

UNIDAD VII

ANÁLISIS Y DISEÑO DE LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

7.1 INTRODUCCIÓN A LOS COMPONENTES MAGNÉTICOS



Fig. 7.01 Inductor

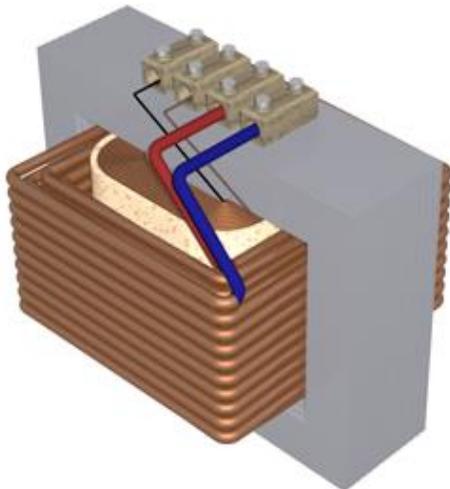


Fig. 7.02 Transformador

Los componentes magnéticos (Inductor, transformador) son una parte importante de un sistema de electrónica de potencia.

Estos componentes pueden trabajar en baja frecuencia (50,60Hz), en convertidores CA/CD o en alta frecuencia (100 KHz) en convertidores CD/CD.

Los inductores se utilizan en :

a) Filtros de entrada y salida de los convertidores, CA/CD, CD/CA, CD/CD, CA/CA.

b) Circuitos limitadores de corriente.

c) Convertidores resonantes.

Los transformadores se utilizan para :

a) El desfase de voltajes, en convertidores CA/CD de 12 pulsos.

b) Aislamiento entre el circuito de potencia y el circuito de control (Transformadores de pulso).

c) Almacenar y transferir energía en convertidores CD/CD aislados.

d) Medición de corriente y de voltaje (transformador de Instrumentos).

7.2 COMPORTAMIENTO DE UN COMPONENTE MAGNÉTICO 7

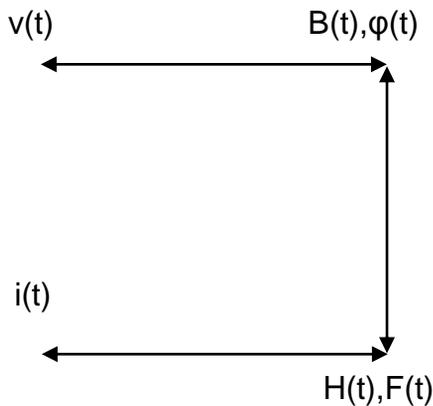


Fig. 7.03 Relación $v - i$.(7)

Al aplicarle un voltaje a un componente magnético, se demanda la generación de una densidad de campo B determinada por la ley de Faraday.

$$v(t) = \int_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

$$= -\frac{d\lambda}{dt} \quad (7.01)$$

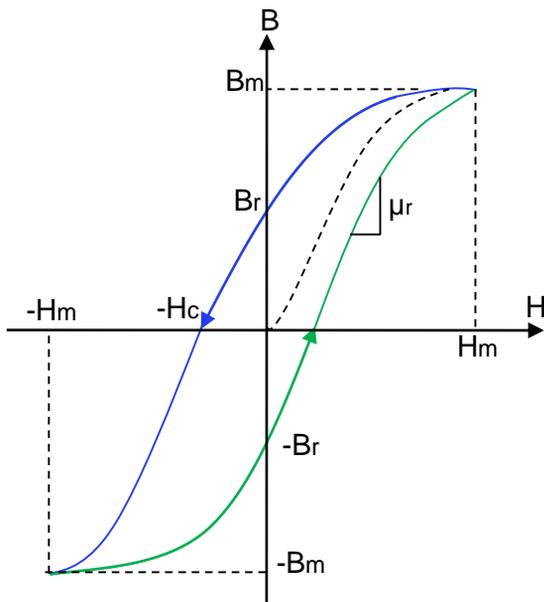


Fig.7.04 Curva de magnetización del núcleo.(7)

La densidad de campo B (efecto) es generada por una intensidad de campo magnético H (causa), cuya relación no lineal se expresa por la curva de magnetización (línea media del lazo de histéresis), particular de cada material.

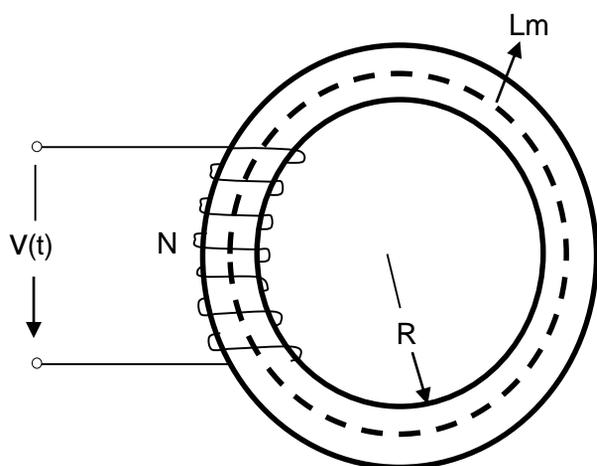
La relación entre H y la corriente demandada por el componente, se expresa por la ley de Ampere.

$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = Ni$$

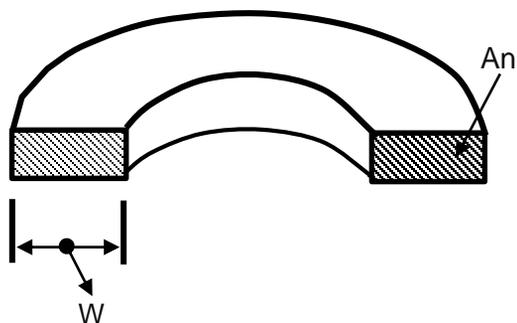
$$(7.02)$$

7.3 MODELO MATEMÁTICO DE LA INDUCTANCIA

7.3.1 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA



a) Circuito



b) Geometría

La configuración ideal del núcleo de un componente magnético es el toroide, por su simetría.

Si : $R \gg w$

$$H \approx \text{const} = H_m$$

$l_m =$ longitud de la trayectoria media del núcleo.

Aplicando la ley de Ampere, a la trayectoria media y a la superficie delimitada por l_m

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_m l_m$$

$$\int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = Ni$$

$$H_m l_m = Ni \quad (7.03)$$

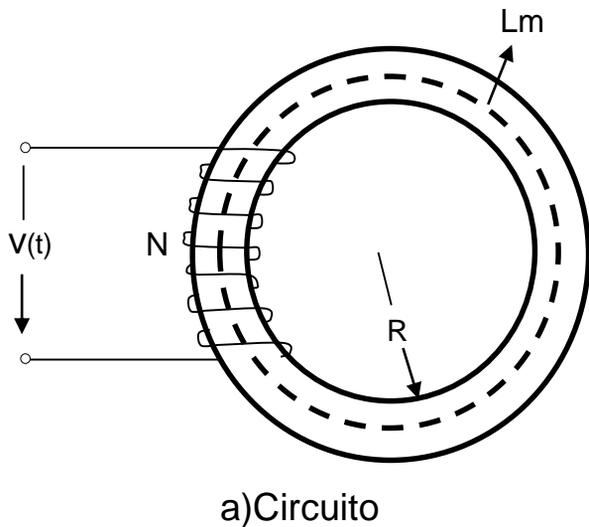
Si se linealiza la curva de magnetización (fig. 7.06)

$$B = \mu H ; 0 < H < H_s$$

$$B = B_s ; H > H_s$$

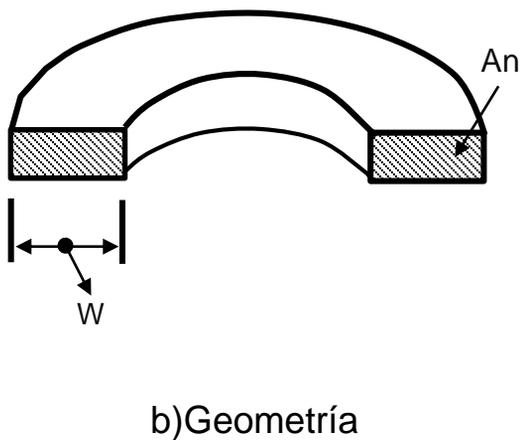
Fig. 7.05 Inductor toroidal

7.3.1 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA



B_s = Densidad de campo de saturación: 1,5T para núcleos laminados de acero al silicio, y 0,4 T para ferritas.

μ = Permeabilidad del núcleo magnético $\mu = \mu_i \mu_0$

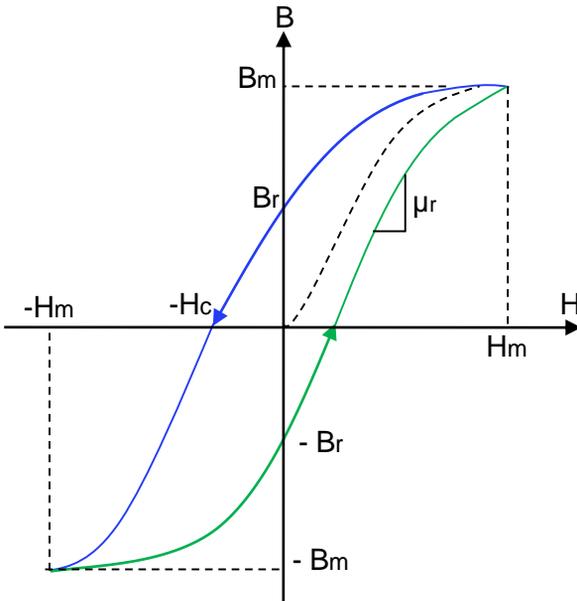


Material	μ_i (10Khz)
P	$2500^{+25\%}$
F	$3000^{+20\%}$
W	$10.000^{+30\%}$
H	$15.000^{+30\%}$

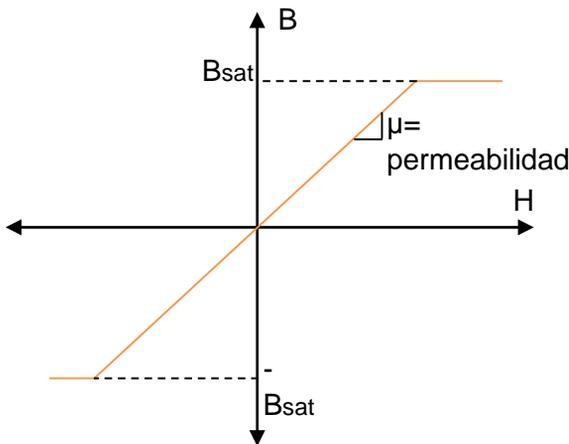
Fig. 7.05 Inductor toroidal

Tabla 5.1 permeabilidad del material

7.3.2 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DEL TOROIDE



a) Lazo de histerésis y curva de magnetización



b) Curva de magnetización linealizada

Fig7.06 Cálculo de la inductancia

De la ecuación 7.03

$$H_m l_m = \frac{B_m}{\mu} l_m = Ni$$

$$B_m = \frac{Ni\mu}{l_m} ; \phi = \frac{Ni\mu A_n}{l_m}$$

A_n = Área Seccional del Núcleo

Se define la inductancia como:

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N\phi}{i} = N^2 \frac{A_n \mu}{l_m}$$

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (7.04)$$

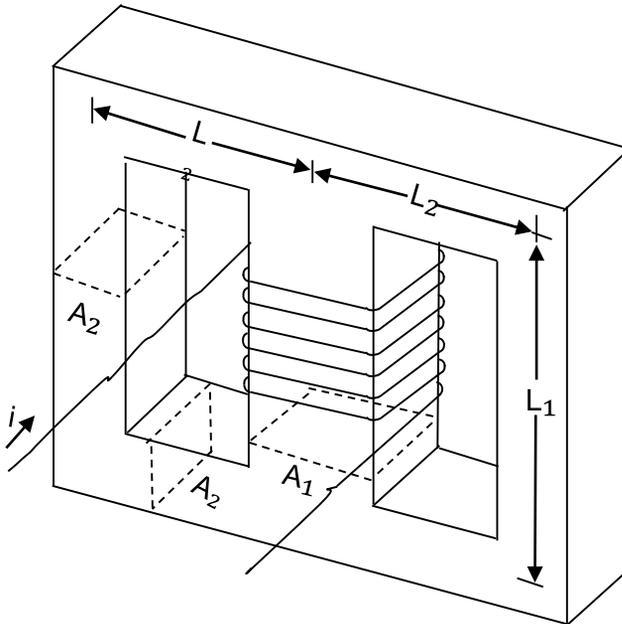
$$\mathfrak{R} = \frac{l_m}{A_n \mu} = \frac{Ni(\text{causa})}{\phi(\text{efecto})} \quad (7.05)$$

\mathfrak{R} = Reluctancia del Circuito magnético.

La inductancia depende de la geometría del núcleo, del número de espiras, y de la permeabilidad

En la práctica μ no es constante (fig. 7.06a). La reluctancia no es constante y la inductancia es función de la corriente.

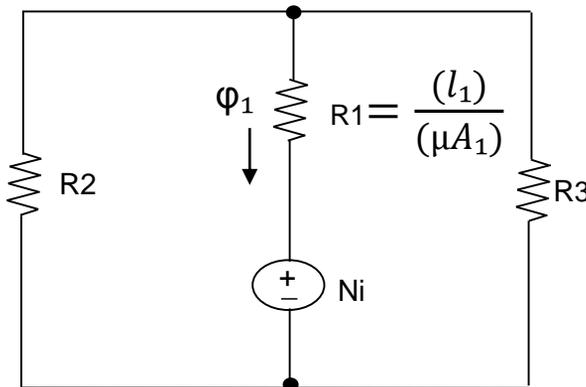
7.4 APLICACIÓN DEL CONCEPTO DE RELUCTANCIA AL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE UN NÚCLEO DE TRES RAMAS 7



a) Inductor con núcleo de tres ramas(7)

La configuración E-E mostrada en la fig. 7.08 , es muy utilizada para transformadores, porque se reduce el tamaño del transformador y se minimiza el flujo de dispersión .

El cálculo de la inductancia de un inductor de tres ramas, (fig. 7.07a) se puede realizar con la aplicación del concepto de reluctancia, y del circuito eléctrico equivalente del circuito magnético (fig. 7.07b).



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético(7).

Se asume $\mu \gg \mu_0$, por lo que se puede suponer que todo el flujo circula dentro del núcleo.

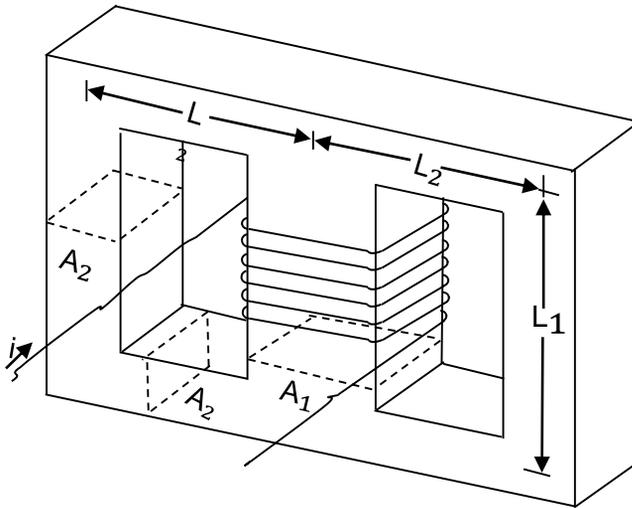
De la ecuación 7.05

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{l_1}{\mu A_1}$$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{(l_1 + 2l_2)}{\mu A_2} = \mathfrak{R}_3$$

Fig.7.07 Núcleo de tres ramas

7.4 APLICACIÓN DEL CONCEPTO DE RELUCTANCIA AL CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE UN NÚCLEO DE TRES RAMAS 7



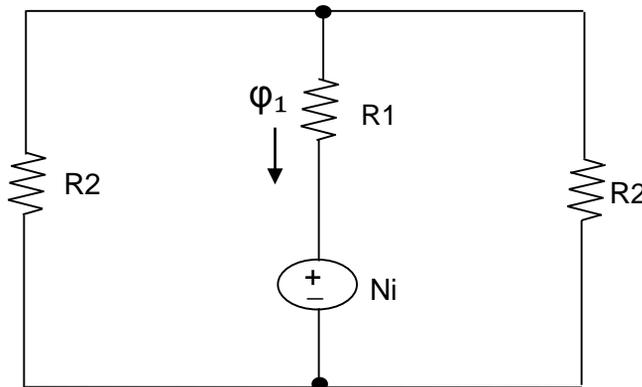
a) Inductor con núcleo de tres ramas.

Del circuito eléctrico equivalente

$$i = \frac{E}{R_{equiv}} \rightarrow \varphi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_{eq}}$$

$$\mathfrak{R}_{eq} = \frac{2A_2l_1 + A_1(2l_2 + l_1)}{2\mu A_2A_1}$$

$$\mathfrak{R}_{eq} = \mathfrak{R}_1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{2}$$



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

De la ecuación 7.04

$$L = \frac{\lambda}{i} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{eq}}$$

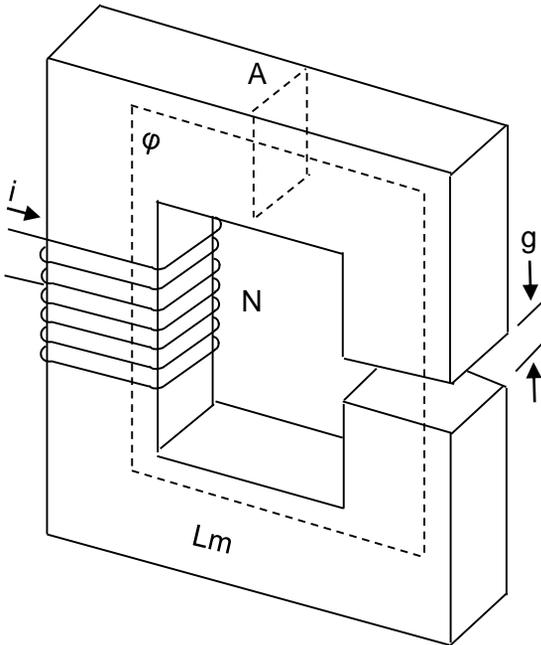
$$L = \frac{N^2 2\mu A_2 A_1}{2A_2 l_1 + A_1 (2l_2 + l_1)}$$

(7.06)

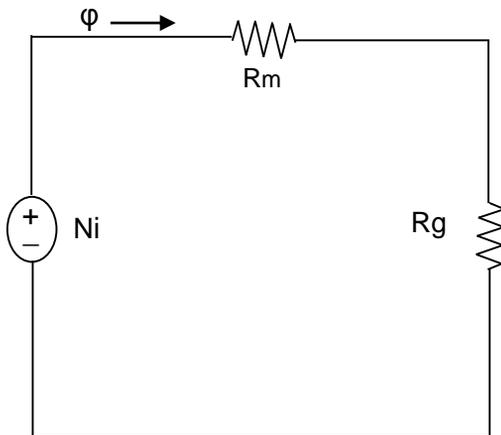
Fig.7.07 Inductor con núcleo de tres ramas

Dado que $\mu = f(i)$, el modelo no es aplicable salvo en núcleos con entrehierro o núcleos pulverizados

7.5 INDUCTOR DE NÚCLEO CON ENTREHIERRO 7



a) Inductor de núcleo con entrehierro(7)



b) Circuito eléctrico equivalente al circuito magnético.

Fig. 7.08 Inductor con entrehierro

$$\phi = \frac{Ni}{\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_g} = \frac{Ni}{\frac{l_m}{\mu_h A} + \frac{g}{\mu_0 A}} \quad (7.07)$$

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu_h A};$$

l_m = Longitud del circuito magnético.

$$\mathcal{R}_g = \frac{g}{\mu_0 A};$$

g = Longitud del entrehierro

No se tiene en cuenta la dispersión del núcleo.

$$L = \frac{N\phi}{i} = \frac{N^2 \mu_0 A}{(\mu_0 / \mu_h) l_m + g}$$

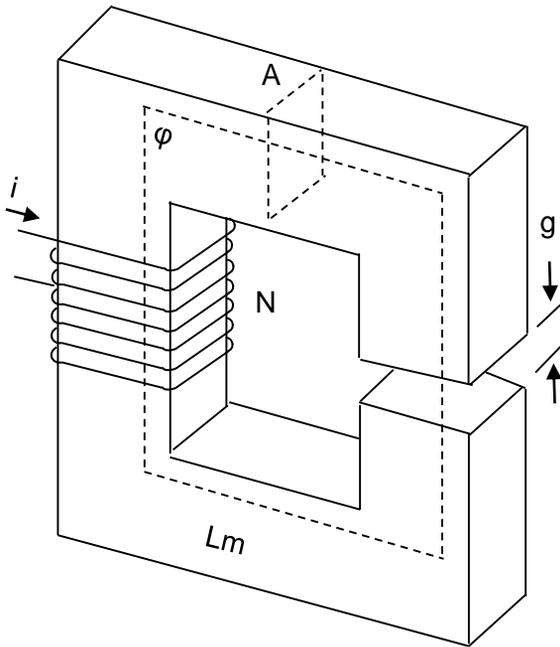
$$\text{Si } g \gg \frac{l_m \mu_0}{\mu_h}$$

$$L = \frac{\mu_0 A N^2}{g} \quad (7.08)$$

Densidad de energía magnética (W_m)

$$\begin{aligned} W_m &= W_{nucleo} + W_{hierro} \\ &= \frac{B_h^2 V_h}{2\mu_h} + \frac{B_g^2 V_g}{2\mu_0} \end{aligned}$$

7.5 INDUCTOR DE NÚCLEO CON ENTREHIERRO



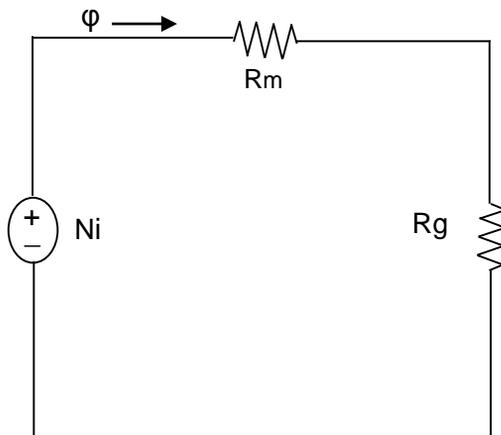
a) Inductor con entrehierro (7)

$$\vec{V} \cdot \vec{B} = 0 \rightarrow B_h = B_g = B$$

$$W_m = \frac{B^2 A l_m}{2\mu_h} + \frac{B^2 A g}{2\mu_0}$$

$$\text{Si } g \gg \mu_0 \left(\frac{l_m}{\mu_h} \right)$$

$$W_m = \frac{B^2 A g}{2\mu_0} = \frac{1}{2} L i^2 \quad (7.09)$$



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

Efectos del entrehierro:

Disminución de la inductancia

Incremento en la corriente de saturación.

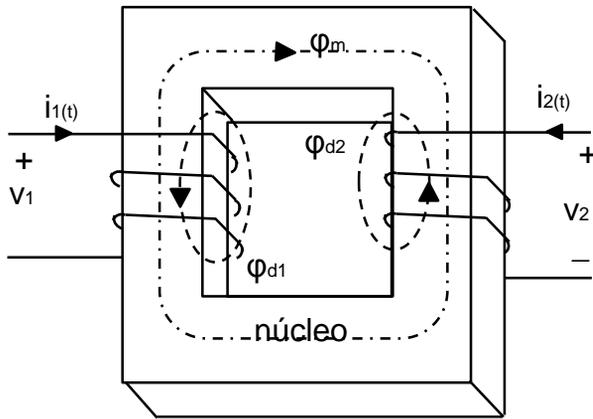
Independizar la inductancia, de la permeabilidad del material ferromagnético.

Incrementar la corriente nominal del inductor.

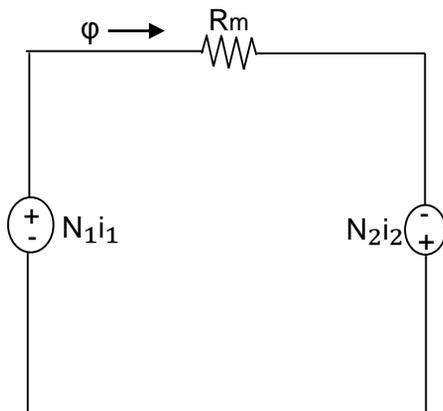
Fig.7.08 Inductor con entrehierro

7.6 EL TRANSFORMADOR

7.6.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES.



a) Flujos en un transformador.



b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

Fig. 7.09 Transformador de dos arrollamientos.

Se arrollan dos circuitos (bobinas) de N_1 y N_2 espiras, sobre un núcleo ferromagnético de permeabilidad μ .

El flujo encadenado al circuito 1 es :

$$\lambda_1 = N_1 \phi_1$$

$$\phi_1 = \phi_m + \phi_{d1} \quad (7.10)$$

ϕ_m =Flujo mutuo entre 1 y 2 .

ϕ_{d1} =Flujo de dispersión de 1.

Para el circuito 2 :

$$\lambda_2 = N_2 \phi_2 ;$$

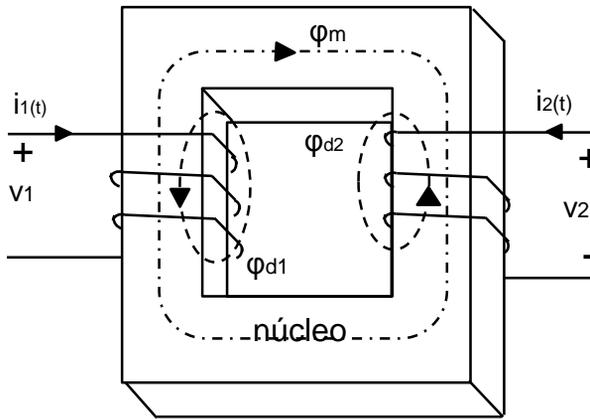
$$\phi_2 = \phi_m + \phi_{d2} \quad (7.11)$$

ϕ_{d2} =Flujo de dispersión de 2.

$$\frac{B}{\mu} l_m = N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m$$

$$= \phi_m \mathfrak{R}_m \quad (7.12)$$

7.6.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS Y OPERACIONALES.



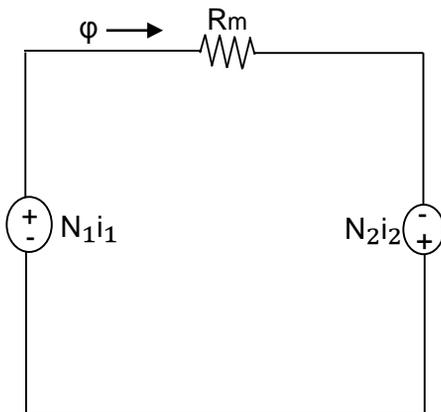
De 7.10 y 7.12

$$\lambda_1 = \frac{N_1}{\mathcal{R}_m} (N_1 i_1 + N_2 i_2) + N_1 \varphi_{d1} \quad (7.13)$$

De 7.11 y 7.12

a) Flujo en un transformador.

$$\lambda_2 = \frac{N_2}{\mathcal{R}_m} (N_1 i_1 + N_2 i_2) + N_2 \varphi_{d2} \quad (7.14)$$



De la ley de Faraday

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (7.15)$$

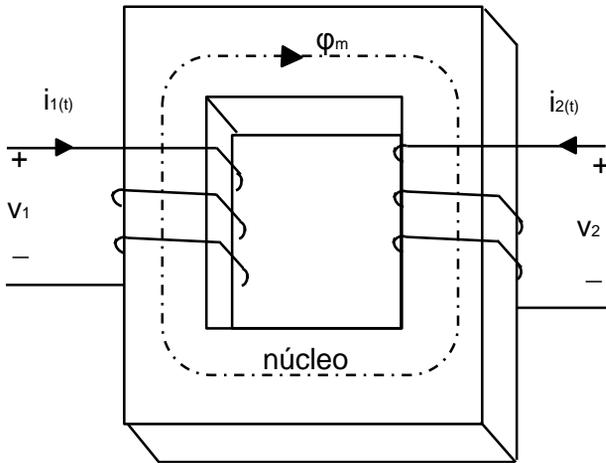
b) Circuito eléctrico equivalente del circuito magnético.

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (7.16)$$

Fig. 7.09 Transformador de dos arrollamientos.

7.6.2 MODELAMIENTO DEL TRANSFORMADOR

7.6.2.1 TRANSFORMADOR IDEAL



a) Flujo en un transformador.

El transformador ideal posee un circuito eléctrico ideal ($r_{CU} = 0$) y un circuito magnético ideal ($\mu = \infty$)

No existe flujo disperso; Φ_m encadena a ambos circuitos y la corriente que se requiere para generar el campo magnético es despreciable $i_m = 0^+$

$$\varphi_1 = \varphi_m = \varphi_2 \quad (7.17)$$

Si

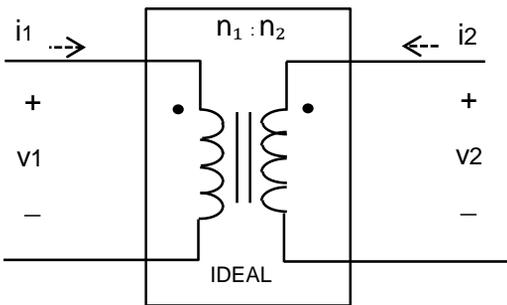
$$\mu = \infty ; \mathfrak{R}_m = 0$$

De la ecuación 7.12

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m = \varphi_m \mathfrak{R}_m$$

$$i_m = i_1 + \frac{N_2 i_2}{N_1} = 0$$

$$i_m = \text{Corriente de magnetización.}$$



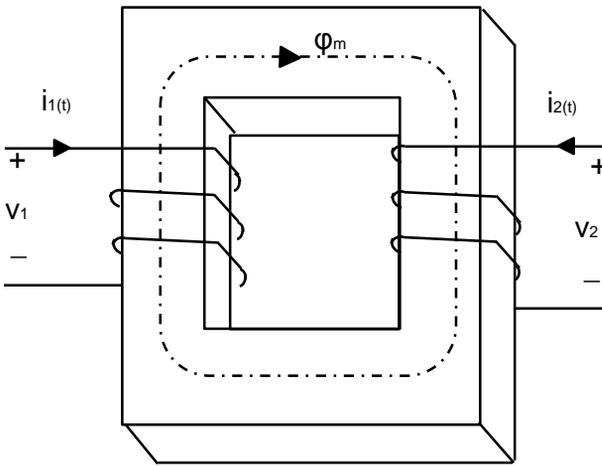
$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{v_1}{v_2} = -\frac{i_2}{i_1}$$

b) Modelo circuital.

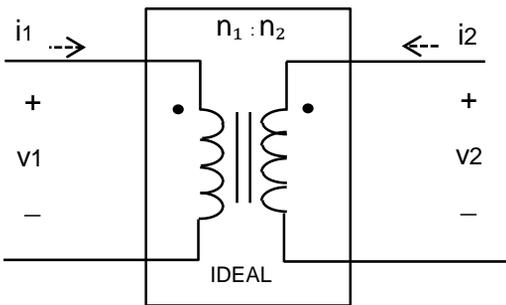
Una corriente $i_m = 0^+$ genera el campo magnético.

Fig. 7.10 Transformador Ideal.

7.6.2.1 TRANSFORMADOR IDEAL



a) Flujo en un transformador.



$$a = \frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1}$$

b) Modelo circuital.

$$\text{Si } N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$$

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (7.18)$$

De la ley de Faraday

$$v_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (7.19)$$

$$v_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad (7.20)$$

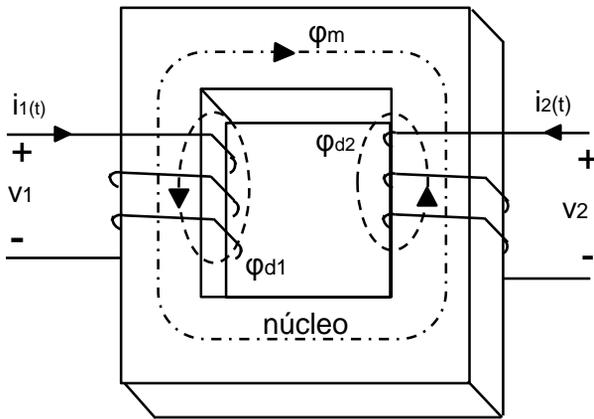
De las ecuaciones 7.19 y 7.20

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (7.21)$$

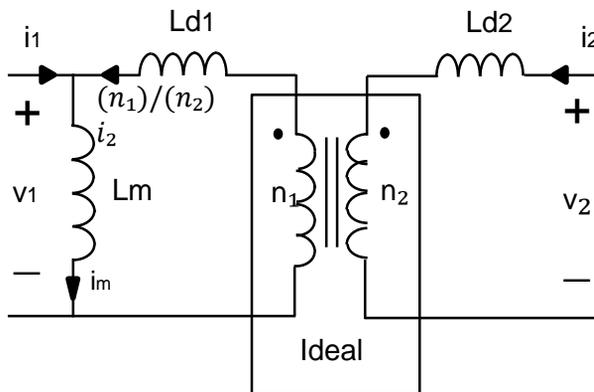
Los puntos del modelo circuital, representan . los puntos de polaridades iguales en los dos arrollamientos.

Fig. 7.10 Transformador Ideal.

7.6.2.2 TRANSFORMADOR CON PERMEABILIDAD FINITA



a) Flujos en un transformador (7).



b) Modelo circuital (7)

Se considera circuito eléctrico ideal $r_{CU} = 0$ y circuito magnético con μ finito.

Si μ es finito el flujo no se canaliza todo por el núcleo, y aparecen flujos a través del aire (Flujos de dispersión: ϕ_{d1}, ϕ_{d2}). Los flujos de dispersión se modelan, por la inductancia de dispersión.

$$L_{d1} = \frac{N_1 \phi_{d1}}{i_1};$$

$$L_{d2} = \frac{N_2 \phi_{d2}}{i_2} \quad (7.22)$$

Si μ es finito, \mathfrak{R}_m es finita y de la ecuación 7.12

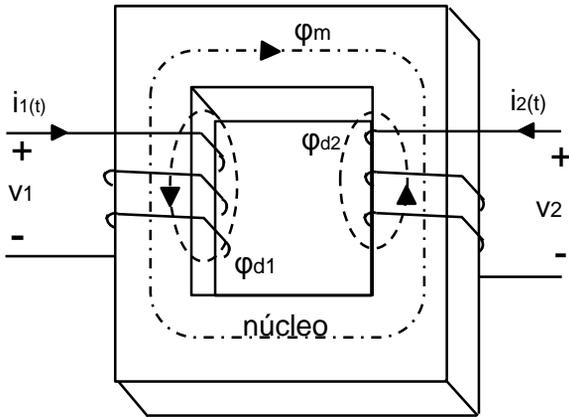
$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = N_1 i_m$$

$$i_m = i_1 + \frac{N_2 i_2}{N_1} \neq 0 \quad (7.23)$$

Fig. 7.11. Transformador con permeabilidad finita.

Se requiere de una corriente para magnetizar todo el núcleo.. De la ley de Faraday y de la ecuación 7.13

7.6.2.2 TRANSFORMADOR CON PERMEABILIDAD FINITA



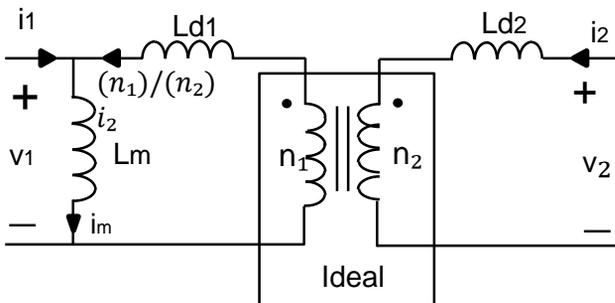
De la ley de Faraday, y de la ecuación 7.13 se obtiene:

$$v_1 = \left(\frac{N_1^2}{\mathcal{R}_m} + L_{d1} \right) \frac{di_1}{dt} + \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_m} \frac{di_2}{dt} \quad (7.24)$$

a) Flujos en un transformador.

Se define

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_m}; \quad L_{11} = L_m + L_{d1}$$



$$L_{12} = \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_m} = L_{21} \quad (7.25)$$

De 7.24 y 7.25

b) Modelo circuital.

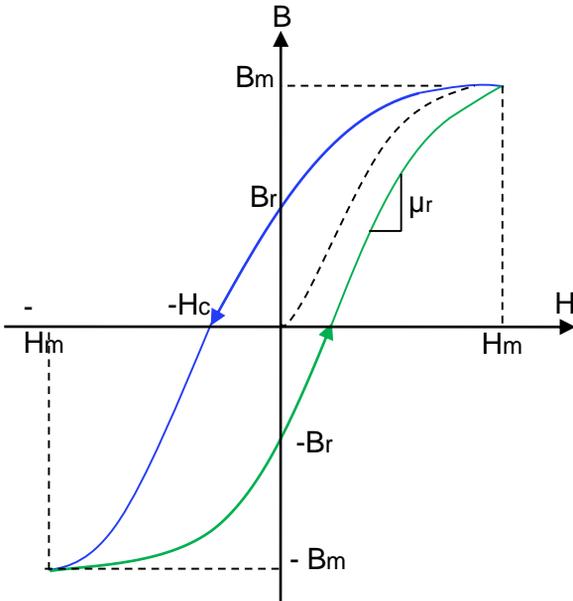
$$v_1 = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (7.26)$$

Por analogía

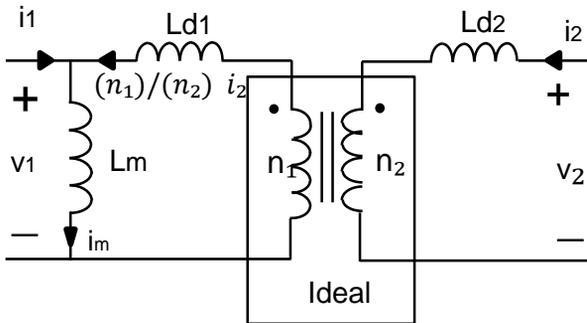
$$v_2 = L_{21} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt}$$

Fig. 7.11 Transformador de núcleo con permeabilidad finita.

7.6.3 SATURACION DEL TRANSFORMADOR



a) Curva de magnetización.



b) Modelo circuital.

Fig. 7.12 Saturación en el transformador.

En el modelo circuital de la (fig. 7.12b) el parámetro L_m representa a un inductor real que modela la magnetización del material magnético y presenta los fenómenos de saturación e histéresis De la ley de Faraday.

$$v_1 = n_1 A_n \frac{dB}{dt}$$

$$B(t) = \frac{1}{n_1 A_n} \int_0^t v_1 dt \quad (7.27)$$

Si los voltios-segundos aplicados al primario durante medio ciclo son elevados, B pueden ,alcanzar el valor de saturación (B_s) lo que significa que, $dB/dt=0$,y por lo tanto ocurre un cortocircuito

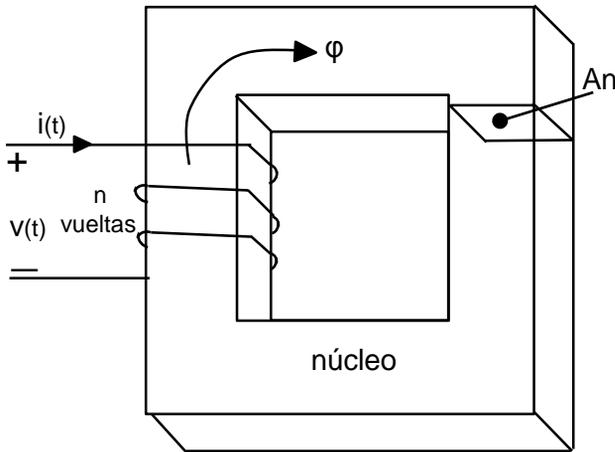
De la teoría circuital.

$$v_1 = L_m \frac{di_m}{dt}$$

$$i_m(t) = \frac{1}{L_m} \int_0^t V_1 dt \quad (7.27b)$$

Si $\int_0^t V_1 dt$ hace saturar el núcleo, $\mu \rightarrow 0$, $L_m \rightarrow 0$, y la corriente de magnetización tiende a infinito.

7.7 FENÓMENO DE HISTÉRESIS EN NÚCLEOS MAGNÉTICOS



La energía inyectada al inductor, en un ciclo de la corriente alterna es :

$$W = \int_0^t v(t)i(t)dt \quad (7.28)$$

Pero $V(t) = nA_n \frac{dB}{dt}$

y $H(t)l_m = ni(t)$

$$W = \frac{1}{A_n l_m} \int_0^t H dB \quad (7.29)$$

a) Energía inyectada a un inductor.(7)

Área del lazo de histéresis

W se disipa en el material calentándolo (pérdidas por histéresis).

El efecto (B) depende de si la causa (H) está aumentando o disminuyendo (histéresis) (fig. 7.13b).

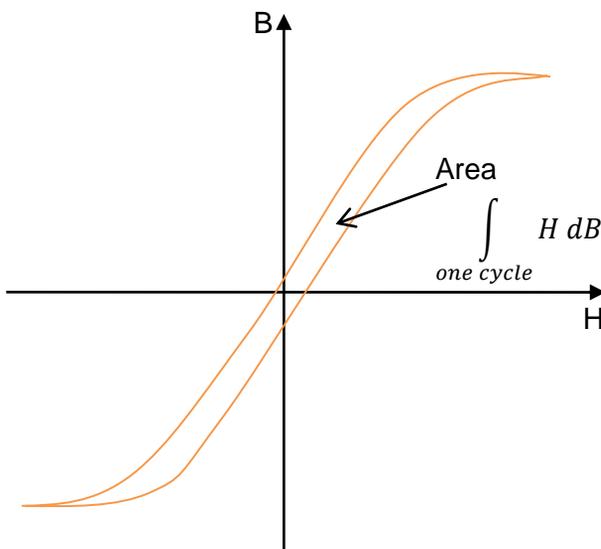
Las pérdidas de potencia por unidad de volumen ($P_{m,uv}$) se pueden modelar por:

$$P_{muv} = kf^a(B_{ca})^d \quad (7.30)$$

Para el material 3F3(ferrita)

$$P_{muv} = 1,5 \times 10^{-6} f^{1,3} (B_{ca})^{25} \left(\frac{mW}{cm^3} \right)$$

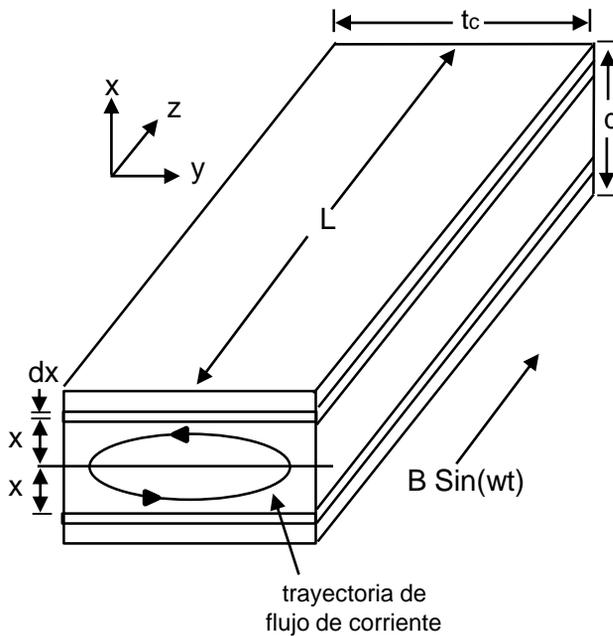
f en Khz ; B_{ca} en mT (7.30b)



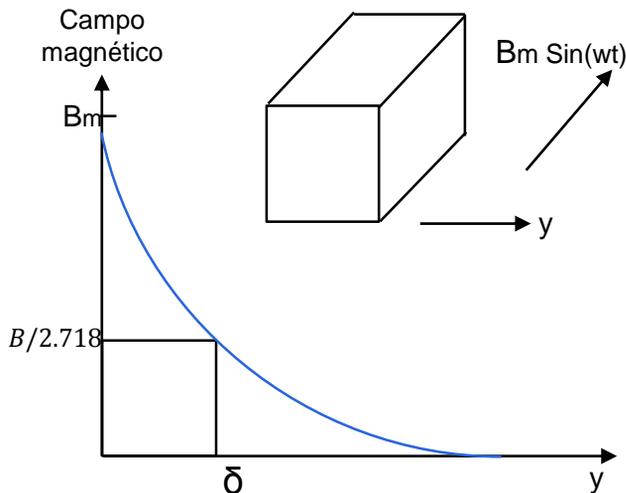
b) Lazo de histéresis.

Fig. 7.13 Histéresis.

7.8 CORRIENTES PARÁSITAS Y SUS EFECTOS EN NÚCLEOS 4



a) Corriente parásita en una lámina de un núcleo magnético.(4)



b) Decrecimiento de B.(4)

La circulación de un campo magnético variable al interior de un material magnético, genera corrientes (parásitas) dentro del núcleo (Fig. 7.14a).

El campo magnético producido por la corriente parásita, se opone al campo aplicado en el interior de la lámina, y el campo magnético resultante decrece exponencialmente con la distancia (Fig. 7.14b).

La longitud de decaimiento característica (δ) es:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (7.31)$$

ω = Frecuencia del campo aplicado.

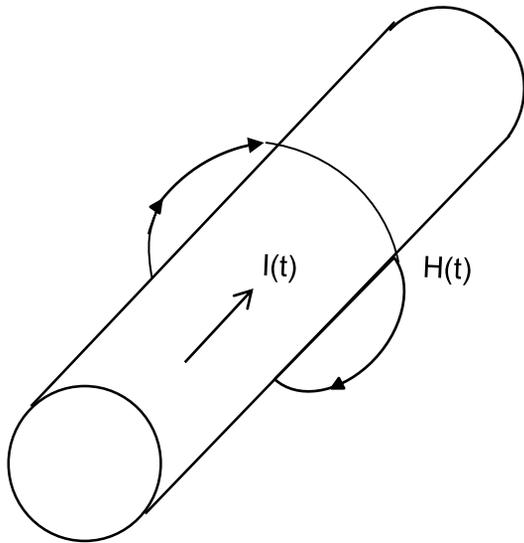
μ = Permeabilidad del núcleo.

σ = Resistividad del núcleo.

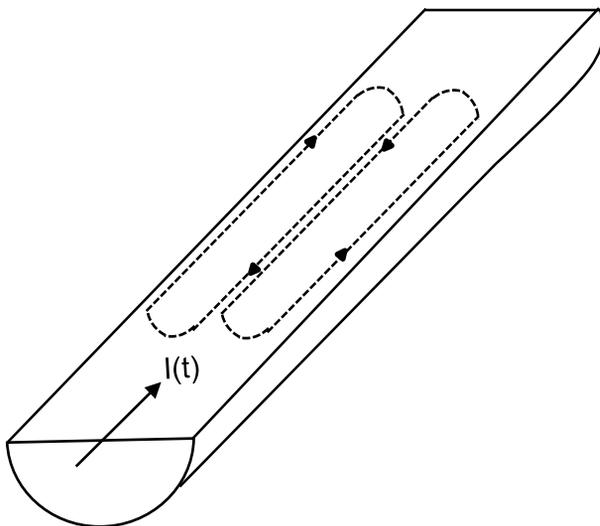
Si las dimensiones del área seccional del núcleo son grandes, comparadas con δ , el interior del núcleo transporta poco flujo (efecto piel), y se produce una reducción del área magnética. **Para reducir las corrientes parásitas se lamina el núcleo (en dirección paralela a B), y se aíslan las láminas.**

Fig. 7.14 Corrientes parásitas en el núcleo y sus efectos.

7.9 EFECTO PIEL EN CONDUCTORES 4



a) Corriente y Campo magnético.(4)



b) Corrientes parásitas.(4)

Fig. 7.15 Efecto piel en conductores.

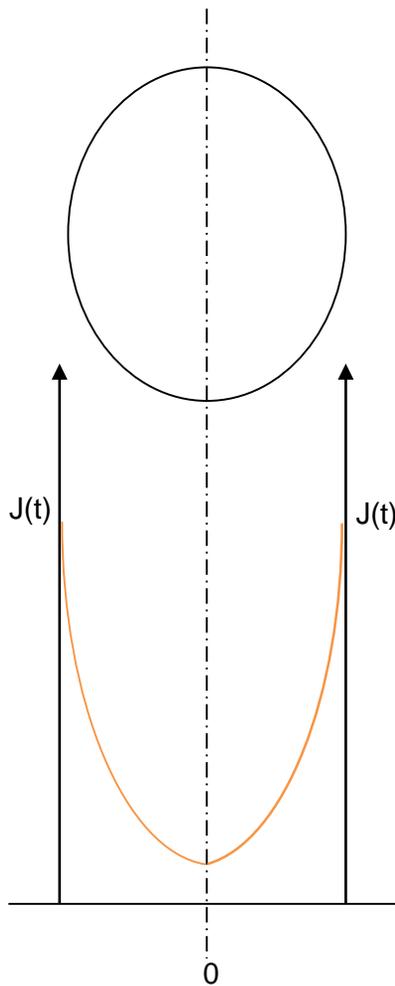
El flujo de corriente variable por un conductor, genera un campo magnético variable con $i(t)$, y la distancia del centro del conductor. (fig. 7.15a).

El campo magnético a su vez genera al interior del conductor unas corrientes parásitas (eddy) corrientes internas que no contribuyen al la transferencia de energía, pero si generan pérdidas de potencia en el conductor (fig. 7.15b).

Estas corrientes fluyen en el interior del conductor, en direcciones opuestas a la corriente aplicada, y la densidad de corriente es máxima en la superficie del conductor y decae exponencialmente con la distancia en el interior (efecto piel).

La longitud característica de decrecimiento de la densidad de corriente en el conductor se denomina profundidad de la piel,

7.9 EFECTO PIEL EN CONDUCTORES 4



c) Distribución de J.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (7.32)$$

ω = Frecuencia angular de la corriente

μ = Permeabilidad del conductor

σ = Conductividad del conductor

Para el cobre a 100°C

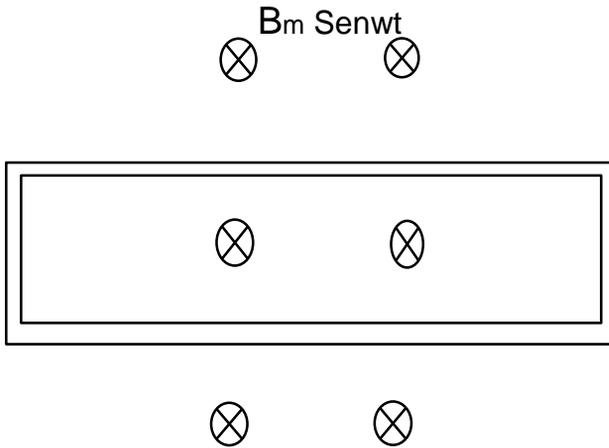
f (hz)	50	5K	20K	500 K
δ (mm)	10.6	1.06	0.53	0.10

La corriente se transporta mayoritariamente en una profundidad δ del conductor.

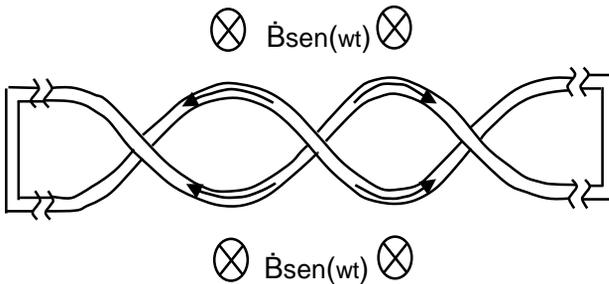
Fig. 7.16 Efecto de la frecuencia de la corriente en la densidad de la corriente (efecto piel).(4)

Al aumentar la frecuencia se reduce el área de conducción, y se aumentan la resistencia del conductor y las pérdidas en el cobre. El efecto es significativo en alta frecuencia.

7.10 SOLUCIONES AL EFECTO PIEL 4



a) Cable paralelo normal.



b) Cable trenzado para neutralizar las corrientes parásitas.(4)

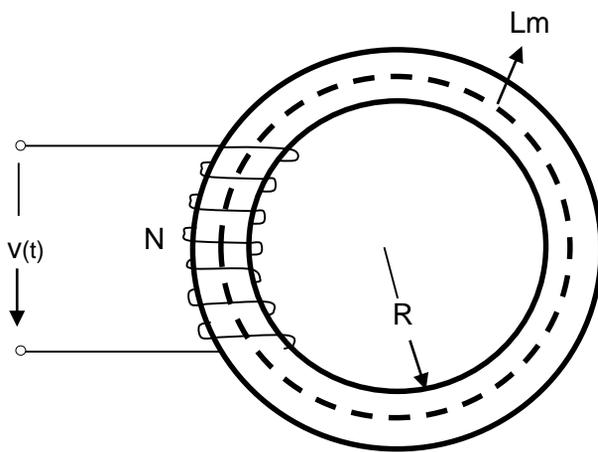
Fig. 7.17 Optimización de los conductores.

Para minimizar las pérdidas por corrientes parásitas en un bobinado, el diámetro del conductor (redondo) o el espesor de la lámina conductora, debe ser igual o menor a la profundidad de la piel

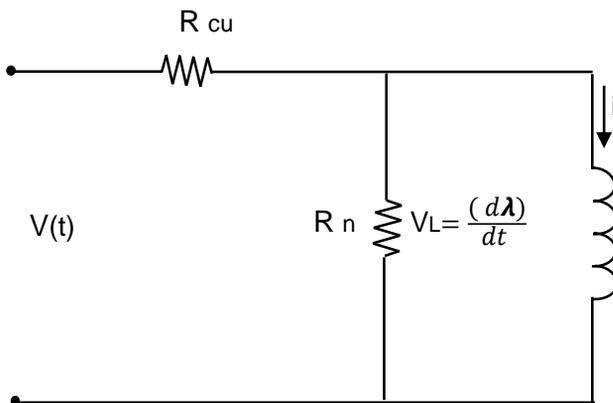
El proceso de optimización presenta un dilema : El diámetro del conductor debe decrecer al aumentar la frecuencia para minimizar las perdidas por corrientes parásitas, pero esto produce altas resistencias en DC y aumento de pérdidas.

La solución se obtiene utilizando varios alambres de diámetro pequeño (menor que δ) en paralelo, trenzados de tal manera, que cada alambre cambia periódicamente de posición del interior al exterior de la cubierta del cable. A estos cables trenzados se les denomina alambres *litz*. La desventaja está en el costo y el bajo factor de utilización del núcleo(3). Una solución alternativa es utilizar lámina conductora de espesor menor a δ

7.11 MODELAMIENTO DE LAS PÉRDIDAS EN UN INDUCTOR



a) Inductor.



b) Modelo circuital.

Fig. 7.18 Modelamiento de las pérdidas.

En un componente magnético ocurren dos clases de pérdidas: pérdidas en el cobre y pérdidas en el núcleo.

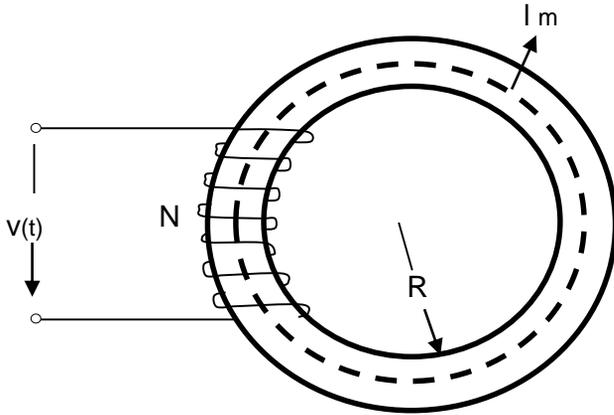
Las pérdidas que ocurren por el calentamiento de los conductores en baja frecuencia (60hz) dependen básicamente de R_{CD} , ya que el efecto piel es despreciable. En alta frecuencia se afectan sensiblemente por el efecto piel y el efecto proximidad (corrientes adyacentes).

Estas pérdidas se modelan por R_{cu} (fig.7.18b). Las pérdidas en el núcleo se originan por los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas. En baja frecuencia se minimizan laminando el núcleo y adicionando al material ferromagnético pequeñas cantidades de silicio

En alta frecuencia se minimizan las pérdidas utilizando materiales con alta resistividad (ferritas), pero se presenta el inconveniente de la baja $B_{saturación}$. Se modelan por R_n en paralelo con el inductor ideal (fig. 7.18b).

7.12 MODELAMIENTO DEL INDUCTOR

7.12.1 EXCITACIÓN CONSTANTE



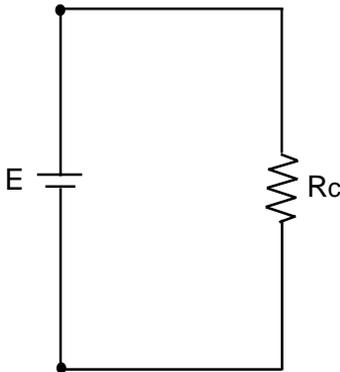
a) Circuito.

$$E = V = iR_{cu} + V_L$$

$$V_L = \frac{d\lambda}{dt} = 0$$

$$i = I = \frac{E}{R_{cu}}$$

$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_m l_m$$



b) Modelo circuital.

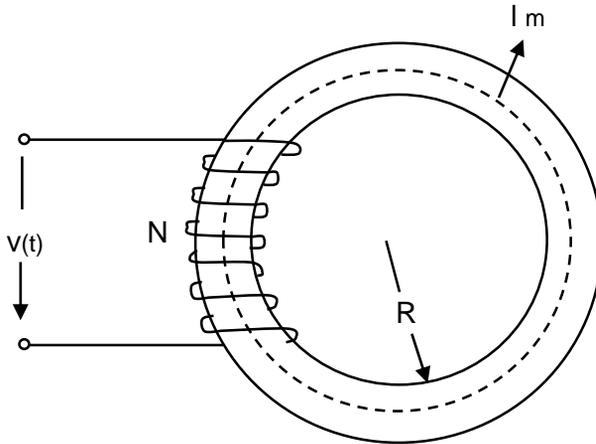
$$\int_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s} = NI$$

$$B_m = \frac{NI\mu}{l_m}$$

$$B_m = \frac{N\mu E}{R_{cu} l_m} \quad (7.33)$$

Fig. 7.19 Inductor con excitación constante.

7.12.2 EXCITACIÓN ALTERNA SINUSOIDAL



a) Circuito.

Si $i(t) = I_m \text{Sen}(wt)$ y se trabaja en la región lineal de la curva B-H entonces :

$$B = B_m \sin(wt)$$

Se asume resistencia muy pequeña

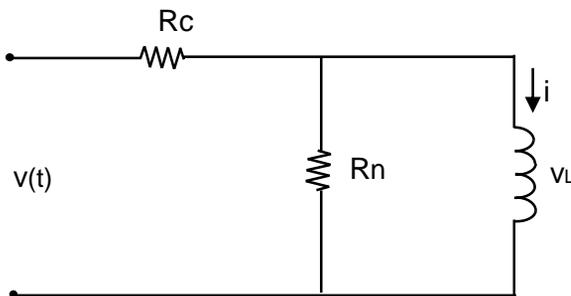
$$V(t) \approx V_L(t) = \frac{d\lambda}{dt}$$

$$V_L(t) = NA \frac{dB}{dt}$$

$$V_L(t) = NwA_n B_m \cos wt$$

$$V_L = 4.44fNA_n B_m \quad (7.34)$$

$$B_m < B_s$$

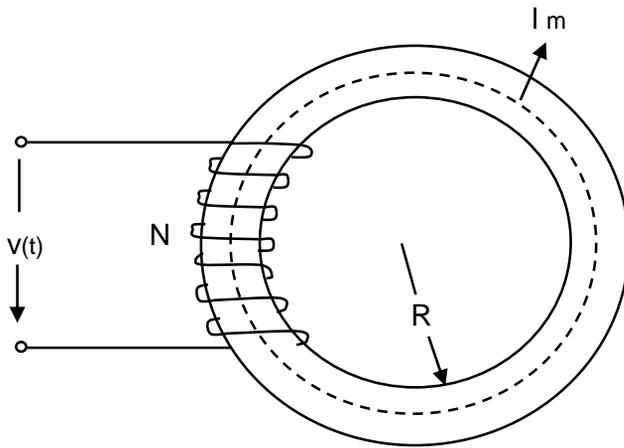


b) Modelo circuital.

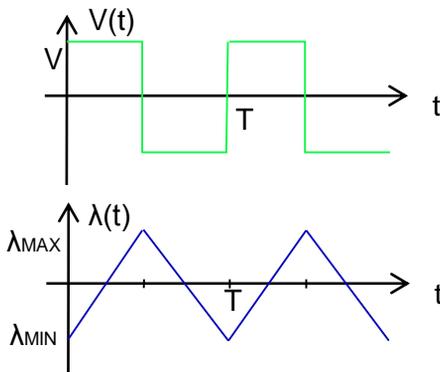
Para impedir la saturación del material magnético :
 V_L/f debe ser constante

Fig. 7.20 Inductor con excitación sinusoidal

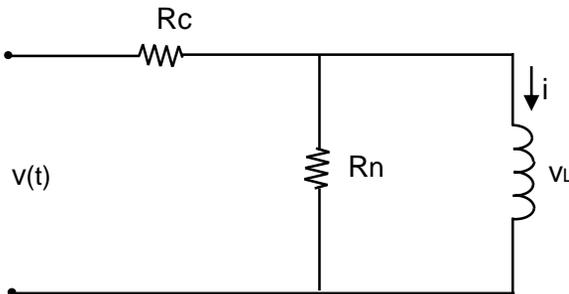
7.12.3 EXCITACIÓN ALTERNA CUADRADA



a) Circuito.



b) Formas de onda.



c) Modelo circuital.

Fig. 7.21 Inductor con excitación alterna cuadrada.

Si $e(t)$ es una onda alterna cuadrada, $V_L(t)$ también será alterna cuadrada. Si se opera en la región lineal B-H :

$$V_L = \frac{d\lambda}{dt} \approx e(t)$$

$$\lambda(0) = -\lambda_m$$

$$\lambda = \int_0^{T/2} V_L dt + \lambda_0; \quad 0 \leq t \leq T/2$$

$$\lambda = -\lambda_m + V_L t;$$

$$\begin{aligned} \text{Para } t = T/2 & \quad \lambda = \lambda_m \\ t = 0 & \quad \lambda = -\lambda_m \end{aligned}$$

$$\lambda_m = -\lambda_m + V_L \frac{T}{2}$$

$$V_L = \frac{4\lambda_m}{T}$$

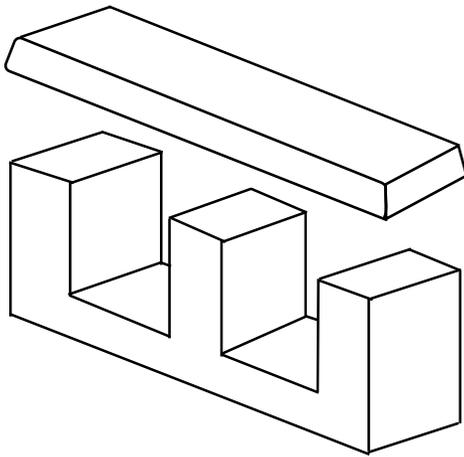
$$V_L = 4NA_n f B_m(v) \quad (7.35)$$

$$f(\text{seg}^{-1}); A_n(\text{m}^2)$$

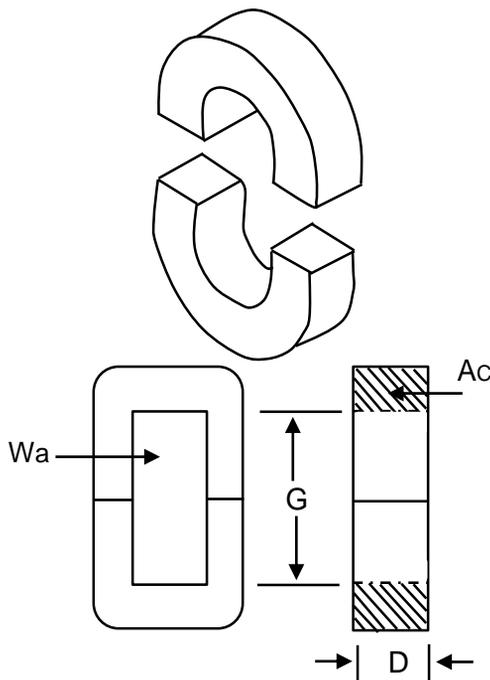
$$B_m(\text{Teslas})$$

$$R_n = \frac{V_L^2}{\text{pérdidas magnéticas}}$$

7.13 CLASES DE NÚCLEOS Y PARÁMETROS GEOMÉTRICOS 5



a) Tipo E- I (5)



b) Tipo C.(5)

Fig. 7.22 Clases de núcleos

La Fig 7.22 muestra las clases de núcleos más representativos de los componentes magnéticos.

El parámetro característico de estos núcleos es el área producto (A_p), por que es proporcional a la potencia en un transformador o a la inductancia máxima en un inductor

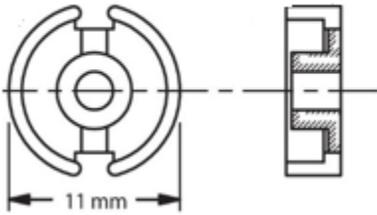
$$A_p = A_n \times W_a \quad (7.36)$$

A_n =área seccional del núcleo.
 W_a =área de la ventana. Espacio ocupado por los conductores.

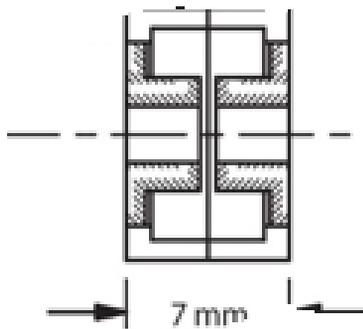
$$W_a = \frac{NA_{cu}}{K_u} \quad (7.37)$$

N =número de espiras que caben en W_a ; A_{cu} = área seccional del conductor del cobre; K_u =Factor de utilización de la ventana, tiene en cuenta el espaciamiento entre conductores, y el espesor del aislamiento

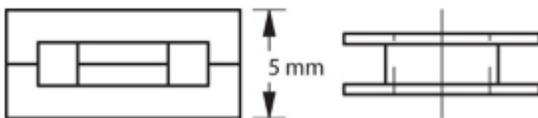
7.13 CLASES DE NÚCLEOS Y PARÁMETROS GEOMÉTRICOS 5



1) Vista superior medio núcleo(5) 2) Vista lateral medio núcleo(5)



3) Ensamblaje de los dos medios núcleos con entrehierro
c) Tipo pote (pot core)



d) Tipo E-E de bajo perfil, con rama central redonda y con la bobina del inductor

Fig. 7.22 Clases de núcleos

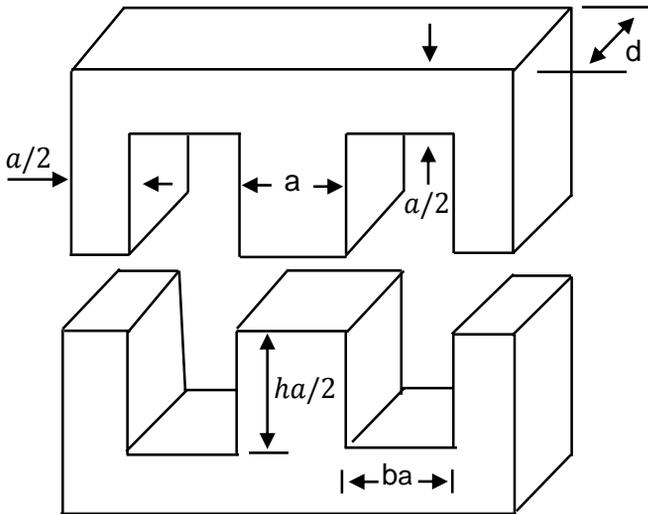
La Fig 7.22 c 1) y c2), muestran la vista superior y la vista lateral de medio núcleo tipo pote y la figura 7.22 c3) muestra el ensamblaje de los dos medios núcleos, en el cual aparece el entrehierro del núcleo.

Este núcleo presenta el mayor apantallamiento para el campo magnético para minimizar la EMI, y se utiliza en el filtro de los convertidores CD/CD

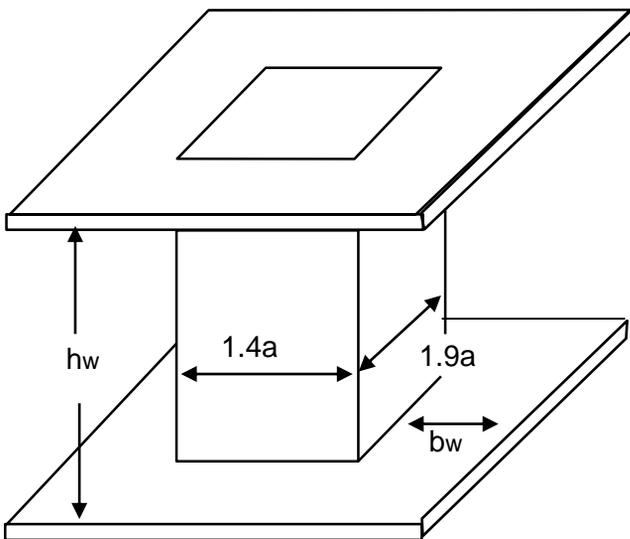
La figura 7.22 d) muestra un núcleo E-E de bajo perfil, con rama central de sección circular sobre el cual se coloca el carrete donde se arrolla la bobina del inductor.

Esta configuración se utiliza también, en los inductores de los convertidores CD/CD

7.14 DIMENSIONES ÓPTIMAS DE LOS NÚCLEOS 4



a) Dimensiones del núcleo E - E. (4)



b) Formaleta de bobina.(4)

Fig. 7.23 Dimensiones del núcleo y formaleta de la bobina.

Las dimensiones de los núcleos y de las bobinas se optimizan con criterios como: minimización del volumen o peso para una potencia (transformador) o inductancia (Inductor) dadas, o minimización del costo total (núcleo más bobinado).

El fabricante provee el núcleo y la bobina o la formaleta para el bobinado.

Para el núcleo E – E de la figura 7.23, los valores óptimos de las dimensiones son :

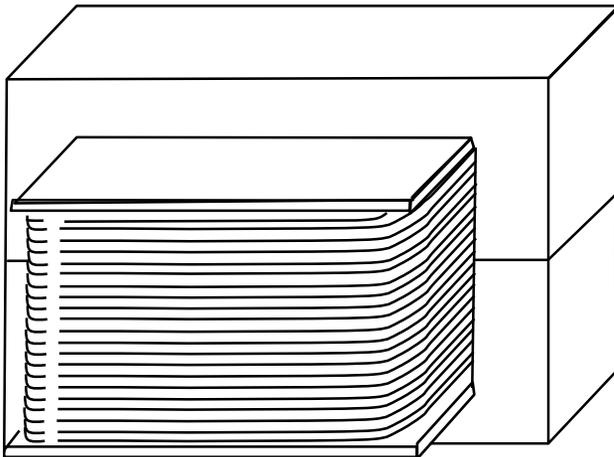
$$b_a = a ; d = 1.5a ; h_a = 2.5a$$

$$b_w = 0.7a ; h_w = 2a$$

(7.38)

Con estas dimensiones, las características geométricas del núcleo serán :

7.14 DIMENSIONES ÓPTIMAS DE LOS NÚCLEOS 4



c) Componente ensamblado.(4)

Fig. 7.24 Bobina ensamblada.

$$A_n = 1.5a^2 ; A_w = 1.4a^2$$

$$A_p = 2.1a^2 ; V_n = 13.5a^2$$

$$V_w = 2A_w(d + 0.4) +$$

$$2A_w(a + 0.4) + 4 \frac{\pi b_w^2}{4} h_w$$

$$= 12.3a^2 \quad (7.39)$$

Área superficial total =

A_n = área seccional del núcleo.

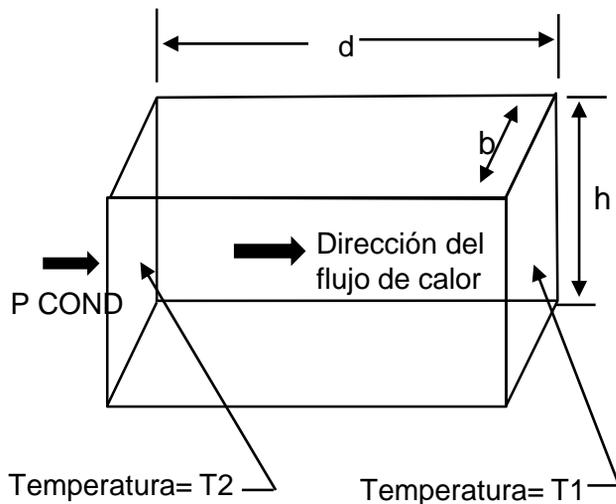
A_w = área de la bobina.

V_n = volumen del núcleo

V_w = volumen del bobinado

7.15 MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DE CALOR

7.15.1 TRANSFERENCIA POR CONDUCCIÓN ⁴



Si la barra metálica aislada térmicamente de la fig. 7.25, presenta una diferencia de temperatura ΔT entre las superficies seccionales de los extremos, entonces existe un flujo neto de energía de la superficie de mayor temperatura a la de menor temperatura.

La potencia calorífica conducida es :

$$P_{cond} = \frac{\lambda \Delta T A}{d} \text{ (w)} \quad (7.40)$$

λ = conductividad térmica.

$$\text{(W - m}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}\text{)}$$

A = área seccional. (m²)

d=longitud de la barra(m).

$$\Delta T = T_2 - T_1 \text{ (} ^\circ\text{C)}$$

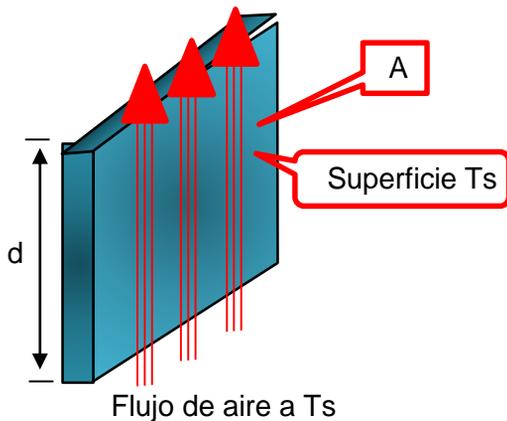
Fig. 7.25 Transferencia de calor por conducción⁽⁴⁾

Se define resistencia térmica

$$(R_{\theta}, \text{conduccion})$$

$$R_{\theta, cond} = \frac{\Delta T}{P_{cond}} \quad (7.41)$$

7.15.2 TRANSFERENCIA POR CONVECCIÓN



La transferencia de calor por convección, ocurre entre un sólido y el fluido que lo rodea.

Las capas del fluido más próximas se calientan y generan un flujo (convección natural)

Una superficie vertical de altura vertical d_{vert} menor que 1m, pierde calor por convección por unidad de tiempo igual a :

$$P_{conv} = \frac{1.34A(\Delta T)^{1.25}}{(d_{vert})^{0.25}} (w) \quad (7.43)$$

ΔT = diferencia de temperatura ($^{\circ}C$) entre la superficie del cuerpo y el aire circundante

A = área de la superficie vertical (m²)

Fig.7.26 Flujo de calor por convección de una placa vertical.(10)

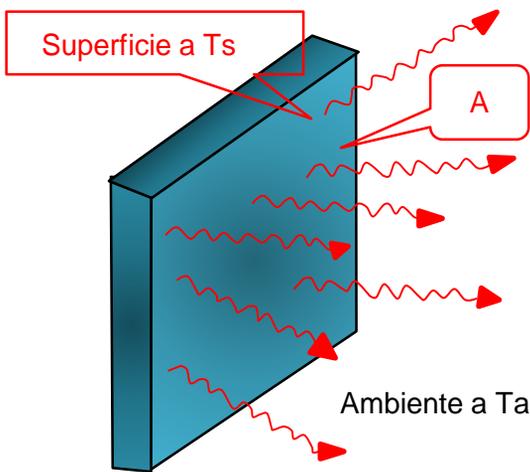
$$R_{\theta,conv} = \frac{1}{1.34A} \left(\frac{d_{vert}}{\Delta T} \right)^{0.25}$$

$$unidades \left(\frac{^{\circ}C}{w} \right) \quad (7.43)$$

7.15.3 TRANSFERENCIA DE CALOR POR RADIACIÓN

De acuerdo a la ley de Stefan-Boltzmann la transferencia de calor por radiación es :

$$P_{rad} = 5.7 \times 10^{-8} EA(T_s^4 - T_a^4) \quad (7.44)$$



P_{rad} = Potencia radiada en w.

E = Emisividad de superficie.
 0,9 para objetos oscuros (disipadores de aluminio anodizado negro).
 0,05 aluminio brillante.

T_a =Temperatura ambiente ($^{\circ}$ K)

T_s =Temp. de la superficie ($^{\circ}$ K)

A =Superficie externa

$$R_{\theta,conv} = \frac{\Delta T}{P_{rad}} \quad (7.45)$$

Fig. 7.27 Flujo de calor por radiación.

(10)

Para aluminio negro :

$$R_{\theta,rad} = \frac{\Delta T}{5.1A \left[\left(\frac{T_s}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]} \quad (7.46)$$

7.16 CONSIDERACIONES TÉRMICAS PARA EL DISEÑO 4

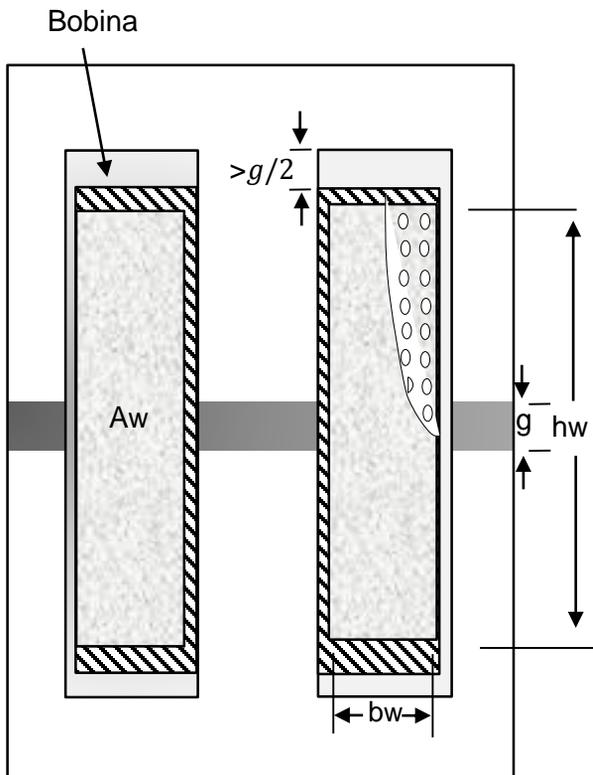


Fig. 7.28 Inductor con entrehierro y núcleo E-E.(4)

Se debe limitar la temperatura del núcleo y de los arrollamientos, para evitar la degradación del desempeño de los materiales magnéticos y del cobre.

El aislamiento del alambre reduce su confiabilidad para $T > 100^{\circ}\text{C}$ y en las ferritas las pérdidas en el núcleo son mínimas a 100°C , por ello se selecciona la temperatura superficial máxima en el núcleo de 100°C .

La transferencia de calor se hace vía radiación y convección.

Dado que la potencia disipada se distribuye uniformemente, a través del volumen del núcleo y del bobinado, la temperatura interna y superficial del componente magnético es igual (No hay transferencia por conducción).

7.16 CONSIDERACIONES TÉRMICAS EN EL DISEÑO 4

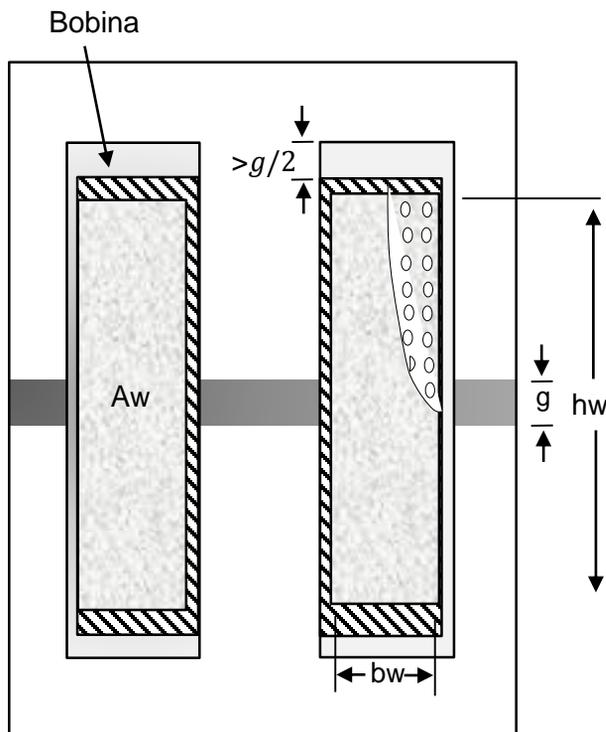


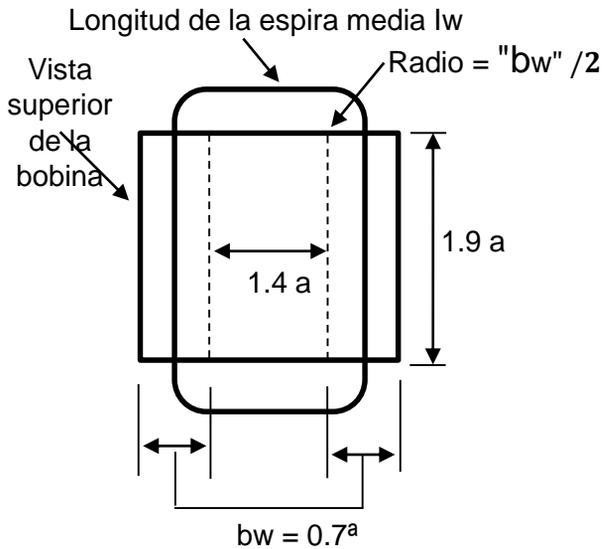
Fig 7.28 Inductor con entre-hierro y núcleo E-E.

La transferencia del calor se hace a través de una gran área seccional y trayectorias cortas.

La conductividad térmica de los materiales es muy grande, y por ello la resistencia ($R_{\theta,sa}$) térmica predominante es la de superficie del núcleo al ambiente

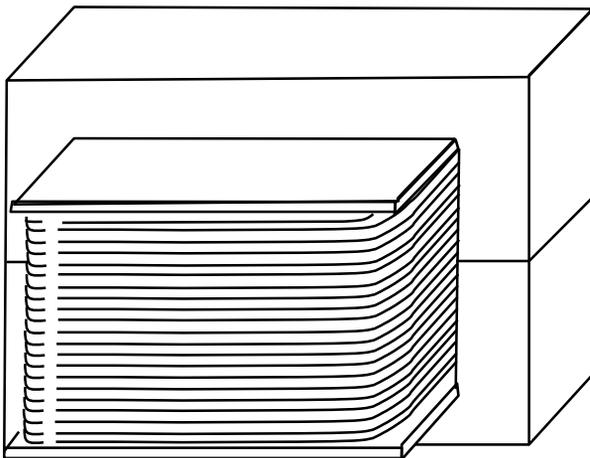
$R_{\theta,sa}$ depende de la geometría del núcleo, de los parámetros operativos (f, B, J) y de la diferencia máxima de temperatura admisible, entre la superficie del núcleo y el ambiente .

7.17 PÉRDIDAS EN EL BOBINADO POR RESISTENCIA 4



$$l_w = (2)(1.4a) + (2)(1.9a) + 2\pi(0.35w) = 8a$$

a) Longitud de la espira media (4)



b) Volumen de la bobina.(4)

Fig. 7.29 Pérdidas por resistencia.

$$P_{cu} = I^2 R; \quad R = R_{cd}$$

$$P_{cu,uv} = \frac{I^2 R}{V_{cu}} = \rho_{cu} (J)^2 \quad (7.47)$$

$P_{cu,uv}$ = Potencia disipada por unidad de volumen de cobre V_{cu} .

J = Densidad de corriente eficaz.

$$V_{cu} = K_u V_w = N l_w A_{cu}$$

V_w = Volumen total del bobinado.

$$P_{cu,uv} = 22 K_u J^2 \quad (mw/cm^3)$$

con J A/mm².

Si se tiene en cuenta el efecto piel.

$$P_{cu,uv} = 22 K_u \frac{R_{ca}}{R_{cd}} J^2 \quad (7.48)$$

7.18 PÉRDIDAS DE POTENCIA EN UN COMPONENTE MAGNÉTICO

**Potencia disipada =
Pérdidas por histéresis
+
Pérdidas por corrientes
parásitas**

a) Potencia disipada.

Para máxima eficiencia se debe cumplir que las pérdidas en el núcleo por unidad de volumen del núcleo sean igual a las pérdidas en el cobre por unidad de volumen del bobinado

b) Condición de máxima eficiencia.

Fig. 7.30 Pérdidas de potencia.

En un componente magnético ocurren pérdidas por el calentamiento de los conductores P_{CU} , y por el calentamiento del núcleo magnético (P_n) ocasionadas por los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas.

Si P_T es la **potencia total disipada** :

$$P_T = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa}} = P_{cu} + P_n \quad (7.49)$$

$$\frac{P_n}{V_n} = P_{n,uv};$$

V_n = Volumen del núcleo.

$$\frac{P_{cu}}{V_w} = P_{cu,uv};$$

V_w = Volumen . del bobinado.

Para máxima eficiencia :

$$P_{n,uv} = P_{cu,uv}$$

$$P_T = P_{n,uv}V_n + P_{cu,uv}V_w$$

$$\begin{aligned} \frac{P_T}{(V_n + V_w)} &= P_{uv} = P_{n,uv} \\ &= P_{cu,uv} \quad (7.50) \end{aligned}$$

7.19 RELACIÓN ENTRE P_{uv} Y J CON LA GEOMETRÍA DEL NÚCLEO 4

$$R_{\theta,sa} = \frac{K_1}{a^2} \quad \Delta T \text{ y } K_1 \text{ constantes.} \quad \Delta T = R_{\theta,sa} P_T$$

$$P_T = K_2 a^2$$

Para máxima eficiencia (7.50)

$$P_{uv} = \frac{P_T}{V} = \frac{K_3}{a} = P_{n,uv}$$

$$P_{n,uv} = P_{cu,uv} \quad (7.51)$$

Para materiales 3F3

$$1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} (B_{ca})^{2.5} = \frac{K_3}{a}$$

$$B_{ca} = \frac{K_4}{f^{0.52} a^{0.4}} \quad (7.52)$$

De 7.48 y 7.51

$$J = \frac{K_5}{\sqrt{K_u} a} \quad (7.53)$$

Para núcleo doble E con $K_u=0.3$ (alambre Litz), $T_a=40^\circ\text{C}$, Y $T_s=100^\circ\text{C}$, la fig. 7.31 muestra J y P_{uv} ($P_{sp}=P_{\text{pérdidas totales por unidad de volumen en función de } a}$)

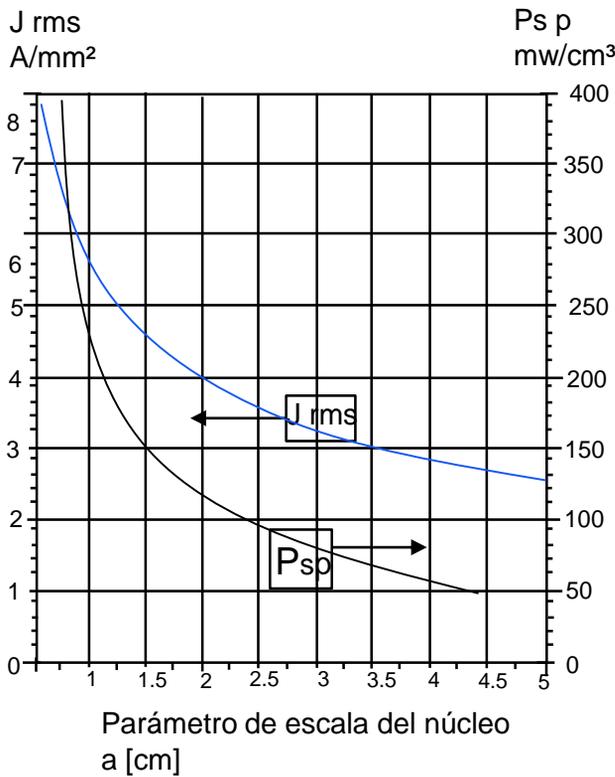


Fig. 7.31 J y P_{uv} en función de la dimensión a (4)

Tabla 7.1 CARACTERÍSTICAS DEL ALAMBRE MAGNETO 5

AWG WIRE SIZE	BASE AREA		Resistencia	Heavy Synthetics			
	Cm ² 10 ⁻³ Footnote	Cir MD ⁴	10 ⁻⁴ Ω	Area		Diameter	
			Cm at 20°C	Cm ² 10 ⁻³	Cir-MD ²	cm	Inch ²
10	52.61	10384	32.70	55.9	11046	0.267	0.1051
11	41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938
12	33.08	6529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0838
13	26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.190	0.0749
14	20.82	4109	82.80	22.95	4556	0.171	0.0675

15	16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602
16	13.07	2581	131.8	14.73	2905	0.137	0.0539
17	10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482
18	8.228	1624	209.5	9.226	1857	0.109	0.0431
19	6.531	1289	263.9	7.539	1490	0.0980	0.0386

20	5.188	1024	332.3	6.065	1197	0.0879	0.0346
21	4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309
22	3.243	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0276
23	2.588	510.8	666.0	3.135	620.0	0.0632	0.0249
24	2.047	404.0	842.1	2.514	497.3	0.0566	0.0223

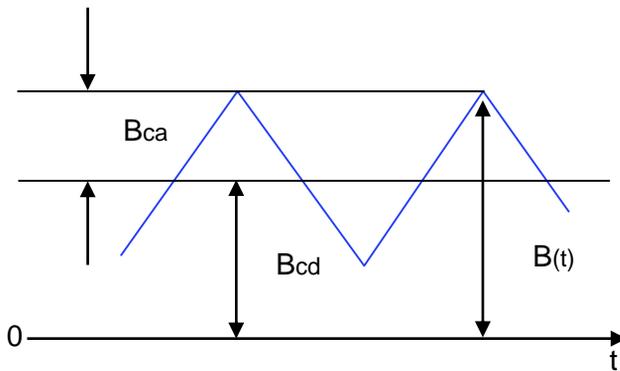
25	1.623	320.4	1062.0	2.002	396.0	0.0505	0.0199
26	1.280	252.8	1345.0	1.603	316.8	0.0452	0.0178
27	1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161
28	0.8046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144
29	0.6470	127.7	2664.3	0.8548	169.0	0.0330	0.0130

30	0.5067	100.0	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116
31	0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105
32	0.3242	64.00	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095
33	0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085
34	0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075

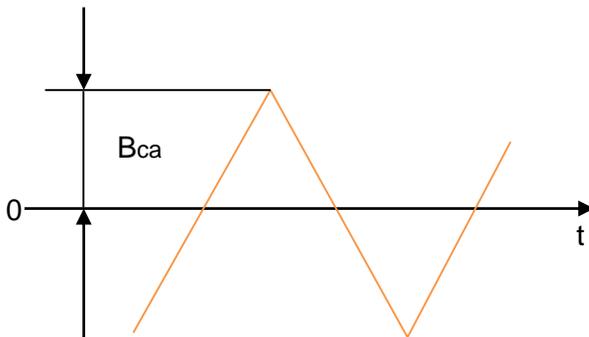
35	0.1589	31.36	10849	0.2268	44.89	0.0170	0.0067
36	0.1266	25.00	13608	0.1813	36.00	0.0152	0.0060
37	0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.0140	0.0055
38	0.08107	16.00	21266	0.1207	24.01	0.0124	0.0049
39	0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043

40	0.04869	9.61	35400	0.0723	14.44	0.0096	0.0038
41	0.03972	7.84	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034
42	0.03166	6.25	54429	0.04558	9.00	0.00762	0.0030
43	0.02452	4.84	70308	0.03693	7.29	0.00685	0.0027
44	0.0202	4.00	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025
	A	B	C	D	E	F	G

7.20 CÁLCULO DEL VALOR PICO DE B EN EL NÚCLEO 4



a) Componente CA y CD



b) Componente CA

La densidad de campo magnético es proporcional a la corriente en el inductor.

Para corrientes sinusoidales, la corriente pico genera la densidad de campo pico, que se aplica en el voltaje inducido del inductor y en el cálculo de las pérdidas magnéticas.

Si la densidad de campo magnético, y por lo tanto la corriente, presentan una componente alterna y una continua (fig. 7.32 a) solamente la componente alterna participa en las pérdidas, y se cumple que:

$$\frac{B_{ca}}{B_p} = \frac{I_p - I_{cd}}{I_p}$$

$$B_p = B_n = B_{ca} \frac{I_p}{I_p - I_{cd}}$$

$$(7.54)$$

Fig. 7.32. Campo magnético en un inductor con corriente CA y CD(4)

Si $B_n > B_{sat}$, se debe reducir B_{ca} . En este caso, el flujo no está limitado por las pérdidas magnéticas.

7.21 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA SIN ENTREHIERRO

Se considera el núcleo E-E sin entrehierro (figura 7.33) de la ecuación 10.39.

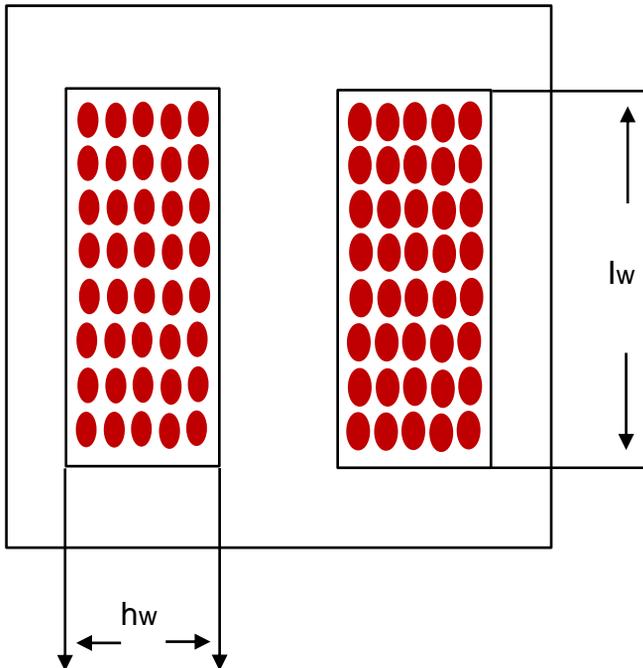


Fig. 7.33 Inductor sin entrehierro.

$$N = \frac{W_a K_u}{A_{cu}} = \frac{W_a K_w J}{I} \quad (7.55)$$

Definición

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N B A_n}{I}$$

$$L = \frac{N B_m A_n}{I_p} \quad (7.56)$$

$$N = \frac{L I_p}{B_m A_n} \quad (7.57)$$

Igualando 7.55 y 7.57

$$L = \frac{A_p B_m K_w J}{I_p I} \quad (7.58)$$

I = Corriente eficaz.

I_p = Corriente pico.

B_m = Densidad máxima de campo = $0,8 B_s$

$$A_p = W_a A_n$$

Área producto. A_p

7.22 DISEÑO DE UN INDUCTOR SIN ENTREHIERRO

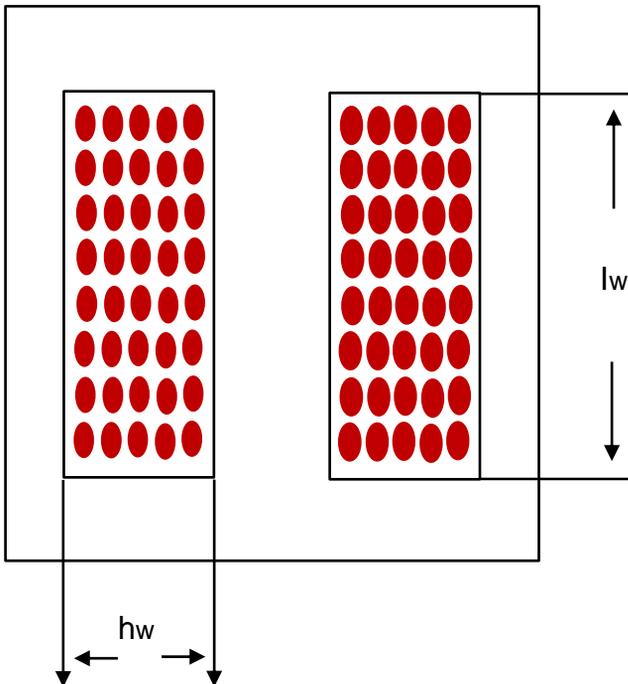


Fig 7.33 Inductor sin entrehierro

El diseño del inductor consiste en seleccionar el material, tipo de núcleo, el número de espiras y el calibre del conductor, que permitan obtener un determinado valor de inductancia, con capacidad para transportar una cierta corriente pico y sin sobrepasar la temperatura máxima admisible para el aislamiento del conductor, y del material magnético.

Los criterios de diseño son:

- 1-Inductancia nominal
- .2-Voltaje nominal
- .3-Capacidad de la ventana para albergar los N conductores
- .4-Corriente nominal
- .5-Limite de temperatura

7.3 APLICACIONES Y CARACTERISTICAS DE LAS FERRITAS 5

FERRITE APPLICATION AREAS			
APPLICATIONS	DESIRED PROPERTIS	PREFERRED MATERIALS	AVAILABLE SHAPES
FILTER INDUCTORS	High μ Q, High stability, adjustable and fixed.	A,D,G	Pot cores, Toroids, E.U, and I cores, RM cors
NARROW BAND TRANSFORMERS	Moderate Q, High μ , Hlgh stability.	A,D,G,F	Pot cores, Toroids
POWER TRANSFORMERS	High μ and low losses at high flex, densities and temperatures, High saturation.	F,K,P,R	Ungapped pot cores, E.U and I cores, Toroids, EP cores , RS cores PQ cores
BROAD BAND TRANSFORMERS	Low loss, High μ	J,W	Pot cores, Toroids, E.U and I cores, RM cores, EP cores.
PULSE TRANSFORMERS	High μ low losses, High E product.	J,W,H	Toroids.
CONVERTER AND INVERTER TRANSFORMERS	Low Losses, High saturation.	F,K,P,R	Toroids E.U, and I cores, pot cores, RS cores.
NOISE FILTERS	Very High μ	J,W,H	Toroids.
MACHINING APPLICATIONS	High μ , low losses, High saturation.	J,K,N,P,R	Ferrite Blocks for machine parts.
SPECIAL APPLICATIONS	Controlled temperature properties	B	Toroids.

Tabla 7.02 Áreas de aplicación de las ferritas.

Parámetro	T°	F	P	R	K	J	W+
μ_i (20 Gauss)	25°C	3000	2500	2300	1500	5000	10000
μ_p (20000 Gauss)	100°C	4600	6500	6500	3600	5500	12000
Saturación Densidad de Flujo B_n Gauss	25°C	4900	5000	5000	4800	4300	4300
	100°C	3700	2900	3700	2900	2500	2500
Perdidas Núcleo Mw/cm ³ (Típicos) 100 Khz 1000 Gauss	25°C	100	125	140	100		
	60°C	180	80	100	90		
	100°C	225	125	70	110		
				-80°C	-10Khz		

Tabla 7.03 Características de las ferritas.

7.24 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA CURVA DE HISTÉRESIS 2

Para el inductor con entrehierro

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_n l_m + H_a g$$

$$\oint_1 \vec{H} \cdot d\vec{l} = Ni \quad (7.59)$$

Ignorando la dispersión :

$$B = \mu_0 H_a = \mu_n H_n \quad (7.60)$$

Resolviendo 7.59 y 7.60 :

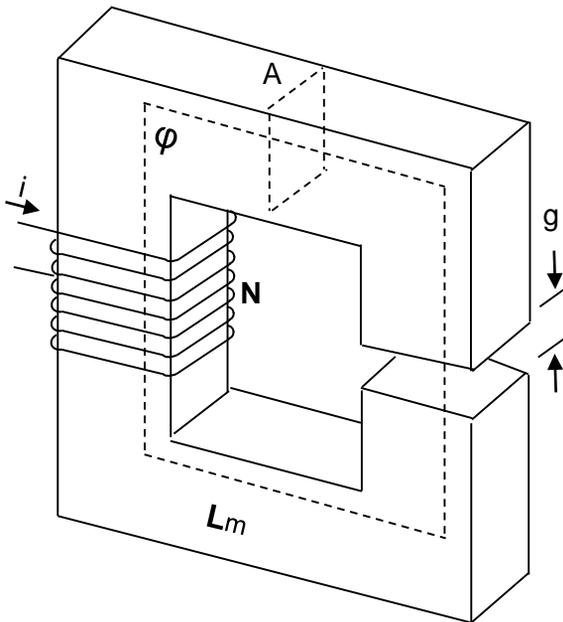
$$H_n = \frac{Ni}{l_m} - \frac{Bg}{\mu_0 l_m} \quad (7.61)$$

El punto de operación se obtiene de la solución gráfica de la ecuación 7.61..

Para i_1 , $B = B_1$ (trayectoria ascendente).

Para i_2 , $B = B_2$ (trayectoria descendente)

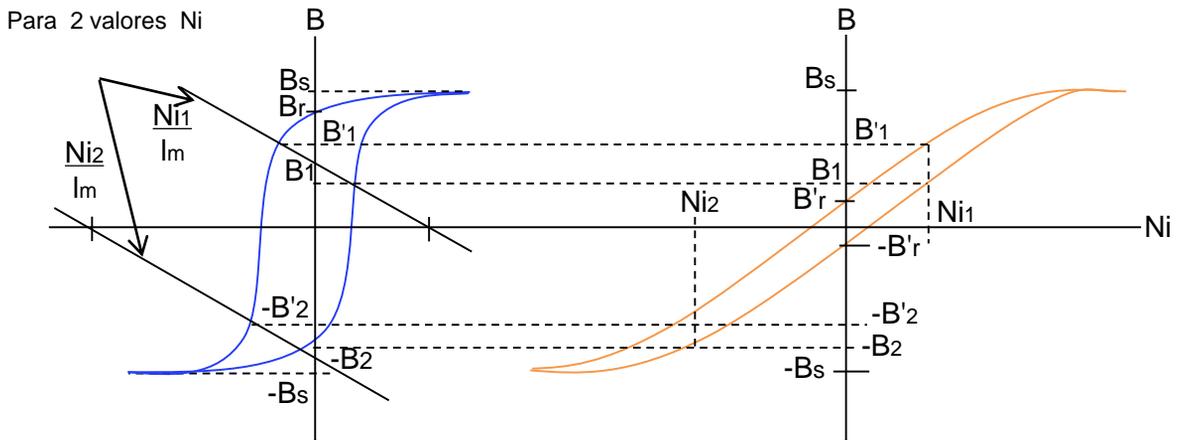
Graficando muchos valores se obtiene la curva de histéresis con entrehierro (fig. 7.34b).



a) Inductor con entrehierro.

Fig. 7.34 Efecto del entrehierro en la curva B - H.

7.24 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA CURVA DE HISTERESIS 2



a) Curva B-H normal y línea de carga del entrehierro

b) Circuito magnético con entrehierro

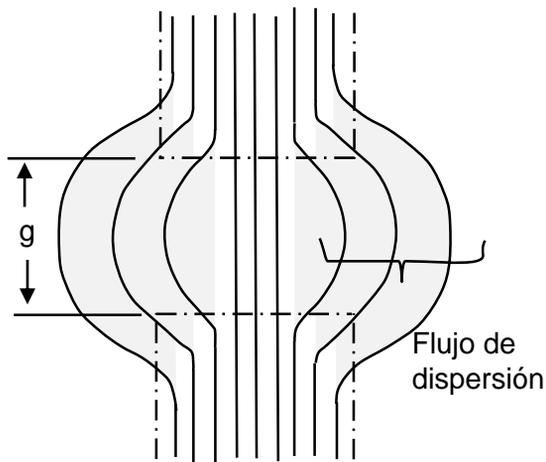
b) Solución gráfica de la ecuación 7.61(2)

Fig. 7.35 Efecto del entrehierro en la curva B - H.

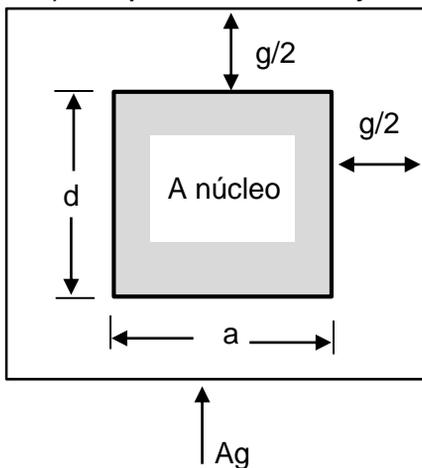
Los efectos del entrehierro sobre el circuito magnético se pueden resumir :

- Se reduce el área del lazo de histéresis .
- Se reduce la inductancia.
- Se reduce, el magnetismo residual y se mejora el problema de saturación en operación transitoria (problema de arranque)
- Se mantiene inalterado el valor de la densidad de saturación
- Se incrementa la corriente de saturación

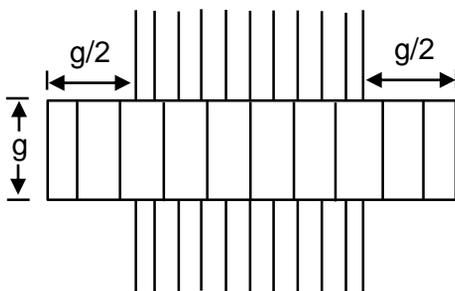
7.25 EFECTO DEL ENTREHIERRO EN LA DISTRIBUCIÓN DE B 4



a) Dispersión del flujo. (4)



b) Área efectiva del entrehierro. (4)



c) Modelamiento del entrehierro. (7)

En el entrehierro del núcleo magnético ocurre una dispersión del flujo como se muestra en la fig. 7.36 a), que produce en el entrehierro una densidad de campo magnético inferior a la del núcleo

Se modela la disminución de B en el entrehierro debido a la dispersión del campo, por un paralelepípedo rectangular de altura g y área secciona A_g (fig.7.35 c)

$$A_g = (a + g)(d + g)$$

De la continuidad del flujo :

$$B_{nucleo} = B_g \frac{A_g}{A_n} \quad (7.62)$$

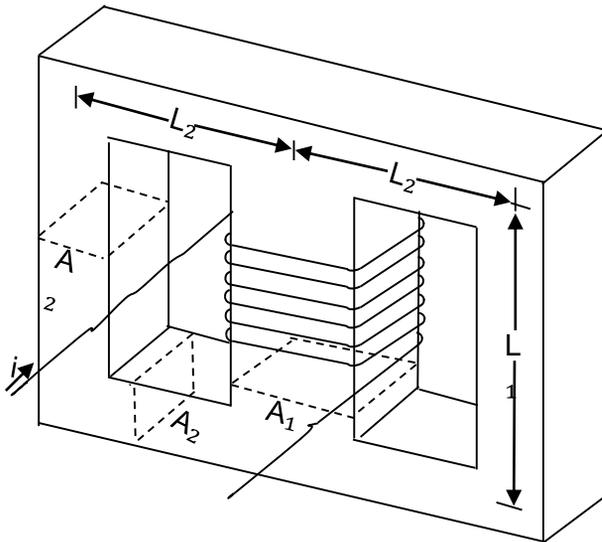
Para minimizar la dispersión : $g \ll a$ con $a < d$

Generalmente se asume $g = a/10$

Fig. 7.36 Efecto del entrehierro en B.

7.26 NÚCLEO EQUIVALENTE

Se puede determinar la inductancia de un núcleo de tres ramas como el de la fig. 7.37a) utilizando las ecuaciones del núcleo de dos columnas(fig. 7.37b) se define un núcleo equivalente con los siguientes parámetros:



a) Inductor 3 columnas

C_1 =Factor de forma

$$C_1 = \sum \frac{1}{A} \quad (7.63)$$

A_e =área efectiva

$$A_e = \frac{C_1}{\sum \frac{1}{A^2}} \quad (7.64)$$

L_e =Longitud efectiva

$$L_e = A_e C_1$$

$V_e = L_e A_e$ (volumen efectivo)

C =permeancia del núcleo

$$C = \mu_0 / C_1$$

$$L = \mu_i C N^2$$

Algunos fabricantes de núcleos determinan para cada núcleo el valor A_L

$$A_L = \frac{L}{\mu C}$$

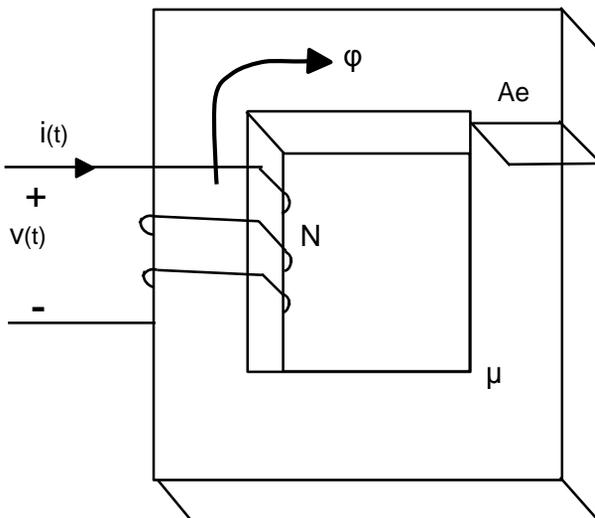


Fig. 7.37 Núcleo equivalente

7.27 CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA CON ENTREHIERRO

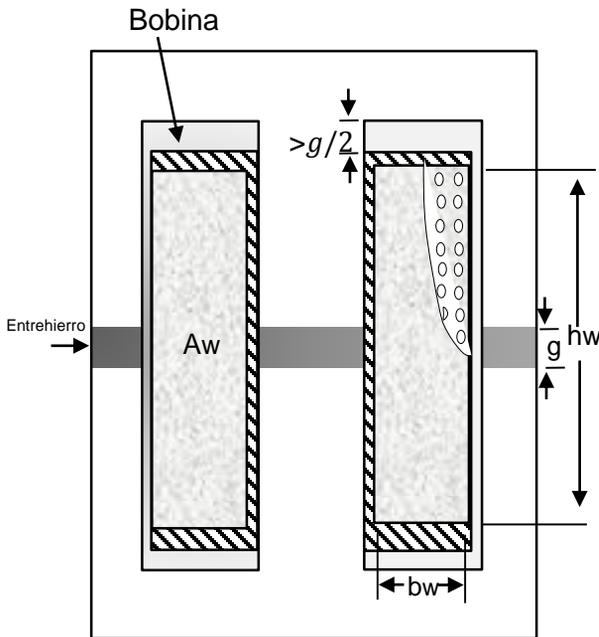


Fig. 7.38 Inductor con entrehierro(4).

Se considera el inductor con entrehierro , con núcleo E-E (fig. 7.38a)

La energía máxima requerida por el circuito eléctrico es :

$$W = \frac{LI_p^2}{2} \quad (7.65)$$

El circuito magnético debe tener la capacidad de almacenar la energía requerida por el circuito eléctrico.

Si $g \gg \mu_0 (l_m / \mu_n)$ se puede considerar que la energía se almacena en los entrehierros (7.09).

$$\sum_{i=1}^n \frac{B_i^2 A_i g_i}{2\mu_0} = \frac{1}{2} LI_p^2 \quad (7.66)$$

$$L = \sum_{i=1}^n \frac{B_i^2 A_i g_i}{\mu_0 I_p^2} \quad (7.67)$$

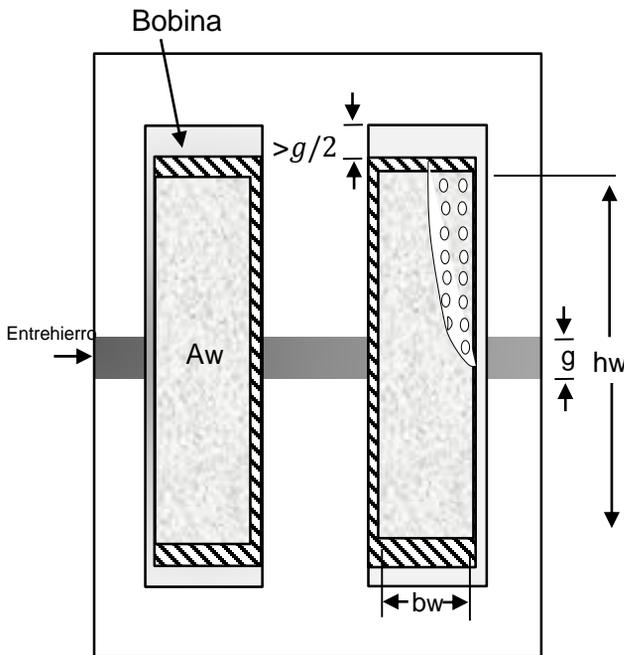
7.28 DETERMINACIÓN DEL ENTREHIERRO 4

Para : $i = I_p ; B = B_m ;$

$$\mathfrak{R}_m = \mathfrak{R}_{m,nucleo} + \mathfrak{R}_{m,g}$$

$$\mathfrak{R}_m = \frac{NI_p}{A_n B_m} = \sum \frac{l_m}{\mu A_n} + \frac{\sum g}{\mu_0 A_g}$$

$$\frac{\sum g}{\mu_0 A_g} \gg \frac{l_m}{\mu A_n}$$



Pero

$$\sum g = \frac{\mu_0 A_g N I_p}{A_n B_m} \quad (7.68)$$

$$\sum g = N_g g \quad (7.69)$$

N_g = num. de entrehierros

De 7.62, 7.68 y 7.69 :

$$\sum g = \frac{\mu_0 N I_p}{A_n B_m} \left(a + \frac{\sum g}{N_g} \right) \left(d + \frac{\sum g}{N_g} \right)$$

Fig. 7.38 Entrehierros distribuidos.(4)

Ignorando $\frac{\sum g^2}{N_g}$

$$\sum g \approx \frac{A_n}{\frac{A_n B_m}{\mu_0 N I_p} - \frac{a+d}{N_g}} \quad (7.70)$$

7.29 DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

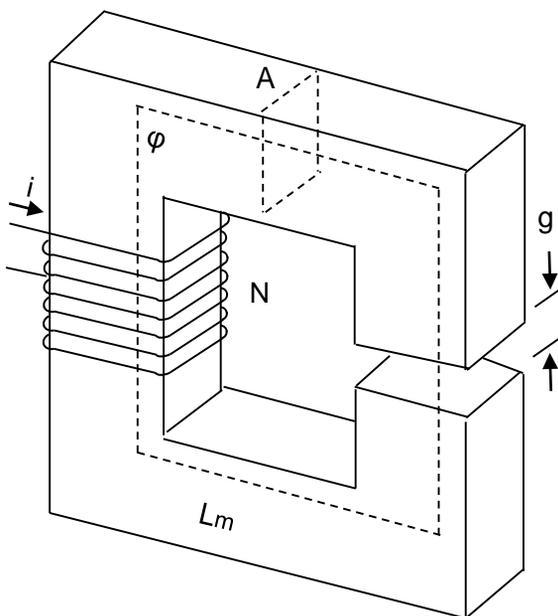


Fig. 7.39 Inductor con entrehierro.

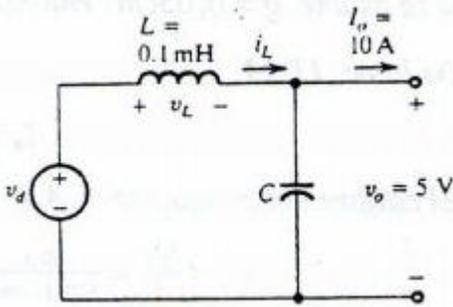
El diseño del inductor consiste en seleccionar el material y el tipo de núcleo requerido para la aplicación deseada. Un parámetro importante para la selección del material es el producto $f B_{ac}$ denominado factor de desempeño (PF), el cual se muestra en la Fig. 7.41 para diferentes materiales. Una vez seleccionado el material y el tipo de núcleo, se procede a determinar el número de espiras y el calibre del conductor, para obtener la inductancia con la capacidad de corriente requerida.

Para alta frecuencia las pérdidas determinan el valor máximo de B y en baja frecuencia está determinado por la saturación

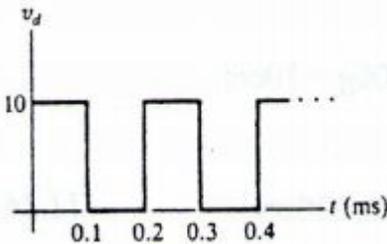
La temperatura máxima admisible (100°C) no se debe sobrepasar, para no deteriorar el aislamiento del conductor, o el material magnético.

Los criterios a cumplir son idénticos a los del inductor sin entrehierro, con la diferencia que el valor de la inductancia se calcula de la ec. 7.67

DISEÑO SIMPLIFICADO DE UN INDUCTOR CON ENTRE HIERRO



a) Circuito equivalente del convertidor CD/CD



b) Fuente del circuito equivalente

Se desea diseñar un inductor de 0,1 mH, con un material magnético con $B_s = 0,8\text{T}$ y una $\mu_m = 10^4 \mu_0$, para el filtro de un convertidor CD/CD, de 5 KHz, (fig.7.40a) que tiene una salida de 5V, que se muestra en fig.7.40b) y una corriente promedio de 10.

Solución:

Debido a que el inductor conduce una corriente CD, es necesario utilizar un inductor con entrehierro. Los requerimientos de energía permiten establecer la siguiente ecuación

$$\frac{Bi^2 A_i g_i}{2\mu_0} = \frac{1}{2} LI_p^2$$

El voltaje a los terminales del inductor es una onda cuadrada de amplitud 5 V.

Fig 7.40 Diseño de un inductor para un convertidor CD/CD.

$$v_L = v_d - 5; I_p = \langle I_o \rangle + \Delta i_L / 2$$

$$\Delta i_L = \frac{v_L \Delta t}{L} = \frac{5 \times 0,1 \times 10^{-3}}{0,1 \times 10^{-3}} = 5 \text{ A}$$

$$I_p = 10 + 2,5 = 12,5\text{A}$$

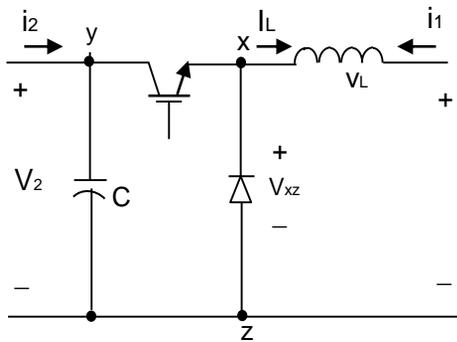
DISEÑO SIMPLIFICADO DE UN INDUCTOR SIN ENTRE HIERRO

Se desea diseñar un inductor de $L = 390\mu H$. y corriente de 15 A

La energía almacenada $(\frac{Li^2}{2})$, alcanza un valor de 0,043 J. Se considera un núcleo con material de hierro en polvo, con $\mu = 25\mu_0$, cuyas pérdidas en el núcleo se pueden considerar aceptables con una frecuencia de 100KHz.

Para $B_{sat} = 1$ T y una frecuencia de conmutación de 100 KHz, el volumen total del núcleo para almacenar 0,043 J, debe ser de $2,70\text{ cm}^3$.

Un núcleo toroidal con espesor de de 12mm., un diámetro externo de 50 mm, y diámetro interno de 25 mm, será más que suficiente para almacenar la energía requerida



convertidor CD/CD boost

La reluctancia del núcleo es:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} = 2,6 \times 10^7 H^{-1}$$

El número de espiras de la bobina será: $N^2 = L \mathcal{R}$, y $N = 100$ espiras.

De la tabla de características del alambre magneto, con $A_{cu} = I/J$ se puede seleccionar alambre calibre 12 AWG y si se asume un factor de utilización del núcleo de 0,5, las 100 espiras requieren de un área de ventana de al menos 662 mm^2

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

Diseñar un inductor de $L=300\mu\text{H}$ para un circuito resonante a 100 kHz con $I=4\text{A}$ (sinusoidal), para una temperatura ambiente de 40°C y temperatura superficial máxima del núcleo de 100°C

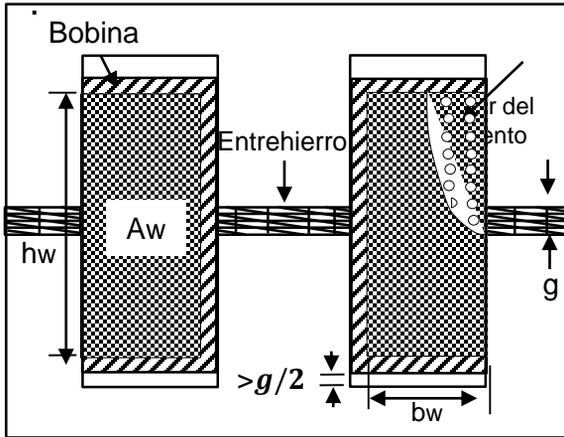


Fig. 7.39 Inductor con entrehierro y Núcleo E-E (4).

1) Energía máxima requerida por el circuito.

$$W = \frac{1}{2} LI_m^2$$

$$= \frac{1}{2} 300 \times 10^{-6} \times (4\sqrt{2})^2$$

$$= 48 \times 10^{-4} J \quad (7.71)$$

2) Selección del material y tipo de núcleo.

La frecuencia de operación (100 kHz) determina un núcleo de ferrita de la Fig. 10.41, el mejor factor de desempeño ($PF = f B_{ac}$) a 100KHz lo presenta el material 3F3, con $B_s = 0,21\text{T}$. Se selecciona un núcleo E-E, con entrehierro. La frecuencia de operación determina la utilización de alambre litz.

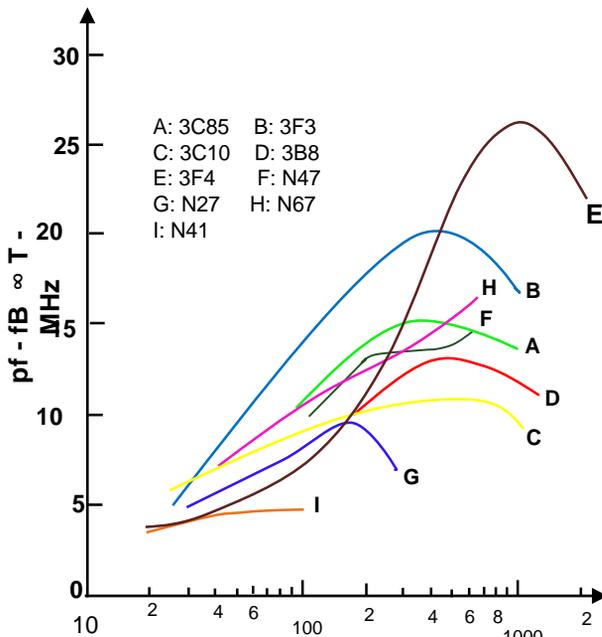


Fig. 7.40 Factor de desempeño (PF) de las ferritas vs. frecuencia(4).

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

3) Cálculo de la densidad máxima permisible de potencia disipada (P_{uv})

$$P_{uv} = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa}(V_n + V_w)} \quad (7.72)$$

T_s = Temperatura superficial de la bobina y del núcleo.

T_a = Temperatura ambiente.

V_n = Volumen del núcleo

$$= 13.5a^3$$

V_w = Volum. del bobinado

$$= 12.3a^3$$

$R_{\theta,sa}$ = Resistencia térmica superficie -ambiente

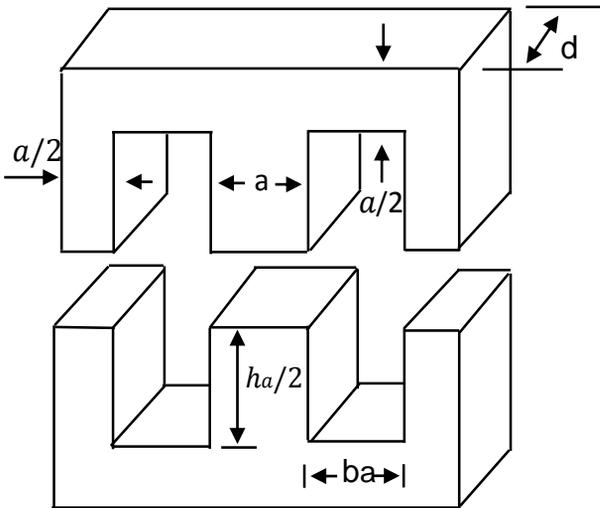


Fig. 7.42. Geometría del inductor y la bobina. (4)

$$R_{\theta,sa} = \frac{R_{\theta,rad}R_{\theta,conv}}{R_{\theta,rad} + R_{\theta,conv}} \quad (7.73)$$

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

De 7.46

$$R_{\theta,rad} = \frac{60}{(5.1)(0.006) \left[\left(\frac{373}{100} \right)^4 - \left(\frac{313}{100} \right)^4 \right]}$$

$$= 20.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

De 7.43

$$R_{\theta,conv} = \frac{1}{(1.34)(0.006)} X$$

$$\sqrt[4]{\frac{0.035}{60}}$$

$$19.3 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

De 7.73

$$P_{uv} = \frac{60}{9.8(13.5 + 12.3)}$$

$$= 237 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (7.74)$$

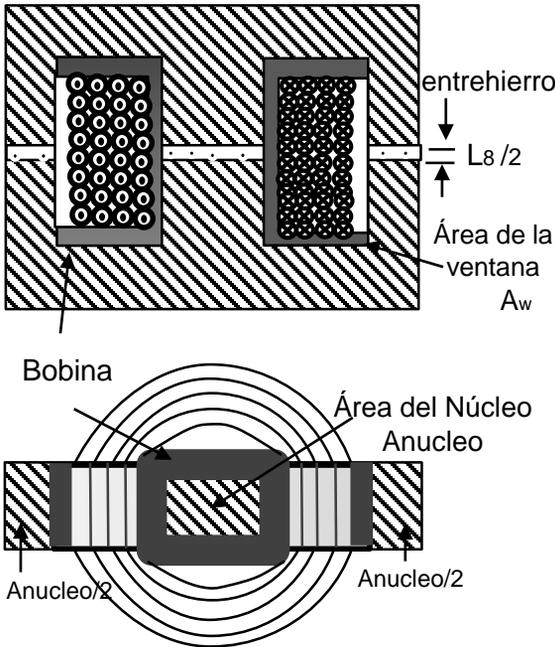


Fig. 7.42 Geometría del inductor y la bobina.

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

4) Cálculo de B_{\max} en el núcleo.

El diseño para máxima eficiencia (7.50)

$$P_{uv} = P_{n,uv} = P_{cu,uv}$$

Para el material 3F3 (7.30)

$$P_{n,uv} = 1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} (B_{ca})^{2.5}$$

$$= 237 \frac{mW}{cm^3} \quad f = 100Khz$$

$$B_{ca} = 173mT \quad (7.75)$$

$$B_{ca} = B_{nucleo}$$

5) Cálculo de B en el entrehierro.

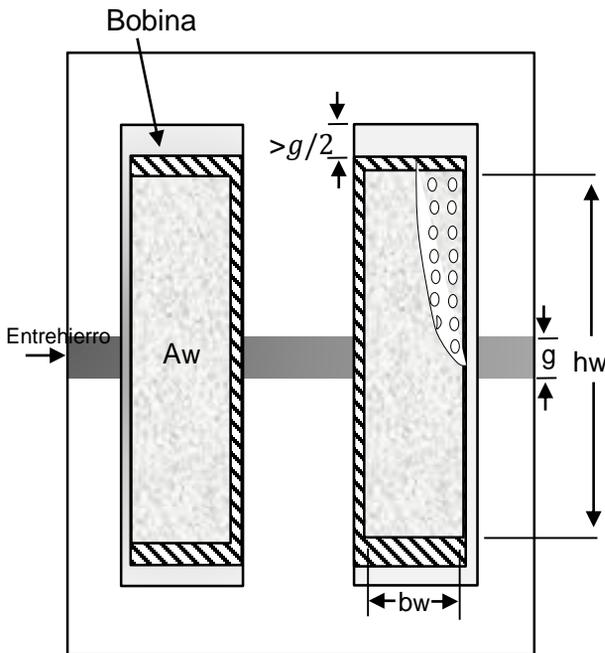


Fig. 7.43 Entrehierro en un núcleo E-E (4).

$$B_g = B_n \left(\frac{A_n}{A_g} \right) \quad (7.76)$$

$$A_n = 0.75a^2 \quad A_g = 0.875a^2$$

$$B_g = 148.3mT$$

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

6) Energía máxima almacenada

$$W = \frac{B_g^2}{2\mu_0} (a + g)(d + g)g +$$

$$2 \frac{B_g^2}{2\mu_0} \left(\frac{a}{2} + g\right) (d + g)g$$

$$\approx \frac{B_g^2}{2\mu_0} [adg + g^2(a + d) +$$

$$2 \left(\frac{adg}{2}\right) + g^2 \left(d + \frac{a}{2}\right)]$$

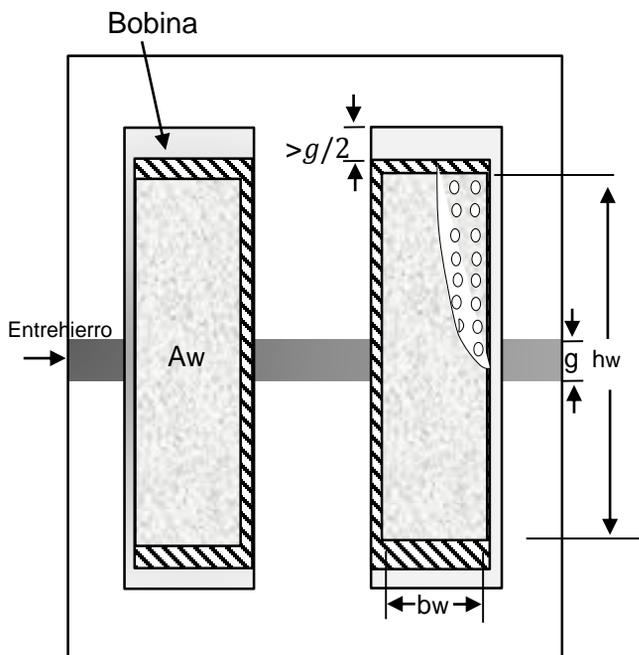


Fig. 7.43 Entrehierro en un núcleo E-E.

$$\approx \frac{B_g^2}{\mu_0} adg \quad (7.77)$$

Para $W=0.0048\text{J}$; $d=1.5\text{ a}$
 $g=0.1\text{ a}$; $B_g=0.148\text{T}$

$$a = 1.22\text{cm}$$

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO

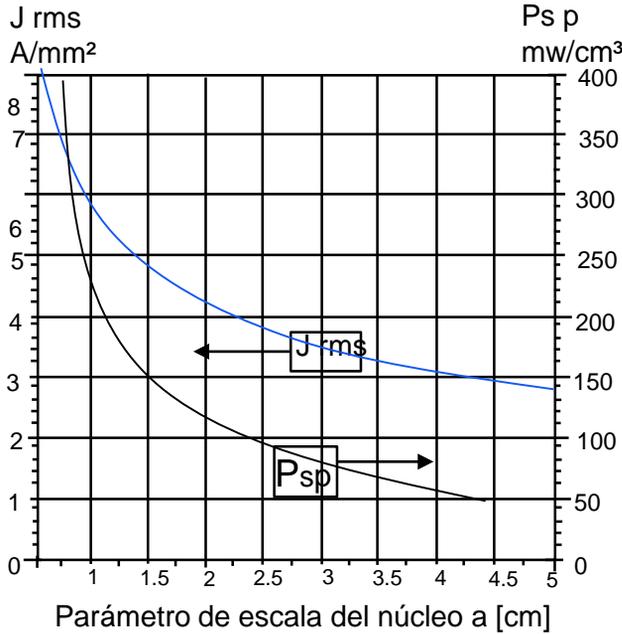


Fig. 7.44 J en función de “a” para el núcleo 3F3 E-E. (4)

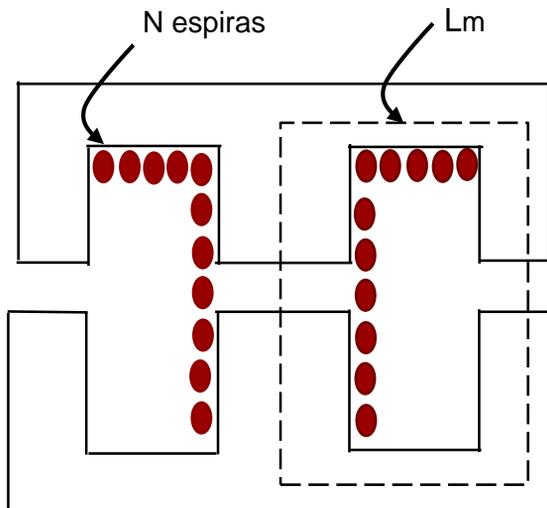


Fig. 7.45 Bobina.

7) Parámetros de la bobina. De la Fig. 7.30 para $a = 1\text{cm}$ con un $\Delta T = 60^\circ\text{C}$ se obtiene $J = 6\text{ A/mm}^2$.

$$A_{cu} = \frac{I(4)}{J(6)} = 0.67\text{mm}^2$$

Se selecciona el conductor de calibre 19 AWG, que tiene un área seccional de $0,65\text{ mm}^2$.

El número N de conductores debe caber en el área de la ventana del núcleo

Para alambre litz y núcleo E-E,

$$K_u = 0.3$$

De ec. 7.39.

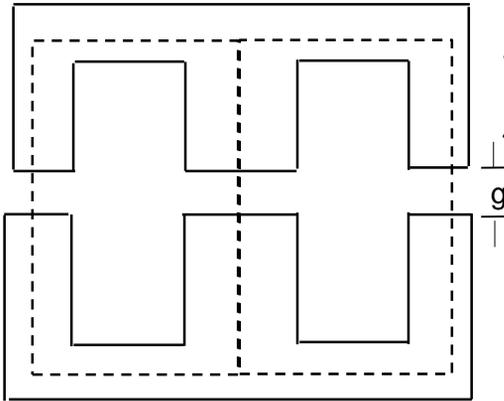
$$N = \frac{W_a K_u}{A_{cu}}$$

$$W_a = 140\text{mm}^2$$

$$N = \frac{140 \times 0.3}{0.65} = 64.6$$

Se asumen 64 espiras.

7.30 EJEMPLO DE DISEÑO DE UN INDUCTOR CON ENTREHIERRO



$$\sum g = \frac{1.5 \times 10^{-4}}{\frac{1.5 \times 10^{-4} \times 0.173}{4\pi \times 10^{-7} \times 64 \times 5.6} - \frac{0.025}{2}}$$

$$= 3.32 \text{ mm}$$

$$g = 1.66 \text{ mm}$$

8) Longitud del entrehierro.
de ec. 7.71

9) Re-cálculo de B_n

Fig. 7.46 Geometría del entrehierro.

$$Ni = 2\phi\mathfrak{R} = \frac{B_n A_n \sum g}{\mu_0 A_g}$$

Aplicando 7.68.

$$B_n = \frac{NI_p \mu_0 A_g}{A_n \sum g}$$

$$B_n = 0.158 \text{ T}$$

10) Cálculo de L.

$$L = \frac{NA_n B_n}{I_p}; \quad L = 271 \mu\text{H}$$

$L < L$ requerida. Se debe seleccionar un núcleo con $a > 1$ cm y repetir el proceso. (concuerta con $a=1.22$)

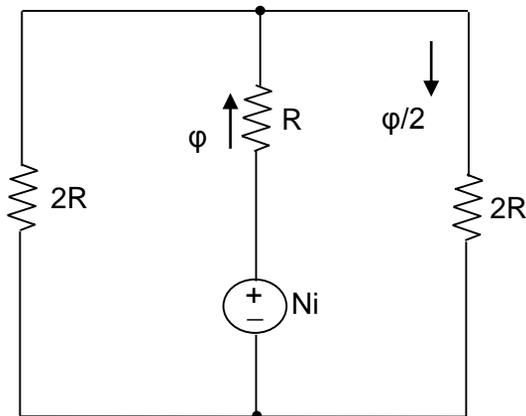


Fig. 7.47 Equivalente eléctrico del Circuito magnético

7.31 ARROLLAMIENTOS DEL TRANSFORMADOR 4

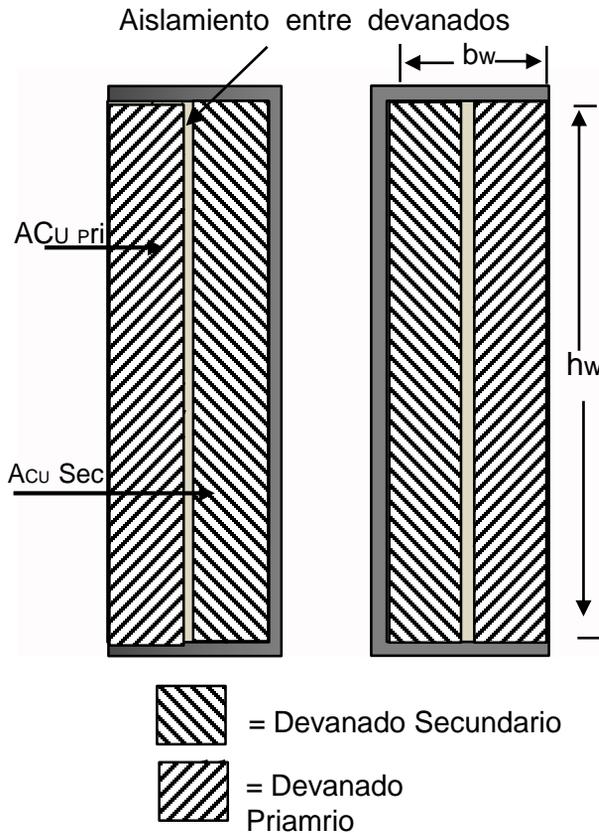


Fig. 7.48 Arrollamientos del transformador.(4)

Los arrollamientos ocupan áreas iguales y disipan la misma potencia.

$$W_{a,p} = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} \quad (7.78)$$

$$W_{a,s} = \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}} \quad (7.79)$$

Se asume

$$K_{u,p} = K_{u,s} \quad (7.80)$$

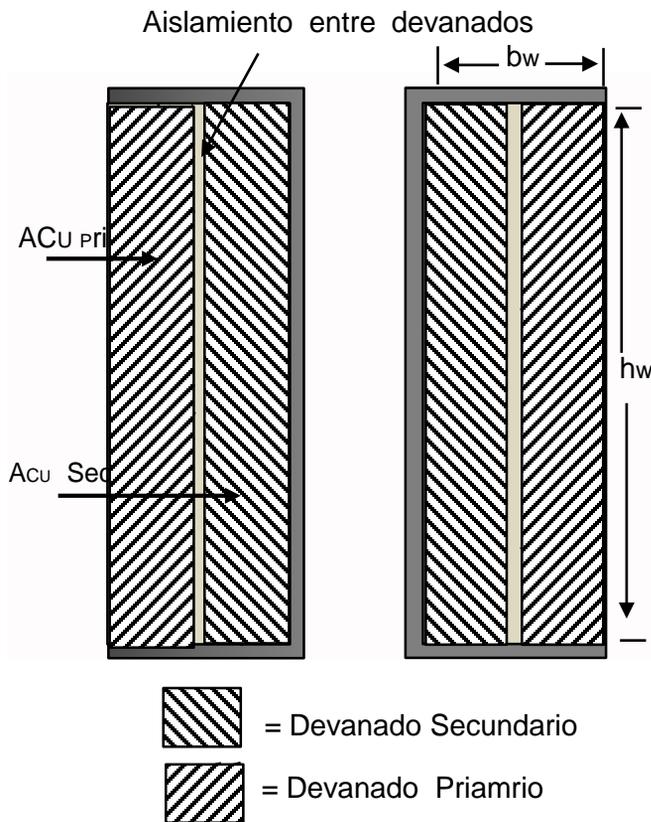
$$W_a = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} + \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}} \quad (7.81)$$

La potencia disipada es igual en ambos arrollamientos.

$$K_u (J_p)^2 = K_u (J_s)^2 \quad (7.82)$$

$$J_p = \frac{I_p}{A_{cu,p}} \therefore J_s = \frac{I_s}{A_{cu,s}} \quad (7.83)$$

7.31 ARROLLAMIENTOS DEL TRANSFORMADOR



$$\frac{I_p}{I_s} \approx \frac{N_s}{N_p} = \frac{A_{cu,p}}{A_{cu,s}} \quad (7.84)$$

De 7.81 y 7.83

$$A_{cu,p} = \frac{K_u W_a}{2N_p} \quad (7.85)$$

$$A_{cu,s} = \frac{K_u W_a}{2N_s} \quad (7.86)$$

Fig. 7.48 Arrollamientos del transformador.

7.32 POTENCIA APARENTE DEL TRANSFORMADOR

El voltaje inducido en el primario del transformador (7.34 y 7.36) es :

$$V_p = KfN_pA_nB_m \quad (7.89)$$

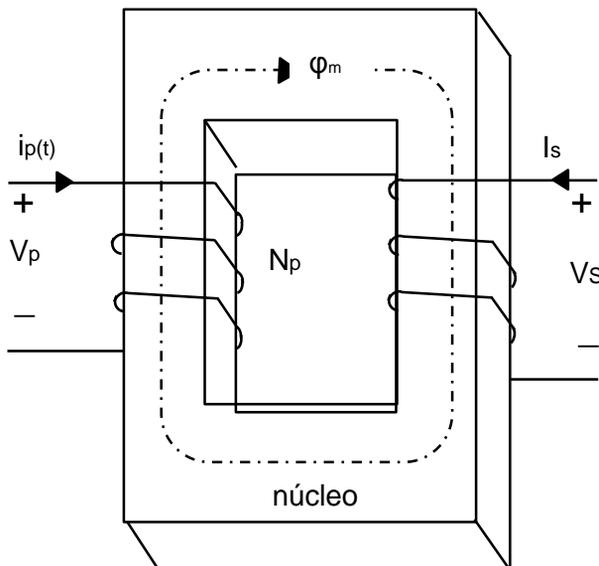


Fig. 7.49 Potencia aparente del transformador.

$K = 4.44$ (excitación sinusoidal)
 ($K=4$ excitación alterna cuadrada)

La potencia aparente es :

$$S = V_p J A_{cu,p} \quad (7.90)$$

Sustituyendo ec. 7.85

$$S = \frac{K}{2} K_u f A_n B_m J W_a \quad (7.91)$$

J =Valor de la densidad de corriente.

El área producto ($W_a A_n$) y el tipo de material del núcleo (B_m) determinan la potencia aparente, que puede manejar un núcleo específico.

Para excitación sinusoidal :

$$S = 2.22 K_u f A_n B_m J W_a \quad (7.92)$$

7.33 CÁLCULO DEL INCREMENTO DE TEMPERATURA 9

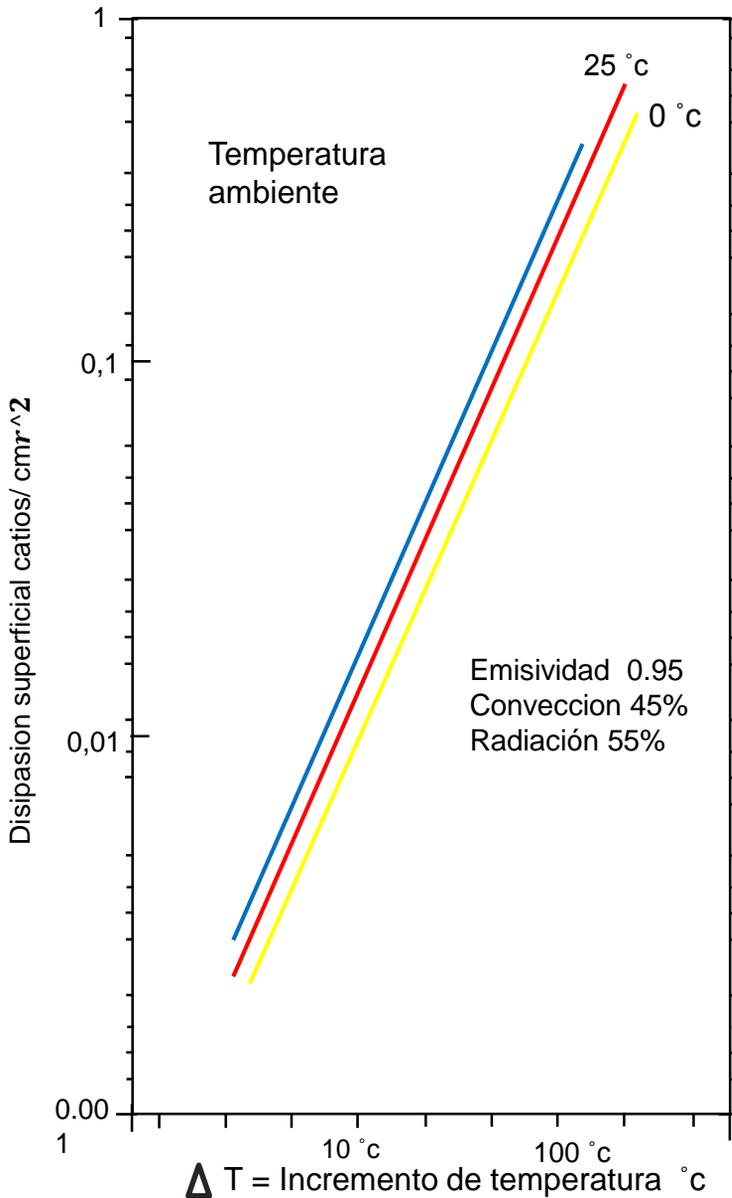


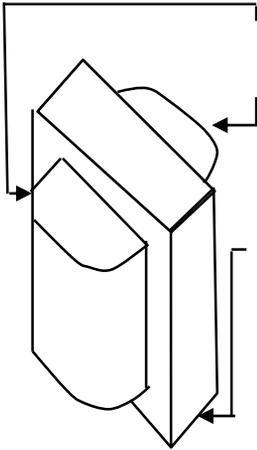
Fig. 7.50 .Nomograma del incremento de la temperatura en función del área de disipación. (9)

El transformador es una fuente de calor proveniente de las pérdidas por corrientes parásitas e histéresis en el núcleo magnético y las pérdidas en el cobre debido al efecto Joule ,efecto piel y corrientes de proximidad.

El calor se transfiere al medio ambiente por procesos de radiación y convección, que son proporcionales a la superficie expuesta al ambiente. La temperatura de equilibrio se alcanza cuando el calor generado es igual al disipado.

La fig. 7.50 muestra un nomograma para determinar el incremento de temperatura del ambiente en función del área de disipación

7.33.1 ÁREAS DE DISIPACIÓN DE TRANSFORMADORES 9



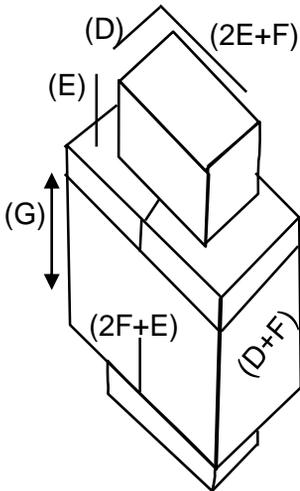
$$\text{BOBINA} = \pi \frac{(2C+A)^2}{2} + D\pi(2C + A)$$

$$A_g = \text{SURPERFICIE}$$

$$A_g = \text{LAMINACIÓN} = 2(FE + SF - DA - 2L)$$

$$A_g = \pi \frac{(2C+A)^2}{2} + D\pi(2C + A) + (FE + SF - DA - 2DC)$$

a) Núcleo laminado E-I

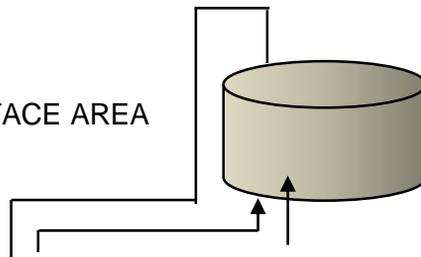


$$A_g = \text{SUPERFICIE}$$

$$A_g = 4E(2E + F) + (ED) + 2(D + F)(G) + 2(2F + 2E)(G) + 2(D + F)(2F + 2E)$$

b) Núcleo C

$$A_g = \text{SURFACE AREA}$$



$$A_L = [x = \frac{\pi OD^2 Wound}{2}] + [\pi OD Wound X(HT core + ODound - CD core)]$$

c) Núcleo toroidal

Fig 7.51 Área de disipación de transformadores(9)

7.34 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

El diseño del transformador debe satisfacer simultáneamente, las siguientes condiciones :

1.) Limitar el valor operativo de la densidad de campo magnético B_m . Para baja frecuencia el límite lo determina la saturación

$$N_1 A_n \leq \frac{V_1}{K f B_m}; K = F. de forma$$

Para alta frecuencia, el límite lo determina el máximo incremento de temperatura permisible (ec.7.72)

$$P_{uv} = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta,sa} (V_n + V_w)}$$

2.) Que los conductores quepan dentro del área de la ventana(7.81) y (7.83)

$$W_a = \frac{N_p A_{cu,p}}{K_{u,p}} + \frac{N_s A_{cu,s}}{K_{u,s}}$$

$J=280$ A/cm² para núcleos E,U I,pote, toroidal, excitación sinusoidal; $K_u=0.3$ para E,U ,I, pote por cada arrollamiento y 0.2 para núcleo toroidal. Para excitación alterna cuadrada $J=200$ A/cm²

3) Potencia aparente requerida(7.92)

$$S = 2.22 K_u f A_n B_m J W_a$$

4) Para baja frecuencia, no sobrepasar el límite máximo de temperatura permitido

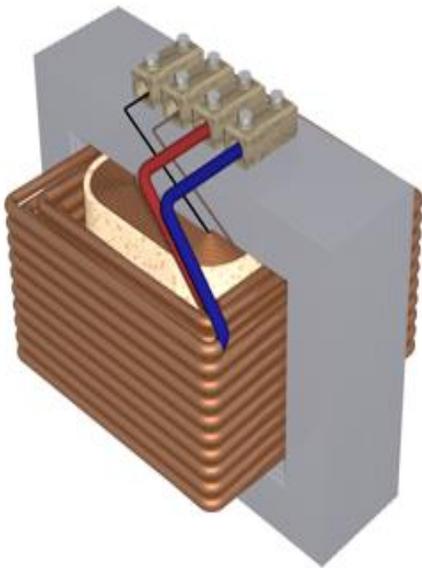


Fig. 7.52
Transformador de núcleo seco

7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA 3

Diseñar un transformador de aislamiento de 500 VA para 220 V, 60 Hz, utilizando el núcleo de acero al silicio ($B_s=1.5T$) de la figura adjunta cuyas medidas están patronadas en función de la dimensión d .

Se asume una eficiencia de 0.9, un factor de potencia de 0.8 y un incremento máximo de temperatura de $60^\circ C$

a) NO SATURACIÓN

$$4.44fNA_nB_m \leq V_1$$

$$Nd^2 \leq 3441 \quad (7.93)$$

b) RESTRICCIÓN ESPACIAL

Los conductores deben caber en la ventana

$$2NA_{cu} \leq K_u W_a$$

$$A_{cu} = \frac{I}{J} = \frac{500}{220 \times 280}$$

$$= 8.11 \times 10^{-3} cm^2$$

Calibre 18 AWG

$$N \times 10^{-3} \leq 0.1458d^2 \quad (7.94)$$

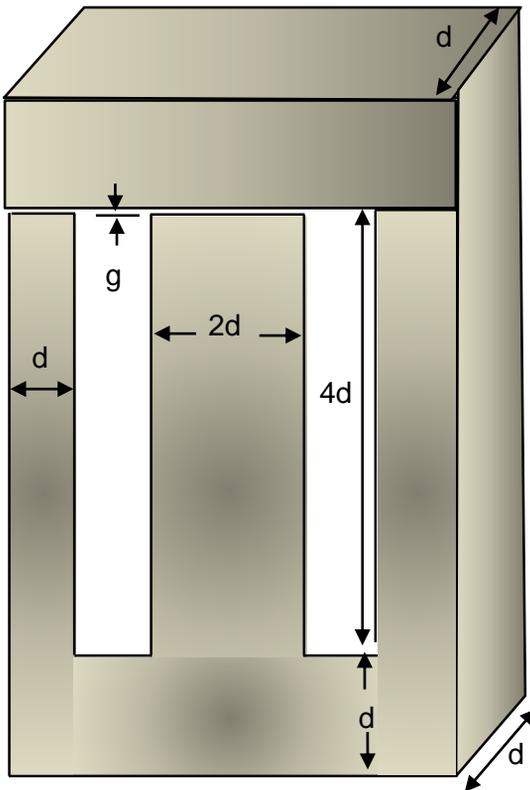


Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

De 7.93 y 7.94 se obtiene:

$$N \leq 710 \text{ y } d \geq 2.20\text{cm}$$

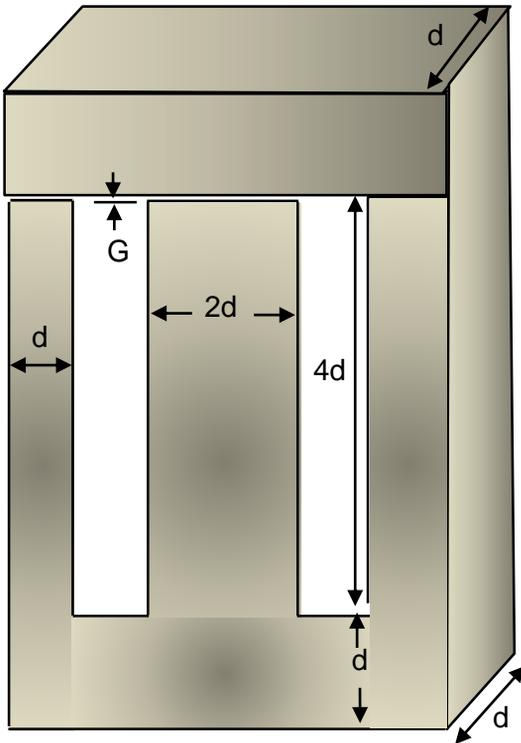


Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

c)CAPACIDAD DE POTENCIA

Para que el transformador pueda manejar la potencia aparente requerida , se debe cumplir(7.92)

$$A_n W_a \geq \frac{S}{222 K_u f J B_m}$$

$$8d^4 \times 10^{-8} \geq \frac{500 \times 10^{-4}}{222 \times 60 \times 0.6 \times 280 \times 12}$$

(7.95)

$$d \geq 2.19\text{cm}$$

La capacidad de potencia no es la condición limitante

d)MÁXIMA EFICIENCIA

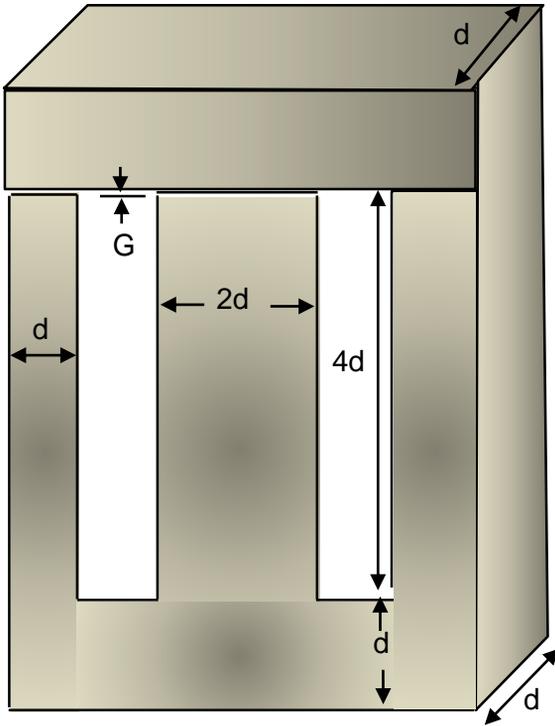
$$P_h = P_{cu}$$

P_h = Vol hierro * peso especifico
*pérdidas por unidad de peso

$$P_{cu} = I^2 R_T$$

$$R_T = LME \times 2N \times RPU \times FCT$$

7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA F RECUENCIA



$$LME = 2(2d + 2 \times 9 \times 0.109) + 2(d + 2 \times 9 \times 0.109)$$

$$P_{cu} = 5.16(6d + 7.848) \times 2 \times 710 \times 209 \times 10^{-6} \times 1.08 \quad (7.96)$$

$$Vol \text{ del nucleo} = 26d^3$$

$$P_h = 26d^3 \times 8 \text{ gr/cm}^3 \times 845 \text{ w/gr} \quad (7.97)$$

Fig. 7.53 Geometría del núcleo(3)

Igualando 7.96 y 7.97 se obtiene el resultado para d

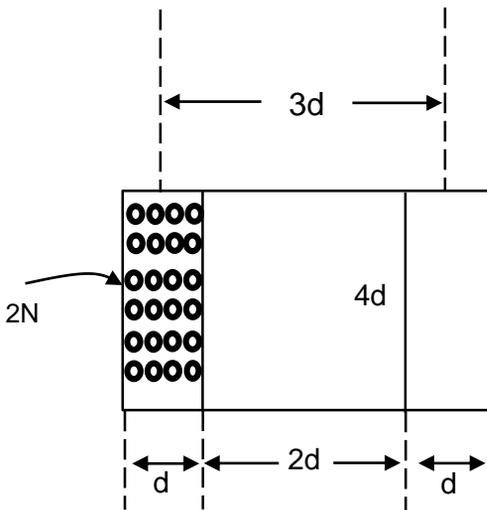
7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

Se debe examinar la limitación del incremento de temperatura para $N=710$ espiras y $d=2.20$ cm. y para ello se deben calcular las pérdidas de potencia en el cobre y en el núcleo.

d) PÉRDIDAS EN EL COBRE

$$P_{cu} = i^2 R_T ; R_T = LME \times 2N \times RPU \times FCT$$

$$LME = 2(2d + 2 \times 9 \times 0.109) + 2(d + 2 \times 9 \times 0.109)$$



R_T =Resistencia del bobinado primario más el secundario

LME =Longitud de la espira promedio

RPU =Resistencia por unidad de longitud del AWG 18 ($209 \times 10^{-6} \Omega/cm$)

FCT =Factor de corrección por temperatura=1.08

$N=710$ espiras

$$N_b = \frac{2N \times d_{cond}}{4d} = 17.6 \approx 18$$

$$d_{cond} = 0.109cm$$

Fig.7.54 Bobinado

N_b =Número de capas del bobinado

$$LME = 21.04 \quad R_T = 6.74\Omega$$

$$P_{cu} = \left[\frac{500}{220} \right]^2 \times 6.74 = 34.8w$$

7.354.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

d) PÉRDIDAS EN EL HIERRO

Volumen del núcleo

$$Vol = 6d \times 6d \times d - 2 \times 4d^3$$

$$Vol = 28d^3 = 298cm^3$$

Peso=Vol x peso específico

$$P = 294cm^3 \times 8 gr/cm^3$$

$$P = 23852 gr$$

$$P_h = PPUP \times P$$

PPUP=Pérdidas por unidad de

$$peso = 0.845 \times 10^{-3} W/gr$$

$$P_h = 2w$$

e) PÉRDIDAS TOTALES

$$P_T = P_{cu} + P_h$$

$$P_T = 36.8w$$

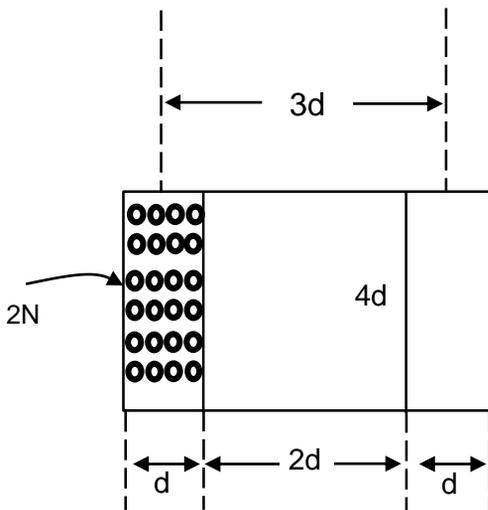


Fig.7.54 Bobinado

7.34.1 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN BAJA FRECUENCIA

e) INCREMENTO DE TEMPERATURA

$$\text{Área del núcleo} = 64d^2 = 309.8 \text{ cm}^2$$

Área de la bobina =

$$\approx 4d\pi \times 4d^{+2} \left[\pi \left(\frac{3d}{2} \right)^2 - \pi \left(\frac{d}{2} \right)^2 \right]$$

$$\approx 16\pi d^2 + 4\pi d^2$$

$$\approx 20\pi d^2 = 304.12 \text{ cm}^2$$

$$A_t = 6139 \text{ cm}^2$$

$$\frac{\text{Perdidas totales}}{A_t} = \frac{4.36 \text{ w}}{613.9 \text{ cm}^2}$$

$$= 0.007 \text{ W/cm}^2$$

Del nomograma (fig. 7.51) $\Delta T \approx 8^\circ\text{C}$
 Para una temperatura ambiente de 25°C

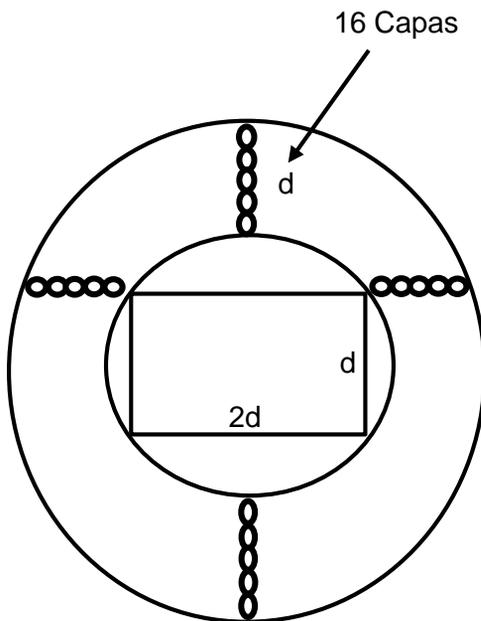


Fig.7.55 Área de refrigeración

7.34.2 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN ALTA FRECUENCIA 4



Fig. 7.56 Transformador.

Características del transformador
(sinusoidal)

$$V_p = 300v \quad ; \quad I_p = 3A$$

$$f = 100Khz \quad ; \quad T_s \text{ max}$$

$$f = 100^\circ C \quad ; \quad T_a = 40^\circ C$$

$$N_p/N_s = 4$$

1) Potencia aparente.

$$S = V_p I_p = 900VA$$

Selección del núcleo.

Para 100 khz, el material es la ferrita 3F3 y el núcleo adecuado es E-E. Se asume un $a = 1$ cm.

Para este núcleo, con las condiciones térmicas dadas :

$$B_m \leq 0.131T \quad ; \quad J = 6A/mm^2$$

$$K_u = 0.3 \text{ (alambre litz)}$$

De 7.82

$$W_a A_n \geq \frac{900 \times 10^8}{(2.22)(0.13)(6) \times 10^{11}}$$

$$= 1.72cm^4$$

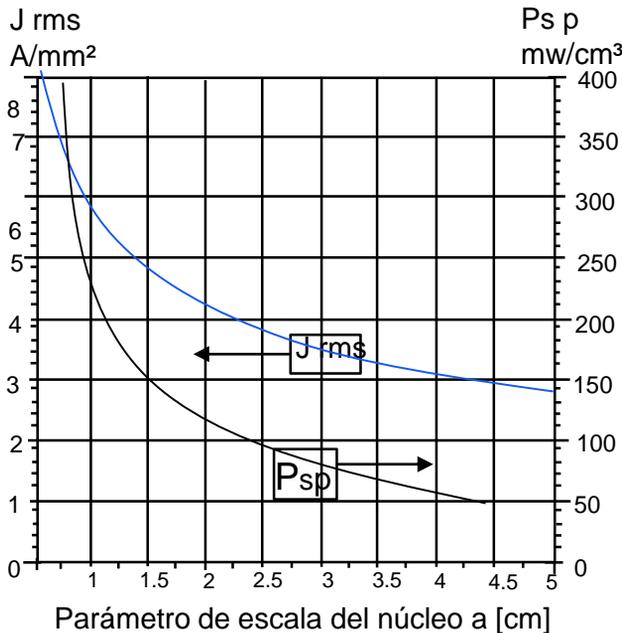


Fig. 7.57 J y P_{sp} del núcleo E-E en función de a . (4)

7.34.2 DISEÑO DE UN TRANSFORMADOR EN ALTA FRECUENCIA

El núcleo E-E con $a = 1$ cm tiene un $W_a A_n = 2.1$, (fig.7.25), la preselección ($a = 1$) es correcta.

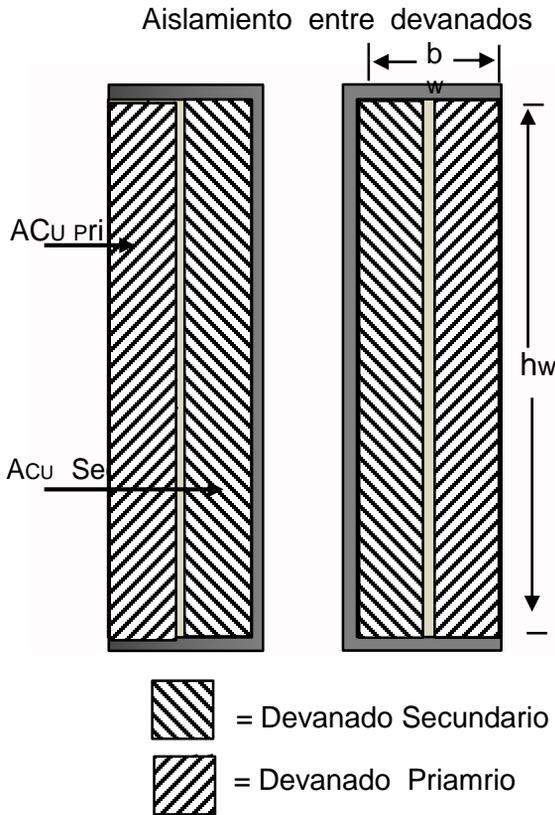


Fig. 7.58 Arrollamiento del Transformador. (4)

3) Cálculo de la densidad máxima de potencia disipada permisible. El cálculo es idéntico al del diseño del inductor.

$$P_{sp} = 237 \text{ mW/cm}^3$$

No se consideran pérdidas por corrientes parasitas.

4) Cálculo de B_{ca} máxima, del núcleo .

De 7.75

$$B_{ca} = B_n = 173 \text{ mT}$$

De 7.34

$$N_p = \frac{300}{4.44 \times 15 \times 0.173}$$

$$N_p = 26 \quad ; \quad N_s = \frac{26}{4} = 6.5$$

Se asume $N_p = 28$ espiras y $N_s = 7$ para que $B_{núcleo}$ sea menor a $0,17$ T

7.36 TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTOS



a) Transformador de corriente.



b) Transformador de voltaje.

Fig. 7.59 Transformadores de instrumentación.

Transformadores para medir corriente (TC) y voltaje (TV) que se requieren para la instrumentación de electrónica de potencia.

Características del TC :

- a) Alta relación de transformación $N_p = 1$
- b) L_m muy grande para que i_m sea pequeña y $i_2 \approx \frac{N_1 i_1}{N_2}$

- a) Tamaño reducido.
- b) Núcleo toroidal sin entrehierro y alta
- c) No debe trabajar ^($N_p = 1$) en vacío.

- d) Carga constante.

Características del TV :

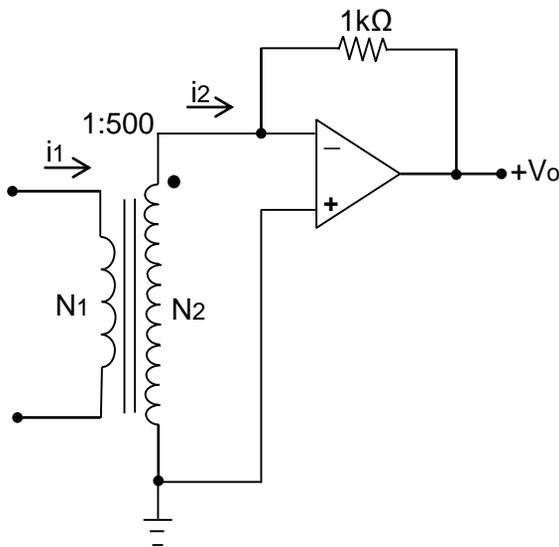
- a) Alta relación de transformación $N_p \gg N_s$

- b) $N_p = 1$ pequeña. Se utilizan núcleos tipo pote.

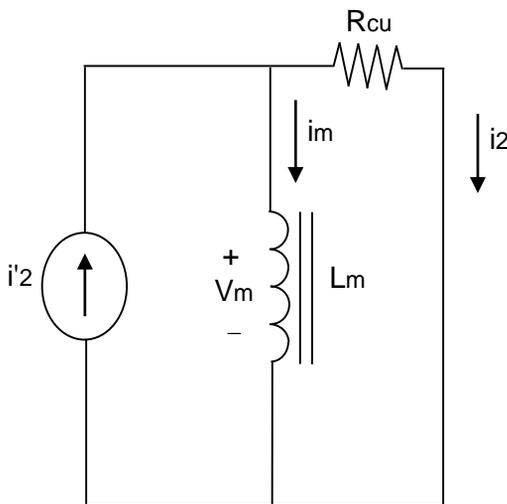
- c) Tamaño reducido.

El análisis y diseño es el de un transformador convencional.

7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



a) Circuito .(2)



b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

Para medir una corriente sinusoidal máxima de 5A, se utiliza un TC de $N_s=500$ espiras de alambre AWG calibre 34 y $N_p=1$. Se utiliza un núcleo toroidal tipo cinta con las siguientes medidas:

$$B_s = 1.8T ; A_n = 0.16cm^2$$

$$l_c = 6cm$$

$$\mu = 10^4 \mu_0$$

Longitud de espira media : 2 cm.
Se pide determinar la mínima frecuencia para :

- Alcanzar la saturación.
- Presentar un error del 3%

Solución :

El A.O cortocircuita secundario

$$(V_- = V_+)$$

$$R_u = 500 \times 2 \times 8.56 \times 10^{-3} = 8.56\Omega$$

$$\text{Para el AWG 34 } r = 8.56\Omega/cm$$

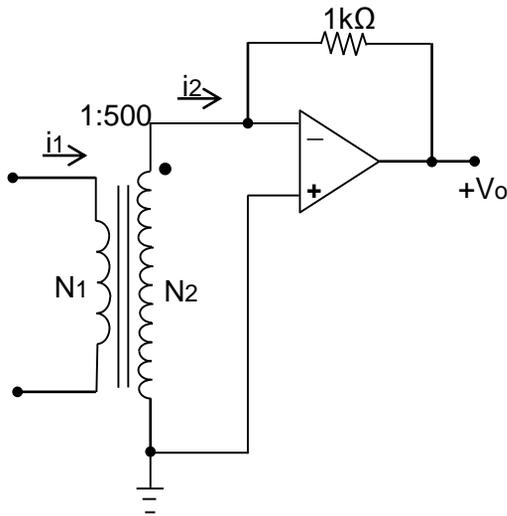
$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu A_n} =$$

$$6 \times 10^{-2}$$

$$\frac{6 \times 10^{-2}}{4\pi \times 10^{-7} \times 10^4 \times 16 \times 10^{-6}}$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



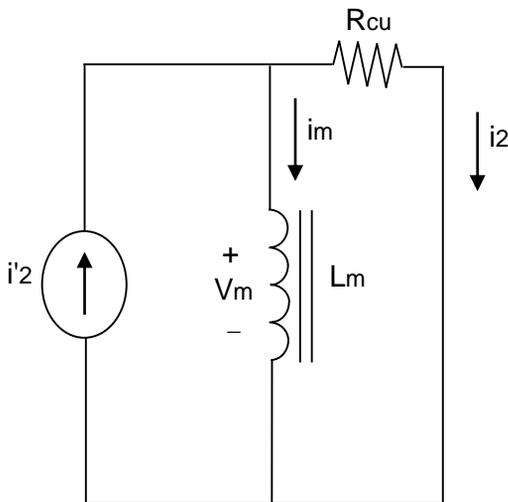
a) Circuito .(2)

De (7.25)

$$L_{m_s} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_{m_p} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}_m}$$

$$L_{m_s} = \frac{N_s^2}{R_m} = \frac{(500)^2}{29.8 \times 10^4} = 0.84H$$

$$V_{s,p} = i_2 R_{cu} = \frac{i_1 N_p}{N_s} R_{cu} = V_{m,p}$$



b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

$$= \frac{5 \times 8.56}{500} = 0.086v$$

a) De la condición de saturación (7.27)

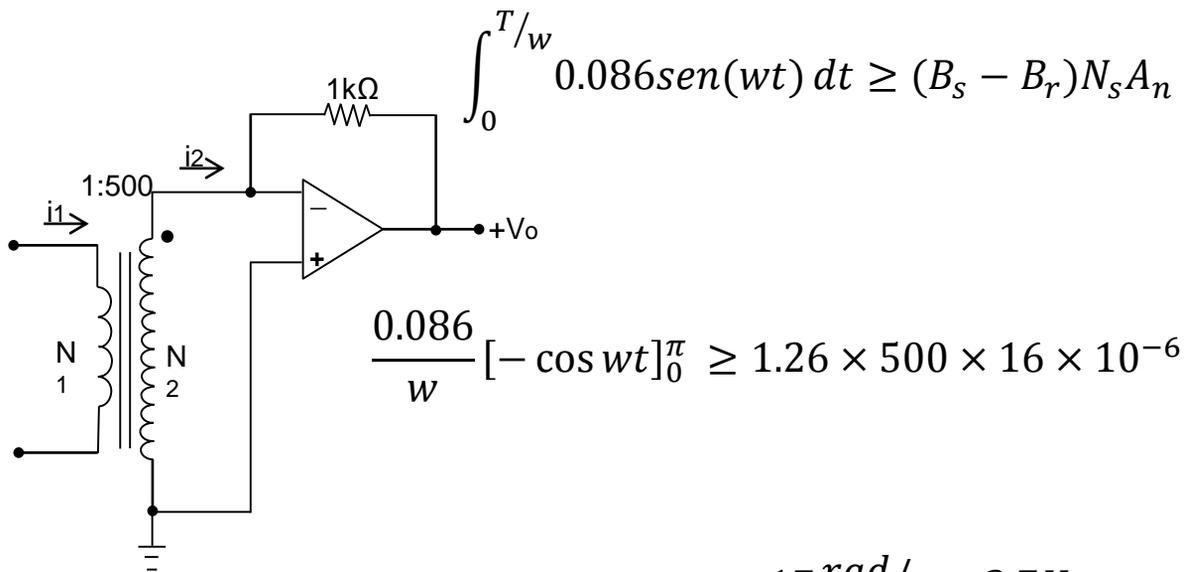
$$B_s \leq \frac{1}{N_s A_n} \int_0^{T/2} V_s dt + B_r$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

Se asume

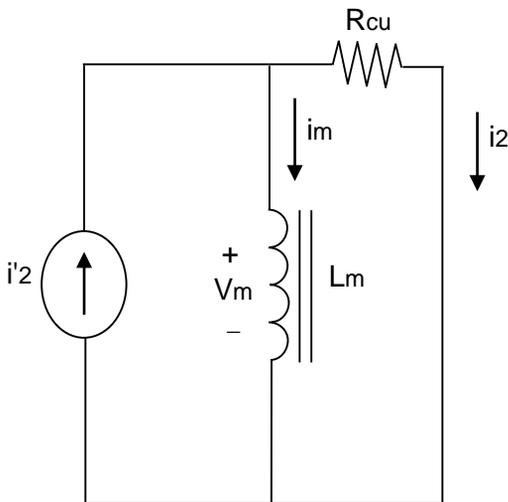
$$B_r = 0.3B_s$$

7.37 ANÁLISIS DEL TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 2



$$\omega \geq 17 \text{ rad/s} = 2.7 \text{ Hz}$$

a) Circuito. (2)



b)

$$I_{m,p} = \frac{V_{m,p}}{\omega L_{m_s}} \leq 0.03 i_{2p}$$

b) Circuito equivalente visto desde el secundario. (2)

$$\frac{0.086}{\omega \times 0.84} \leq 0.03 \times \frac{5}{500}$$

Fig. 7.60 Transformador de corriente.

BIBLIOGRAFÍA

- 1).Agrawal POWER ELECTRONIC SYSTEMS Theory and design.2001 Editorial Prentice- Hall
- 2)Kassakian J.G.; Schlecht M.F.;Verghese G.C. PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS 1995. Editorial Addison-Wesley
- 3)P T. Krein ELEMENTS OF POWER ELECTRONICS 2000
- 4)Mohan N;Undeland T.M.;Robbins W.P. POWER ELECTRONICS 2003 Editorial John Wiley & sons In
- 5)Magnetics(Fábrica de núcleos magnéticos) POWER TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN 1995
- 6)G.R.Slemon .MAGNETOELECTRIC DEVICES.TRANSDUCERS, TRANSFORMERS AND MACHINES.1966.Editorial John Wiley and @sons
- 7)Erickson R.W. Maksimovic D. FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS. Editorial Kluwer Academic Publishers 2003
- 8)Jain A.K; Ayyanar. R. POWER ELECTRONICS disponible en Internet Octubre 2010.<http://pdf catch.net/ebook/power+electronics>
- 9)McLyman W.T.Transformer and Inductor design Hanbook.Editorial Marcel Dekker 1978.
- 10)Universidad de Sevilla.Electrónica de Potencia.CONTROL TERMICO DE LOS SEMICONDUCTORES.Consulta a Internet Mayo 2009. . http://iecon02.us.es/~leopoldo/Store/tsp_7.pdf

ACTIVIDADES

TEORÍA

Responder las siguientes preguntas, argumentando la respuesta.

- 1º) ¿Por qué se utilizan los componentes magnéticos en los convertidores de electrónica de potencia?
- 2º) Describir el proceso para determinar la corriente que circula por un componente magnético, cuando se aplica un voltaje. Utilizar las ecuaciones de Maxwell.
- 3º) Deducir para un inductor toroidal, el valor de la inductancia.
- 4º) Demostrar que la corriente, que absorbe un inductor de permeabilidad finita, de una fuente de voltaje alterno, que opera en condición de saturación, es infinita.
- 5º) Aplicar el concepto de reluctancia al cálculo de la inductancia de un inductor con núcleo E-I sin entrehierro.
- 6º) Deducir el valor de la inductancia de un inductor de núcleo con entrehierro.
- 7º) Justificar los efectos del entrehierro en un inductor.
- 8º) ¿Qué modela la inductancia magnetizante? ¿Cuál es el valor teórico? ¿Cómo se determina experimentalmente?
- 9º) ¿Qué produce la saturación del transformador? ¿Cuáles son los efectos de la saturación?
- 10º) ¿Qué modela la inductancia de dispersión? ¿Cuál es su valor teórico?
- 11º) Describir cada uno de los mecanismos de pérdidas en dispositivos magnéticos.
- 12º) Cuáles son los factores que afectan:
a) Las pérdidas por histéresis;
b) Las pérdidas por corrientes parásitas en el núcleo; c) Las pérdidas en el cobre por efecto piel.
- 13º) Dibujar el modelo circuital de un inductor real y proponer un procedimiento experimental para determinar los parámetros del modelo.
- 14º) Deducir la caída de voltaje, que ocurre en un inductor operando en la zona líneal de la curva de magnetización:
a) Cuando se excita con un voltaje sinusoidal V_m , de frecuencia f ;
b) Cuando se excita con un voltaje alterno rectangular V , de frecuencia f .

ACTIVIDADES

TEORÍA

- 15º) ¿Por qué los núcleos magnéticos se caracterizan por el área – producto?
- 16º) ¿Cuáles son los criterios básicos que deben tenerse en cuenta en el diseño de un inductor?
- 17º) ¿Por qué se establece un límite al valor de la J que conduce el conductor de un bobinado?
- 18º) ¿Bajo que condiciones, el entrehierro de un núcleo almacena el 90% de la energía magnética?
- 19º) ¿Qué es el factor de utilización de un bobinado y para que se utiliza?
- 20) ¿Cuáles son los criterios para optimizar los núcleos?
- 21) Describir los mecanismos de transferencia de calor por conducción, convección y radiación. ¿Por qué interesan en el diseño de un componente magnético? ¿Cuáles mecanismos son los dominantes y por que? ¿cómo se define resistencia térmica?
- 22) ¿Cómo se relaciona el incremento de temperatura con las pérdidas de un componente magnético? ¿Cual es el criterio de máxima eficiencia? Demostrarlo
- 23) ¿Por qué en el diseño de un componente magnético se debe reducir la densidad de campo magnético al incrementar la frecuencia?
- 24) ¿Qué son los parámetros efectivos de un núcleo?
- 25) ¿Existe diferencia entre los criterios básicos de diseño de un inductor y un transformador? Si la respuesta es positiva, cuáles son.
- 26) ¿Cómo se determina el incremento de temperatura de un componente magnético?
- 27) Si la corriente presenta una componente continua ¿cómo afecta al diseño del componente magnético?
- 28) Enumerar y justificar los efectos del entrehierro sobre: a) Curva de histerésis; b) Distribución del campo en el entrehierro
- 29) ¿Cuáles son los criterios de diseño de : a) Inductor sin entrehierro; b) Inductor con entrehierro?

ACTIVIDADES

TEORÍA

30) ¿Cuáles son los criterios de diseño de :a)transformador en baja frecuencia; b)transformador en alta frecuencia con corriente con componente CD?

31) Demostrar que en un transformador cuyos bobinados ocupan volúmenes iguales ,las pérdidas de potencia debidas al cobre son iguales.

32) Deducir la expresión para la potencia aparente de un transformador en función del área-producto

33) ¿Dónde se utilizan los transformadores de instrumentos?.

34) Cuáles son los conceptos básicos de diseño de:

a) Un transformador de corriente.

b) Un transformador de voltaje.

35) Describir el proceso que ocurre en un transformador de corriente, cuando se opera en vacío.

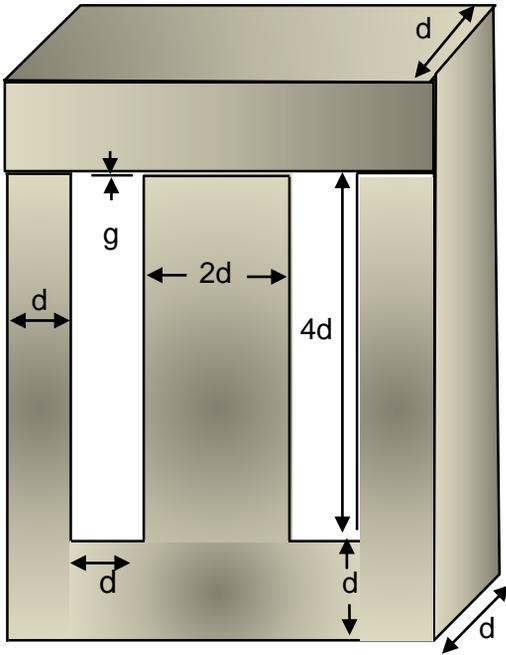
36)Cuál es su opinión en relación a la siguiente afirmación:

“La impedancia de un componente magnético depende del voltaje aplicado.”

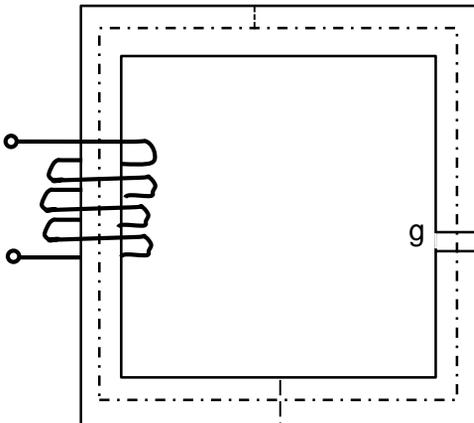
37) ¿Por qué se utilizan las ferritas como núcleos de los componentes magnéticos que operan a alta frecuencia? Cuáles son las desventajas de los núcleos de ferrita.

38) ¿Por qué en los componentes magnéticos que trabajan con frecuencia variable, al variar la frecuencia se debe cambiar el voltaje aplicado?

PROBLEMAS



Problemas 1 y 2



Problema 3

1º) Determinar para el núcleo E-I de acero al silicio, de la figura adjunta con $g = 0$ cm, el valor de d para construir un inductor con inductancia de 10mH, $I = 10$ A. (Corriente alterna senoidal), $f = 60$ Hz, $\Delta T = 40^\circ$ C.

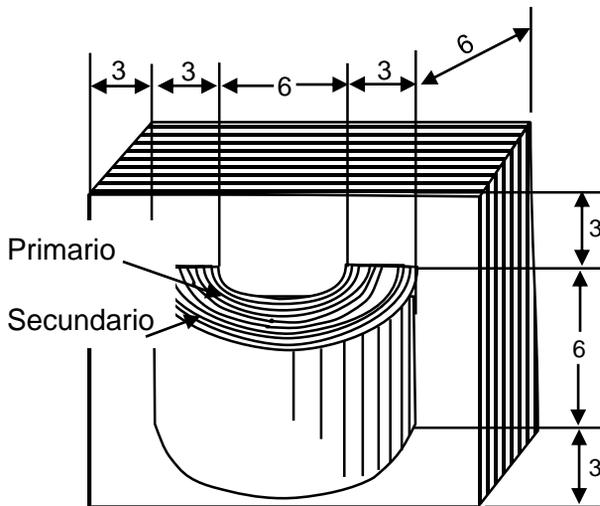
2º)Cuál sería el valor de g que permite obtener para el inductor anterior un $L = 7$ mH con $I = 10$ A?

3) El campo magnético principal del reactor de fusión del MIT tiene las siguientes características: $L = 350$ H; $R = 133\Omega$; $I_{\text{máx.}} = 1.39$ A. Utilizando un núcleo, de ventana de área seccional cuadrada, con entrehierro, un $B_{\text{máx.}} = 1.2$ T; un $K_u = 0.5$, una densidad de corriente de 2000 A/cm² e ignorando el efecto de dispersión del flujo en el entrehierro, se pide diseñar el inductor, estableciendo aproximaciones en relación a la dimensión del entre hierro y a la longitud media de la espira de la bobina. ¿Cuánto pesa el inductor diseñado

4)Se dispone de una fuente de onda alterna cuadrada de 240 V, 1KHz, para activar un transformador reductor con relación de $N = 2$, y con un área seccional efectiva de 10 cm². El primario tiene 240 espiras, y una inductancia magnetizante de 10 mH. Se pide determinar:

a)La densidad máxima del campo magnético

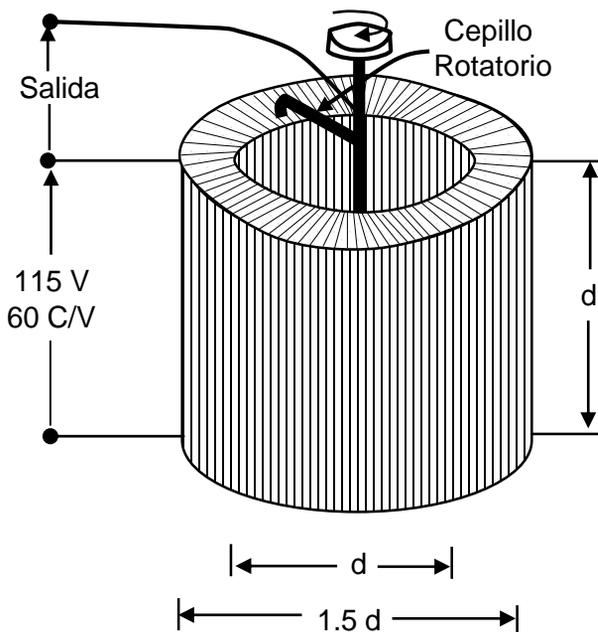
PROBLEMAS



Problema 4

b) La máxima corriente del primario, cuando se conecta en el secundario un resistor de 5 ohmios. Dibuje la forma de onda de la corriente del primario y del secundario.

c) Si la permeabilidad del material magnético es tres mil veces mayor que la del aire, se pregunta cuales la longitud efectiva del núcleo.



Problema 5

4) El transformador de la figura adjunta opera a 115 V, 60 hz. El voltaje del secundario es de 500 V. Todas las dimensiones del núcleo están en cm. El valor operativo de la densidad de flujo es 1.4T. El factor de apilamiento (indica el porcentaje del área ocupada por el material magnético) del núcleo es 0.95. Se pide :a) Número de espiras del primario y del secundario ; b) Asuma $K_u=0.45$ y $J=2A/mm^2$

$$\rho = 2 * 10^{-8} \Omega - m$$

Determine la potencia aparente; y las pérdidas de potencia a corriente nominal.

PROBLEMAS

5) Para el autotransformador de la figura, se utiliza alambre de sección cuadrada con aislamiento de espesor de 0.25 mm, y se utiliza una $J=1$ A/mm². Se opera con densidad de flujo magnético de 1.5 T. El voltaje de salida varía entre 0 y 115 V

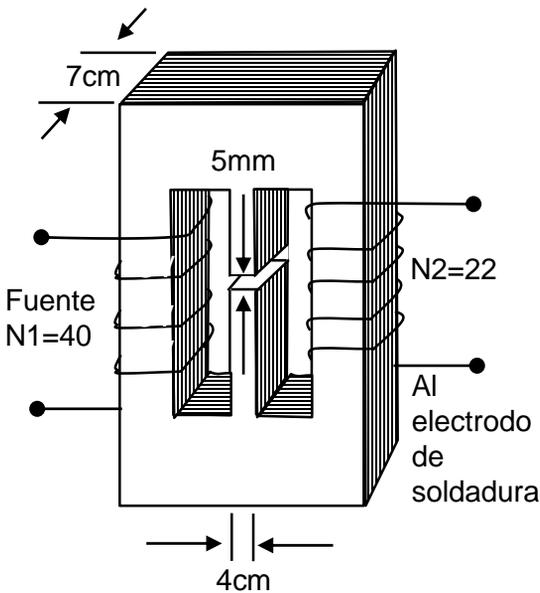
Se pide determinar:

- Número de espiras
- El valor de d en cm

6) El voltaje requerido para iniciar el arco en un soldador eléctrico varía entre 50 y 70 V. Una vez iniciado el arco se requiere mantener un suministro de corriente constante.

La figura adjunta muestra un transformador de 2 bobinados que se utiliza como soldador. Para limitar la corriente de carga, se ubican los devanados separados, para proveer una trayectoria de baja reluctancia, al flujo de dispersión entre los arrollamientos primario y secundario. Se pide:

- Deducir un circuito equivalente para el transformador, suponiendo $\mu=\infty$, y resistencias despreciables.
- Si $V=115$ V, $f=60$ Hz, determinar el voltaje en el secundario y la corriente de corto circuito
- Si se modela el arco como una resistencia variable con la longitud, cuál es la máxima potencia entregada (15.5 Kw)



Problema 6