

Tema 5: Diseño de bobinas y transformadores

- 1. Conceptos de circuitos magnéticos**
- 2. Diseño de inductancias (básico)**
- 3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño**
- 4. Diseño de inductancias acopladas**
- 6. Diseño de transformadores**

1. Conceptos de circuitos magnéticos

Intensidad del campo magnético. Ley de Ampère $\oint \vec{H} d\vec{l} = \sum i$ Sentido según regla de la mano derecha

Aplicación a circuitos magnéticos $\sum_k H_k l_k = \sum_m N_m i_m = \text{Fuerza magnetomotriz (MMF)}$

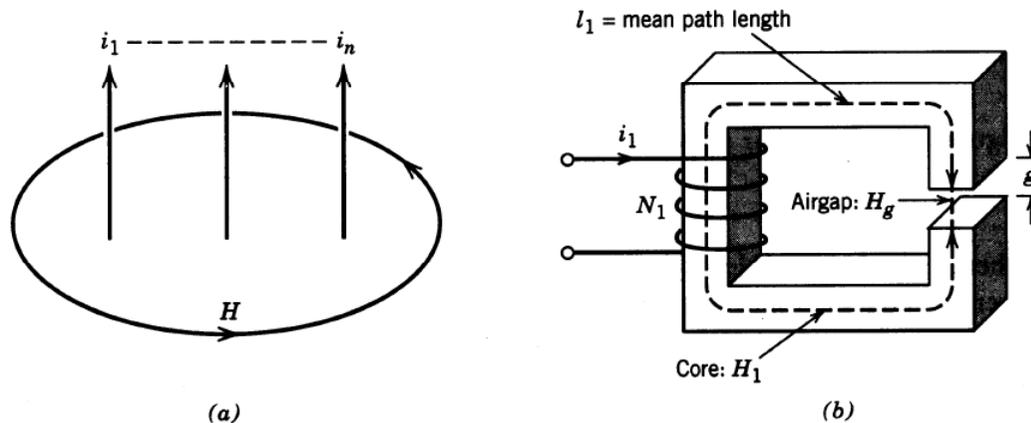


Figure 3-10 (a) General formulation of Ampere's law. (b) Specific example of Ampere's law in the case of a winding on a magnetic core with an airgap.

- Direction of magnetic field due to currents
- Ampere's Law: Magnetic field along a path

B - H Relationship; Saturation

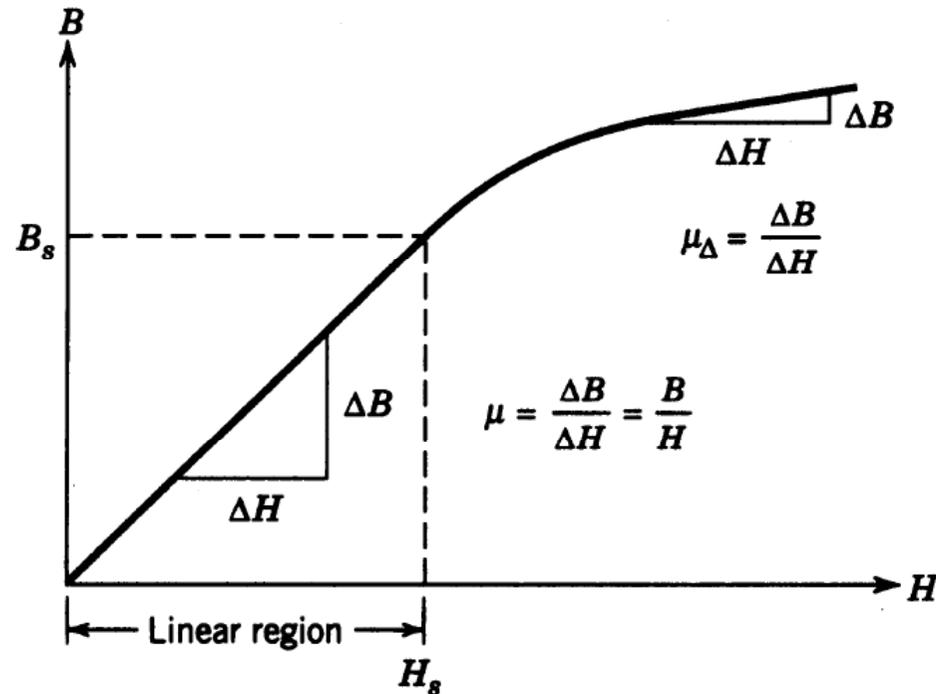
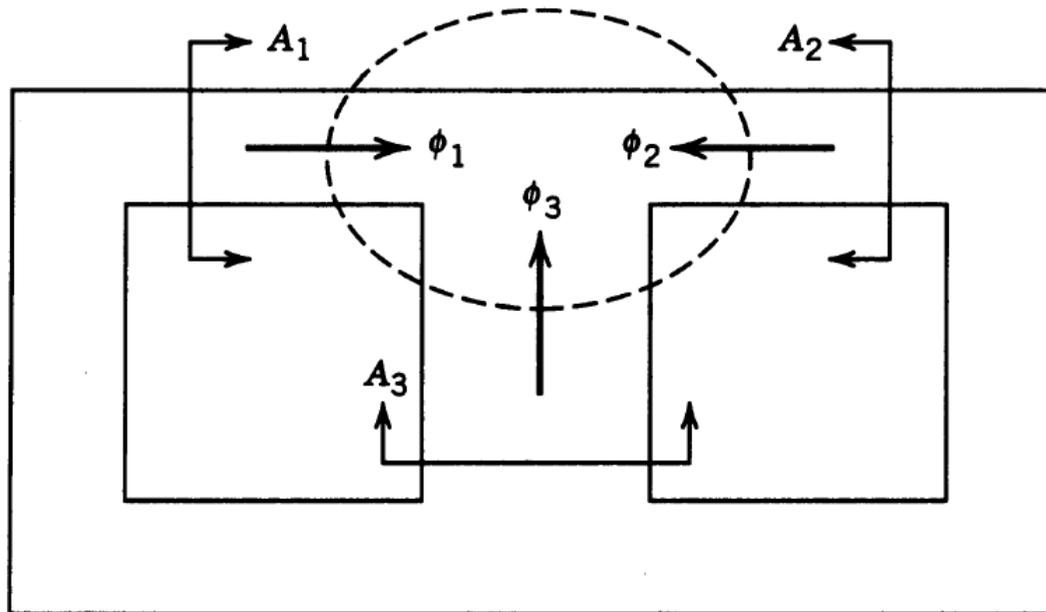


Figure 3-12 Relation between B - and H -fields.

- Definition of permeability

1. Conceptos de circuitos magnéticos

Continuity of Flux-Lines



$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

$$\int_{S \text{ cerrada}} \vec{B} d\vec{S} = 0$$

Figure 3-13 Continuity of flux.

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0$$

1. Conceptos de circuitos magnéticos

Reluctancia magnética

$$\sum_m N_m i_m = Ni = \sum_k H_k l_k = \sum_k H_k \mu_k A_k \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \phi \sum_k \mathcal{R}_k$$

1 solo bobinado

$$Ni = \phi \sum_k \mathcal{R}_k$$

$$\mathcal{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k}$$

Concept of Magnetic Reluctance

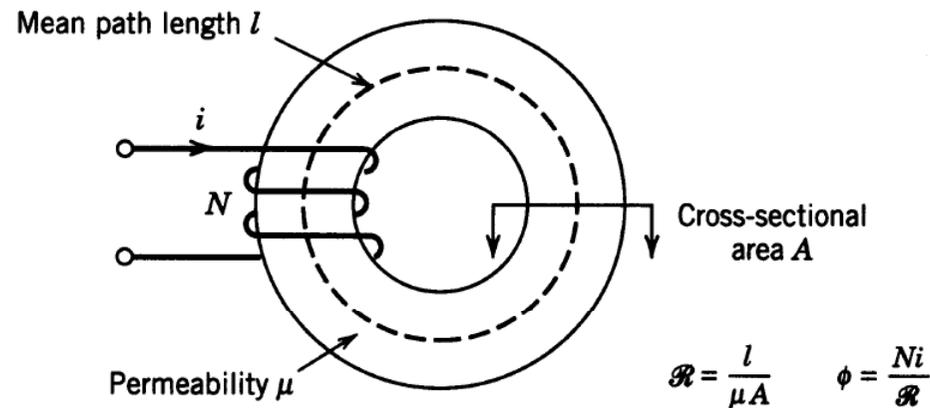


Figure 3-14 Magnetic reluctance.

- Flux is related to ampere-turns by reluctance

Table 3-2 Electrical–Magnetic Analogy

<i>Magnetic Circuit</i>	<i>Electric Circuit</i>
mmf Ni	v
Flux ϕ	i
reluctance \mathcal{R}	R
permeability μ	$1/\rho$, where ρ = resistivity

Table 3-3 Magnetic–Electrical Circuit Equation Analogy

<i>Magnetic</i>	<i>Electrical (dc)</i>
$\frac{Ni}{\phi} = \mathcal{R} = \frac{l}{\mu A}$	Ohm's law: $\frac{v}{i} = R = \frac{l}{A/\rho}$
$\phi \sum_k \mathcal{R}_k = \sum_m N_m i_m$	Kirchhoff's voltage law: $i \sum_k R_k = \sum_m v_m$
$\sum \phi_k = 0$	Kirchhoff's current law: $\sum_k i_k = 0$

1. Conceptos de circuitos magnéticos

Ley de Faraday, Ley de Lenz, Autoinducción

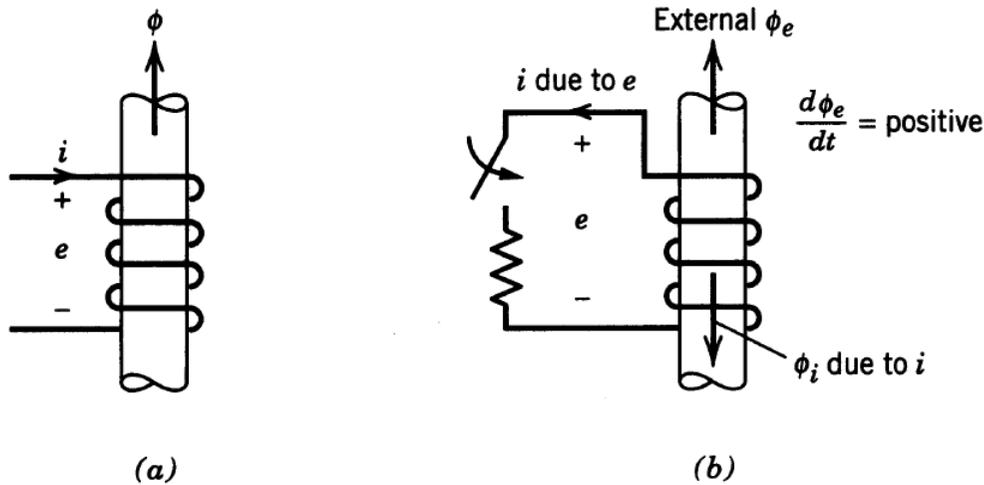


Figure 3-16 (a) Flux direction and voltage polarity.
(b) Lenz's law.

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = N \frac{d\phi}{dt}$$

Φ = Flujo total

N = N° espiras

ϕ = Flujo que atraviesa cada espira

$$L = \frac{d\Phi}{di} = N \frac{\phi}{i}$$

(Suponiendo una relación lineal entre el flujo y la corriente)

Como $Ni = \phi \mathcal{R}$ $L = \frac{N^2}{\mathcal{R}}$

$$e = \frac{d\Phi}{di} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

2. Diseño de inductancias

Condiciones de diseño (sin tener en cuenta disipación de potencia)

- Valor de la inductancia L
- Frecuencia de operación (influye en la elección del material)
- Corriente máxima que circula por la inductancia (en el diseño de una inductancia toda la corriente es magnetizante. Toda la corriente que circula da lugar a flujo).
- Campo máximo que acepta el material $B_{MAX} = B_{SAT}$
- Resistencia máxima del bobinado. R_{CuMAX}

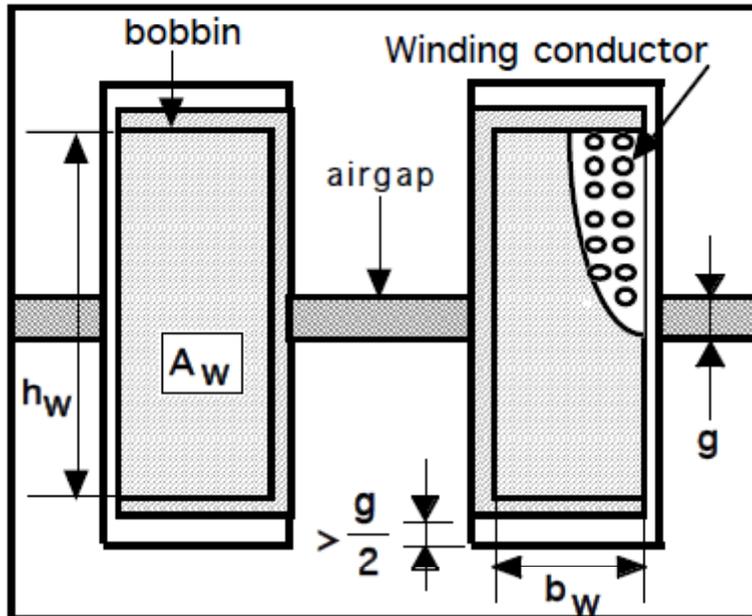
La existencia de un B_{MAX} y un valor de L que conseguir implica un número mínimo de vueltas (en función también del tamaño del núcleo)

$$Ni = \phi \sum_k \mathfrak{R}_k = A_c B \sum_k \mathfrak{R}_k \qquad L = \frac{N^2}{\sum_k \mathfrak{R}_k} \qquad \mathfrak{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k}$$

$$N \geq \frac{Li_{LMax}}{B_{Max} A_C}$$

2. Diseño de inductancias

Dado un tamaño de núcleo y una sección de cable utilizado, hay un número máximo de vueltas que caben



Double-E core example

$$K_g = \frac{A_C^2 A_W}{MLT} \geq \frac{L^2 i_{LMax}^2 \rho_{Cu}}{B_{Max}^2 K_{Cu} R_{CuMax}}$$

Factor de llenado (*fill factor*) K_{Cu} $N \leq \frac{K_{Cu} A_W}{S_{Cu}}$

La condición básica que debe verificar una geometría dada de núcleo es:

$$N_{Max} \geq N_{Min} \quad \frac{K_{Cu} A_W}{S_{CuMin}} \geq \frac{L i_{LMax}}{B_{Max} A_C}$$

$$S_{CuMin} = \frac{\rho_{Cu} L_{Cu}}{R_{CuMax}} = \frac{\rho_{Cu} N MLT}{R_{CuMax}}$$

$MLT = L_W =$ Longitud media de cada vuelta.

Fijando: $N = N_{Min} = \frac{L i_{LMax}}{B_{Max} A_C}$

$K_g =$ Constante geométrica del núcleo

2. Diseño de inductancias

Procedimiento de diseño (sin contar pérdidas de potencia, de momento)

PASO 1: Conocer todas las especificaciones

PASO 2: Para cada posible núcleo (material y geometría), determinar un tamaño que cumpla la condición de K_g :

$$K_g = \frac{A_C^2 A_W}{MLT} \geq \frac{L^2 i_{LMax}^2 \rho_{Cu}}{B_{Max}^2 K_{Cu} R_{CuMax}}$$

PASO 3: Fijada la geometría y el material del núcleo, calcular el número de vueltas (mínimo):

$$N = N_{Min} = \frac{L i_{LMax}}{B_{Max} A_C}$$

PASO 4: Determinar el *gap* necesario: $L = \frac{N^2}{\sum_k \mathfrak{R}_k}$ $\mathfrak{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k}$

PASO 5: Elegir la sección del cable (comprendida entre un mínimo y un máximo):

$$S_{CuMin} = \frac{\rho_{Cu} N MLT}{R_{CuMax}} \quad S_{CuMax} = \frac{K_{Cu} A_W}{N}$$

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

13.3.1 Core loss

Energy per cycle W flowing into n -turn winding of an inductor, excited by periodic waveforms of frequency f :

$$W = \int_{\text{one cycle}} v(t)i(t)dt$$

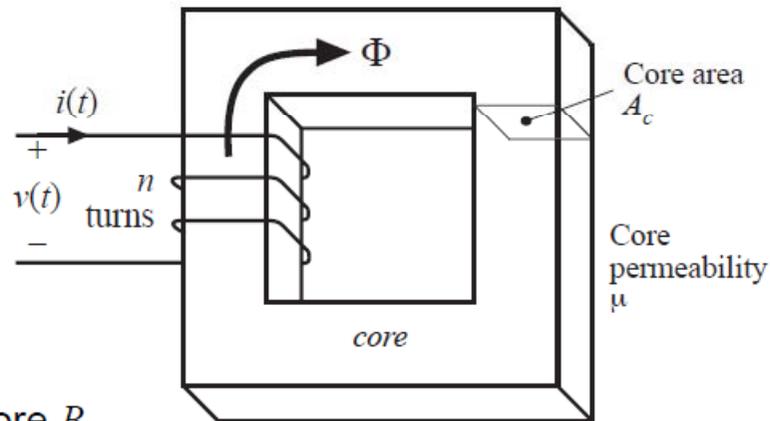
Relate winding voltage and current to core B and H via Faraday's law and Ampere's law:

$$v(t) = nA_c \frac{dB(t)}{dt}$$

$$H(t)\ell_m = ni(t)$$

Substitute into integral:

$$\begin{aligned} W &= \int_{\text{one cycle}} \left(nA_c \frac{dB(t)}{dt} \right) \left(\frac{H(t)\ell_m}{n} \right) dt \\ &= (A_c \ell_m) \int_{\text{one cycle}} H dB \end{aligned}$$

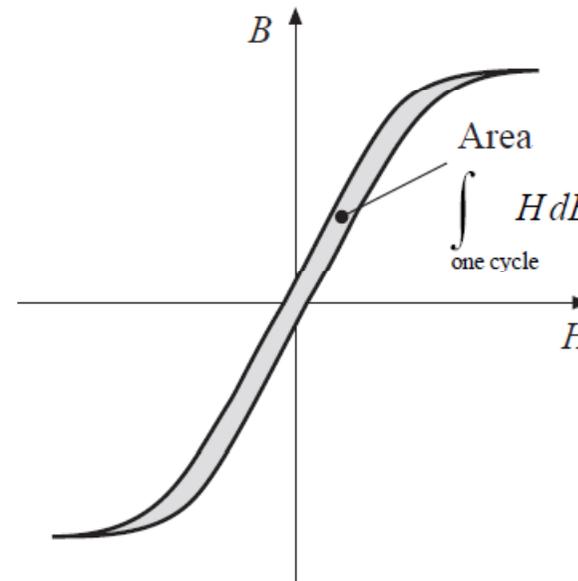


3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Core loss: Hysteresis loss

$$W = (A_c \ell_m) \int_{\text{one cycle}} H dB$$

The term $A_c \ell_m$ is the volume of the core, while the integral is the area of the B - H loop.



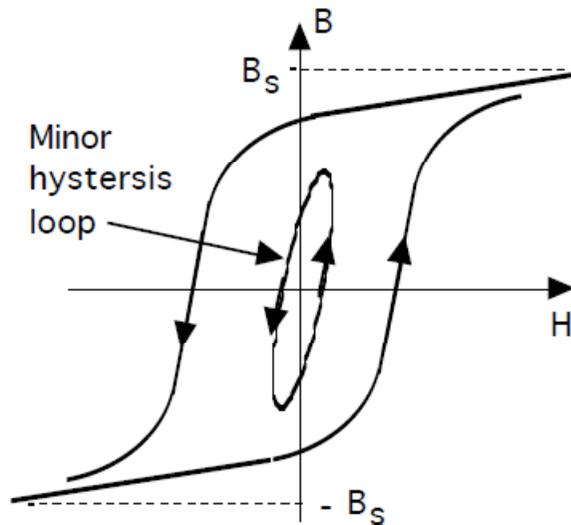
(energy lost per cycle) = (core volume) (area of B - H loop)

$$P_H = (f)(A_c \ell_m) \int_{\text{one cycle}} H dB$$

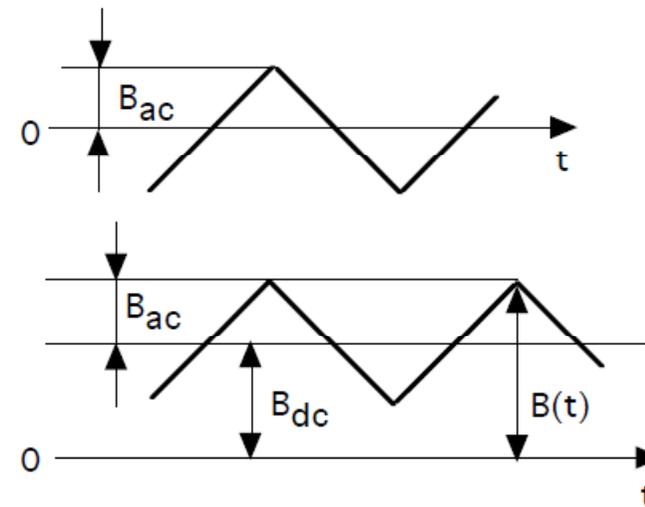
Hysteresis loss is directly proportional to applied frequency

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Hysteresis Loss in Magnetic Materials



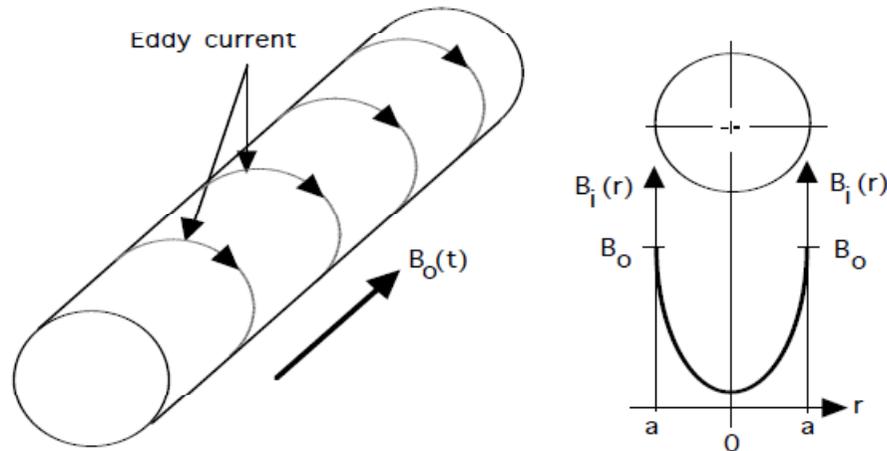
- Area encompassed by hysteresis loop equals work done on material during one cycle of applied ac magnetic field. Area times frequency equals power dissipated per unit volume.



- Typical waveforms of flux density, $B(t)$ versus time, in an inductor.
- Only B_{ac} contributes to hysteresis loss.

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Eddy Current Losses in Magnetic Cores



- AC magnetic fields generate eddy currents in conducting magnetic materials.
 - Eddy currents dissipate power.
 - Shield interior of material from magnetic field.

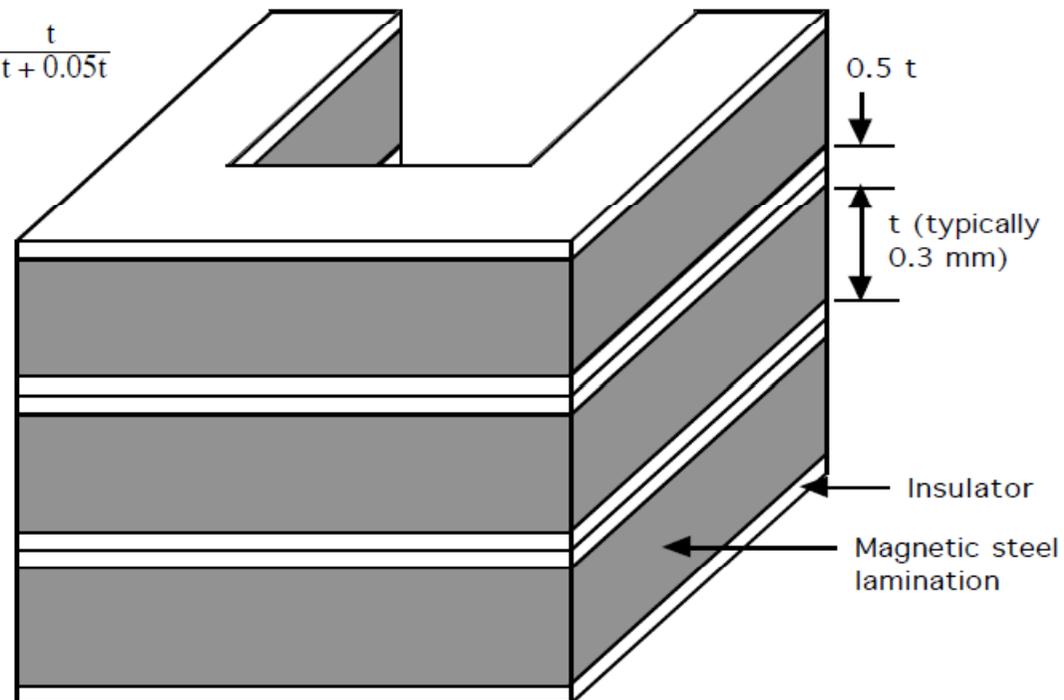
- $\frac{B_i(r)}{B_o} = \exp(\{r - a\}/\delta)$
- $\delta = \text{skin depth} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$
 - $\omega = 2\pi f$, $f = \text{frequency}$
 - $\mu = \text{magnetic permeability}$;
 μ_o for magnetic materials.
 - $\sigma = \text{conductivity of material}$
- Numerical example
 - $\sigma = 0.05 \sigma_{Cu}$; $\mu = 10^3 \mu_o$
 $f = 100 \text{ Hz}$
 - $\delta = 1 \text{ mm}$

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Laminated Cores

- Cores made from conductive magnetic materials must be made of many thin laminations. Lamination thickness < skin depth.

- Stacking factor $k_{\text{stack}} = \frac{t}{t + 0.05t}$



3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño Ecuación empírica:

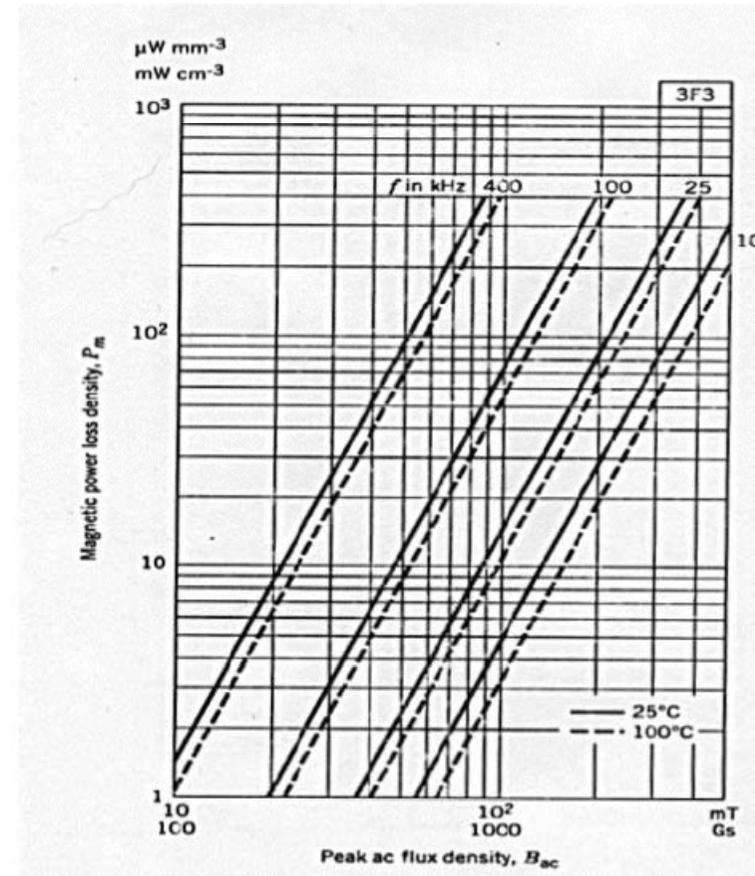
$$P_{m,sp} = \frac{P_m}{V_c} = kf^a (B_{ac})^d$$

Quantitative Description of Core Losses

- Eddy current loss plus hysteresis loss = core loss.
- Empirical equation - $P_{m,sp} = k f^a [B_{ac}]^d$
- f = frequency of applied field. B_{ac} = base-to-peak value of applied ac field. k , a , and d are constants which vary from material to material

- $P_{m,sp} = 1.5 \times 10^{-6} f^{1.3} [B_{ac}]^{2.5}$
mW/cm³ for 3F3 ferrite. (f in kHz and B in mT)
- $P_{m,sp} = 3.2 \times 10^{-6} f^{1.8} [B_{ac}]^2$
mW/cm³ METGLAS 2705M (f in kHz and B in mT)
- Example: 3F3 ferrite with $f = 100$ kHz and $B_{ac} = 100$ mT, $P_{m,sp} = 60$ mW/cm³

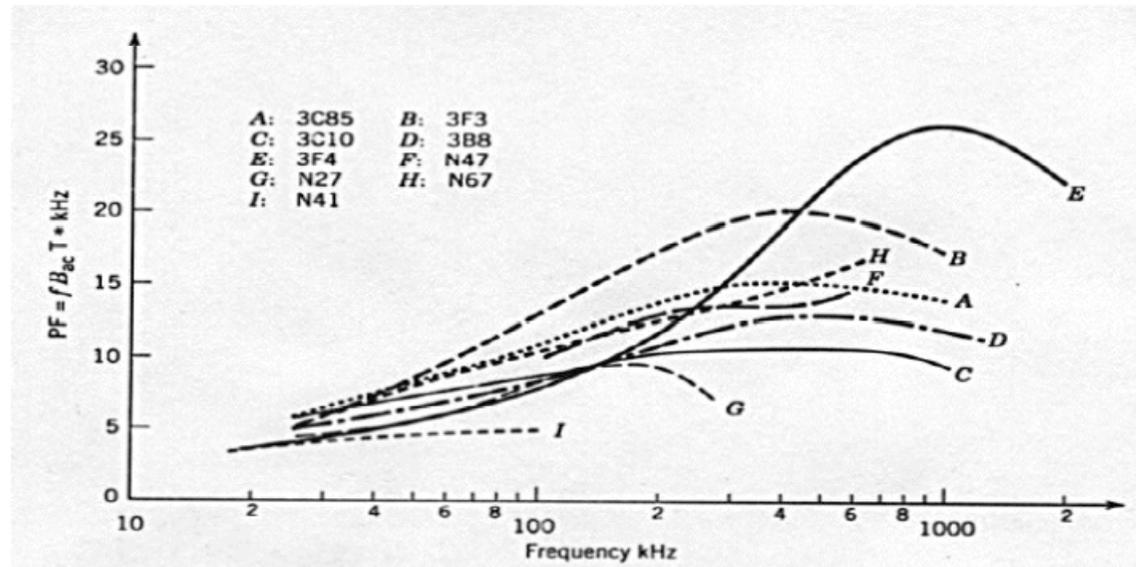
- 3F3 core losses in graphical form.



3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Core Material Performance Factor

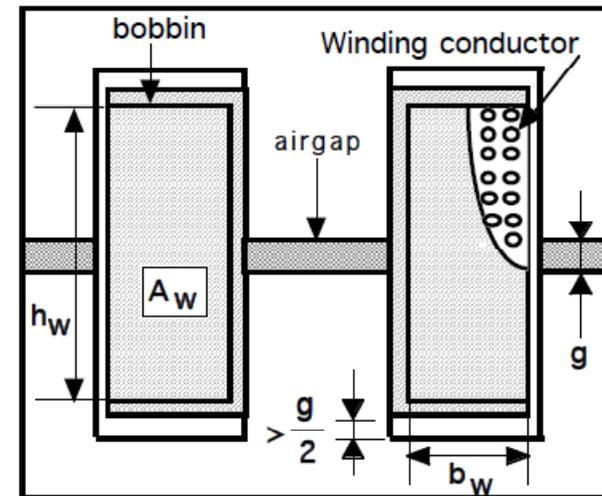
- Volt-amp (V-A) rating of transformers proportional to $f B_{ac}$
- Core materials have different allowable values of B_{ac} at a specific frequency. B_{ac} limited by allowable $P_{m,sp}$.
- Most desirable material is one with largest B_{ac} .
- Choosing best material aided by defining an empirical performance factor $PF = f B_{ac}$. Plots of PF versus frequency for a specified value of $P_{m,sp}$ permit rapid selection of best material for an application.
- Plot of PF versus frequency at $P_{m,sp} = 100 \text{ mW/cm}^3$ for several different ferrites shown below.



3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Power Dissipation in Windings

- Average power per unit volume of copper dissipated in copper winding = $P_{cu,sp} = \rho_{cu} (J_{rms})^2$ where $J_{rms} = I_{rms}/A_{cu}$ and ρ_{cu} = copper resistivity.
- Average power dissipated per unit volume of winding = $P_{w,sp} = k_{cu} \rho_{cu} (J_{rms})^2$; $V_{cu} = k_{cu} V_w$ where V_{cu} = total volume of copper in the winding and V_w = total volume of the winding.
- Copper fill factor $k_{cu} = \frac{N A_{cu}}{A_w} < 1$



Double-E core example

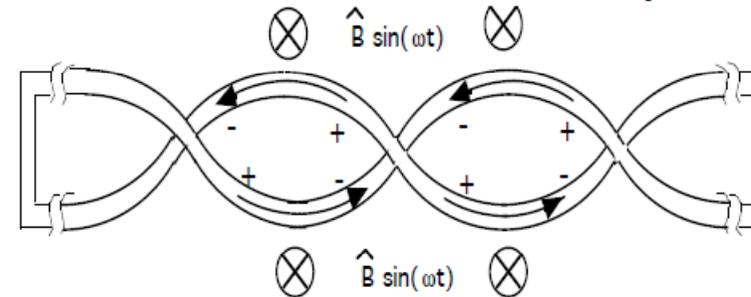
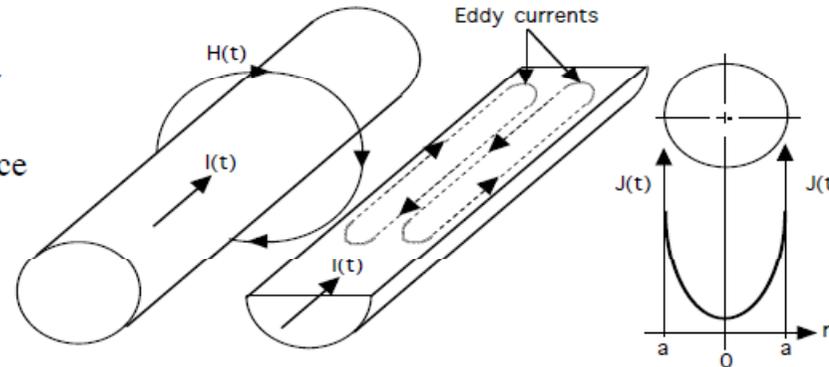
- N = number of turns; A_{cu} = cross-sectional area of copper conductor from which winding is made; $A_w = b_w l_w$ = area of winding window.
- $k_{cu} = 0.3$ for Leitz wire; $k_{cu} = 0.6$ for round conductors; $k_{cu} \Rightarrow 0.7-0.8$ for rectangular conductors.
- $k_{cu} < 1$ because:
 - Insulation on wire to avoid shorting out adjacent turns in winding.
 - Geometric restrictions. (e.g. tight-packed circles cannot cover 100% of a square area.)

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Eddy Currents Increase Winding Losses

$$R_{AC} > R_{DC}$$

- AC currents in conductors generate ac magnetic fields which in turn generate eddy currents that cause a nonuniform current density in the conductor. Effective resistance of conductor increased over dc value.
- $P_{w,sp} > k_{cu} \rho_{cu} (J_{rms})^2$ if conductor dimensions greater than a skin depth.
- $\frac{J(r)}{J_0} = \exp(-r/\delta)$
- $\delta = \text{skin depth} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$
 - $\omega = 2\pi f$, f = frequency of ac current
 - μ = magnetic permeability of conductor; $\mu = \mu_0$ for nonmagnetic conductors.
 - σ = conductivity of conductor material.



- Numerical example using copper at 100 C

Frequency	50 Hz	5 kHz	20 kHz	500 kHz
Skin Depth	10.6 mm	1.06 mm	0.53 mm	0.106 mm

Copyright © by John Wiley & Sons 2003

- Minimize eddy currents using Leitz wire bundle. Each conductor in bundle has a diameter less than a skin depth.
- Twisting of paralleled wires causes effects of intercepted flux to be canceled out between adjacent twists of the conductors. Hence little if any eddy currents.

Magnetics - 17

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Thermal Considerations in Magnetic Components

- Losses (winding and core) raise core temperature. Common design practice to limit maximum interior temperature to 100-125 °C.
- Core losses (at constant flux density) increase with temperature increases above 100 °C
- Saturation flux density B_s decreases with temp. Increases
- Nearby components such as power semiconductor devices, integrated circuits, capacitors have similar limits.
- Temperature limitations in copper windings
 - Copper resistivity increases with temperature increases. Thus losses, at constant current density increase with temperature.
 - Reliability of insulating materials degrade with temperature increases.

- Surface temperature of component nearly equal to interior temperature. Minimal temperature gradient between interior and exterior surface.
 - Power dissipated uniformly in component volume.
 - Large cross-sectional area and short path lengths to surface of components.
 - Core and winding materials have large thermal conductivity.
- Thermal resistance (surface to ambient) of magnetic component determines its temperature.

$$P_{sp} = \frac{T_s - T_a}{R_{\theta sa}(V_w + V_c)} \quad R_{\theta sa} = \frac{h}{A_s} \quad R_{\theta sa} = \frac{1}{hA_s}$$

- h = convective heat transfer coefficient = 10 C-m²/W
- A_s = surface area of inductor (core + winding). Estimate using core dimensions and simple geometric considerations.
- Uncertain accuracy in h and other heat transfer parameters do not justify more accurate thermal modeling of inductor.

$$h = 7 \text{ W / (K m}^2\text{)}$$

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Procedimiento de diseño teniendo en cuenta la disipación de potencia

PASO 1: Conocer todas las especificaciones. Se incluye ahora una temperatura máxima de la inductancia.

PASO 2: Elegir un material adecuado para la frecuencia de operación.

PASO 3: Determinar para cada posible núcleo la densidad de flujo magnético máxima (por saturación del material o por calentamiento debido a pérdidas; elegir la condición más restrictiva):

$$\Delta T_{MAX} = R_{\theta} (P_{sp,Core} V_{Core} + P_{sp,Winding} V_{Winding}) = R_{\theta} P_{sp} (V_{Core} + V_{Winding})$$

Se hace el diseño suponiendo:
 $P_{sp,Core} = P_{sp,Winding}$

$$P_{spMax} = \frac{\Delta T_{MAX}}{R_{\theta} (V_{Core} + V_{Winding})} \quad R_{\theta} \approx \frac{1}{h A_s} \quad h \approx 7,5 \frac{W}{^{\circ}Cm^2}$$

$$B_{ACMax} = \left(\frac{P_{spMax}}{k f^a} \right)^{1/d} \quad B_{Max} = \frac{B_{ACMax} i_{LMax}}{i_{LAC}}$$

3. Pérdidas, calentamiento y revisión del diseño

Procedimiento de diseño teniendo en cuenta la disipación de potencia

PASO 4: Determinar para cada posible núcleo la resistencia máxima del bobinado (por un valor fijo o por limitación de calentamiento debido a pérdidas; escoger la condición más restrictiva):

$$P_{CuMax} = P_{Winding} = \frac{\Delta T_{MAX}}{R_{\theta}} - P_{sp,Core} V_{Core} \qquad B_{ACMax} = \left(\frac{P_{sp,Core}}{kf^a} \right)^{1/d} \qquad B_{Max} = \frac{B_{ACMax} i_{LMax}}{i_{LAC}}$$

$P_{sp,Core}$ se evalúa a partir del B_{max} obtenido en el apartado anterior. Si la limitación es por saturación del núcleo, la potencia disipada en el núcleo será inferior a la que corresponde a la condición de que las pérdidas de potencia específicas del núcleo y el bobinado coincidan. Si la limitación es por calentamiento, $P_{sp,Core}$ coincidirá con P_{spMax} .

$$R_{CuMax} = \frac{P_{CuMax}}{i_{LRMS}^2}$$

PASO 5: A partir de aquí se puede aplicar el procedimiento básico. El efecto del calentamiento se ha tenido en cuenta al determinar B_{max} y R_{CuMax}

4. Diseño de inductancias acopladas

En un transformador consideraremos que la corriente de magnetización mínima es 0.

En bobinas acopladas el circuito de aplicación exige que la corriente de magnetización mínima no sea 0.

Las condiciones que se calcularán en el circuito de aplicación son las siguientes:

- Valor de la inductancia magnetizante L_M
- Frecuencia de operación (influye en la elección del material)
- Corriente magnetizante máxima
- Campo máximo que acepta el material $B_{MAX} = B_{SAT}$
- Potencia máxima total disipada en los bobinados
- Corrientes eficaces de los bobinados
- Relación de vueltas de los bobinados

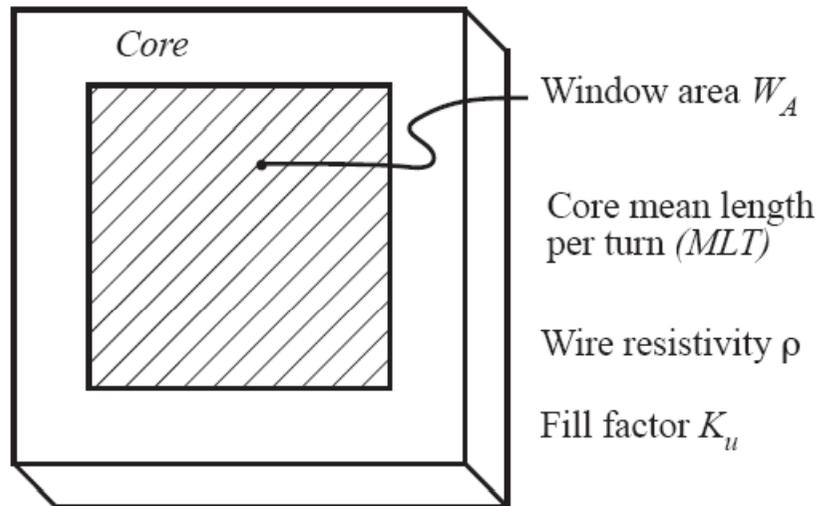
Todo es igual que el método estudiado, excepto que hay que decidir cómo repartir el área de bobinado entre los distintos bobinados.

4. Diseño de inductancias acopladas

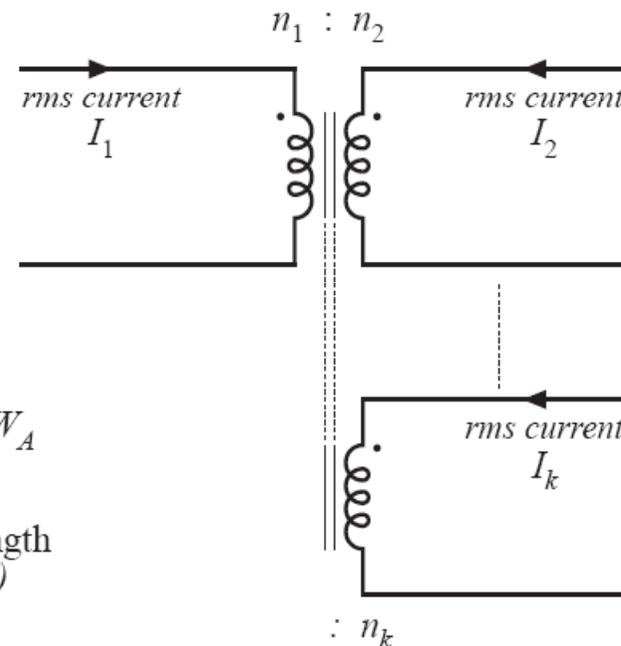
14.3.1 Window area allocation

Given: application with k windings having known rms currents and desired turns ratios

$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \dots = \frac{v_k(t)}{n_k}$$



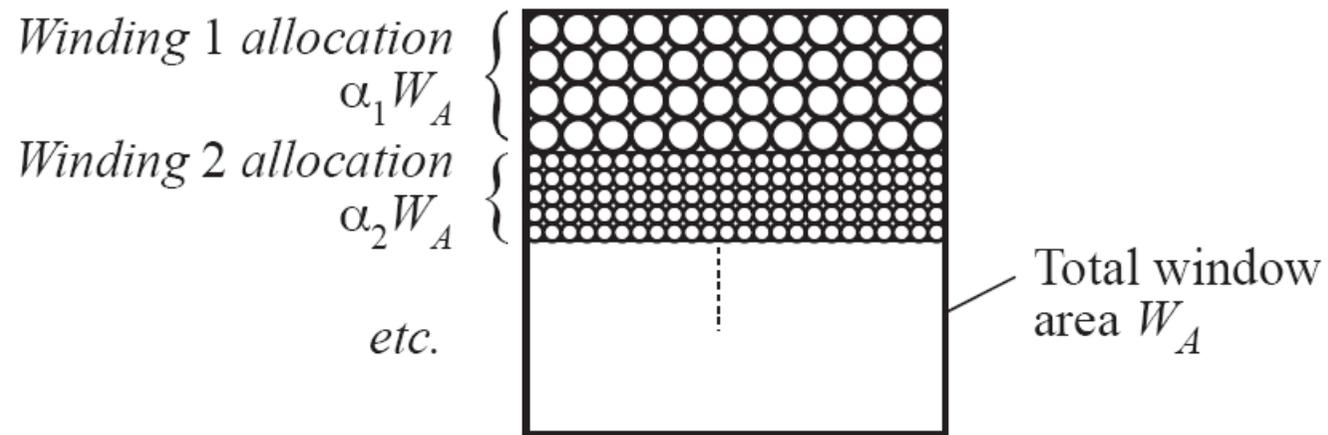
$$W_A \text{ (Window Area)} = A_W \text{ (Area of Winding)}$$



Q: how should the window area W_A be allocated among the windings?

4. Diseño de inductancias acopladas

Allocation of winding area



$$0 < \alpha_j < 1$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

4. Diseño de inductancias acopladas

Copper loss in winding j

Copper loss (not accounting for proximity loss) is

$$P_{cu,j} = I_j^2 R_j$$

Resistance of winding j is Cambio de notación

~~$$R_j = \rho \frac{\ell_j}{A_{w,j}}$$~~

$$R_j = \rho \frac{l_j}{S_{Cu,j}}$$

with

$$l_j = n_j (MLT)$$

length of wire, winding j

~~$$A_{w,j} = \frac{W_A K_u \alpha_j}{n_j}$$~~

wire area, winding j

$$S_{Cu,j} = \frac{W_A K_u \alpha_j}{n_j}$$

Hence

$$R_j = \rho \frac{n_j^2 (MLT)}{W_A K_u \alpha_j}$$

$$P_{cu,j} = \frac{n_j^2 i_j^2 \rho (MLT)}{W_A K_u \alpha_j}$$

4. Diseño de inductancias acopladas

Total copper loss of transformer

Sum previous expression over all windings:

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho (MLT)}{W_A K_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right)$$

Need to select values for $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ such that the total copper loss is minimized

An alternate form:

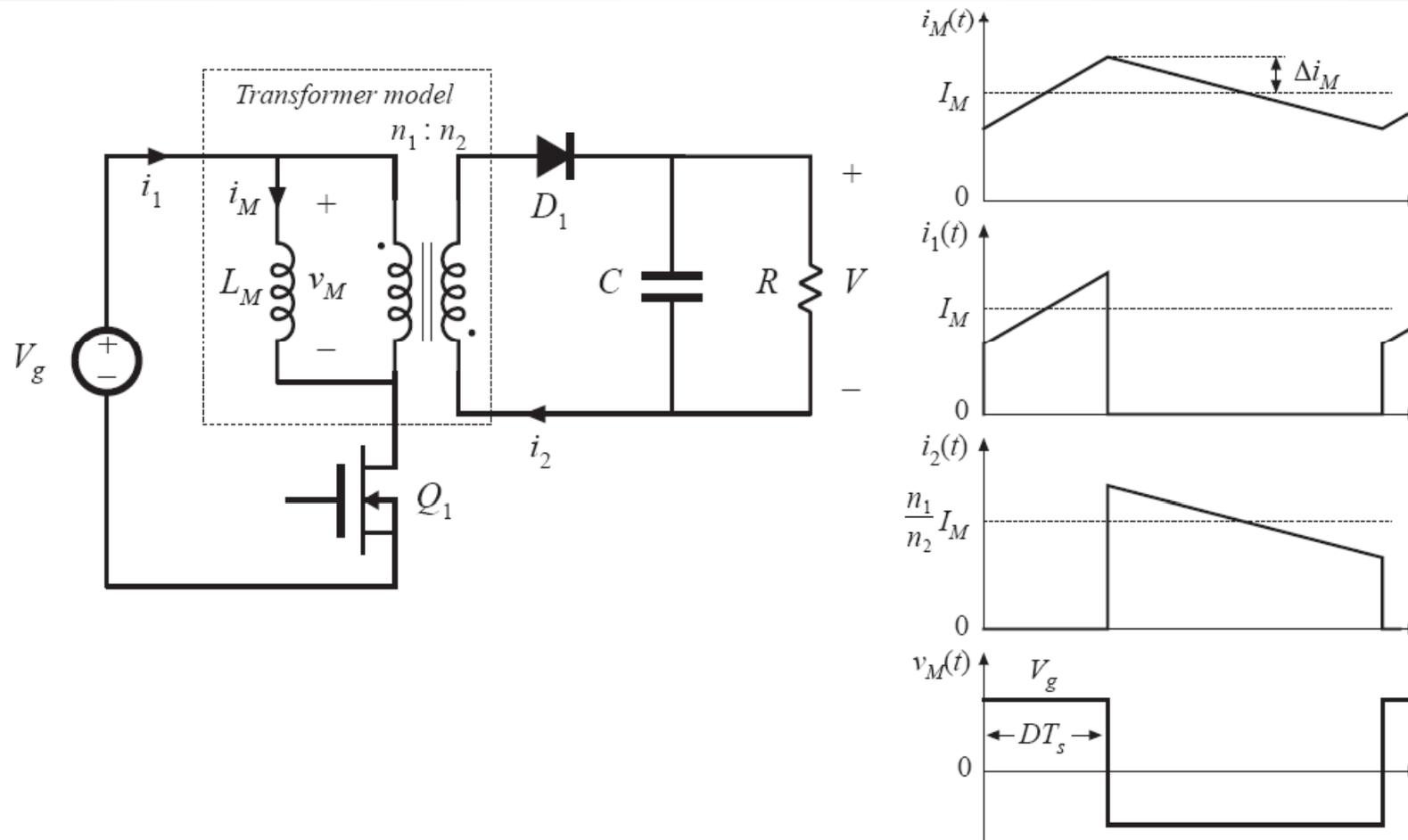
$$\alpha_m = \frac{n_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} n_j I_j}$$

$$\alpha_m = \frac{V_m I_m}{\sum_{n=1}^{\infty} V_j I_j}$$

$$I_{Tot1} = I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 + \dots + \frac{n_k}{n_1} I_k$$

4. Diseño de inductancias acopladas

14.4.2 Example 2: CCM flyback transformer



4. Diseño de inductancias acopladas

Specifications

Input voltage	$V_g = 200\text{V}$
Output (full load)	20 V at 5 A
Switching frequency	150 kHz
Magnetizing current ripple	20% of dc magnetizing current
Duty cycle	$D = 0.4$
Turns ratio	$n_2/n_1 = 0.15$
Copper loss	1.5 W
Fill factor	$K_u = 0.3$
Maximum flux density	$B_{max} = 0.25\text{ T}$

4. Diseño de inductancias acopladas

Basic converter calculations

Components of magnetizing current, referred to primary:

$$I_M = \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \frac{1}{D'} \frac{V}{R} = 1.25 \text{ A}$$

$$\Delta i_M = (20\%) I_M = 0.25 \text{ A}$$

$$I_{M,max} = I_M + \Delta i_M = 1.5 \text{ A}$$

Choose magnetizing inductance:

$$\begin{aligned} L_M &= \frac{V_g D T_s}{2 \Delta i_M} \\ &= 1.07 \text{ mH} \end{aligned}$$

RMS winding currents:

$$I_1 = I_M \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M}\right)^2} = 0.796 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{n_1}{n_2} I_M \sqrt{D'} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_M}{I_M}\right)^2} = 6.50 \text{ A}$$

$$I_{tot} = I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 = 1.77 \text{ A}$$

4. Diseño de inductancias acopladas

Choose core size

$$\begin{aligned}K_g &\geq \frac{\rho L_M^2 I_{tot}^2 I_{M,max}^2}{B_{max}^2 P_{cu} K_u} 10^8 \\ &= \frac{(1.724 \cdot 10^{-6} \Omega\text{-cm})(1.07 \cdot 10^{-3} \text{ H})^2 (1.77 \text{ A})^2 (1.5 \text{ A})^2}{(0.25 \text{ T})^2 (1.5 \text{ W})(0.3)} 10^8 \\ &= 0.049 \text{ cm}^5\end{aligned}$$

Una vez elegido el núcleo, se determina el número de espiras de cada bobinado, los coeficientes α de cada bobinado, el área que corresponde a cada bobinado y la sección del hilo de cada bobinado.

5. Diseño de transformadores

El flujo mínimo será 0 y la corriente magnetizante mínima también. La densidad de flujo magnético máxima dependerá únicamente de la relación Vs aplicada.

Una elevada L_M no dará lugar a la saturación del núcleo (de hecho es deseable), por lo que se puede minimizar la reluctancia del núcleo. No se introduce un *gap*. El valor de L_M no es una especificación.

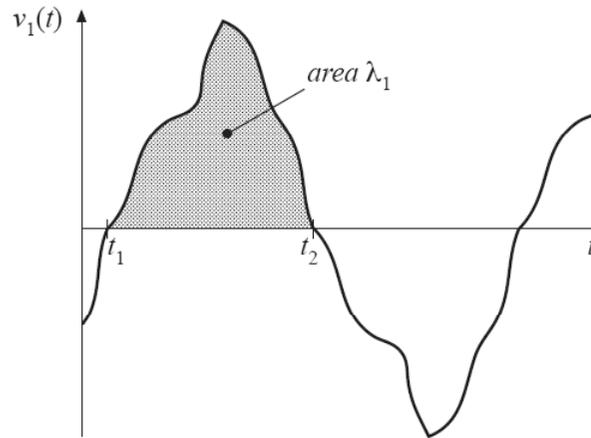
Flux density Constraint #2

Flux density $B(t)$ is related to the applied winding voltage according to Faraday's Law. Denote the volt-seconds applied to the primary winding during the positive portion of $v_1(t)$ as λ_1 :

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} v_1(t) dt$$

This causes the flux to change from its negative peak to its positive peak. From Faraday's law, the peak value of the ac component of flux density is

$$\Delta B = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_c}$$



To attain a given flux density, the primary turns should be chosen according to

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_c}$$

Si B varía entre 0 y un máximo, entonces:

$$B_{Max} = \frac{\lambda_1}{n_1 A_c}$$

5. Diseño de transformadores

La condición para elegir tamaño de núcleo se modifica. Se utiliza el número mínimo de espiras en función del campo máximo obtenido a partir de λ_1 .

Paso 1: Definir B_{max} (es decir, la amplitud de alterna de la densidad de flujo magnético). Normalmente limitado por pérdidas de potencia.

Paso 2: Elegir geometría de núcleo viable de acuerdo con:

$$N_{Max} \geq N_{Min} \quad N_{Max} = \frac{K_{Cu} A_W}{S_{Cu,min}} \quad N_{Min} = \frac{\lambda_1}{B_{Max} A_c} \text{ (B de 0 a } B_{Max} \text{)}$$

$$S_{Cu,min} = \frac{\rho_{Cu} N_{Min} MLT}{R_{Cu,MAX}} = \frac{\rho_{Cu} N_{Min} MLT I_{1RMS}^2}{P_{Cu,MAX}} \quad N_{Min} = \frac{\lambda_1}{2B_{Max} A_c} \text{ (B de } -B_{Max} \text{ a } +B_{Max} \text{)}$$

$$I_{1RMS}^2 = I_{Tot1}^2 \quad \text{(teniendo en cuenta que hay múltiples bobinados)}$$

Paso 3: Fijada la geometría, se determina el número de espiras del bobinado 1 (N_{min}) y posteriormente los de los demás bobinados, los coeficientes α de cada bobinado, el área que corresponde a cada bobinado y la sección del hilo de cada bobinado.