,2 \cdot D^2 \cdot N^2}{7,6 \cdot D + 22,8 \cdot l + 25,4 \cdot h}$$

Esta fórmula está dentro del 1% de la tolerancia cuando se cumplen las relaciones óptimas entre l , h y D .

Las fórmulas anteriores son útiles para la verificación y el cálculo de la inductancia de inductores ya construidos, pero no son prácticas para el diseño. Para este caso se puede obtener una fórmula que permita resolver fácilmente el problema partiendo de la fórmula para inductores de una capa:

$$L = J \cdot N^2 \cdot R$$

Pero teniendo en cuenta que J no va a ser función solamente de l/D como en los de una sola capa, sino también de h/l , llamando $p = l/D_0$ y $q = h/l$ se tiene:

$$L = J(p, q) \cdot N^2 \cdot R$$

Si m es el número de capas y n_c es el número de espiras por capa, se tiene $N = m \cdot n_c$ pero por otro lado es $m = h/d_c$ donde d_c es el diámetro del conductor con aislación y cubierta, o sea:

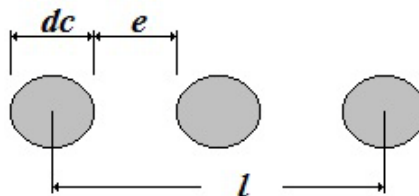


Figura 15

para $e = 0,25 \cdot d_c$

y e = separación entre espiras

Siendo:

$$N = m \cdot n_c = \frac{h}{d_c} \cdot \left(\frac{l}{d_c + e} + 1 \right)$$

Donde l es equivalente a c , que es la carrera.

Además:

$$R = \frac{D_0 + h}{2}$$

Reemplazando, multiplicando y dividiendo por l^3 tengo el valor de L dado donde:

$$L = \frac{J(p, q)}{2} \cdot \frac{1}{d_c^2} \cdot \frac{h^2}{l^2} \cdot \left(\frac{l}{d_c + e} + 1 \right)^2 \cdot \frac{D_0 + h \cdot l^3}{l}$$

$$\frac{D_0 + h}{l} = \frac{D_0}{l} + \frac{h}{l} = \frac{1}{p} + q$$

Reemplazando lo anterior en la ecuación de L obtengo:

$$L = \frac{J(p,q)}{2} \cdot q^2 \left(\frac{1}{p} + q \right) \cdot \left(\frac{l}{d_c + e} + 1 \right)^2 \cdot \frac{l^3}{d_c^2}$$

Llamando:

$$M = \left[\frac{J(p,q)}{2} \cdot q^2 \cdot \left(\frac{1}{p} + q \right) \right]$$

Y como en la práctica es $e = 0,25 \cdot d_c$, nos queda:

$$L = M(p,q) \cdot \left[\frac{l}{1,25 \cdot d_c} + 1 \right]^2 \cdot \frac{l^3}{d_c^2} \quad \text{Donde } l \text{ es equivalente a } c \text{ (carrera)}$$

Se pueden graficar los valores de $M = f(p)$ con q como parámetro.

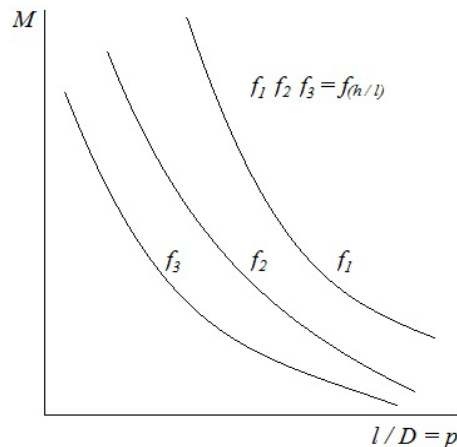


Figura 16

Se advierte que en la fórmula no aparece el número de espiras N , el diámetro es el bruto con aislación y la separación $e = 0,25 \cdot d_c$, además las medidas son en cm.

Proyecto de inductores multicapa

Datos principales:

- 1) Valor de la inductancia L .
- 2) Corriente circulante I .
- 3) Frecuencia de trabajo f .

Datos complementarios:

- 1) Q esperado (entre 100 y 200).
- 2) Sobre elevación de temperatura Δt .

Una vez determinados los datos, con la expresión:

$$L = M(p, q) \left[\frac{l}{1,25 \cdot d_c} + 1 \right]^2 \frac{l^3}{d_c^2}$$

Y con el gráfico de M en función de p y q puedo obtener el valor de L . Se debe tener en cuenta que cuando estas bobinas se usan como choque, por ellas no circula corriente alterna, sino solamente continua, es decir que hay una distribución uniforme de corriente en el conductor.

Cuando se los utiliza con frecuencias del orden de 1 MHz o menores, el error que se comete, sino se tiene en cuenta el efecto pelicular, es del orden del 3% al 5%, error en general aceptable en un proyecto de este tipo.

Desarrollo:

1^o) Se adopta una densidad de corriente J normalmente de 2 A / mm² y este valor debe ratificarse ó rectificarse en el análisis final de sobre elevación de temperatura.

2^o) Determinación de la sección y el diámetro del conductor

$$Secc. = \frac{I}{J} = \frac{\pi \cdot d_{cm}^2}{4} \Rightarrow d_{cm} = \sqrt{\frac{4 \cdot Secc}{\pi}}$$

con d_{cm} entro en la tabla, se debe tener en cuenta que $d_c = d_{cu} +$ aislación y cubierta.

3^o) Adopción de D_0 y un valor de l , para esto se adoptan valores tentativos de D_0 y l , que se ratifican o no según los resultados del paso 5, como referencia conviene que sea del orden de $1,5 = l / D_0 = p$

$$D_0 = 1'' \cong 25mm$$

4^o) Cálculo del valor de M , este lo obtengo de la fórmula:

$$M = \frac{L}{\left(\frac{l}{1,25 \cdot d_c} + 1 \right)^2 \cdot \frac{l^3}{d_c^2}}$$

5^o) Obtención del valor de h , para esto se entra en el gráfico con los valores p y M , obteniendo $q = h / l$. Conviene recordar que h / R esté entre 0,6 y 0,8, si el valor obtenido no es conveniente, puede reverse el paso 3.

6^o) Cálculo de la sobre elevación de temperatura. Para esto es necesario conocer la longitud total del conductor y luego la resistencia total.

$$Long. del conductor = \pi (D_0 + h) \cdot N \quad \text{Donde } D_0 + h \text{ es el diámetro medio}$$

Luego se calcula la potencia disipada $W = R \cdot I^2$ y en base a la superficie de transmisión de calor se determina la sobre elevación de temperatura. Como superficie de transmisión puede tomarse las superficies verticales, las que dependen de la ubicación de la bobina. En todos los casos el criterio juega un rol muy importante en el diseño del inductor.

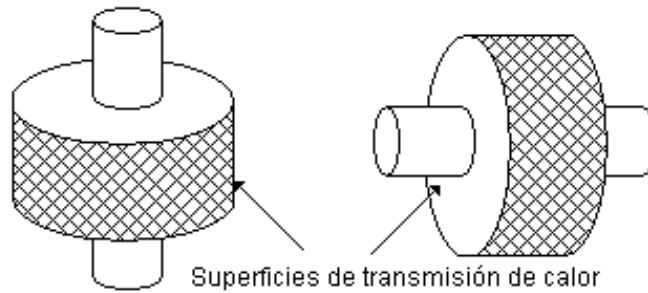


Figura 17

Otra forma de dar los datos:

Los datos se pueden presentar de la siguiente forma:

- 1) Valor de inductancia L .
- 2) Valor de la corriente continua I_{cc} .
- 3) Valor de la corriente de radiofrecuencias I_{RF} .
- 4) La frecuencia f .

Datos complementarios:

- 1) Valor de Q esperado.
- 2) Sobre elevación de temperatura Δt .

Hay que tener en cuenta en este caso que el valor eficaz de la corriente viene dado por:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{cc}^2 + I_{rf}^2}$$

Con la corriente puedo determinar la sección con la relación:

$$S_{cu} = \frac{\pi \cdot d_c^2}{4}$$

Verificación del Q:

Sabemos que el Q viene dado por:

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R_{ef}}$$

Debido a que las frecuencias de trabajo son bajas, el efecto de proximidad es reducido; por tal motivo podemos verificar el valor de Q determinando el valor de R_{ef} , pues ω y L son condición de diseño.

Debido al efecto skin, la resistencia en corriente continua es menor que en corriente alterna, pero existe una relación entre ambas:

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = f(x)$$

Esta variable x , a su vez, es función del material y de la frecuencia, y la misma se define como⁽³⁾:

$$f_{(x)} = \pi \cdot d \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \mu \cdot f}{\rho \cdot 10^9}}$$

Donde:

d = diámetro del alambre.

μ = permeabilidad magnética del conductor ($\mu = 1$ para el aire).

ρ = resistividad específica ($\rho = 1,724 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^3$, para el cobre).

f = frecuencia [Hz].

Reemplazando valores:

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = 0,107 \cdot d \cdot \sqrt{f}$$

Para calcular R_{cc} consideramos la resistencia por unidad de longitud del alambre (ANEXO 2), expresada en Ω por cm; y la multiplicamos por la longitud total ($2 \cdot \pi \cdot R \cdot N = \text{longitud del alambre}$):

$$R_{CC} = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot N \cdot R_{es} [\Omega/cm]$$

De donde:

$$R_{ef} = 0,672 \cdot d \cdot R \cdot N \cdot R_{es} \sqrt{f}$$

d = diámetro del alambre [cm].

R = radio medio de la bobina [cm].

N = número de espiras.

R_{es} = resistencia por unidad de longitud del alambre [Ω/cm].

f = frecuencia [Hz].

Con el valor de R_{ef} así obtenido se calcula el Q ; el valor esperado en estos inductores es del orden de 100 a 120.

Verificación de Δt :

La corriente total es:

$$I = \sqrt{I_{cc}^2 + I_{rf}^2}$$

El término I_{rf} puede depreciarse en algunos casos, si no es muy significativo comparado con I_{cc} , entonces puedo poner:

$$W = I^2 \cdot R_{ef}$$

Entonces conociendo la superficie de disipación (depende en cada caso de la posición de la bobina) se determina W / dm^2 , y con las curvas se determina el Δt .

Calculo de la capacidad distribuida:

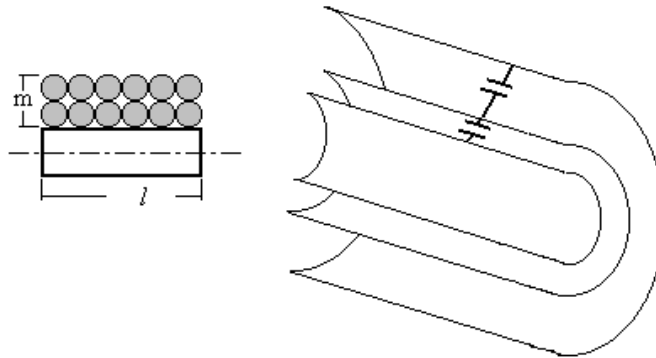


Figura 18

Cada capa puede considerarse como verdaderos capacitores, la energía total almacenada es:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_t \cdot E_t^2$$

La energía almacenada por una capa con respecto a la contigua depende de la capacidad C_t , promedio de dos cilindros, la tensión aplicada será E_t / m , además el número de capacitores que existen es $(m - 1)$, entonces:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C_t \cdot E_t^2 = \frac{1}{2} \cdot C_l \left(\frac{E_t}{m} \right)^2 \cdot (m - 1) \quad \text{donde} \quad C_t = C_l \cdot \frac{m - 1}{m^2}$$

Además

$$C_l = \epsilon \cdot \frac{S}{d} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{D \cdot l}{h \cdot (m - 1)}$$

ϵ_r es la que corresponde a la aislación de alambre.

El valor así calculado puede obtenerse como máximo, pues la capacidad real será menor dado que el cálculo lo hemos hecho como si el bobinado fuera senoidal.

Consideraciones constructivas

Es conveniente someter a las bobinas ya terminadas a temperaturas de 80 °C a 90 °C (en un horno), con el objeto de eliminar la humedad, luego se las impregna en aceite o barniz sintético durante espacio de una ó dos horas.

Es conveniente también extraer el sobrante, por ejemplo provocando vacío. El impregnante debe ser de tal calidad que no provoque caídas en el Q de la bobina.

RANGO APROXIMADO DE UTILIZACIÓN DE LOS DIFERENTES INDUCTORES

SOLENOIDES	MULTICAPA	C/ NÚCLEO FERROMAGNÉTICO
$f = 1,5 \text{ a } 200 \text{ MHz}$	$f = 100 \text{ a } 1.000 \text{ KHz}$	$f = \text{audiofrecuencia}$
$Q = 100 \text{ a } 500$	$Q = 40 \text{ a } 150$	$Q = 0,5 \text{ a } 10$
$L = 1 \text{ a } 500 \mu\text{Hy}$	$L = 500 \mu\text{Hy a } 100 \mu\text{Hy}$	$L = 1 \text{ ó más de } 100 \text{ Hy}$

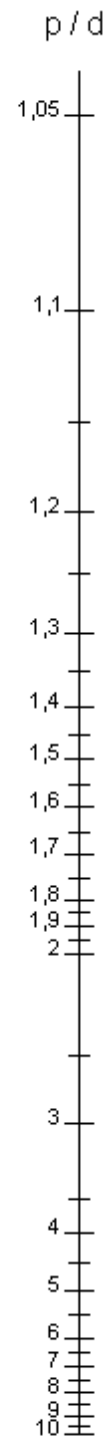
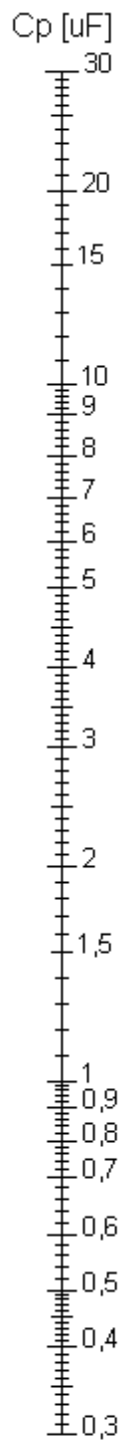
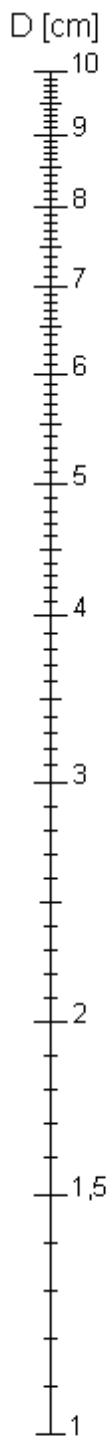
Tabla 1

Las ferritas blandas (soft ferrites) prestan servicio desde la corriente continua a las microondas (1.000 MHz o más).

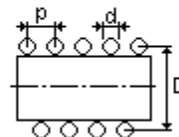
BIBLIOGRAFÍA

1. **Popovic, Zoya and Popovic, Branco D.** *Introductory Electromagnetics*. [ed.] Marcia Horton. Upper Saddle River : Prentice-Hall Inc., 2000. pp. 382-392. 0-201-32678-7.
2. **CableOrganizer.com, Inc.** Cableorganizer.com. [Online] 2008. [Cited: febrero 25, 2013.] <http://www.cableorganizer.com/articles/awg-facts.html>.
3. **Terman, Frederick E.** *Radio Engineers' Handbook*. Primera edición. New York : Mac Graw Hill Book Company, Inc., 1943.
4. **RCA VICTOR.** *RADIOTRON DESIGNER'S HANDBOOK*. [ed.] F Langford-Smith. Cuarta edición. Sydney : Amalgamated Wireless Valve Company PTY. LTD., 1953.

ANEXO 1



Nota: Cuando "D" sea 10 veces mayor o menor, "Cp" será correspondientemente 10 veces mayor o menor.



ANEXO 2

American Wire Gauge (AWG) ⁽²⁾

La American Wire Gauge (AWG), es un estándar de tamaño de alambre, también conocido como el medidor de alambre de Brown y Sharpe, se utiliza en América del Norte para medir y regular el espesor de los alambres conductores hechos de metales no ferrosos.

AWG fue desarrollada en 1856 por JR Brown y Sharpe, una pequeña empresa de Providence, Rhode Island, que se especializaba en la elaboración y reparación de relojes e instrumentos matemáticos. Ese mismo año, Lucien Sharpe presentó el nuevo sistema para la Asociación Waterbury Brass. Convencido de que el sistema de medición de Brown y Sharpe mejoraría en gran medida la uniformidad en toda la industria de fabricación de alambre, latón Waterbury Asociación hizo un movimiento para adoptar la norma. En febrero de 1857, ocho fabricantes importantes de Estados Unidos habían firmado acuerdos para adherirse a la norma Brown and Sharpe de calibre, y al mes siguiente, se distribuía una circular a nivel nacional introduciendo la nueva norma de calibre de alambres para el público estadounidense.

El sistema de calibre americano de alambre se basa en un total de 44 tamaños de cables estandarizados: 0-40, así como el adicional 00, 000, 0000 (el más grueso de todos). Puede parecer un poco contradictorio, pero el número de calibre más alto corresponde al alambre más fino. Esto se debe a que cada calibre debe su nombre al número de pasos del proceso de estirado del alambre (por ejemplo, un cable de calibre 24 se realiza a través de 24 diferentes matrices de tamaño).

A pesar de que existen 44 diferentes diámetros de alambre reconocidos dentro del estándar AWG, no todos son ampliamente utilizados, y la mayoría de la gente tiende a utilizar sólo una pequeña gama de ellos. A continuación se presentan algunos tipos comunes de cable que se utilizan a diario, así como los tamaños AWG que corresponden a ellos:

Cable para altavoces: 14 y 16 AWG.

Cable coaxial (para TV por cable y algunas aplicaciones de Ethernet): 18 y 20 AWG.

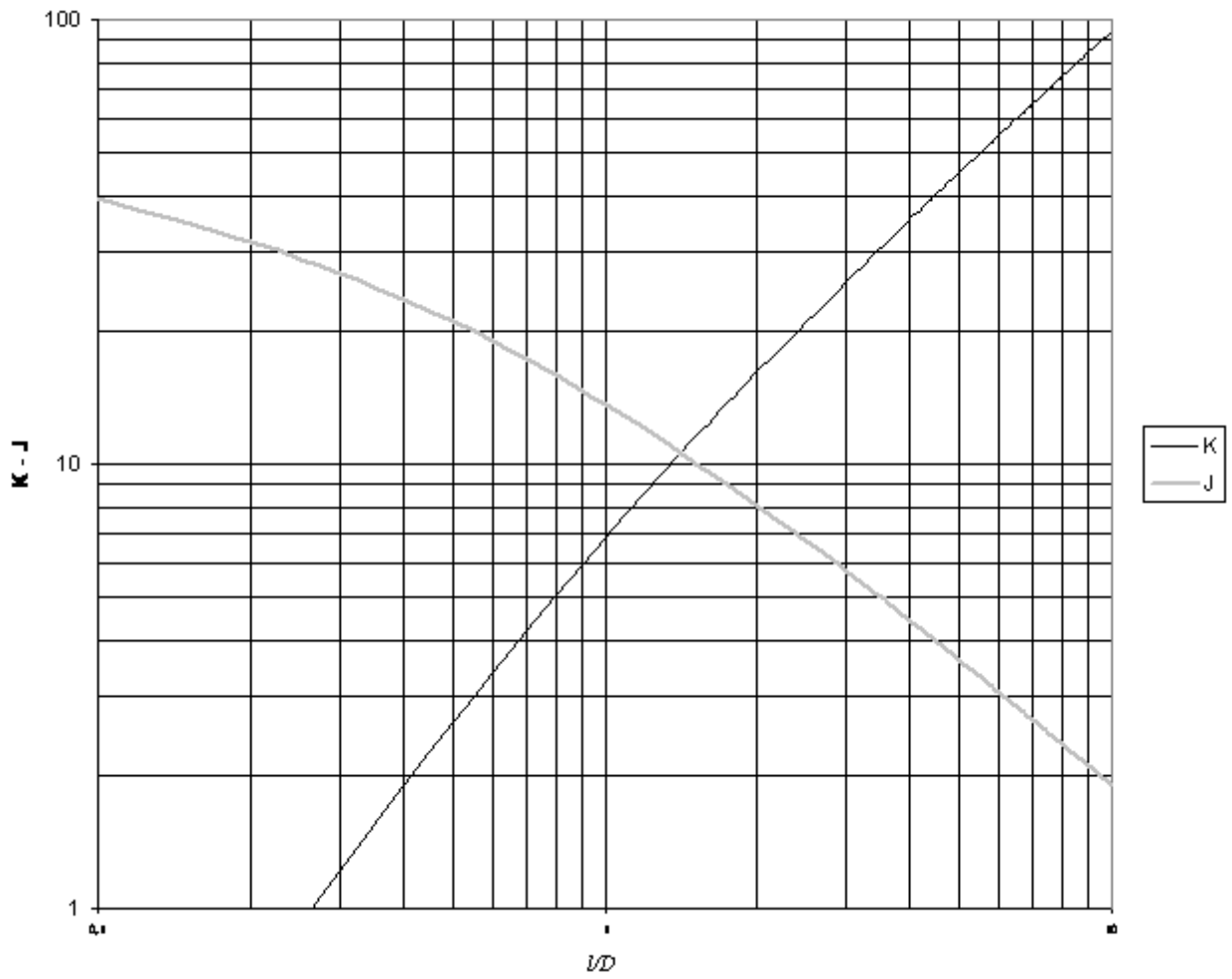
Cables Cat. 5, Cat. 5e y Cat. 6 (para redes LAN y Ethernet): 24 AWG.

Cable Telefónico: 22 - 28 AWG.

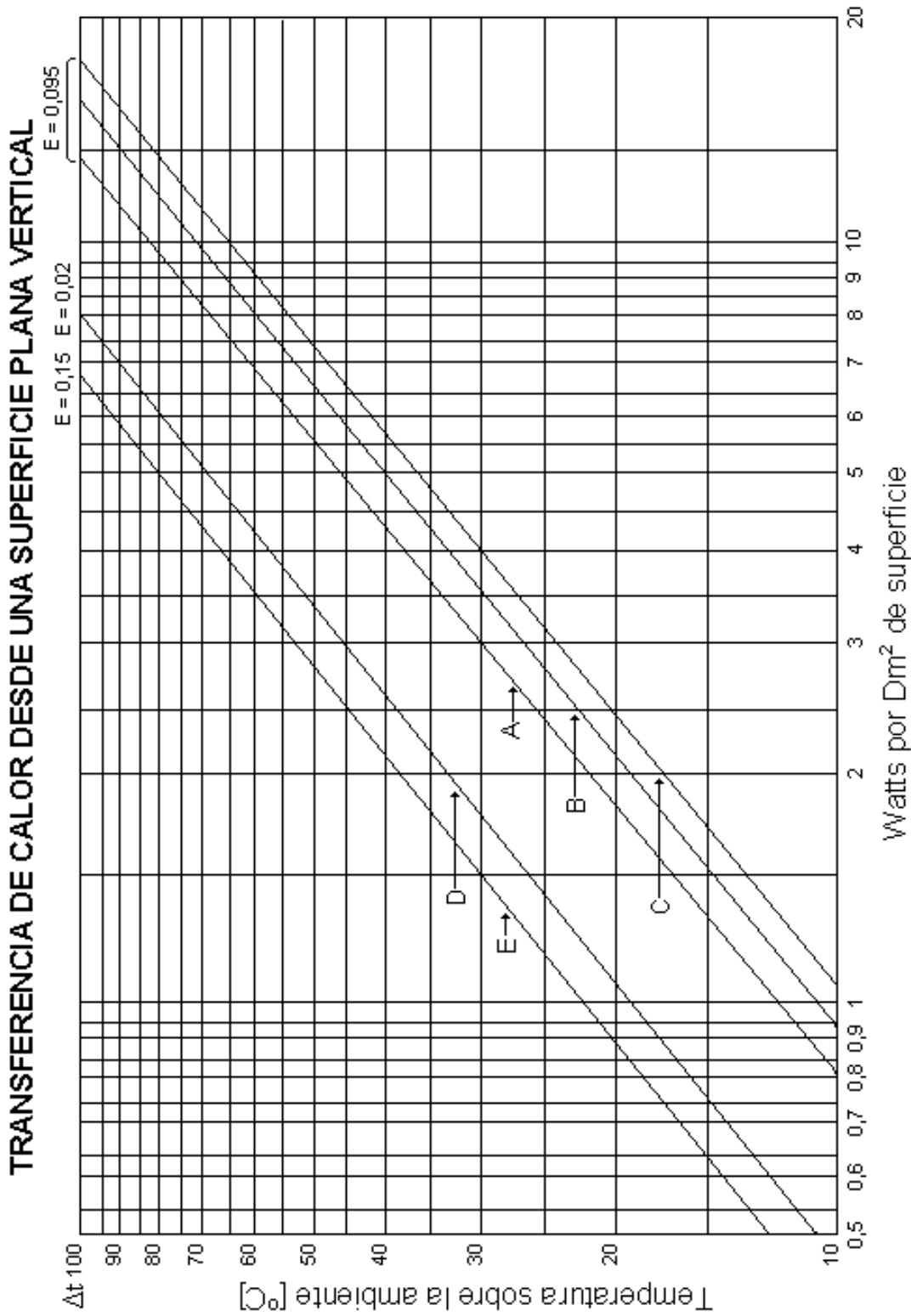
Calibre AWG	Diámetro del Conductor (Pulgadas)	Diámetro del Conductor [mm]	Área [mm ²]	Ohms por km	Máxima corriente para cableado a chasis	Máxima corriente para transmisión de potencia [A]	Máxima frecuencia para una penetración del 100% del efecto skin para conductor sólido de cobre
0000	0,46000	11,68400	107,21930	0,160720	380,00	302,0000	125 Hz
000	0,40960	10,40384	85,01141	0,202704	328,00	239,0000	160 Hz
00	0,36480	9,26592	67,43214	0,255512	283,00	190,0000	200 Hz
0	0,32490	8,25246	53,48805	0,322424	245,00	150,0000	250 Hz
1	0,28930	7,34822	42,40862	0,406392	211,00	119,0000	325 Hz
2	0,25760	6,54304	33,62397	0,512664	181,00	94,0000	410 Hz
3	0,22940	5,82676	26,66516	0,646160	158,00	75,0000	500 Hz
4	0,20430	5,18922	21,14921	0,815080	135,00	60,0000	650 Hz
5	0,18190	4,62026	16,76574	1,027624	118,00	47,0000	810 Hz
6	0,16200	4,11480	13,29803	1,295928	101,00	37,0000	1100 Hz
7	0,14430	3,66522	10,55091	1,634096	89,00	30,0000	1300 Hz
8	0,12850	3,26390	8,36688	2,060496	73,00	24,0000	1650 Hz
9	0,11440	2,90576	6,63146	2,598088	64,00	19,0000	2050 Hz
10	0,10190	2,58826	5,26145	3,276392	55,00	15,0000	2600 Hz
11	0,09070	2,30378	4,16842	4,132800	47,00	12,0000	3200 Hz
12	0,08080	2,05232	3,30811	5,208640	41,00	9,3000	4150 Hz
13	0,07200	1,82880	2,62677	6,569840	35,00	7,4000	5300 Hz
14	0,06410	1,62814	2,08196	8,282000	32,00	5,9000	6700 Hz
15	0,05710	1,45034	1,65207	10,443520	28,00	4,7000	8250 Hz

16	0,05080	1,29032	1,30763	13,172480	22,00	3,7000	11 KHz
17	0,04530	1,15062	1,03981	16,609920	19,00	2,9000	13 KHz
18	0,04030	1,02362	0,82294	20,942800	16,00	2,3000	17 KHz
19	0,03590	0,91186	0,65305	26,407280	14,00	1,8000	21 KHz
20	0,03200	0,81280	0,51887	33,292000	11,00	1,5000	27 KHz
21	0,02850	0,72390	0,41157	41,984000	9,00	1,2000	33 KHz
22	0,02540	0,64516	0,32691	52,939200	7,00	0,9200	42 KHz
23	0,02260	0,57404	0,25881	66,780800	4,70	0,7290	53 KHz
24	0,02010	0,51054	0,20471	84,197600	3,50	0,5770	68 KHz
25	0,01790	0,45466	0,16235	106,173600	2,70	0,4570	85 KHz
26	0,01590	0,40386	0,12810	133,856800	2,20	0,3610	107 KH
27	0,01420	0,36068	0,10217	168,821600	1,70	0,2880	130 KHz
28	0,01260	0,32004	0,08044	212,872000	1,40	0,2260	170 KHz
29	0,01130	0,28702	0,06470	268,402400	1,20	0,1820	210 KHz
30	0,01000	0,25400	0,05067	338,496000	0,86	0,1420	270 KHz
31	0,00890	0,22606	0,04014	426,728000	0,70	0,1130	340 KHz
32	0,00800	0,20320	0,03243	538,248000	0,53	0,0910	430 KHz
Métrico 2.0	0,00787	0,20000	0,03142	555,610000	0,51	0,0880	440 KHz
33	0,00710	0,18034	0,02554	678,632000	0,43	0,0720	540 KHz
Métrico 1.8	0,00709	0,18000	0,02545	680,550000	0,43	0,0720	540 KHz
34	0,00630	0,16002	0,02011	855,752000	0,33	0,0560	690 KHz
Métrico 1.6	0,00630	0,16002	0,02011	8.557,520000	0,33	0,0560	690 KHz
35	0,00560	0,14224	0,01589	1.079,120000	0,27	0,0440	870 KHz
Métrico 1.4	0,00551	0,14000	0,01539	1.114,000000	0,26	0,0430	900 KHz
36	0,00500	0,12700	0,01267	1.360,000000	0,21	0,0350	1100 KHz
Métrico 1.25	0,00492	0,12500	0,01227	1.404,000000	0,20	0,0340	1150 KHz
37	0,00450	0,11430	0,01026	1.715,000000	0,17	0,0289	1350 KHz
Métrico 1.12	0,00441	0,11200	0,00985	1.750,000000	0,16	0,0277	1400 KHz
38	0,00400	0,10160	0,00811	2.163,000000	0,13	0,0228	1750 KHz
Métrico 1	0,00394	0,10000	0,00785	2.198,000000	0,13	0,0225	1750 KHz
39	0,00350	0,08890	0,00621	2.728,000000	0,11	0,0175	2250 KHz
40	0,00310	0,07874	0,00487	3.440,000000	0,09	0,0137	2900 KHz

ANEXO 3



ANEXO 4



- Usar "A" para 0 °C i temperatura Ambiente, Superficie de Color Oscuro
- Usar "B" para 25 °C Temperatura Ambiente, Superficie de Color Oscuro
- Usar "C" para 50 °C Temperatura Ambiente, Superficie de Color Oscuro
- Usar "D" para 25 °C Temperatura Ambiente, Superficie de Cobre Pulido
- Usar "E" para 25 °C Temperatura Ambiente, Superficie de Plata Pulida

ANEXO 5

