

TRANSFORMADORES FUNDAMENTOS Y CONSTRUCCIÓN



WWW.AUTODIDACTA.INFO

Contenido

Capítulo 1

El Campo Magnético 9

Introducción.....	9
Magnetismo	9
Campo, Inducción y Vectores	11
Campo Magnético y Corriente Eléctrica	16

Capítulo 2

Fuerza Electromotriz Inducida..... 23

Introducción.....	23
Fuerza Electromotriz Inducida	23
Ley de Faraday	24
Ley de Lenz	26
Corrientes de Foucault	27
Ejercicios de Aplicación Práctica	30

Capítulo 3

Autoinducción..... 35

Introducción.....	35
Inducción Mutua	35
Autoinducción	37
Energía de la Autoinducción	38
Conexión en Serie de Inductancias	42
Ejercicios de Aplicación Práctica	44

Capítulo 4

Propiedades Magnéticas de los Materiales 49

Introducción.....	49
Clasificación de Materiales	49
Causa de los Efectos Magnéticos	50
Excitación Magnética, Susceptibilidad y Permeabilidad	53

Capítulo 5

Ferromagnetismo55

Introducción.....	55
Temperatura de Curie	58
Histéresis	59
Analogía Eléctrica de los Circuitos Magnéticos	64
Circuitos Magnéticos.....	64
Etapas de Imantación Ferromagnéticas	68

Capítulo 6

Corrientes Alternas 71

Introducción.....	71
Generación de Corriente Alterna	71
Concepto de Frecuencia	73
Representación Vectorial	73
Valores Medio y Eficaz de una Tensión Alterna	75
Relaciones de Fase Tensión-Corriente	76
Ley General para los Circuitos de CA	79
Ejercicios de Aplicación Práctica	79

Capítulo 7

Funcionamiento del Transformador83

Introducción.....	83
El Transformador	83
<i>Tensión de Autoinducción en el Transformador</i>	85
<i>Diagramas Vectoriales del Primario</i>	86
<i>Deformación del Campo por Histéresis</i>	89
<i>Análisis de la Condición de Vacío</i>	91
<i>Diagrama Vectorial Primario-Secundario</i>	92
<i>Cálculo de la Corriente Magnetizante</i>	93
<i>Análisis de la Condición de Carga</i>	98
<i>Diagramas Vectoriales Completos y Reducidos</i>	100
Diagrama Reducido al Primario	100
Diagrama Reducido al Secundario	104
Diagrama de Kapp	104

*Capítulo 8***Ensayos y Materiales 113**

Introducción.....	113
Características Mecánicas de los Materiales Magnéticos	113
Anisotropía	114
Conformación de la Curva de Histéresis	114
Efecto Pelicular Magnético	118
Aleaciones de Hierro-Silicio	118
Hierro-Silicio de Grano Orientado	120
Cálculo de las Pérdidas en el Hierro	120
Cálculo de las Pérdidas en el Cobre	124
Relación de Transformación.....	126
Verificación de la Aislación	127
Consideraciones Térmicas.....	128
Rendimiento	129

*Capítulo 9***El Autotransformador 131**

Introducción.....	131
Principio de Funcionamiento	131
Análisis Comparativo con el Transformador	133

*Capítulo 10***Cálculo Práctico Simplificado
de Transformadores 137**

Introducción.....	137
Consideraciones Generales de Diseño	137
Cálculo de un Transformador de Alimentación.....	141
Construcción del Transformador	152
<i>Terminación del Transformador.....</i>	<i>157</i>

*Capítulo 11***Transformadores Especiales 159**

Introducción.....	159
Transformadores para Redes Trifásicas	160

Transformadores para Fuentes Conmutadas	162
Métodos de Diseño	165

Capítulo 12

Diseño de Bobinas con Núcleo de Aire 167

Introducción	167
Solenoides Monocapa	167
Cálculo de un Solenoide Monocapa	170
Solenoides Multicapa	171
Cálculo de la Bobina para el Filtro de Cruce	173
<i>Cálculo de las Pérdidas de Inserción</i>	177
<i>Construcción de la Bobina</i>	177

Capítulo 13

Diseños con Núcleos Toroidales 179

Introducción	179
Códigos de Identificación	179
<i>Características</i>	180
Condiciones de Diseño	182
<i>Determinación del Factor de Mérito</i>	186
<i>Detalles Constructivos</i>	188
Mediciones Prácticas	189

Capítulo 1

El Campo Magnético



Introducción

Resulta prácticamente imposible estudiar el funcionamiento de un transformador y proyectar su construcción sin un conocimiento previo de los fenómenos magnéticos y las leyes que los rigen. Algunas de ellas se expresan con ecuaciones matemáticas que requieren conceptos de análisis integro-diferencial, tema no incluido en el desarrollo de este libro; sin embargo, es posible una aproximación al estudio del magnetismo con un tratamiento menos profundo, pero sin dejar de mencionar el significado de magnitudes como inducción, intensidad de campo, permeabilidad y otras, junto a un manejo básico de gráficos vectoriales. No se incluyen conceptos relativos a campos magnéticos y fuerzas derivadas de ellos, pero se recuerda que ésta es un área fundamental para el estudio de instrumentos analógicos, generadores y motores eléctricos, donde existen componentes en movimiento.

Magnetismo

Los primeros fenómenos magnéticos observados estuvieron ligados a los **imanes naturales**, consistentes en trozos de un mineral de hierro, históricamente hallados cerca de la ciudad de Magnesia, ciudad griega de la antigüedad. Por esta razón se llamó a este material **magnetita**, el cual químicamente es un óxido ferroso-férrico (Fe_3O_4); es un polvo negro que en presencia de agua forma un hidrato de color verde sucio, también con propiedades magnéticas. Se puede obtener en los laboratorios por calcinación del óxido férrico o descomponiendo el agua por el hierro al rojo. La magnetita y sus derivados tienen la propiedad de atraer el hierro no imantado, siendo el efecto más pronunciado en ciertas regiones del cuerpo, llamados **polos**.

Este fenómeno, conocido por los chinos cerca del año 120 A.C., se aprovechó mucho después al dar origen a brújulas rudimentarias destinadas a orientar la navegación (cerca del S XI D.C.).

Sin embargo, el estudio de los fenómenos magnéticos se limitó al uso de imanes naturales, obtenidos a partir del mineral y hasta 1819 no se conocía la relación entre los fenómenos eléctricos y magnéticos.

En aquel año Oersted observó la interacción entre un imán montado sobre un pivote y una corriente transportada por un alambre conductor. En estas condiciones, una fina aguja imantada puede girar por influencia de dicha corriente. Años más tarde, Faraday observó que se producía corriente eléctrica instantánea en un circuito cuando en otro circuito próximo se establecía o se interrumpía una corriente. Posteriormente, se descubrió que el movimiento de aproximación o alejamiento de un imán sobre un circuito producía el mismo efecto. Igual resultado obtuvo J. Henry, casi contemporáneamente con Faraday.

El trabajo de Oersted demostró la generación de efectos magnéticos a partir del movimiento de cargas eléctricas y el de Faraday y Henry, la obtención de corrientes por el movimiento de imanes.

La ciencia actual atribuye el origen de los fenómenos magnéticos a las fuerzas creadas por cargas eléctricas en movimiento. Dicho físicamente, las cargas móviles producen fuerzas **magnéticas** entre sí, además de las fuerzas puramente **eléctricas** o **electrostáticas** dadas por la ley de Coulomb.

Un punto de partida para el estudio del magnetismo es entonces el de las fuerzas originadas por cargas móviles; posteriormente es más fácil interpretar el concepto de los polos magnéticos y de las propiedades magnéticas como el ferromagnetismo, suponiendo tener un conocimiento del origen atómico de la materia.

Puesto que los electrones están en movimiento alrededor del núcleo atómico y considerando un movimiento rotacional de aquéllos sobre su eje, cabe esperar que cada átomo presente efectos magnéticos, que se han comprobado experimentalmente. La posibilidad del origen de las propiedades magnéticas de la materia a partir de minúsculas corrientes atómicas fue sugerida por Ampère en 1820, pero la comprobación de tal hipótesis sólo ha sido posible recientemente.

Campo, Inducción y Vectores

Para mejorar la comprensión de estos fenómenos es adecuado suponer que una carga móvil produce un **campo magnético** en el espacio próximo a ella y este campo ejerce efectos de fuerza sobre cualquier carga que se mueva en él.

El campo magnético ejerce una fuerza sobre la carga únicamente si ella está en movimiento. Dejando de lado la fuerza electrostática, se dice que **existe un campo magnético en un punto si se ejerce una fuerza sobre una carga móvil que pase por dicho punto.**

La fuerza electrostática sobre la carga móvil es, en muchos casos, despreciable frente a la acción de la fuerza magnética creada por la misma carga, lo cual facilita los estudios matemáticos del tema.

Existen muchas analogías entre campos eléctricos y magnéticos, aunque ambos son de naturaleza diferente y producen fenómenos distintos.

Los dos campos tienen magnitudes vectoriales, de modo que es necesario conocer la idea de vector.

La noción de vector para representar y expresar muchos fenómenos físicos tiene un gran valor matemático. La gran ventaja en la aplicación del cálculo vectorial es que permite razonar problemas en el espacio sin usar ejes coordinados.

Un vector en el espacio es una combinación de una magnitud (número positivo real) y una dirección. Por tanto, un vector se puede representar por un segmento de recta dirigido en el espacio. Junto con la dirección se indica el sentido del vector. Se dice que dos vectores son iguales, cuando sus magnitudes, direcciones y sentidos son iguales, como se muestra en la Fig. 1.1.

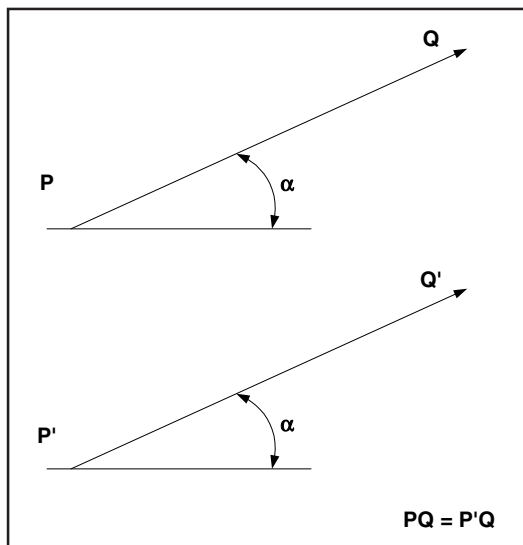
Para diferenciarlos de las magnitudes escalares se los suele escribir con notaciones especiales. En este libro se indicará la magnitud vectorial en tipografía negrita toda vez que interese destacar la naturaleza vectorial del sistema o ecuación planteada.

La magnitud de un vector viene dada por su longitud y es determinada por el valor físico que representa a través de una escala establecida previamente para facilitar su reproducción gráfica.

12 Transformadores - Fundamentos y Construcción

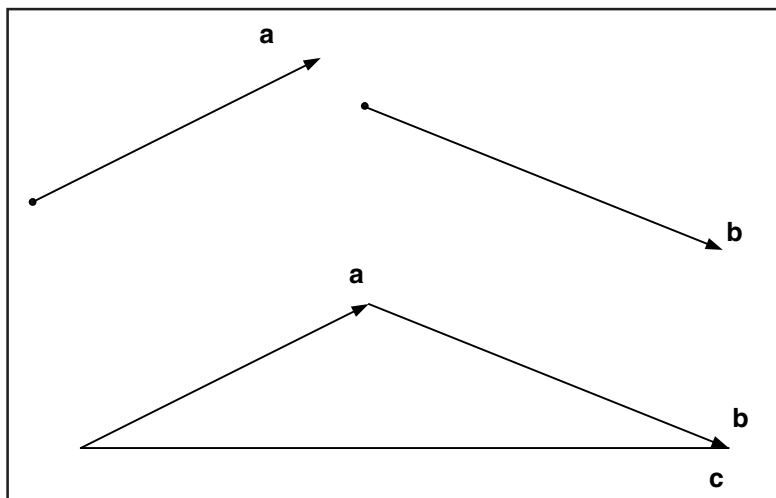
Los vectores pueden ser sometidos a operaciones matemáticas, tales como suma y resta, multiplicación, etc. Sin embargo, dada su ubicación en el espacio y sus parámetros de dirección y sentido, las operaciones no son puramente algebraicas en el sentido tradicional de los números naturales.

Fig. 1.1.
Un vector
identificado como
PQ es igual a otro
P'Q' cuando su
magnitud,
dirección y sentido
son iguales.



Por ejemplo, la Fig. 1.2 muestra la suma de dos vectores $\mathbf{a} + \mathbf{b}$ para obtener el vector \mathbf{c} , que no resulta la suma algebraica $\mathbf{a} + \mathbf{b}$, sino una composición geométrica de \mathbf{a} y \mathbf{b} .

Fig. 1.2.
La suma de dos
vectores $\mathbf{a} + \mathbf{b}$
es otro vector
resultante de
una
construcción
geométrica
particular.



Por otro lado, es posible realizar el producto de un vector por un número, llamado **producto escalar**, cuyo resultado es también un vector. En la Fig. 1.3, siendo **a** un vector dado y *h* un número, el producto **ah** es un vector cuya magnitud es *h* veces la magnitud de **a** y con la misma dirección de **a**; el sentido depende del signo de *h*; si es positivo se conserva el sentido original, si es negativo se invierte el sentido. El producto escalar se simboliza con un punto (•) entre los factores.

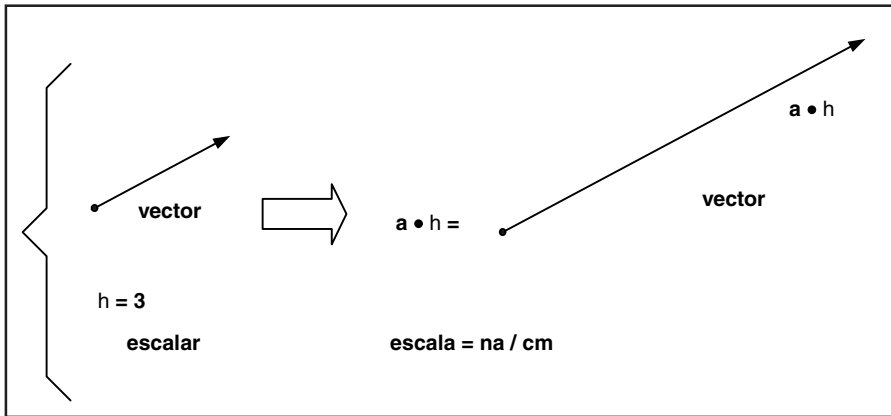


Fig. 1.3. El producto escalar de un vector **a** por un número *h* es otro vector cuya magnitud es el producto **a • h**. Se conserva la dirección del vector; el sentido depende del signo de la cantidad numérica. Observe la introducción del factor de escala.

El producto entre dos vectores o producto vectorial es más complejo, ya que resulta en un vector que tiene en cuenta el ángulo formado por ellos. Por ejemplo, dados dos vectores **a** y **b**, su producto vectorial (indicado por el signo ×), genera otro vector cuya magnitud es:

$$\mathbf{a} \times \mathbf{b} = a \cdot b \cdot \sin \theta, \text{ siendo } \theta \text{ el ángulo entre } \mathbf{a} \text{ y } \mathbf{b}.$$

En la Fig. 1.4 se representa en el espacio el producto escalar de dos vectores **a** y **b**.

Observe que el vector resultante **c** es perpendicular a los originales. Por otro lado, el producto vectorial no es conmutativo, es decir el resultante no es el mismo si se multiplican **a × b** que **b × a**.

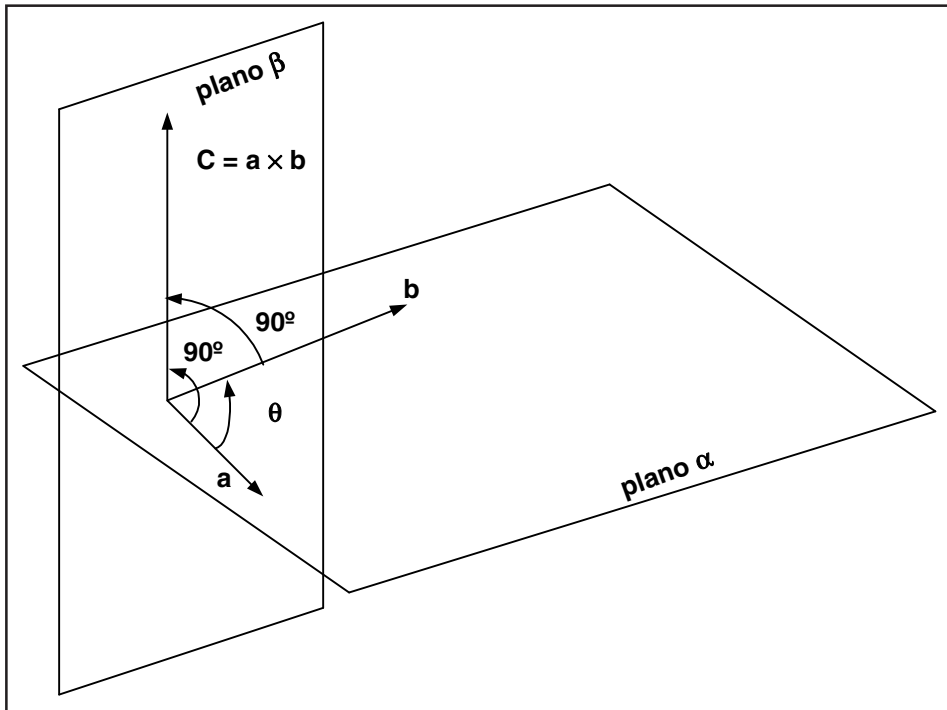


Fig. 1.4. El producto vectorial de dos vectores **a** y **b** es otro vector **c** perpendicular al plano de los anteriores.

Volviendo al estudio del campo magnético y de su naturaleza, se dice que el mismo tiene en cada punto un valor y una dirección.

En realidad, el estudio correcto implica introducir dos vectores relacionados: **B** es el vector inducción magnética y **H** el vector excitación magnética; se estudiarán en ese orden.

Un campo magnético puede representarse por líneas de inducción, cuya dirección en cada punto está dada por la del vector inducción magnética. Por convención, el número de líneas por unidad de superficie perpendicular a su dirección es el valor de la inducción, situación mostrada esquemáticamente en la Fig. 1.5. La inducción magnética tiene su propia unidad que expresa la densidad de líneas por unidad de superficie. En el sistema de medición MKS una línea de inducción se denomina Weber (Wb) y la inducción magnética **B** se expresa en Weber por metro cuadrado (Wb/m²). Existen otros sistemas de medida, como el CGS electromagnético, donde una línea de inducción se denomina Maxwell (Mx) y la inducción magnética **B** se expresa en maxwell por centímetro cuadrado (Mx/cm²).

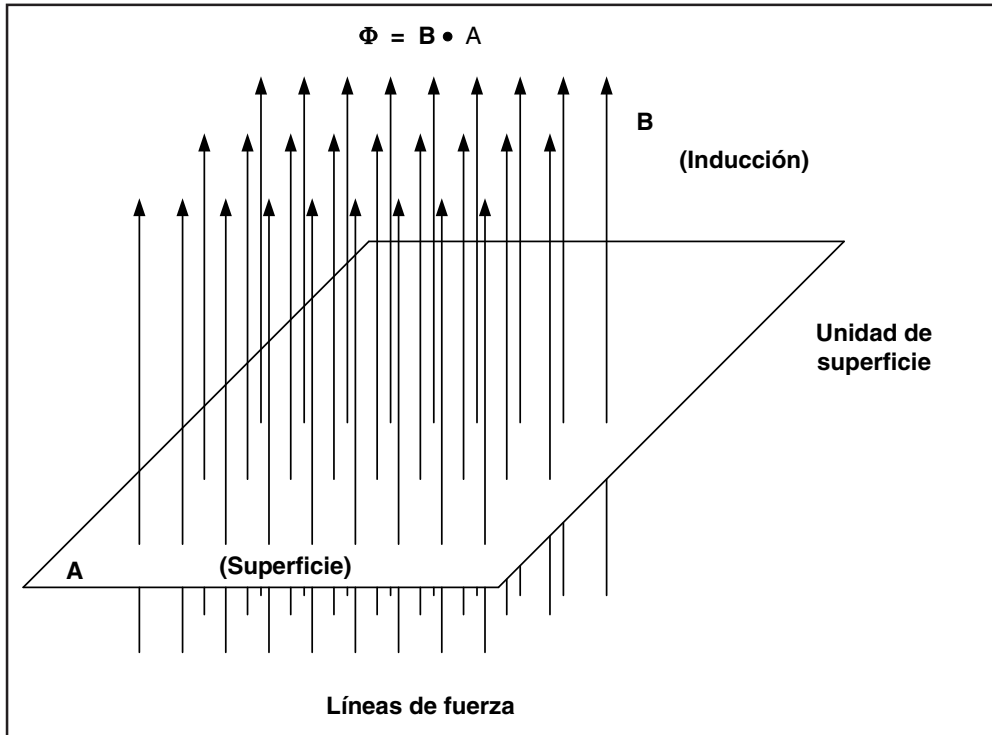


Fig. 1.5. Representación esquemática de las líneas de fuerza de un campo magnético.

Asimismo, esta unidad de inducción **B** se conoce como Gauss (G), mientras que en el sistema MKS no existe unidad para la relación Wb/m^2 . Como ambos sistemas están relacionados a través de las medidas de longitud, masa y tiempo, también existe relación numérica entre valores de **B** medidos en ambos sistemas, es decir:

$$1 \text{ Wb/m}^2 = 10^4 \text{ Mx/cm}^2 = 10^4 \text{ Gauss}$$

Expresando ambas en cm^2 se obtiene:

$$1 \text{ Wb} = 10^8 \text{ Mx}$$

Los mayores valores **B** obtenibles en un laboratorio son del orden de 10 Wb/m^2 .

El número total de líneas de inducción que atraviesan una superficie, como muestra la Fig. 1.5, se denomina **flujo magnético** a través de la superficie y se representa con la letra griega Φ . El valor del flujo se obtiene matemáticamente integrando la inducción **B** por la superficie involucrada.

Cuando \mathbf{B} es uniforme y perpendicular a la superficie (S), el flujo es el producto de ambas magnitudes:

$$\Phi = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} \quad (1.1)$$

Nuevamente, en el sistema MKS, el flujo queda expresado en Wb. Como la inducción en un punto es igual al flujo por unidad de superficie, se suele denominar al mismo como **densidad de flujo**.

Es muy importante tener en cuenta estas definiciones y observar las unidades usadas para expresar cada magnitud, pues es común introducir errores en los cálculos por una mala interpretación de los datos cuando se debe calcular o evaluar un transformador o un circuito magnético en particular.

El otro vector fundamental, la excitación magnética \mathbf{H} se describirá cuando se estudien las propiedades magnéticas de los materiales, siendo suficiente por el momento conocer el vector inducción y otros parámetros asociados.

Campo Magnético y Corriente Eléctrica

En la práctica, las cargas móviles que forman una corriente eléctrica y constituyen la intensidad que atraviesa un conductor, pueden crear un campo magnético. Es útil entonces estudiar el campo magnético que rodea a un conductor que transporta corriente.

Las primeras observaciones de interacción eléctrica y magnética fueron hechas por Oersted, tal como se indicó al principio.

Experiencias posteriores de Ampère, y de Biot y Savart condujeron a una relación que permite calcular la densidad de flujo en cualquier punto del espacio que rodea a un conductor o circuito donde circule una corriente.

Antes de continuar el desarrollo del tema, es conveniente aclarar el concepto matemático que se aplicará a varias expresiones relativas a la inducción y muchas otras ecuaciones afines.

Resulta de gran utilidad estudiar fenómenos físicos a partir de magnitudes de valor muy pequeño conocidas como intervalos o incrementos y simbolizadas con el símbolo Δ . Así un intervalo mínimo de longitud l será Δl , un intervalo mínimo de inducción \mathbf{B} será $\Delta \mathbf{B}$, etc. Estos intervalos pueden ser sometidos a

diversas operaciones matemáticas como sumas y restas, productos y cocientes. Cuando son llevados a su mínima expresión se convierten en magnitudes diferenciales; por ejemplo el diferencial de longitud l se simboliza como dl , el diferencial de inducción \mathbf{B} es $d\mathbf{B}$, etc.

Este importante concepto matemático da origen al cálculo diferencial, proyectando la resolución de lo que se conoce como **límite del cociente incremental o derivada**.

En otros casos, es necesario calcular condiciones finales o magnitudes a partir de los diferenciales, de modo que es necesaria una sumatoria de los mismos bajo condiciones establecidas; esta rama da origen al cálculo de **integrales**. Ambos conceptos definen totalmente toda la teoría del electromagnetismo y muchas otras áreas de la física y otras disciplinas. En este libro no se emplean tales herramientas de cálculo para mantener un nivel accesible, aunque se recomienda al interesado en profundizar los aspectos matemáticos, recurrir a tratados de electricidad y magnetismo avanzados y a textos de análisis matemático.

Imagine un conductor recto por el cual circula una corriente i ; considere una pequeña fracción del conductor, llamada Δl , tal como se observa en la Fig. 1.6. La corriente i a través de esta longitud infinitesimal Δl crea un campo infinitesimal $\Delta\mathbf{B}$ en un punto del espacio llamado P. El vector $\Delta\mathbf{B}$ se ubica en un plano perpendicular a Δl y a la recta que une P y Δl . Este fenómeno origina líneas de fuerza de inducción magnética en planos perpendiculares al eje del conductor. Esto es lo que muestra la figura y posiblemente resulte más fácil comprender el efecto gráficamente; el sentido de estas líneas es el horario, cuando se miran en el sentido convencional de la corriente a través de Δl . Otra forma de definirlo consiste en imaginar un tornillo de rosca a derecha, avanzando en el sentido de la corriente. Esta relación se conoce como **regla del tornillo**.

Otra forma de memorización es representar el conductor sujeto con la mano derecha, en cuyo caso el pulgar extendido indica el sentido de la corriente y los dedos restantes rodean entonces al conductor en el sentido que lo harían las líneas de fuerza.

El valor del vector infinitesimal $\Delta\mathbf{B}$ está dado por una expresión del tipo:

$$\Delta\mathbf{B} = \frac{k' i \Delta l \cdot \sin \Theta}{r^2} \quad (1.2)$$

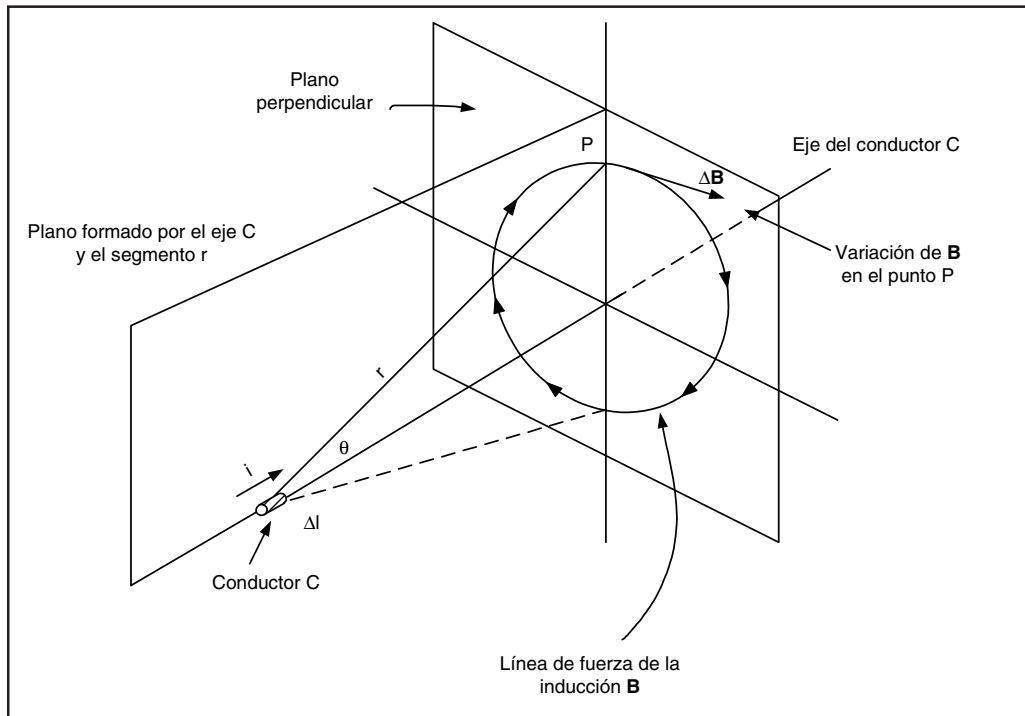


Fig. 1.6. Cargas eléctricas, representadas por un elemento infinitesimal de corriente, crean un campo magnético con líneas de inducción perpendiculares al plano determinado por el conductor C y la distancia r indicada en la figura.

Se interpreta la ecuación (1.2) con la ayuda de la Fig. 1.6, donde r es la distancia entre la fracción de conductor Δl y el punto P analizado y θ es el ángulo existente entre r y Δl , lo cual da una idea de la posición del punto en el espacio.

Cuando los intervalos Δl son suficientemente pequeños, también lo son los vectores ΔB y la ecuación toma su forma matemática diferencial, conocida como ley de Ampère. En realidad ella debe ser atribuida a Biot, que la propuso en 1820.

El factor k' es una constante de proporcionalidad que depende del sistema de unidades elegidas (MKS, CGS, etc.).

En el sistema MKS su valor es 10^{-7} Wb/A-m. Con el objeto de simplificar una serie de ecuaciones relacionadas con esta ley, se define una nueva constante de

proporcionalidad llamada μ_0 , ampliamente conocida en la teoría del magnetismo. El valor normalizado es:

$$\mu_0 = 12,57 \cdot 10^{-7} \text{ Wb/A-m; y se conoce como permeabilidad del vacío.}$$

La ecuación (1.2) permite deducir que la inducción $\Delta \mathbf{B}$ es nula en todos los puntos del eje del conductor, puesto que por trigonometría, la función $\sin \Theta$ es nula para un ángulo cero. Con el mismo razonamiento, la inducción será máxima en un plano perpendicular al eje, donde la función $\sin \Theta$ es máxima e igual a 1.

En la práctica, la ecuación (1.2) carece de valor, puesto que no es posible separar una porción del conductor; pero, integrando todos los intervalos, se obtiene la inducción creada por un circuito completo.

Si hay materia en el espacio que rodea al circuito, la densidad de flujo en un punto depende no sólo de la corriente del conductor, sino también de la imantación de dicha materia. Sin embargo, mientras esta materia no sea de naturaleza ferromagnética y se trate simplemente de aire u otro elemento, las condiciones no se alteran en gran medida. Si existe sustancia ferromagnética, entonces el valor μ_0 debe ser reemplazado por otra constante, como se estudiará oportunamente.

Empleando la ley de Ampère se puede calcular la densidad de flujo magnético en un punto exterior a un conductor por el cual circula una corriente.

La Fig. 1.7 ayuda a la comprensión visual de la situación; si el conductor es muy largo comparado con la distancia a que lo separa del punto P, el valor de la inducción es:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{i}{a} \quad (1.3)$$

De la figura se observa que cada línea de inducción es una línea cerrada, una circunferencia concéntrica al conductor y perpendicular a su eje. Aquí surge una diferencia fundamental con las líneas del campo eléctrico, que son abiertas y terminan sobre cargas positivas o negativas.

Otra construcción de interés aparece en la Fig. 1.8 y corresponde al campo magnético creado por una espira circular.

Fig. 1.7.
El concepto de la Fig. 1.6 se puede extender a un conductor rectilíneo largo y a su campo correspondiente.

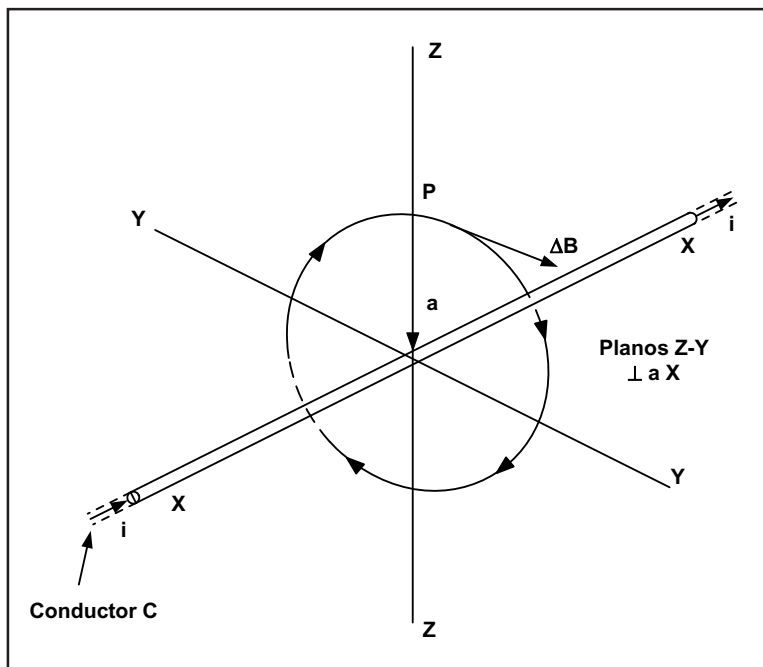
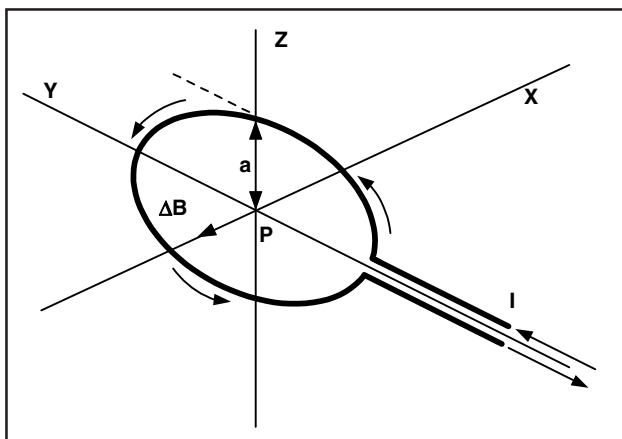


Fig. 1.8.
Detalle ilustrativo de la creación del campo magnético en el centro de una espira circular.



Se debe suponer que existe una tensión exterior a la que se conecta la espira para que a través de ella pueda circular una corriente i ; la espira presenta un radio a cuyo valor influye en el cálculo de la inducción. Con ayuda de la geometría y a través del análisis matemático se deduce que la inducción magnética en el centro de la espira es:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{2} \frac{i}{a} \quad (1.4)$$

El cálculo de la inducción en puntos fuera del eje resulta mucho más compleja y requiere de otros conceptos como las series infinitas.

Si en lugar de una sola espira se tiene un número N de ellas formando lo que se conoce como **bobina**, suponiendo que todas tengan el mismo radio y se ubiquen una junto a otra, cada vuelta contribuye del mismo modo a la creación del campo total y la ecuación (1.4) toma la forma:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{2} \frac{N i}{a} \quad (1.5)$$

Si la cantidad de espiras es grande o mejor dicho, si la bobina así formada es un largo cilindro denominado **solenoid**, la densidad de flujo en un punto P sobre el eje se calcula con ayuda de la Fig. 1.9, siendo su valor en el centro del mismo:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \frac{N i}{l} \quad (1.6)$$

En este caso l es la longitud del solenoide y los otros factores son los explicados anteriormente.

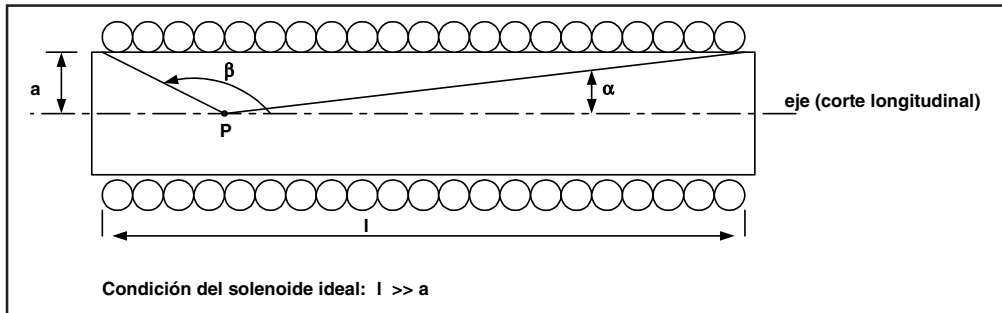


Fig. 1.9. Representación en corte esquemático de un solenoide y los parámetros para el cálculo de **B**.

Sin embargo, la inducción no es constante, particularmente en los extremos del solenoide, donde su valor es la mitad de la inducción máxima calculada con la

ecuación (1.6). Asimismo, la inducción para puntos interiores, aún fuera del eje, pero lejanos de los extremos, se calcula con la misma expresión. La disminución de \mathbf{B} en los extremos se debe al debilitamiento del campo y se dice que allí existe un campo disperso.

Si se tuerce un solenoide largo, curvándolo hasta adquirir forma circular, donde sus extremos están próximos, se obtiene un **toroide**. Ahora, prácticamente todo el flujo magnético queda atrapado en el interior y la densidad del mismo en cualquier punto dentro del bobinado se calcula con la ecuación (1.5), siendo l la longitud media de la circunferencia del toroide, es decir la línea que en el solenoide atravesaba su eje.

Se han introducido estas ecuaciones con el fin de familiarizar al lector en los términos básicos que habrá de utilizar luego, para el cálculo de transformadores y bobinas, donde es común el uso de parámetros como permeabilidad (μ), inducción (\mathbf{B}) y la relación expresada aquí como Ni , que físicamente significa corriente por cantidad de espiras o típicamente amper-vueltas.

Por otro lado, tanto los solenoides como los toroides tienen amplia aplicación práctica, especialmente si la materia contenida en su interior es de naturaleza ferromagnética, donde constituye los denominados núcleos.

Capítulo 2

Fuerza Electromotriz Inducida



Introducción

Los principios que rigen la generación de la fuerza electromotriz inducida son los mismos que permiten la producción a gran escala de energía eléctrica a nivel mundial. Este desarrollo proviene de las investigaciones de Faraday y Henry, quienes descubrieron, casi contemporáneamente, los fenómenos de fem inducida y los métodos de conversión de energía mecánica en eléctrica.

Si bien, como se dijo en el Capítulo 1, no se describen aquí los fenómenos relativos a las fuerzas e interacciones de movimiento, propias de ciertos sistemas eléctricos y magnéticos, es necesario comentar brevemente aspectos como las leyes de Faraday, Lenz y los trabajos de Foucault, fundamentales en el proyecto de transformadores.

Fuerza Electromotriz Inducida

Cuando un conductor se mueve dentro de un campo magnético, cada partícula cargada situada dentro del conductor experimenta una fuerza dirigida a lo largo del mismo. La fuerza es proporcional a la inducción \mathbf{B} , a la cantidad de carga eléctrica dentro del conductor y a la velocidad con que éste se mueve. Además, el sentido de dicha fuerza depende del sentido de orientación del campo.

Los electrones libres en el conductor se moverán en el sentido de la fuerza que actúa sobre ellos hasta que el exceso de cargas acumulada en un extremo establezca un campo electrostático tal que la nueva fuerza así generada anule el movimiento inicial.

Si de alguna manera se puede mantener al conductor en movimiento habrá un desplazamiento continuo de cargas, es decir se produce una corriente y el conductor móvil se comporta como un generador de **fuerza electromotriz inducida**, (fem inducida).

Los sentidos relativos de la fem, el campo y el movimiento corresponden al sistema conocido como **regla de la mano derecha**, también llamada **regla de los tres dedos**.

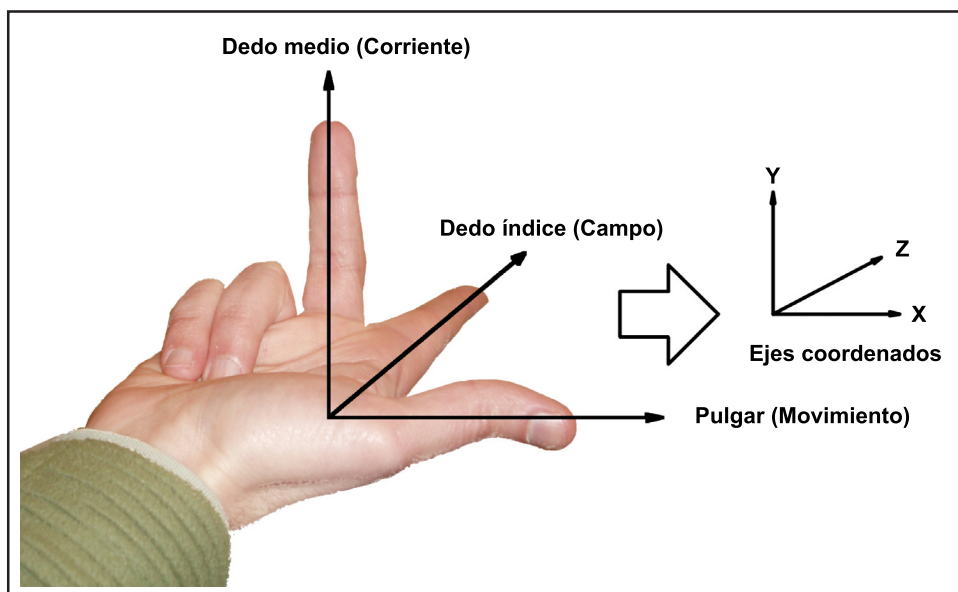


Fig. 2.1. La regla de la mano derecha permite determinar los sentidos relativos de la corriente, el campo magnético y el movimiento en cada eje coordenado.

Extendiendo el pulgar, el índice y el dedo medio de forma que constituyan tres direcciones perpendiculares entre sí, el pulgar habrá de indicar el sentido de movimiento, el índice el sentido del campo magnético y el medio indicará el sentido convencional de la corriente, tal como se muestra en la Fig. 2.1. La corriente tiene lugar si el sistema es adecuado para formar un circuito cerrado permanente.

Ley de Faraday

El estudio anterior determina que sólo hay inducción de fem cuando existe algún tipo de variación, por ejemplo el desplazamiento del conductor dentro

del campo magnético. Desde otro punto de vista se puede decir que un conductor estático dentro de un campo magnético variable inducirá también una f.e.m.

Si el campo varía, lo harán asimismo las líneas de fuerza que cortan al conductor; toda variación de este tipo induce una fem. En general la variación del flujo, $\Delta\Phi$ se produce en un intervalo de tiempo Δt y la relación entre ambas variaciones determina el valor de la fem; simbolizando a ésta con la letra e. Se enuncia entonces el concepto de la ley de Faraday como:

En un campo magnético variable con el tiempo, se induce una fem en cualquier circuito cerrado que es igual a menos la derivada respecto al tiempo del flujo del campo magnético a través del circuito.

Se expresa el mismo en forma matemática como:

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \quad (2.1)$$

Aplicando análisis matemático, haciendo infinitamente pequeños los intervalos de variación Δ del numerador y denominador se obtiene la ley de Faraday de la autoinducción.

La expresión final de la ecuación (2.1) puede estar acompañada de una constante que permite medir el valor de fem en volt. El signo negativo se interpreta como que el valor que adquiere la fem en cada instante es impuesto por la ley de Lenz, que se estudiará posteriormente. Por ahora basta decir que el signo negativo indica que la fem inducida siempre tiende a oponerse a la causa que la produce.

El enfoque de la fem inducida por el movimiento de un conductor es aplicable al estudio de sistemas electromecánicos, donde hay piezas en movimiento, como en motores, dínamos o instrumentos de cuadro o hierro móvil. En cambio, la idea de una fem inducida por variación del flujo resulta más adecuada al estudio de sistemas estáticos mecánicamente, como transformadores u otros dispositivos donde la generación de la fem no se pueda atribuir a fuerzas mecánicas ejercidas sobre una carga móvil.

Suponga, por ejemplo, dos espiras de alambre dispuestas como en la Fig. 2.2. La corriente provocada en el circuito P crea un campo magnético proporcional

a dicha corriente. Una parte del flujo pasa al circuito S; si la corriente en el circuito P varía, también lo hace el flujo en el circuito S. Aunque P y S estén inmóviles, la variación del flujo es posible modificando la posición del reóstato, que modifica la intensidad de corriente en P, o bien interrumpiendo la misma al accionar el pulsador K.

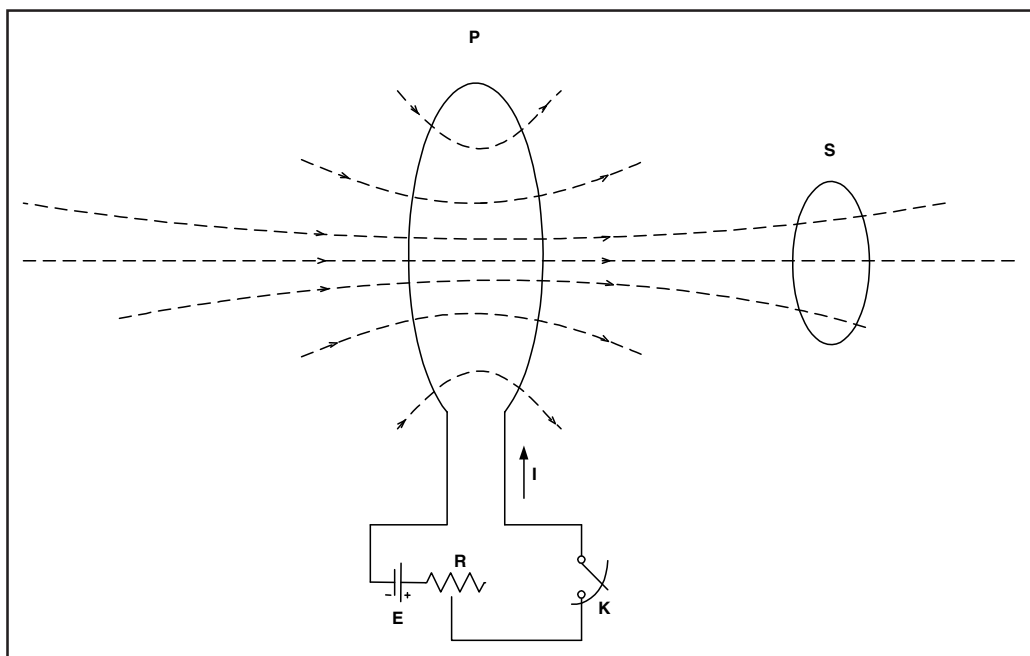


Fig. 2.2. Experiencia demostrativa del fenómeno de inducción. Cuando varía la corriente a través del circuito P, también lo hace el flujo magnético que atraviesa el circuito S, cercano al primero.

Ley de Lenz

H. F. E. Lenz fue un físico alemán contemporáneo de Faraday y Henry que, investigando en la misma línea, determinó la ley que lleva su nombre y establece el sentido de una fem inducida con el siguiente enunciado:

El sentido de una fem inducida es tal que se opone a la causa que la produce.

La ley se interpreta de distinto modo según la causa específica que da origen a la fem.

Cuando la fem es producida por un conductor en movimiento dentro de un campo magnético, reacciona creando una corriente (de circuito cerrado) de sentido tal, que la fuerza sobre esta corriente es opuesta al sentido de movimiento del conductor. Aparece pues, una oposición al movimiento del conductor.

Si la fem es producida por variación del flujo que atraviesa un circuito cerrado, la corriente producto de dicha fem tiene un sentido tal, que crea por sí misma un flujo secundario, el cual, dentro del plano circuital es opuesto al flujo primario si este flujo está aumentando o bien, es del mismo sentido que el flujo primario si éste está disminuyendo. Por lo tanto, aparece una **oposición**, no al flujo mismo, sino a su **variación**.

Éste es un concepto fundamental, pues el fenómeno aparece siempre que se produzca la menor variación, en cualquier sentido.

Corrientes de Foucault

Según lo visto hasta aquí, las fem inducidas producían corrientes con trayectorias perfectamente definidas, a través de conductores y circuitos externos.

En la práctica, componentes como los transformadores, con grandes masas metálicas inmersas en campos magnéticos variables o los motores con estas masas moviéndose en campos magnéticos, producen corrientes inducidas no deseadas que circulan en el volumen metálico. Estas corrientes estudiadas por el físico J. B. Foucault reciben el nombre de corrientes de Foucault o corrientes en torbellino, dada su naturaleza circulatoria no uniforme.

La Fig. 2.3.a muestra un disco metálico en rotación dentro de un campo magnético perpendicular a su plano y limitado sólo a la región circular inferior. Se establecen corrientes de Foucault sobre el disco, como se muestra en la Fig. 2.3.b.

La aplicación de la ley de Lenz demuestra que en las proximidades del radio r aparecen corrientes de sentido tal que se oponen al movimiento.

Sin embargo, las corrientes de retorno no experimentan tal fuerza, ya que están fuera del campo. La acción recíproca entre estas corrientes de torbellino y el campo produce un efecto de frenado sobre el disco.

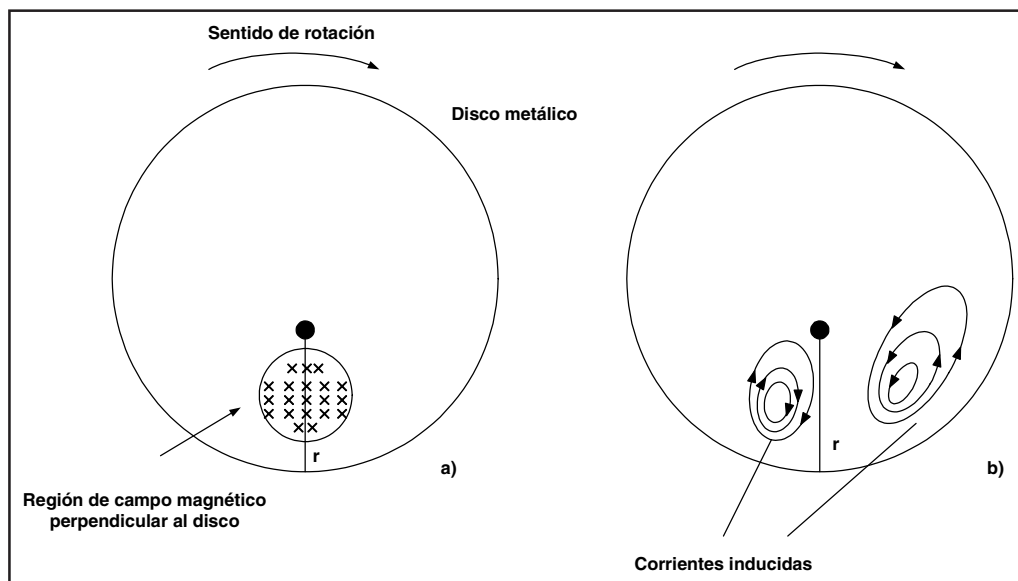


Fig. 2.3. Un disco metálico en rotación genera corrientes en torbellino en su estructura, conocidas como corrientes de Foucault. **a)** Esquema general. **b)** Región analizada.

El sistema encuentra algunas aplicaciones técnicas y se conoce como freno por corrientes de Foucault; resulta útil en amortiguación de bobinas de instrumentos y otros usos.

El aspecto indeseable se presenta en transformadores de CA, como indica la Fig. 2.4. La corriente alterna que circula por los bobinados crea un flujo alternado dentro del núcleo, generando una fem inducida en los arrollamientos del secundario debido al cambio rítmico del flujo que lo atraviesa.

Pero el núcleo de hierro es también conductor y cualquier sección obtenida por corte esquemático como A-A, puede considerarse como formada por cierto número de conductores cerrados, uno dentro del otro, como formando capas. El flujo a través de cada uno de los circuitos independientes cambia continuamente, produciendo corrientes en torbellino en todo el volumen del núcleo. Las trayectorias de estas corrientes son perpendiculares al flujo; estas corrientes resultan indeseables porque son disipativas (producen calor) y crean un flujo no uniforme que afecta al original.

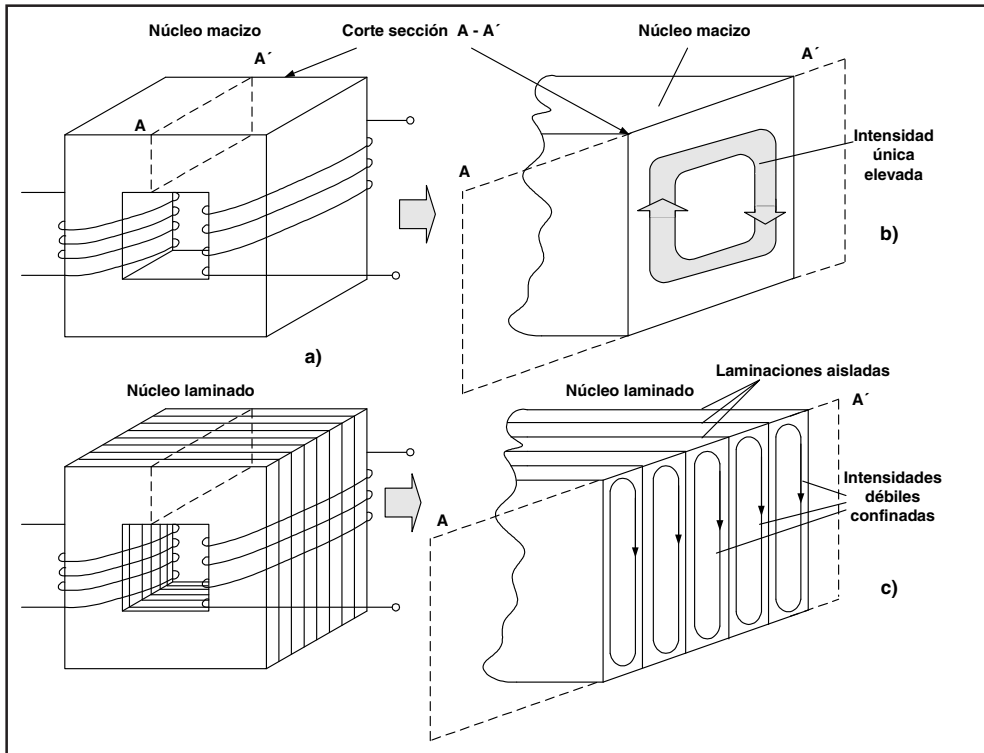


Fig. 2.4. Corrientes de Foucault en un transformador. **a)** Estructura esquemática del núcleo, los bobinados y el flujo ligado, **b)** Las corrientes de Foucault tienen recorridos extensos en núcleos macizos, **c)** Las corrientes de Foucault tienen recorridos reducidos en núcleos laminados.

En los transformadores reales estas corrientes llegan a ser reducidas sustancialmente, aunque no eliminadas totalmente, empleando núcleos laminados. La resistencia eléctrica presente entre láminas consecutivas, debida al óxido propio del hierro o por agregado de barnices aislantes, circunscribe las corrientes de torbellino a cada lámina individual. Esto aumenta en gran medida la trayectoria, con incremento de la resistencia y disminución del calor generado al bajar la corriente de Foucault, aunque la fem no se modifica.

Como se estudiará exhaustivamente más adelante, en los transformadores de núcleo abierto se suelen emplear núcleos de hilos de hierro formando haces; en los transformadores de baja potencia con bajas corrientes de Foucault se utilizan núcleos de hierro obtenidos a alta presión con hierro pulverizado.

Cuando se hace el proyecto y cálculo de un transformador se observa que parte de las pérdidas en el hierro están ocasionadas por las corrientes de torbellino. Estas pérdidas dependen cuadráticamente del espesor de la chapa que forma las láminas, por este motivo, el valor disipativo aumenta rápidamente si no se recurre a una chapa de espesor muy delgado.

Si bien existen otros factores que aumentan las pérdidas en el hierro, se busca fundamentalmente reducir el espesor de las chapas a fracciones de milímetro, siendo el límite impuesto sólo por razones constructivas.

Ejercicios de Aplicación Práctica

1. En el circuito de la Fig. 2.2, suponga que para cierto valor de corriente en la espira P, se induce un flujo magnético de $3 \cdot 10^{-3}$ Wb sobre la espira S; al pulsar el interruptor K, el flujo se anula en 10^{-3} segundos. Calcular la fem inducida por esta acción:

Solución: Por definición, la fem inducida es:

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$$

Reemplazando por los valores dados:

$$e = -\frac{3 \cdot 10^{-3}}{10^{-3}} = -3 \text{ Wb/s}$$

El lector está familiarizado con la unidad volt para la designación de la tensión eléctrica y la fem es, precisamente, una tensión eléctrica. Entonces, el cociente de unidades Wb/s equivale a la unidad volt; prescindiendo del signo negativo, que indica oposición al sentido del flujo original, la fem inducida es, en valor absoluto de 3 V.

2. Una espira cuadrada de 6 m de lado es atravesada por una corriente de 5 A. Calcule la densidad del flujo magnético en un punto situado a 4 m del centro de la espira y ubicado sobre una recta perpendicular a su plano, pasando por su centro.

Solución: Es útil construir un diagrama que represente la situación planteada, tal como se muestra en la Fig. 2.5.

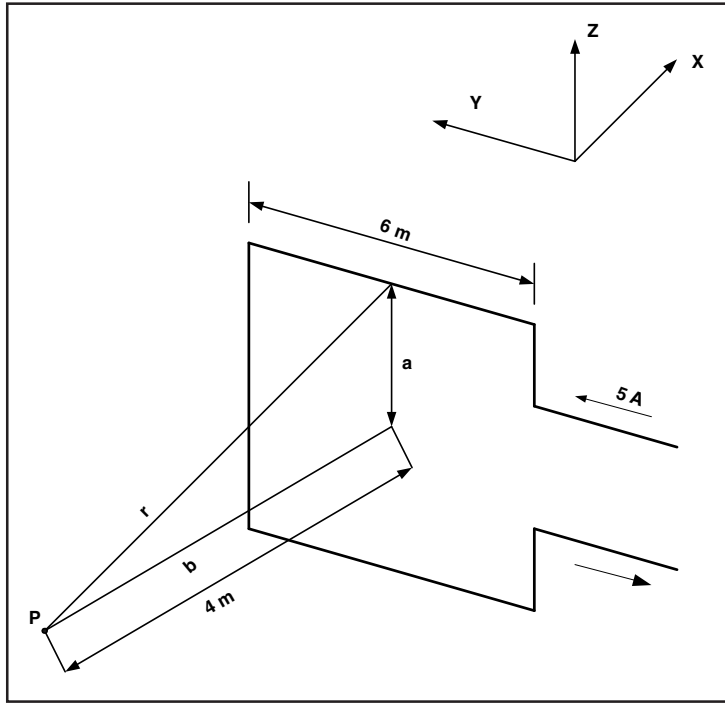


Fig. 2.5. Una espira cuadrada y su acción sobre un punto P externo.

El problema consiste en integrar el flujo a lo largo de la espira, teniendo en cuenta el ángulo generado desde P a los lados de la espira. Como resultado del cálculo integral se obtiene una expresión del flujo total B:

$$B = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{i a^2}{\sqrt{(a^2 + b^2)^3}} \quad (2.2)$$

Reemplazando valores:

$$B = 6,3 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{5 \cdot 9}{\sqrt{(9+16)^3}} = 0,226 \cdot 10^{-3} \text{ mWb/m}^2$$

3. Una bobina plana de 100 espiras, con 5 cm de radio transporta una corriente de 2 A. Calcule la densidad del flujo magnético en los puntos del eje de la bobina situados a 0,2 cm y 10 cm de su centro, respectivamente.

Solución: La representación del problema se indica en la Fig. 2.6.

Una bobina plana supone un bobinado superpuesto de tal forma que las espiras quedan todas en el mismo plano, de modo que cualquier punto fuera del centro se considera externo. Entonces, la ecuación correspondiente es la 2.3.

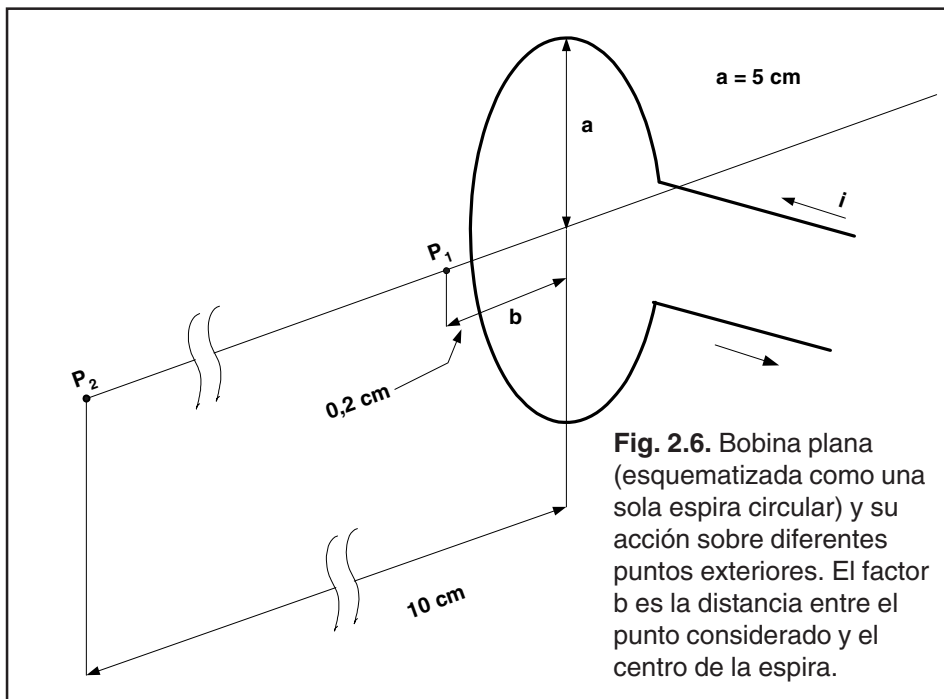


Fig. 2.6. Bobina plana (esquematizada como una sola espira circular) y su acción sobre diferentes puntos exteriores. El factor b es la distancia entre el punto considerado y el centro de la espira.

$$B = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{Ni a^2}{\sqrt{(a^2 + b^2)^3}} \quad (2.3)$$

Para el caso del punto P_1 , como la distancia b es despreciable frente al valor de a , la ecuación se simplifica, y reemplazando valores se obtiene:

$$B = 2,52 \text{ mWb/m}^2$$

Para el punto P_2 , reemplazando valores se obtiene:

$$B = 0,226 \text{ mWb/m}^2$$

Observe cómo disminuye el flujo magnético a medida que el punto de medición se aleja del centro de la espira.

- Una varilla de sección cuadrada de 2 cm de lado se curva hasta formar un anillo de radio interior de 7 cm , soldándose los extremos, como se muestra en la Fig. 2.7. Sobre este anillo se arrolla de modo toroidal un alambre, formando una bobina de 1.600 espiras, por la cual circula una corriente de 2 A . Calcule la inducción magnética a una distancia r del centro del toroide.

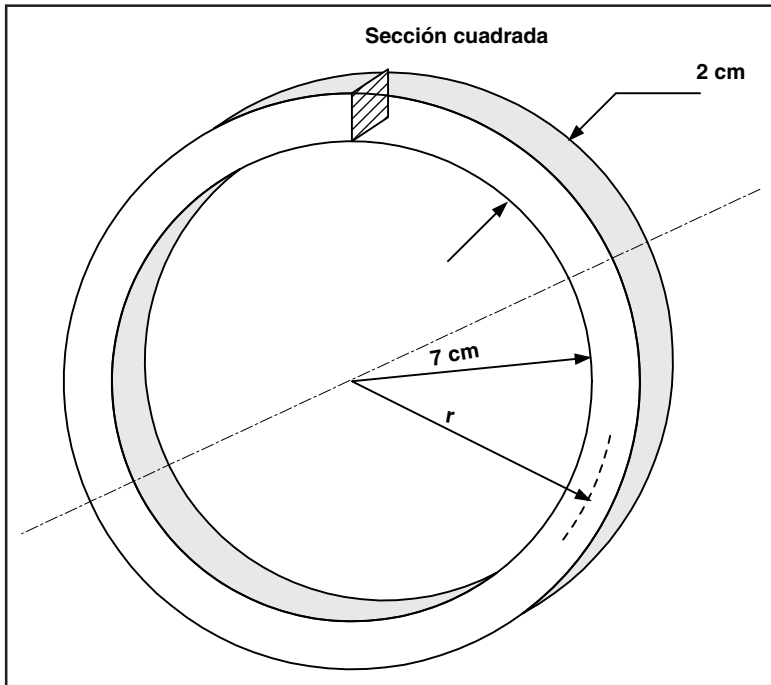


Fig. 2.7. Detalle del núcleo toroidal de sección cuadrada.

Solución: Aplicando la ecuación del flujo magnético en un toroide:

$$B = \frac{\mu_0 \bullet Ni}{l} \quad (2.4)$$

Siendo l la longitud del trayecto interno y tratándose de una circunferencia de radio r se obtiene:

$$B = \mu_0 \frac{Ni}{2\pi r}$$

Reemplazando valores:

$$B = \frac{64 \cdot 10^{-4} \text{ mWb/m}^2}{r}$$

5. El sistema de la Fig. 2.8, bobinado sobre una forma de cartón, tiene el bobinado P conectado a un generador de tensión a través de una llave inversora y el bobinado S a una carga resistiva. Deduzca el sentido de la corriente en S en los siguientes casos:

a. Cuando la corriente en P tiene sentido a-b y aumentando.

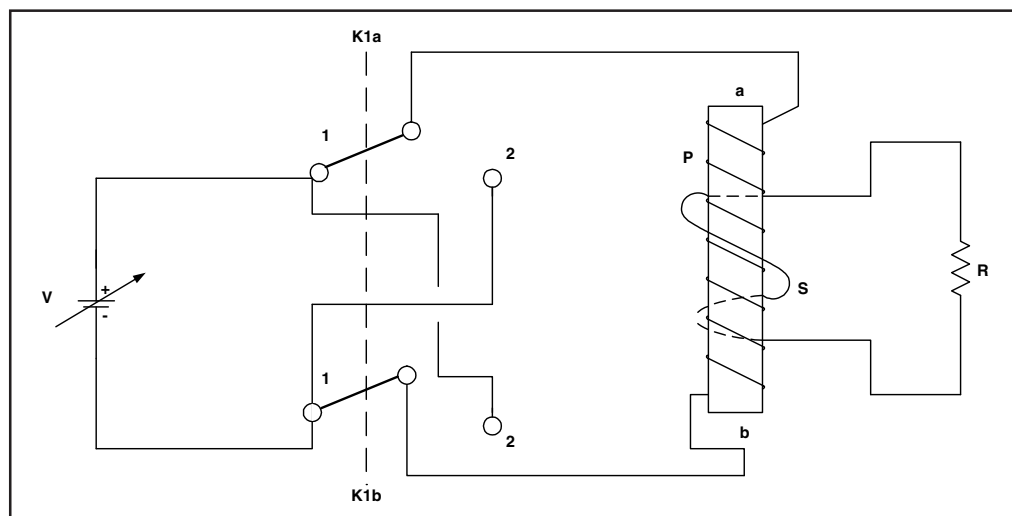


Fig. 2.8. Experiencia demostrativa del sentido circulatorio de la corriente en un bobinado S, cuando se invierte la corriente en un bobinado P.

- b. Cuando la corriente en P tiene sentido b-a y disminuyendo.
- c. Cuando la corriente en P tiene sentido b-a y aumentando.

Solución: De acuerdo a la ley de Lenz, la fem inducida tiende a oponerse a la causa que la produce, de modo que valen los siguientes análisis:

- a. Si la corriente en P es de sentido a-b (izquierda a derecha), al aumentar, el sistema tiende a inducir la situación opuesta; la corriente en R será de **derecha a izquierda**.
- b. Si la corriente en P tiene sentido b-a (derecha a izquierda) al disminuir, el sistema reacciona creando una corriente en igual sentido para oponerse a la disminución, de modo que la corriente en R será de **derecha a izquierda**.
- c. Si la corriente en P tiene sentido b-a (derecha a izquierda) y aumenta, el sistema reacciona oponiéndose, de modo que por R circula corriente de **izquierda a derecha**.

Este análisis tiene gran importancia en el armado de transformadores, pues la ubicación del principio y fin de cada bobinado o su sentido de arrollamiento influye en la polaridad y sentido de las corrientes y fem inducidas, de allí la determinación de lo que se denomina fase del **bobinado**, que en muchas aplicaciones es necesario respetar. Se acostumbra identificar el inicio del bobinado con un punto.

Capítulo 3

Autoinducción



Introducción

El concepto de la autoinducción está íntimamente relacionado con los temas expuestos en los capítulos previos, pero es conveniente tratarlo por separado dada su gran importancia en muchos sistemas técnicos eléctricos y electrónicos, puesto que define la inductancia, uno de los pilares de la teoría de los circuitos, junto con la capacidad y la resistencia.

Inducción Mutua

Previamente se ha demostrado cómo un flujo magnético variable induce una fem. Cuando el flujo variable se debe a una corriente, que circula por un segundo circuito puede estudiarse la fem inducida en función de esta corriente en lugar de emplear parámetros de flujo. La ventaja radica en una mayor comodidad de interpretación y cálculo.

Suponga dos bobinas colocadas en planos paralelos cercanos, tal como se muestra en la Fig. 3.1, donde sólo se ha representado cada bobina por una sola espira, vista en corte a fin de simplificar y facilitar su estudio. Se llama circuito 1 a la primera bobina y circuito 2 a la segunda.

La corriente del circuito 1 crea un campo magnético como el indicado, de modo que parte de sus líneas de fuerza atraviesan el área del circuito 2. Como las líneas de un campo magnético son trayectorias cerradas, toda línea que atraviese el circuito 2 está ligada a él como si se tratara del eslabón de una

cadena. Si existen allí una cantidad de espiras N_2 todo flujo Φ que lo atraviese produce un **flujo total ligado** igual al producto $\Phi \cdot N_2$. Este nuevo parámetro se mide en weber-vuelta en el sistema MKS. Algunos autores llaman a este producto **flujo concatenado**.

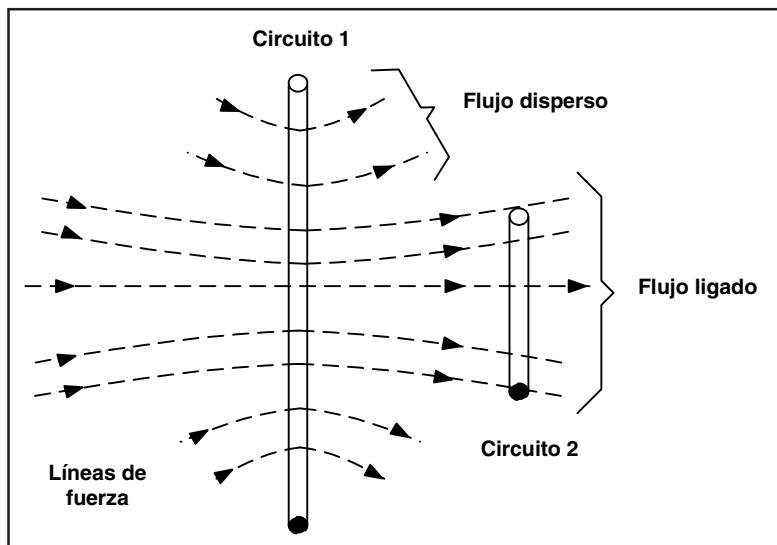


Fig. 3.1. La bobina esquemática del circuito 1, vista en corte, es atravesada por una corriente que genera un flujo magnético, parte del cual atraviesa a la bobina del circuito 2, constituyendo el flujo concatenado. Las líneas no ligadas entre 1 y 2 forman el flujo disperso.

Para un determinado valor de la corriente del circuito 1, el flujo ligado al circuito 2 depende de la forma y dimensiones del sistema pero, fundamentalmente, de la corriente del circuito 1. Se supone que en este análisis no intervienen materiales ferromagnéticos, cuyo tratamiento se verá más adelante, puesto que la presencia de hierro modifica totalmente los cálculos.

Por lo tanto, el flujo ligado al circuito 2 es proporcional también a la corriente del circuito 1 y se puede simbolizar:

$$\Phi_{21} = K i_1$$

Donde, Φ_{21} es el flujo ligado al circuito 2 debido a la corriente i_1 del circuito 1, siendo K una constante de proporcionalidad.

Cuando varía i_1 , también lo hace Φ_{21} , induciendo en el circuito 2 una fem cuyo valor es proporcional no sólo al flujo, sino también al número de espiras N_2 , de lo cual en definitiva resulta:

$$e_2 = -N_2 K \frac{\Delta i_1}{\Delta t} \quad (3.1)$$

Como sucedía en el enunciado de la ley de Faraday, el signo negativo indica oposición a la variación. Tanto N_2 como K son constantes para un circuito dado, de modo que pueden reunirse en un solo valor llamado M . Entonces, la fem inducida en el circuito 2 es:

$$e_2 = -M \frac{\Delta i_1}{\Delta t} \quad (3.2)$$

El factor M se denomina coeficiente de **inducción mutua** de los dos circuitos. Resulta un parámetro de gran interés cuando existen bobinados acoplados entre sí.

La inducción mutua será grande cuando los circuitos se dispongan de modo que gran parte del flujo creado por la corriente de uno de ellos atraviese el otro; se dice entonces que los circuitos están fuertemente acoplados.

Esto sucede si ambos se arrollan sobre un núcleo de hierro o se bobinan conjuntamente a espiras superpuestas. Ambas situaciones son frecuentes en bobinados de transformadores con o sin núcleo ferromagnético.

Autoinducción

Hasta ahora se ha supuesto que el flujo magnético ligado es producido por una diferencia de potencial externa. Sin embargo, toda corriente que atraviesa un circuito (tal como una bobina), crea un campo que está ligado a su propio circuito. Dicho en otras palabras, independientemente de la causa externa, toda corriente variable induce su propia fem al producir una variación de su propio campo.

Por ejemplo, como vimos en el circuito de la Fig. 2.2, toda variación del reóstato origina un flujo variable que autoinduce una fem en la espira. Como sucedía con la inducción mutua, es más cómodo referir la fem a la corriente variable reemplazando en los cálculos al flujo.

El número de líneas de fuerza ligadas a un circuito, debido a la corriente que lo atraviesa, depende de la estructura física tal como forma, dimensiones, número de espiras, materiales, etc. Como la densidad del flujo es proporcional

básicamente a la corriente que lo produce, ambos son proporcionales entre sí, siempre descartando en este análisis a los materiales ferromagnéticos, ya que introducen grandes modificaciones.

Esta proporcionalidad se puede expresar como:

$$\Phi = Ki \quad (3.3)$$

Nuevamente, K es una constante que depende de los factores físicos mencionados. Si el circuito tiene N espiras y todo el flujo atraviesa cada espira, entonces la fem inducida es:

$$e = -KN \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.4)$$

Representando el producto KN por una sola letra L se tiene:

$$e = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.5)$$

El término L es el **coeficiente de autoinducción**; cuando e se expresa en volt y el cociente de variación en amper/segundo, L viene dado en henry (H). Se utilizan también submúltiplos como milihenry (mH) y microhenry (μ H).

El lector podrá encontrar L expresado en otras unidades, producto de las diferentes formas en que se puede calcular, ya sea a partir de los valores del flujo o de los dimensionales de la bobina. Por lo tanto, es válido expresar L en las siguientes unidades:

L se puede expresar en: V por A/s

W por vueltas/A

Henry

Energía de la Autoinducción

Cuando se conecta un componente inductivo real, como una bobina a una diferencia de potencial, existe siempre una resistencia asociada a la inductancia propiamente dicha. Tal situación se muestra en el circuito equivalente de la Fig. 3.2. Se ha descartado en este caso cualquier componente capacitiva a fin de simplificar el estudio.

Cuando se cierra K, la corriente i aumenta desde cero hasta un valor final dado por la ley de Ohm, V/R .

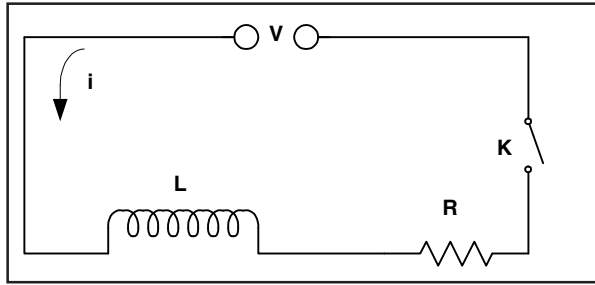


Fig. 3.2. Una inductancia real (L) presenta una resistencia (R), que interviene en la respuesta total del componente.

La potencia suministrada al circuito en este instante es la suma de las potencias absorbidas por los componentes L y R de la bobina, es decir:

$$P = Li \frac{\Delta i}{\Delta t} + i^2 R$$

El último término del segundo miembro es la potencia desarrollada en la parte resistiva, que se traduce como calor; el primer término del segundo miembro es la potencia suministrada a la inductancia.

Por lo tanto, se suministra energía a la autoinducción mientras la corriente está aumentando. Cuando ésta alcanza el máximo estacionario, no hay variación de intensidad en el tiempo y la autoinducción cesa de recibir energía. Como la energía recibida no puede desaparecer, se utiliza para crear el campo magnético que rodea al inductor, quedando almacenada de esta forma, como energía potencial. Si ahora se abre K, se anula el campo magnético y la energía pasa nuevamente al circuito; evidencia de esto es el arco voltaico que intenta establecerse cuando se abre un interruptor en un circuito inductivo. En definitiva, la energía W asociada al campo magnético de la corriente que atraviesa una autoinducción, se calcula con la siguiente ecuación:

$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad (3.6)$$

Siendo W la energía suministrada, mientras la corriente instantánea i aumenta desde cero hasta el valor máximo I. Esta misma energía es cedida por la inductancia cuando la corriente desciende a cero.

El ritmo de crecimiento de la corriente en una bobina se puede estudiar con una experiencia sencilla. Suponga un alambre largo de cobre cuya resistencia total es de 10 Ω; en términos prácticos un alambre esmaltado N° 20 de 300 metros alcanza este valor resistivo.

Aplicando a su longitud una tensión de 10 V, se obtiene por ley de Ohm una corriente de 1 A, establecida prácticamente al cerrar el circuito.

Si se cambian las condiciones, arrollando el mismo alambre en forma de bobina y se conecta la tensión de 10 V y un amperímetro en serie, la corriente máxima de 1 A no se establece de forma instantánea, sino que llega a este valor transcurrido un cierto tiempo. La variación de la corriente en función del tiempo t es, aproximadamente, la mostrada en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1.
Variación de la corriente en función del tiempo en un circuito inductivo específico.

t (ms)	I (A)
0	0
1	0,39
2	0,63
3	0,79
4	0,86
5	0,90
6	0,95
7	0,97
8	0,98
9	0,99
10	1,00 (aproximadamente)

Llevando estos valores a un gráfico se puede ver la ley de variación del crecimiento de la corriente en un circuito inductivo.

Se han tomado valores tales que la curva resulta así normalizada. Expresando el cambio de intensidad en % y la variación de tiempo como relación entre el valor inductivo (L) y resistivo (R) de la bobina, se obtiene la curva universal de constante de tiempo de un circuito inductivo, para cualquier rango de valores, tal como se muestra en la Fig. 3.3.

Del mismo modo, al anularse el potencial aplicado, la corriente no disminuye instantáneamente a cero, según lo estudiado por la ley de Lenz, pues el campo creado que tiende a desaparecer intenta mantener la circulación de corriente.

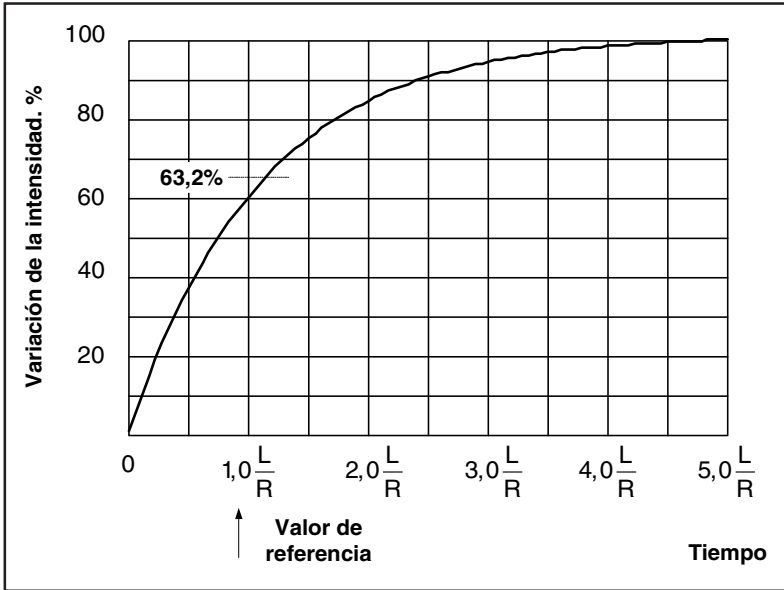


Fig. 3.3. Curva universal de la constante de tiempo L/R en función de la intensidad de corriente, en porcentaje.

Entonces la ley de variación corresponde a la curva universal invertida; la constante de tiempo L/R es aplicable tanto al aumento como a la disminución de la intensidad, puesto que los circuitos inductivos reaccionan ante variaciones de cualquier signo. El gráfico de la Fig. 3.4 muestra la curva de disminución de una corriente máxima de 2,5 A en un intervalo de 7 ms para un circuito inductivo dado.

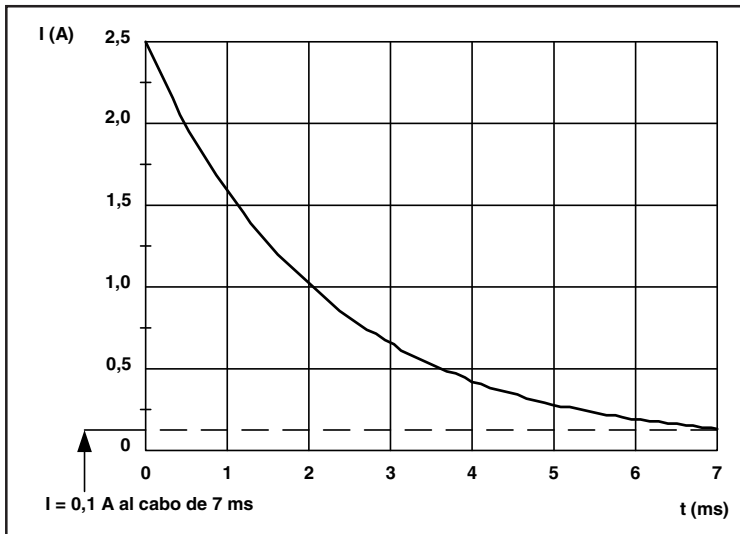


Fig. 3.4. Variación de la intensidad de una corriente dada en un intervalo de 7 ms.

Según lo visto, la variación de energía en un circuito inductivo no sigue una ley lineal, puesto que la corriente tampoco responde linealmente a las variaciones en el tiempo.

Conexión en Serie de Inductancias

La conexión de inductores requiere tener en cuenta factores más complejos que aquéllos presentes en la conexión de resistores. Se analiza el caso de inductores en serie, dejando la conexión en paralelo para los transformadores donde es más común este tipo de disposición.

Para el caso especial de dos bobinas con autoinducciones L_1 y L_2 respectivamente, sujetas a una inducción mutua M , se debe tener en cuenta el sentido de conexión de ambas. Si L_1 y L_2 se conectan como se observa en la Fig. 3.5.a, de modo que el flujo tiene igual dirección, tanto el generado por la corriente de la propia bobina o de la recíproca, al variar las fem de autoinducción y de inducción mutua, lo harán en el mismo sentido. La autoinducción total equivalente resulta:

$$L_T = L_1 + L_2 + 2 M \quad (3.7)$$

Si una de las bobinas se conecta invertida, el flujo de autoinducción será opuesto al de inducción mutua; entonces, como muestra la Fig. 3.5.b, las fem de autoinducción y de inducción de cada bobina tienen sentidos opuestos y la autoinducción total equivalente es:

$$L_T = L_1 + L_2 - 2 M \quad (3.8)$$

Si la construcción particular de ambas y su posición es tal que ninguna fracción del flujo ligado a una bobina atraviesa la otra, la inducción mutua M es nula y la autoinducción es simplemente la suma de las autoinducciones individuales.

De lo anterior se desprende que es posible construir una autoinducción variable conectando en serie dos bobinas, siempre que una de ellas pueda girar respecto de la otra para cambiar la densidad del flujo ligado.

Sin embargo, una construcción de este tipo tiene limitaciones prácticas y muchas veces es más fácil obtener la variación modificando el material sobre el que se arrolla el alambre, por ejemplo introduciendo un cuerpo diarmagnético o ferromagnético. Es lo que se conoce como núcleo variable.

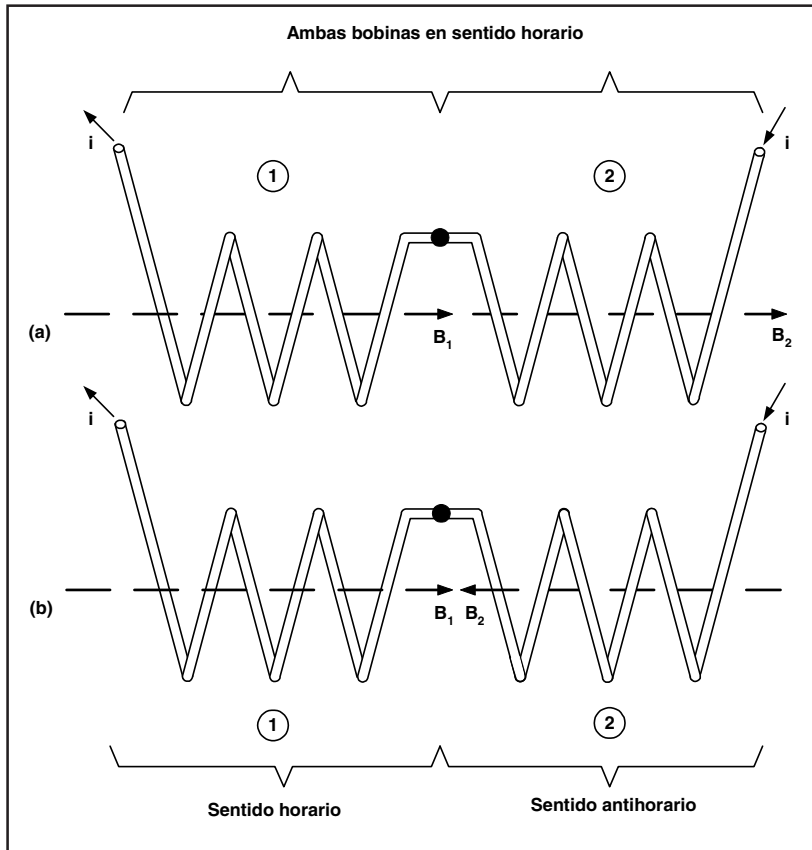


Fig. 3.5. Conexión de dos inductancias según el sentido de flujo, **a)** coincidente, **b)** invertido.

Un método experimental para determinar la inducción mutua de dos bobinas consiste en medir la autoinducción total equivalente de ambas conectadas en serie. La operación se hace en dos pasos; primero se conectan con los flujos coincidentes, midiéndose un valor equivalente L_A . Luego con los flujos opuestos, obteniéndose un valor equivalente menor, L_B .

Entonces el valor M experimental es:

$$M = \frac{L_A - L_B}{4} \quad (3.9)$$

Cuando existe un fuerte acoplamiento entre L_1 y L_2 , como sucede en transformadores con núcleo de hierro o estando las espiras de ambas muy juntas, se considera que M es la media geométrica de ambos valores:

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.10)$$

En la práctica, la autoinducción y la inducción mutua se miden con un instrumento llamado puente de Wheatstone modificado, aplicando un generador de corriente alterna.

Algunas alternativas de medición e instrumental para estas aplicaciones se encuentran desarrolladas en el libro *Instrumentos de Medición – Fundamentos y Construcción*, de Editorial HASA.

Los cálculos para la construcción de inductancias de diversos tipos se plantean más adelante, en los capítulos destinados a diseño.

Ejercicios de Aplicación Práctica

- Una bobina larga L , cuyos datos se dan al final del enunciado, contiene en su centro otra bobina pequeña ($N_2 = 20$ espiras). Calcule la inducción mutua de ambos componentes. Siendo $N_1 = 1000$ espiras, sección transversal $A = 10 \text{ cm}^2$, largo 50 cm .

Solución: Según la Fig. 3.6, considerando a L_1 mucho más larga que L_2 , el campo a que es sometido esta última es uniforme y todo el flujo atraviesa a L_2 y vale:

$$\Phi_{21} = \mu_0 \frac{A N_1 N_2}{l} \quad (3.11)$$

Como M está relacionada con el flujo que inyecta el circuito 1 a través de su corriente i_1 y con el número de espiras del circuito 2, esta relación toma la forma:

$$M = \frac{\Phi_{21} \cdot N_2}{i_1} \quad (3.12)$$

O bien, como M es común a ambos circuitos:

$$M = \frac{\Phi_{12} \cdot N_1}{i_2} \quad (3.13)$$

En este caso, reemplazando valores entre (3.11) y (3.12) se obtiene:

$$M = \mu_0 \frac{A \cdot N_1 N_2}{l} \quad (3.14)$$

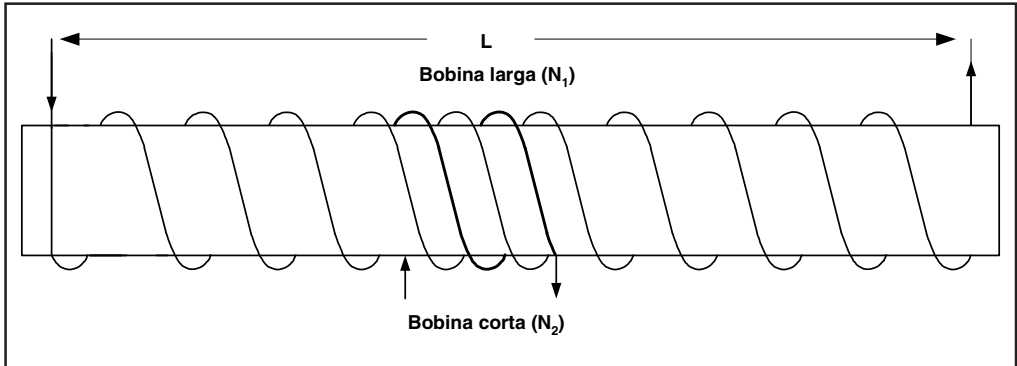


Fig. 3.6. Una bobina corta superpuesta a otra mucho más larga, permite aproximar los cálculos de inducción, pues se desprecia el flujo disperso.

Con los datos del problema se calcula M:

$$M = \frac{12,6 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 20}{0,5} = 50,4 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 50,4 \mu\text{H}$$

2. Calcule la autoinducción de un bobinado toroidal cuya longitud media l (eje transversal central) es de 1 m, su sección A es de 10 cm^2 y tiene una cantidad de espiras $N = 2.000$ vueltas.

Solución: De acuerdo a la ecuación (1.1) y (1.6), el flujo Φ total que atraviesa cada espira es:

$$\Phi = \mu_0 \frac{A N i}{l}$$

Además, deduciendo la autoinducción L a partir de la definición (ecuación 3.5) y según la ley de Faraday (ecuación 2.1), se obtiene:

$$L = \frac{N \Phi}{i}$$

A su vez, reemplazando Φ por la expresión de la ecuación (1.6) se obtiene finalmente:

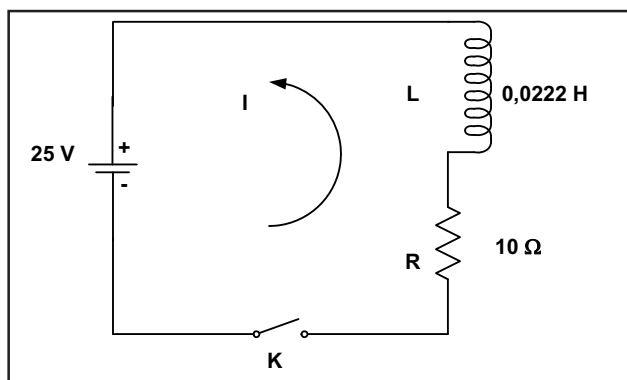
$$L = \mu_0 \frac{N^2 A}{l}$$

Reemplazando valores:

$$L = \frac{12,57 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^6}{1} = 5 \text{ mH}$$

Fig. 3.7.

Un circuito real R-L sometido a una tensión continua presenta una constante de tiempo para el establecimiento de la corriente.



3. Hallar la intensidad de la corriente que atraviesa el circuito de la Fig. 3.7 en un instante de tiempo igual a $2 L/R$ segundos, luego de cerrar el interruptor.

Solución: A partir de la curva universal de constante de tiempo inductiva, se observa que cuando haya transcurrido un tiempo $t = 2 L/R$ a partir del cierre, la corriente tendrá un valor 86% del máximo valor de I . Este valor máximo es el obtenido por la ley de Ohm cuando no existe variación:

$$I = \frac{E}{R} \qquad I = \frac{25}{10} = 2,5 \text{ A}$$

Entonces, para el punto de crecimiento pedido, el valor i correspondiente es:

$$i = 86\% I \qquad I = \frac{86 \cdot 2,5}{100} = 2,15 \text{ A}$$

4. En el circuito del problema anterior, donde ha estado circulando la corriente constante de 2,5 A, se elimina la fuente de potencial reemplazándola por un cortocircuito. Hallar la intensidad que circula luego de 1 ms de anular la fuente y establecer el cortocircuito.

Solución: Se trata de un caso de gran interés en sistemas electrónicos, puesto que el circuito equivalente es ahora el mostrado en la Fig. 3.8. Observe que la tensión aplicada previamente (25 V), aparece simultáneamente sobre las componentes inductiva y resistiva de la bobina. Como ambas forman parte del mismo elemento, se considera que la tensión presente es el doble de la aplicada, consideración a tener en cuenta durante el diseño del equipo que incluye un componente inductivo que es conmutado de esta manera.

Cuando se elimina la tensión aplicada, I tiende a disminuir, pero la tensión inducida por el campo en extinción intenta mantener la corriente.

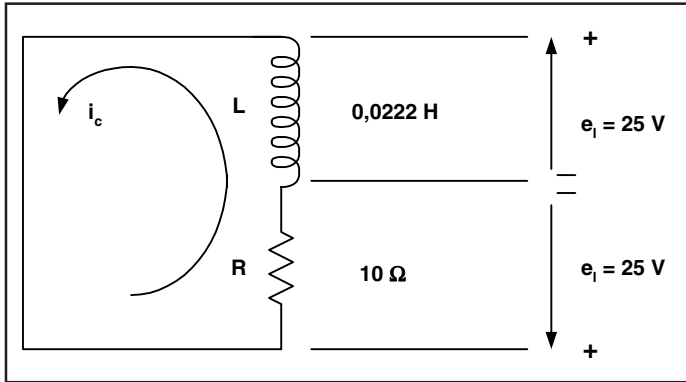


Fig. 3.8.
Circuito equivalente del mostrado en la Fig. 3.7 cuando se suplanta la tensión por un cortocircuito.

La tensión inducida en L queda aplicada a la parte resistiva, que la limita. Utilizando nuevamente la curva de la Fig. 3.4 se obtiene una corriente $i = 1,6$ A, transcurrido 1 ms desde la anulación del potencial.

5. Suponga que sobre un inductor de 180 mH existe una variación de corriente de 3 A a 2 A en 0,1 s. Calcule la tensión inducida.

Solución: Según la ecuación (3.5), la tensión inducida es:

$$e = -L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Considerando aquí el intervalo de variación de corriente Δi como:

$$\Delta i = 3 - 2 = 1 \text{ A}$$

Dicha variación de intensidad tiene lugar en un intervalo de tiempo de 0,1 s, de modo que:

$$\Delta t = 0,1 \text{ s}$$

Aplicando estos valores a la ecuación (3.5) se obtiene:

$$e = -180 \cdot 10^{-3} \frac{1}{0,1} = -1,8 \text{ V}$$

Capítulo 4

Propiedades Magnéticas de los Materiales



Introducción

La manifestación del magnetismo no está restringida a cargas móviles ni conductores en el aire o el vacío; por el contrario, muchos componentes de equipos eléctricos y electrónicos que generan o aprovechan los campos magnéticos contienen hierro o aleaciones de hierro. Transformadores, motores y generadores de electricidad son sólo algunos ejemplos de esto. El uso de hierro o sus aleaciones tiene una doble finalidad: por una parte, aumentar fuertemente el flujo y, por la otra, limitar su trayectoria a una región restringida evitando un excesivo campo disperso.

Además, el uso de imanes permanentes, como los utilizados en galvanómetros, micrófonos o parlantes, demuestra que el campo magnético se puede producir sin circulación aparente de carga eléctrica, al menos de modo macroscópico.

Clasificación de Materiales

Desde el punto de vista del magnetismo **todas** las sustancias conocidas, incluidos los líquidos y gases, reaccionan frente a los campos magnéticos.

Obviamente, diferentes materias lo hacen de modo diverso e, inclusive, en forma totalmente opuesta.

Cualquier sustancia puede ser afectada por un campo magnético, aunque sea en grado extremadamente pequeño si se compara con el hierro y sus derivados.

Las sustancias que en presencia de un campo magnético son forzadas a entrar en la zona de máxima intensidad, se dice que son **paramagnéticas**.

En cambio aquellas que se dirigen a la región más débil del campo reciben el nombre de **diamagnéticas**. Dentro de ambas clasificaciones entran todas las sustancias y materiales.

Dentro de las paramagnéticas existe un reducido grupo encabezado por el hierro, que es fuertemente influenciado por un campo intenso; de allí sus interesantes aplicaciones y por ello se los distingue como sustancias **ferromagnéticas**.

Causa de los Efectos Magnéticos

No es posible estudiar las propiedades magnéticas de la materia del mismo modo que las eléctricas, por la propiedad que presentan sus líneas de fuerza. Mientras las líneas de un campo eléctrico comienzan y terminan sobre cargas opuestas, las líneas de inducción magnéticas son cerradas y no se puede circunscribir un campo magnético entre dos superficies muy próximas. Para limitar su área de influencia conviene emplear un arrollamiento toroidal de espiras juntas, con lo cual el campo actúa exclusivamente en el área encerrada. Un dispositivo de estudio como el descrito es el anillo de Rowland. El arrollamiento que se hace alrededor del material de muestra se llama **magnetizante** y la corriente que circula por el mismo, **corriente magnetizante**.

Suponga que sobre tal arrollamiento se realiza otro, conectando sus terminales a un instrumento medidor de corriente, preferentemente un galvanómetro balístico, por sus buenas características de respuesta frente a pulsos de corriente. El esquema correspondiente es el de la Fig. 4.1.

Mediante el uso de la bobina auxiliar y el instrumento se puede medir el flujo dentro del anillo. Cuando se interrumpe rápidamente la corriente magnetizante el instrumento detecta la variación como un pulso de corriente, con la desviación de la aguja.

La densidad de flujo cuando el anillo está en el vacío o el aire es:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \frac{Ni}{l}$$

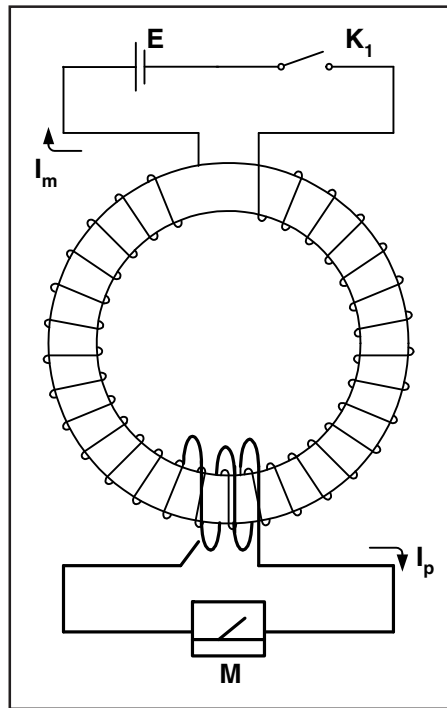


Fig. 4.1.
Comprobación didáctica del efecto magnético de núcleos paramagnéticos, diamagnéticos y ferromagnéticos.

Si las mismas bobinas se arrollan sobre un núcleo de material diferente al aire, la densidad calculada no coincide con la anterior. Si el núcleo es una sustancia ferromagnética, la desviación del instrumento será mucho mayor, indicando una inducción muy superior. Reemplazando el núcleo por otro material paramagnético, habrá un leve aumento respecto de la condición vacío-aire, mientras que si dicho núcleo es material diamagnético, el resultado será ligeramente inferior.

En la práctica, las variaciones realmente detectables con este método son las producidas por sustancias ferromagnéticas.

El aumento o disminución del flujo por encima o por debajo del impuesto por la corriente magnetizante se atribuye a la acción de los electrones que forman parte de cualquier sustancia.

Debido a su naturaleza eléctrica y a sus movimientos combinados dentro del átomo, cada electrón crea un determinado campo magnético infinitesimal.

Junto con su movimiento translacional alrededor del núcleo, cada electrón tiene un movimiento de rotación sobre su eje, denominado *spin*.

Las propiedades magnéticas del átomo de hierro se deben, casi exclusivamente, al hecho de contar con cuatro electrones de exceso con *spin* sin compensar, es decir, hay cuatro electrones más girando en un sentido que en el opuesto; el campo magnético de estos electrones no es equilibrado por otros, de modo que cada átomo tiene un campo neto resultante.

Excepto para sustancias ferromagnéticas capaces de formar imanes permanentes, ningún material presenta espontáneamente propiedades magnéticas si no es sometido a un campo externo.

Las diferentes características paramagnéticas o diamagnéticas se deben a la mayor o menor homogeneidad estadística de grandes grupos de átomos de la sustancia.

Un campo externo puede alterar la orientación normal de los *spin* o variar la velocidad de rotación de los electrones. Si un átomo presenta una circulación neta de carga se convierte en un **dipolo magnético**. Un material que contenga átomos tipo dipolo introducido en un campo magnético se comporta como una espira que transporta corriente; aparece un efecto de acomodamiento que origina una inducción del mismo sentido que la del campo exterior. El fenómeno equivale a un refuerzo de la densidad del campo exterior, efecto tanto más pronunciado en materiales ferromagnéticos que en paramagnéticos, pero siempre por encima del valor que presenta el vacío.

La tendencia a una alineación uniforme de los dipolos con sus campos paralelos al campo externo es alterada por la temperatura, la agitación térmica tiende a distribuir los dipolos al azar, de allí la pérdida de capacidad de refuerzo o de imantación de las sustancias con la temperatura. Incluso un imán permanente puede perder parte de sus propiedades con el aumento de la temperatura.

Las sustancias diamagnéticas encuentran su explicación en los fenómenos de fem inducida. En ellas, el campo externo induce una fem que también cumple con la ley de Lenz, oponiéndose al flujo externo. En estos materiales este efecto predomina sobre el de alineación de dipolos y la sustancia se comporta como diamagnética.

Excitación Magnética, Susceptibilidad y Permeabilidad

El vector excitación magnética \mathbf{H} es otro parámetro fundamental del magnetismo; se calcula de modo análogo a \mathbf{B} , con la diferencia que en su definición no aparece la constante de proporcionalidad μ_0 . Esto significa que en el valor de \mathbf{H} interviene sólo la corriente magnetizante y es independiente de toda corriente superficial debida a los dipolos magnéticos propios del material.

Como en la inducción magnética, la excitación tiene parámetros de magnitud, dirección y sentido que se pueden representar por líneas de fuerza magnética. La unidad de medición de la excitación magnética es amper/metro y su ecuación es:

$$\mathbf{H} = \frac{Ni}{l}$$

Donde N es el número de espiras, i la corriente magnetizante en amper y l la longitud del circuito magnético, en metros. Si se quiere relacionar la corriente magnetizante con las corrientes superficiales debidas a los fenómenos atómicos ya descritos, se debe introducir un nuevo parámetro llamado **susceptibilidad magnética**, que es el cociente entre la densidad del flujo debida a las corrientes superficiales y la excitación magnética \mathbf{H} .

La susceptibilidad magnética se indica con la letra griega χ (chi) y sus unidades son las mismas que la de la permeabilidad del vacío μ_0 .

A temperatura constante los valores χ de sustancias para, y diamagnéticas, son estables e independientes de \mathbf{H} . En materiales ferromagnéticos la susceptibilidad varía ampliamente al hacerlo \mathbf{H} . La Tabla 4.1 muestra algunos valores de χ para distintos materiales. Carece de sentido comparar estos datos con susceptibilidades de materiales ferromagnéticos, a menos que se especifique un valor equivalente de excitación magnética

Si se tiene en cuenta la permeabilidad del vacío y la susceptibilidad de un determinado material, los efectos de ambas constantes se pueden considerar como aditivas. Su suma es un nuevo término denominado permeabilidad de la sustancia (μ) y se expresa:

$$\mu = \mu_0 + \chi$$

Tabla 4.1
Susceptibilidad
magnética de
diferentes
materiales.

Sustancia	χ (H/m)
Aluminio	$1,03 \cdot 10^{-11}$
Carbono grafito	- 5,6
Cobre	- 0,14
Mercurio	- 0,31
Plata	- 0,32
Zinc	- 0,25
Cloruro férrico	135

Ahora es posible relacionar, de modo sencillo, los dos vectores fundamentales del magnetismo de la siguiente forma:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$$

Los experimentos anteriores, donde se reemplaza el núcleo del anillo de Rowland por diferentes materiales, muestran que la permeabilidad de la mayoría de las sustancias es prácticamente igual a la del vacío. Sólo aquellas ferromagnéticas, como el hierro, cobalto, níquel y ciertas aleaciones, tienen permeabilidades mucho mayores que μ_0 .

Estas sustancias tienen permeabilidades relativamente altas, del orden de varios miles. Como se ha dicho en los capítulos previos, no resultan convenientes, en un estudio previo general, porque su permeabilidad no es constante sino que depende de la densidad del flujo, como por ejemplo, en el caso extremo del fenómeno llamado **saturación magnética**; además la permeabilidad es afectada por la historia magnética previa del material, fenómeno conocido como **histéresis**. Sin embargo, los materiales ferromagnéticos resultan imprescindibles en la tecnología de altas densidades del flujo y por ello merecen un estudio por separado del visto hasta aquí.

Capítulo 5

Ferromagnetismo



Introducción

Se analizan en este capítulo las propiedades magnéticas del hierro y otras sustancias ferromagnéticas, que son las usualmente empleadas en el diseño de transformadores, tema básico de la obra. El análisis de los materiales de este grupo resulta complejo por la dependencia de parámetros entre sí, como lo son la relación entre valores de permeabilidad y excitación magnética, histéresis, magnetismo permanente, etc.

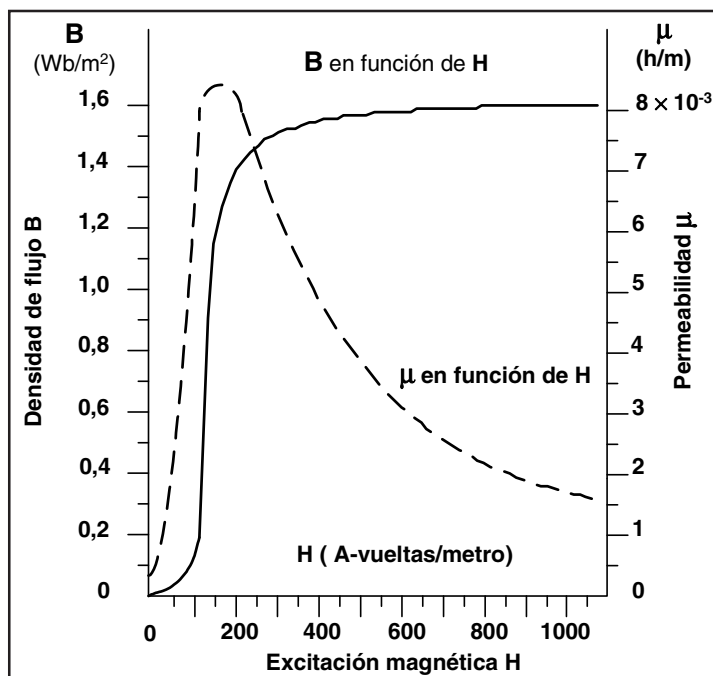
La densidad del flujo en un anillo de Rowland con núcleo de hierro puede ser cientos y aún miles de veces superior al del anillo con núcleo de aire. Además, puede existir un flujo en el hierro aún en ausencia del campo exterior; cuando el hierro se encuentra en este estado se conoce como **imán permanente**.

Cualquier sustancia que presenta estas propiedades se denomina **ferromagnética**. Además de los elementos químicos mencionados en el Capítulo 4, existe un cierto número de aleaciones ferromagnéticas cuyos componentes por separado no lo son.

Algunas aleaciones típicas son: hierro-cobalto al 50%, hierro-níquel al 48%, cromo magnético, tungsteno magnético, Permalloy, Alnico, Perminvar, hierro-silicio, hierro Armco, hierro electrolítico fundido al vacío, Hipernik, Mumetal, etc.

A causa de la relación complicada entre la densidad de flujo **B** y la excitación magnética **H** en una sustancia ferromagnética no es posible expresar **B** como función analítica de **H**. En razón de esto, es común encontrar las relaciones de ambos vectores en tablas o gráficos de **B** en función de **H**. La curva se

Fig. 5.1.
Variación de la inducción **B** en función de la excitación magnética **H**, llamada curva de imantación y variación de la permeabilidad μ del hierro templado, en función de **H**.



denomina **curva de imantación** del material. Para comenzar a interpretar este tipo de gráficos, en la Fig. 5.1 se observa la curva de imantación de una muestra de hierro templado. La permeabilidad μ , es el cociente \mathbf{B}/\mathbf{H} que se puede obtener en cualquier punto de la curva encontrando dónde ésta intercepta ambos valores. Por ejemplo, si $\mathbf{H} = 300$ A-vueltas/m, la curva corta el eje de ordenadas en $1,3$ Wb/m² y éste es el valor de la inducción magnética \mathbf{B} correspondiente. Entonces, el cociente \mathbf{B}/\mathbf{H} resulta en un valor:

$$\mu = \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{H}} \quad \mu = \frac{1,3}{300} = 4,3 \cdot 10^{-3} = 43.000 \cdot 10^{-7} \text{ Wb / A.m}$$

Si se toma un valor diferente de \mathbf{H} resulta, en general, un valor diferente de \mathbf{B} , lo cual demuestra que μ no es constante en este tipo de material. La curva de trazos de la Fig. 5.1 muestra la variación de μ en función de \mathbf{H} .

La Tabla 5.1 indica distintos valores para la misma muestra e incluye otros parámetros como la permeabilidad relativa K_m , que es la relación entre permeabilidad de la sustancia y permeabilidad del vacío; se dan también valores de imantación (\mathbf{J}).

Tabla 5.1. Propiedades magnéticas del hierro templado.

Excitación magnética	Densidad del flujo	Permeabilidad	Imantación	Permeabilidad relativa	Susceptibilidad magnética
H	B	$\mu = \frac{B}{H}$	$J = B - \mu_0$	$K_m = \mu / \mu_0$	$\chi = \mu - \mu_0$
$\frac{A \text{ vueltas}}{m}$	$\frac{Wb}{m^2}$	$\frac{\text{Henry}}{m}$	$\frac{Wb}{m^2}$	-	$\frac{\text{Henry}}{m}$
0	0	$3.100 \cdot 10^{-7}$	0	250	$3.100 \cdot 10^{-7}$
10	0,0042	4.200	0,0042	330	4.200
20	0,010	5.000	0,010	400	5.000
40	0,028	7.000	0,028	560	7.000
50	0,043	8.600	0,043	680	8.600
60	0,095	16.000	0,095	1.270	16.000
80	0,45	56.000	0,45	4.500	56.000
100	0,67	67.000	0,67	5.300	67.000
150	1,01	67.500	1,01	5.350	67.500
200	1,18	59.000	1,18	4.700	59.000
500	1,44	28.800	1,44	2.300	28.800
1.000	1,58	15.800	1,58	1.250	15.800
10.000	1,72	1.720	1,71	137	1.710
100.000	2,26	226	2,13	18	213
800.000	3,15	39	2,15	3,1	26

La imantación es un parámetro que da una idea del valor de las corrientes superficiales producidas por las corrientes electrónicas internas.

Estudiando la Tabla 5.1 se deduce que cuando **H** es pequeña, prácticamente todo el flujo es debido a la imantación **J** y a la susceptibilidad χ , o sea que el flujo depende básicamente de cómo se comportan las corrientes superficiales.

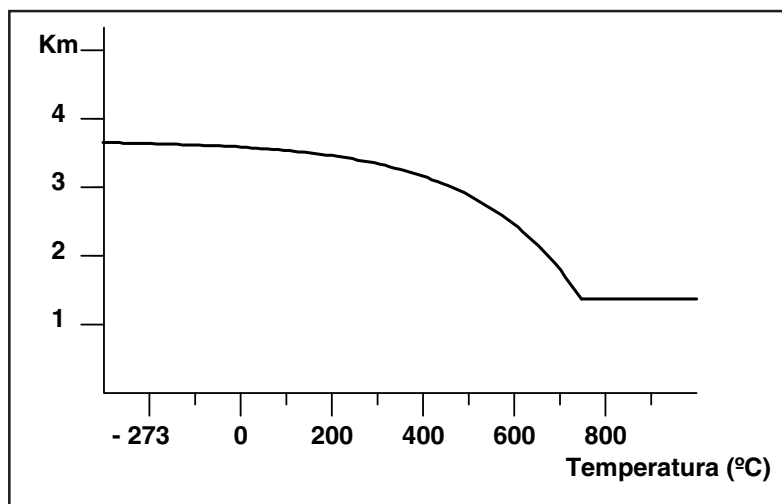
Para valores de H altos (superiores a 1000 A-vueltas/m), aumenta ligeramente la imantación y disminuye drásticamente la susceptibilidad; en esta zona se dice que el hierro se convierte en un material **saturado**. Todo aumento posterior de B es debido casi exclusivamente al incremento de la corriente magnetizante.

Éste es un tema fundamental en muchas aplicaciones, donde debe evitarse entrar en la región de saturación, puesto que en estos casos se pierde parte del control sobre el transformador, como sucede en fuentes de alimentación conmutadas; si el núcleo se satura, una parte de control del circuito no recibe la tensión inducida adecuada para el control de la corriente de la fuente y se entra en una operación de funcionamiento crítico y riesgoso.

Temperatura de Curie

La permeabilidad ferromagnética disminuye con el aumento de la temperatura y la permeabilidad relativa desciende casi a la unidad para una temperatura propia de cada sustancia, llamada **temperatura de Curie**. Superada su temperatura de Curie, el hierro pasa de ser ferromagnético a paramagnético. La Fig. 5.2 muestra la caída del valor K_m para un material de hierro a 760°C , aunque la excitación magnética se mantenga constante en todo el rango térmico.

Fig. 5.2. Variación de la permeabilidad relativa K_m en función de la temperatura para una muestra típica de hierro, sometida a un valor H elevado.



Histéresis

El concepto de histéresis es uno de los más importantes en el diseño de los transformadores. La curva de la Fig 5.1 muestra la relación **B-H**, siempre que el material se encuentre inicialmente desimantado y la excitación magnética aumente continuamente desde cero.

En la Fig. 5.3, si la corriente magnetizante en un inductor con núcleo desimantado aumenta de modo continuo hasta H_1 , la inducción alcanza el valor B_1 . Si, comenzando sin imantación se eleva la excitación desde cero hasta H_2 y luego se la hace disminuir hasta H_1 , el estado magnético del material es representado por la curva 0-1-2-3.

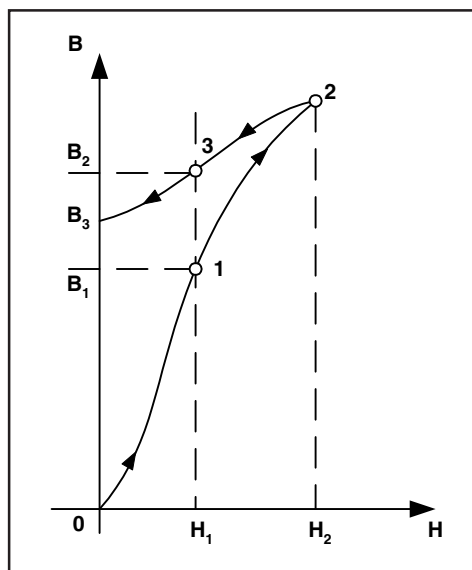


Fig. 5.3. Construcción de la curva de histéresis a partir de un valor nulo de excitación, con un material inicialmente desimantado ($B = 0$).

La densidad del flujo cuando la excitación se reduce al valor H_1 es ahora B_2 , siendo B_2 mayor que el valor original B_1 para igual valor H_1 . Si ahora se anula totalmente H cortando la corriente magnetizante, la curva continúa hasta el punto B_3 , con lo cual la densidad tiene un cierto valor B_3 , aún sin excitación magnética externa. En otras palabras, la curva **B-H** no recorre el mismo camino cuando se aumenta o disminuye H , por lo cual la densidad de flujo en el material no depende únicamente de la excitación, sino también de la historia magnética de la muestra.

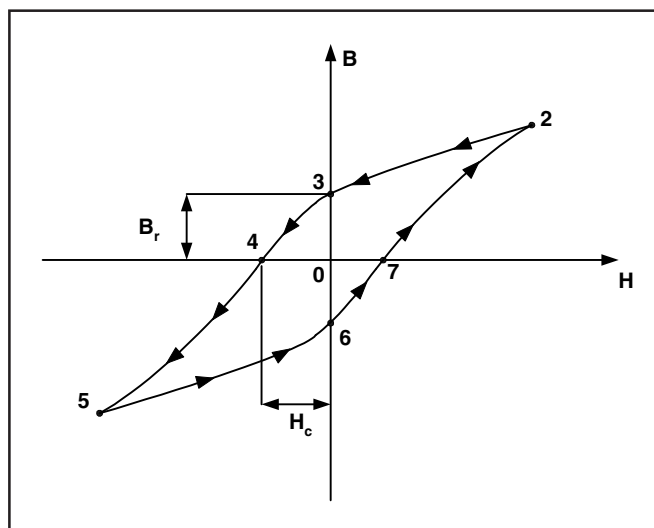
También puede interpretarse esto diciendo que el material tiene memoria magnética y recuerda que había sido imantado hasta el punto 2, aunque luego se haya suprimido la corriente de excitación.

En el punto B_3 se ha convertido en un imán permanente y esta disparidad en el camino de magnetización y desmagnetización se denomina **histéresis**.

Literalmente el término significa **quedarse atrás**.

En los transformadores (y también en otras piezas eléctricas) hay masas de hierro situadas en campos magnéticos variables, generados por corrientes alternas, donde H aumenta desde cero hasta cierto valor máximo positivo, luego se anula y aumenta hasta un valor máximo negativo, disminuye a cero y repite periódicamente el ciclo. La densidad del flujo B también varía y se invierte dentro del hierro, pero como siempre sigue trayectorias distintas, describe una curva cerrada en cada ciclo, llamado precisamente ciclo de histéresis, mostrado en la Fig. 5.4. El análisis completo y sus consecuencias se estudian en el Capítulo 7.

Fig. 5.4.
Ciclo de histéresis completo, considerado a partir de un valor máximo H - B (punto 2 de la curva).



Si se considera el proceso desde la condición inicial $B = 0$, $H = 0$, se deben superponer los gráficos de las Figs. 5.3 y 5.4, según se muestra en la Fig. 5.5. El valor B_3 de la Fig. 5.4 se llama **magnetismo remanente** y para eliminarlo debe aplicarse una excitación de sentido contrario H_4 , llamada **fuerza coercitiva**. Es interesante calcular el valor de la permeabilidad en los puntos donde se anulan la inducción y la excitación.

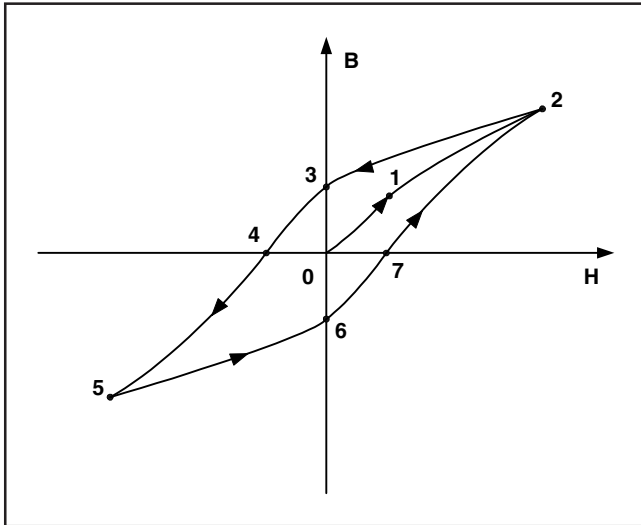


Fig. 5.5.
Ciclo de histéresis considerando la condición inicial $B = 0$; $H = 0$.

La curva de imantación de la Fig. 5.3 corresponde al material inicialmente desimantado. La pregunta inmediata es cómo se puede obtener tal curva, si cada vez que se suprime la corriente magnetizante el valor B no se anula totalmente. Sin embargo, es posible lograr desimantación total invirtiendo varias veces la corriente, disminuyendo su intensidad en cada inversión, con lo que el área encerrada por la curva se va reduciendo hasta llegar a cero, como se observa en la Fig. 5.6.

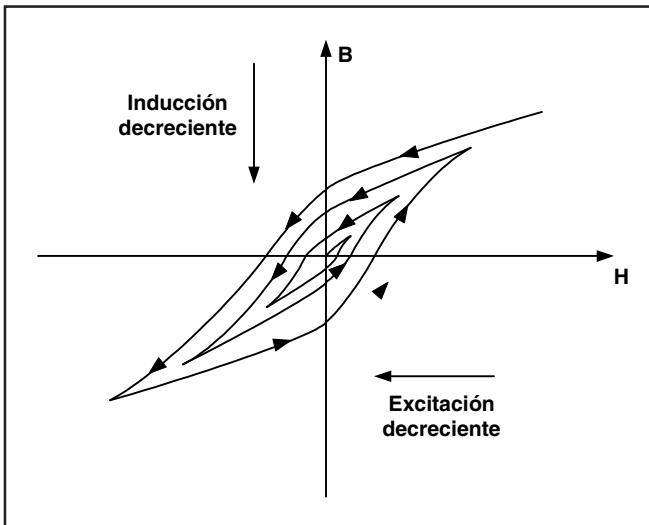


Fig. 5.6.
Involución del ciclo de histéresis durante un proceso de desimantación de un material ferromagnético.

El fenómeno de histéresis complica las mediciones del flujo, puesto que **B** no se anula al hacerlo **H**, de modo que una medición con un instrumento tipo galvanómetro sólo indica la variación del flujo pero no el total.

Es necesario trazar el ciclo completo por etapas, tal como indican las figuras del ciclo **B-H**.

Cuando se emplea material para construir imanes es beneficioso que tenga alto magnetismo remanente y gran fuerza coercitiva para que la imantación no sea destruída por campos externos cercanos.

Visualmente, una curva de histéresis de este tipo de material tiene un área ensanchada y corta a los ejes coordenados lejos del origen.

Un material muy conocido para esta aplicación es el Alnico 5, una aleación más ventajosa que el acero al carbono, utilizada anteriormente.

En cambio, si se requiere una rápida magnetización con baja excitación magnética se busca un material con un ciclo de histéresis estrecho, tal como se muestra en la Fig. 5.7. Observe que en este ejemplo los valores **B** y **H** están dados en otro sistema de unidades, aunque existe equivalencia entre éste y el anterior, según se explicó en el Capítulo 1

Una consecuencia no deseada de los fenómenos de histéresis es la generación de calor en el interior del material ferromagnético, cada vez que es obligado a describir su ciclo de histéresis. El calor producido se debe al rozamiento de los llamados **dominios magnéticos** en la estructura microscópica de la sustancia.

Los dominios son regiones infinitesimales, que aún así cuentan con elevado número de átomos (10^{14} átomos), dentro de las cuales todos los momentos de giro electrónico son paralelos; esto hace que cada dominio se comporte como un imán saturado y al ejercer el ciclo de histéresis cambian de posición apareciendo fuerzas de rozamiento entre ellos y generando calor.

El calor producido por unidad de volumen en cada ciclo es proporcional al área comprendida por el ciclo de histéresis. Por lo tanto, si el material va a estar sometido a cambios periódicos de sentido del campo, como ocurre en el núcleo de un transformador, **es recomendable que el ciclo de histéresis sea lo más estrecho posible, para reducir al mínimo la disipación térmica**. En este caso, la curva de la Fig. 5.7 es más eficaz que la de la Fig. 5.4.

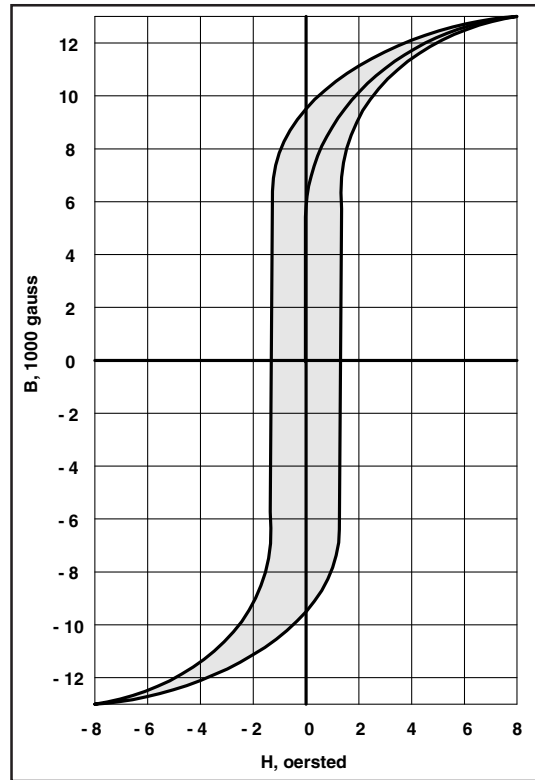


Fig. 5.7.
Curva de histéresis para el acero templado, con los valores **B-H** expresados en unidades del sistema CGS electromagnético.

Actualmente, se obtienen aceros o aleaciones que combinan alta permeabilidad con pequeñas pérdidas por histéresis. En general, el cálculo de **H** en función de **B** no es sencillo y resulta más fácil dibujar el ciclo de histéresis correspondiente al material y medir el área con procedimientos técnicos (planímetro, por ejemplo), respetando las escalas de representación de ambas magnitudes. Como el área del ciclo representa la energía perdida durante un ciclo completo, se puede expresar como:

$$W_h = 0,796 \frac{\mathbf{B} \cdot \mathbf{H}}{10^8}$$

Esta ecuación expresa la energía de histéresis W_h en Joule/cm³, cuando **B** está dado en gauss y **H** en oersted.

Posteriormente, durante el proyecto de transformadores, se indicará el cálculo de la potencia en watt debida a las pérdidas por histéresis cuando se trabaja con corrientes senoidales convencionales.

Analogía Eléctrica de los Circuitos Magnéticos

Así como en electricidad se define una corriente eléctrica establecida por una tensión o fuerza electromotriz y una resistencia de oposición al paso de la corriente que da lugar al enunciado de la ley de Ohm, del magnetismo se pueden extraer conceptos similares.

Así, la tensión magnética suele llamarse **fuerza magnetomotriz** (fmm) y es proporcional al número de espiras y a la corriente circundante, esto es el concepto amper-vueltas (Ni). En el sistema CGS la fuerza magnetomotriz se mide en gilbert, (abreviado, Gi o Gb).

Análogamente a la resistencia eléctrica, siempre existe cierta oposición al establecimiento del flujo en un circuito magnético; esta oposición se conoce como reluctancia (R). Entonces, se puede establecer una ley de Ohm del magnetismo diciendo que:

$$\text{Flujo magnético} = \frac{\text{Fuerza magnetomotriz}}{\text{Reluctancia}}$$

En símbolos:

$$\Phi = \frac{\text{fmm}}{R}$$

El exceso de parámetros y definiciones suele provocar cierta dificultad en la interpretación de los circuitos magnéticos. En general, en los cálculos de los circuitos magnéticos se evita trabajar con la **reluctancia** y la **reluctividad**, empleando, en cambio, sus recíprocos que son la **permeancia** y la **permitividad**, respectivamente. Resumiendo, las relaciones son las siguientes:

$$\text{Permeancia} = \frac{1}{\text{Reluctancia}} \quad \text{Permeabilidad} = \frac{1}{\text{Reluctividad}}$$

En la mayoría de los casos se toma la reluctividad de un material ferromagnético como igual a 1.

Circuitos Magnéticos

Se ha visto que cada línea de inducción magnética es una línea cerrada; entonces, aunque si dicha línea no transporta carga alguna, es útil establecer una analogía entre circuitos magnéticos y circuitos eléctricos.

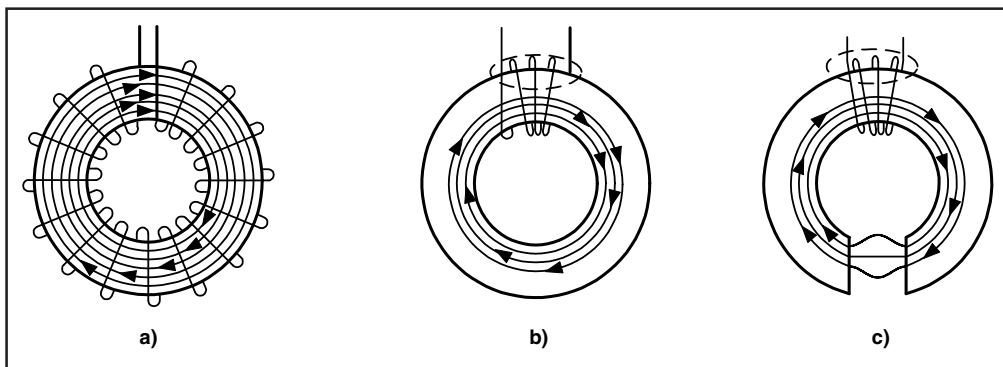


Fig. 5.8. Diferentes configuraciones de circuitos magnéticos. **a)** Anillo de Rowland con bobinado completo. **b)** Ídem, con bobinado concentrado. **c)** Anillo con entrehierro de aire.

La línea del flujo constituye pues el análogo de la trayectoria de un conductor en un circuito eléctrico cerrado. Dicho más propiamente, la región ocupada por el flujo magnético se denomina **circuito magnético** y el ejemplo más simple es el ya estudiado en el anillo de Rowland; cuando las espiras se ubican muy juntas entre sí sobre todo el recorrido del anillo, todas las líneas de flujo quedan confinadas en el interior del núcleo, (ver la Fig. 5.8.a).

Si se dispone de un arrollamiento sólo en una pequeña porción del mismo, (ver la Fig 5.8.b), cuando la permeabilidad del núcleo es grande respecto del aire circundante, la mayor parte del flujo continúa encerrada en la zona del núcleo. La pequeña parte del flujo que efectúa un recorrido por fuera del núcleo se llama **flujo disperso**, tal como se explicó el recorrido de las líneas de fuerza cerca de los extremos de un solenoide largo. Si el anillo contiene un corte o espacio de aire (ver la Fig. 5.8.c) denominado **entrehierro**, habrá una leve dispersión de las líneas en dicho espacio, siendo el resto de la trayectoria perfectamente uniforme. Este circuito magnético es análogo a un anillo de hierro con alta permeabilidad **en serie** con un entrehierro de aire de baja permeabilidad.

En la Fig. 5.9.a) se representa el circuito magnético de un transformador típico, con dos ramas laterales y una central. La analogía eléctrica de este circuito magnético se muestra en la Fig. 5.9.b). La batería E corresponde a la bobina del circuito magnético, puesto que aquella suministra la fem y ésta la fmm. La resistencia r_i es la resistencia interna de la batería, análoga a la reluctancia de la rama central B y representa la reluctancia interna de la bobina.

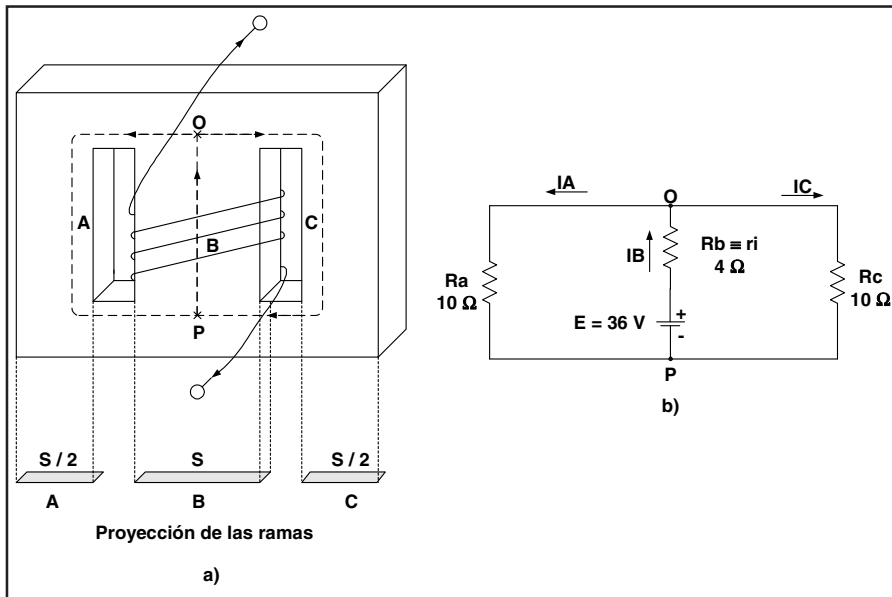


Fig. 5.9.a) Circuito magnético típico de un transformador. **b)** Circuito eléctrico equivalente al análogo magnético mostrado en a).

Los valores idénticos R_A y R_C del circuito eléctrico están en paralelo con la batería y su resistencia interna, lo cual es análogo a dos reluctancias A y C en paralelo entre los extremos de la rama central del circuito magnético.

Resolver el circuito eléctrico planteado es hallar la resultante del paralelo A y C, en serie con r_i . La resistencia total equivalente es, entonces:

$$R_t = (R_A // R_C) + r_i \quad R_t = 5 + 4 = 9 \Omega$$

Siendo $R_A = R_C$, en cada rama circulará la mitad de la corriente total I. Como el valor de I_t es:

$$I_t = \frac{V}{R_t} \quad I_t = \frac{36}{9} = 4 \text{ A}$$

Los valores de I_A e I_C son:

$$I_A = I_C = 2 \text{ A}$$

Con el mismo razonamiento se calcula la reluctancia de la combinación en paralelo de las ramas A y C del circuito magnético:

$$\text{Reluctancia de A} = \frac{1}{\mu} \bullet \frac{\text{longitud A}}{\text{sección A}}$$

Aquí es necesario conocer las dimensiones del núcleo, que en este ejemplo son las siguientes:

- Longitud media del camino magnético A = C = 10 cm cada uno.
- Sección media de A = C = 3 cm².
- Longitud media del camino magnético B = 4 cm.
- Sección media de B = 6 cm².
- Permeabilidad del material utilizado = 400
- Datos de la bobina central:

$$N = 500 \text{ vueltas}$$

$$I_1 = 50 \mu\text{A}$$

Con los datos anteriores, la reluctancia de A se calcula como:

$$\text{Reluctancia de A} = \frac{1}{400} \bullet \frac{10}{3} = 8,33 \cdot 10^{-3}$$

La reluctancia de C es idéntica y su paralelo resulta: $4,16 \cdot 10^{-3}$. La reluctancia de B vale:

$$\text{Reluctancia de B} = \frac{1}{400} \bullet \frac{4}{6} = 1,66 \cdot 10^{-3}$$

La reluctancia total es el paralelo A y C en serie con B, es decir:

$$R_t = 4,16 \cdot 10^{-3} + 1,66 \cdot 10^{-3} = 5,82 \cdot 10^{-3}$$

La fuerza magnetomotriz de la bobina, expresada en Gb, es:

$$\text{fmm} = 1,26 \bullet Ni$$

$$\text{fmm} = 1,26 \bullet 500 \bullet 50 \cdot 10^{-6} = 0,0315 \text{ Gb}$$

El flujo total del circuito es:

$$\Phi_t = \frac{\text{fmm}}{R_t} \quad \text{reemplazando valores: } \Phi_t = \frac{0,0315}{5,82 \cdot 10^{-3}} = 5,41 \text{ líneas}$$

$$\Phi_t = 5,41 \text{ líneas} \quad \Phi_B = 5,41 \text{ líneas}$$

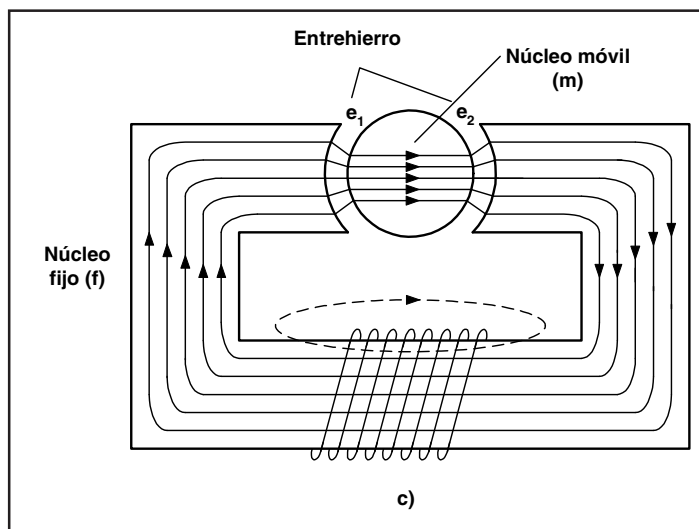


Fig. 5.9.c) Circuito magnético de un motor o generador eléctrico.

Dado que la sección de la rama B es el doble de las ramas laterales, el flujo en A y C será la mitad de aquél, es decir:

$$\Phi_A = \Phi_C = 2,70 \text{ líneas}$$

Existen otros formatos de circuitos magnéticos, por ejemplo, la Fig. 5.9.c) representa el circuito magnético de un motor o generador, donde el material de área circular es móvil y rotatorio sobre su eje.

Los entrehierros e_1 y e_2 , cuya permeabilidad es la del aire, están en serie con el material ferromagnético f y m que completan el circuito magnético. Observe como el flujo atraviesa los entrehierros sin sufrir dispersión, pues las líneas de flujo tienden a pasar a través del sector circular de hierro, que ofrece una mayor permeabilidad que el aire circundante.

Etapas de Imantación Ferromagnéticas

La curva general de imantación de la Fig. 5.1 es típica de todos los materiales ferromagnéticos, y los valores de **B** y **H** allí indicados también son convencionales. La Fig. 5.10 reproduce la misma curva con unidades del sistema CGS.

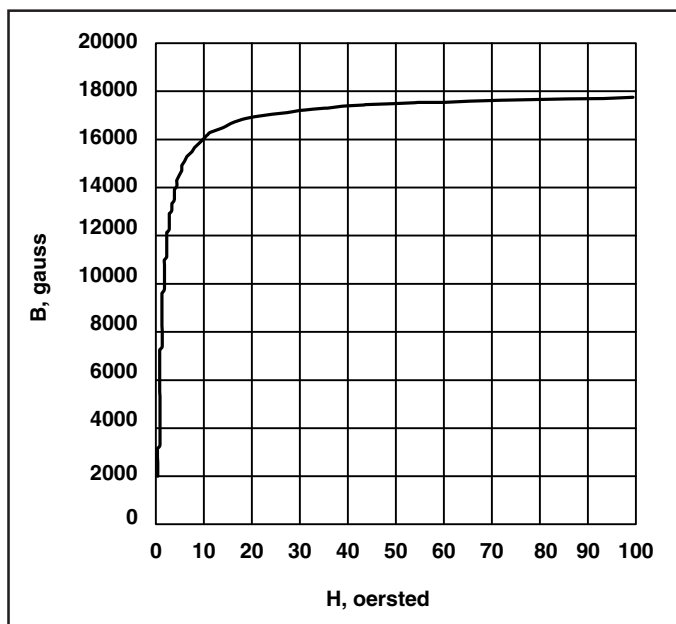


Fig. 5.10.
Curva **B-H** del
acero templado
con unidades del
sistema CGS
electromagnético.

En general, se destacan tres etapas de imantación. La primera es la de permeabilidad constante y abarca una región tan reducida que no puede ser representada en la curva general con la escala usada para las dos áreas restantes.

Normalmente, para materiales de permeabilidad inicial, media o alta, las densidades del flujo son menores que 100 gauss, con una excitación magnética inferior a 1 oersted. Sin embargo, a pesar de estos niveles, los mismos son muy utilizados en circuitos de bajo nivel, por ejemplo en telecomunicaciones.

La segunda etapa está caracterizada por una permeabilidad en rápido crecimiento; en la curva de la Fig. 5.10 esta etapa se ubica entre flujos de 200 a 8.000 gauss, con permeabilidades creciendo desde 500 a 5.000.

La tercera etapa aparece cuando la densidad del flujo es mucho mayor que 8.000 gauss; la permeabilidad baja notablemente y se hace muy difícil aumentar el flujo en gran medida.

Por ejemplo, para inducir 8.500 gauss se necesitan unos 2 oersted, pero para inducir el doble del flujo (17.000 gauss), se necesita una excitación de 60 oersted; una duplicación del flujo requiere un aumento de la excitación

30 veces superior. Por encima de este valor de **B**, el nivel necesario de **H** es enorme, ya que la permeabilidad es cada vez menor.

Las dos primeras etapas son aquéllas donde es técnicamente sencillo aumentar el flujo; la situación se complica más allá de los 14.000 gauss, punto denominado **punto de saturación**. La expresión no es literalmente cierta, puesto que aún pueden agregarse más líneas de fuerza, pero a un costo de energía muy alto.

En realidad no existe un valor límite, puesto que si se añaden indefinidamente más amper-vueltas pueden aumentarse ligeramente las líneas del campo. La curva no muestra este concepto con claridad, puesto que parece ser asintótica al valor de 18.000 gauss, pero teóricamente con muy grandes valores de **H** se puede cruzar este punto crítico.

Sucede que a los fines prácticos, por encima del codo de la curva, cualquier aleación ferromagnética pierde sus cualidades y se comporta como material similar al aire, donde $\mu = \mu_0$.

Capítulo 6

Corrientes Alternas



Introducción

Hasta ahora se han estudiado circuitos y sistemas alimentados por tensiones continuas, que originan corrientes continuas. Sin embargo, en varias oportunidades se ha mencionado el particular comportamiento de circuitos eléctricos y magnéticos cuando la corriente es variable en el tiempo y cambia periódicamente su sentido de circulación.

Precisamente, una corriente alterna es una magnitud que sigue una ley de variación especial y sus efectos son de amplia aplicación en electricidad y electrónica. Se impone pues un repaso al estudio de las corrientes alternas para aplicar este conocimiento al funcionamiento y cálculo de transformadores, objetivo básico del libro.

Generación de Corriente Alterna

A fin de abreviar la nomenclatura, en adelante se hará referencia a la corriente alterna con la sigla CA. Sin entrar en los detalles de producción de la CA, se admitirá que puede ser generada a partir de un sistema electromecánico compuesto por un bobinado de espiras girando dentro de un campo magnético externo. Suponga disponer de una sola espira en un campo uniforme para estudiar el fenómeno.

Según la posición relativa de la espira respecto del campo, ella estará cortando una cantidad de líneas de fuerza que variará entre cero y un valor máximo. El movimiento rotatorio de la espira produce una inducción de fem que aumenta desde cero hasta un valor máximo en un cuarto de giro, esto es, entre un ángulo de 0° a 90° . Entre $1/4$ y $1/2$ giro, la fem decrece hasta anularse al llegar a un

ángulo de 180° , punto en donde se invierte la posición del sistema móvil, induciéndose una fem de sentido contrario hasta alcanzar un máximo negativo en 270° ; posteriormente la tensión inducida decrece hasta anularse de nuevo al completar el giro (360°), punto donde recomienza el ciclo.

Los valores continuamente variables de la fem se pueden representar en un gráfico como el de la Fig. 6.1. Se considera el comienzo del ángulo barrido al de la posición neutra, donde ninguna fem es inducida (ángulo de 0°).

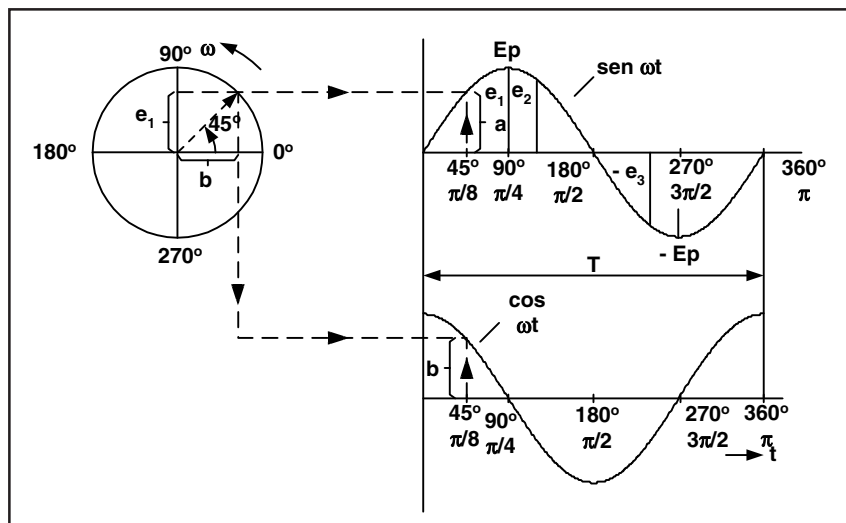


Fig. 6.1. Representación de las señales senoidal y cosenoidal generadas a partir de un vector rotativo.

En el gráfico, los valores e_1 , e_2 , etc., representan valores instantáneos tomados sobre ángulos submúltiplos del giro completo, aunque se pueden representar para cualquier punto de la curva.

En particular, si la fem se toma en los puntos 90° y 270° se obtienen los valores E_p y $-E_p$ respectivamente, que son los valores máximos alcanzados por la fem inducida, llamados **valores de pico**.

Las curvas de este tipo reciben el nombre de **sinusoides** y tienen una función trigonométrica que las representa. Si bien los generadores eléctricos no producen sinusoides perfectas, se aproximan mucho al caso ideal y se simplifican los cálculos si se las considera como tales.

Concepto de Frecuencia

Toda corriente eléctrica que circula en un circuito en un sentido, y en el opuesto, a intervalos regulares de tiempo recibe la denominación de **corriente alterna**; esto es lo que produce una fem sinusoidal como la descrita. Cuando la corriente completa las variaciones impuestas por la ley sinusoidal, se dice que ha completado un **ciclo**. Se conviene en dividir dicho ciclo en 360° .

El número de veces que este ciclo se repite en la unidad de tiempo (1 segundo) es la **frecuencia** de la corriente alterna. Es usual disponer de generadores de CA para la red comercial de energía que producen corrientes de 50 ó 60 ciclos por segundo, o lo que es igual, que tienen una frecuencia de 50 ó 60 Hertz (Hz).

Se define también el período como el tiempo que demora la corriente para cumplir un ciclo completo. El período T es la inversa de la frecuencia f de una corriente o tensión:

$$T = \frac{1}{f} \quad (6.1)$$

Si la frecuencia es 50 Hz, su período es:

$$T = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ segundos} = 20 \text{ ms}$$

No todas las corrientes alternas tienen estas frecuencias, por el contrario en telecomunicaciones por ejemplo, se trabaja con ondas de radio compuestas por corrientes cuya frecuencia puede alcanzar miles de millones de Hz, como sucede con los dispositivos de radar (microondas).

Representación Vectorial

En el Capítulo 1 se mencionó el uso de los vectores como elementos para la representación de magnitudes de diverso tipo, incluidas las eléctricas.

La relación entre la fem inducida por una espira en rotación y su ángulo eléctrico puede ser presentada en modo sencillo por un vector.

El valor máximo de la fem, E_p es representado por un vector giratorio en sentido antihorario. Tomando como punto de referencia al eje positivo de abscisas (0°), el vector pasará por todos los puntos que describen un ángulo de 360° . La representación inicial corresponde a la Fig. 6.2.a) y algunas posiciones siguientes se muestran en las Figs. 6.2.b) a 6.2.h).

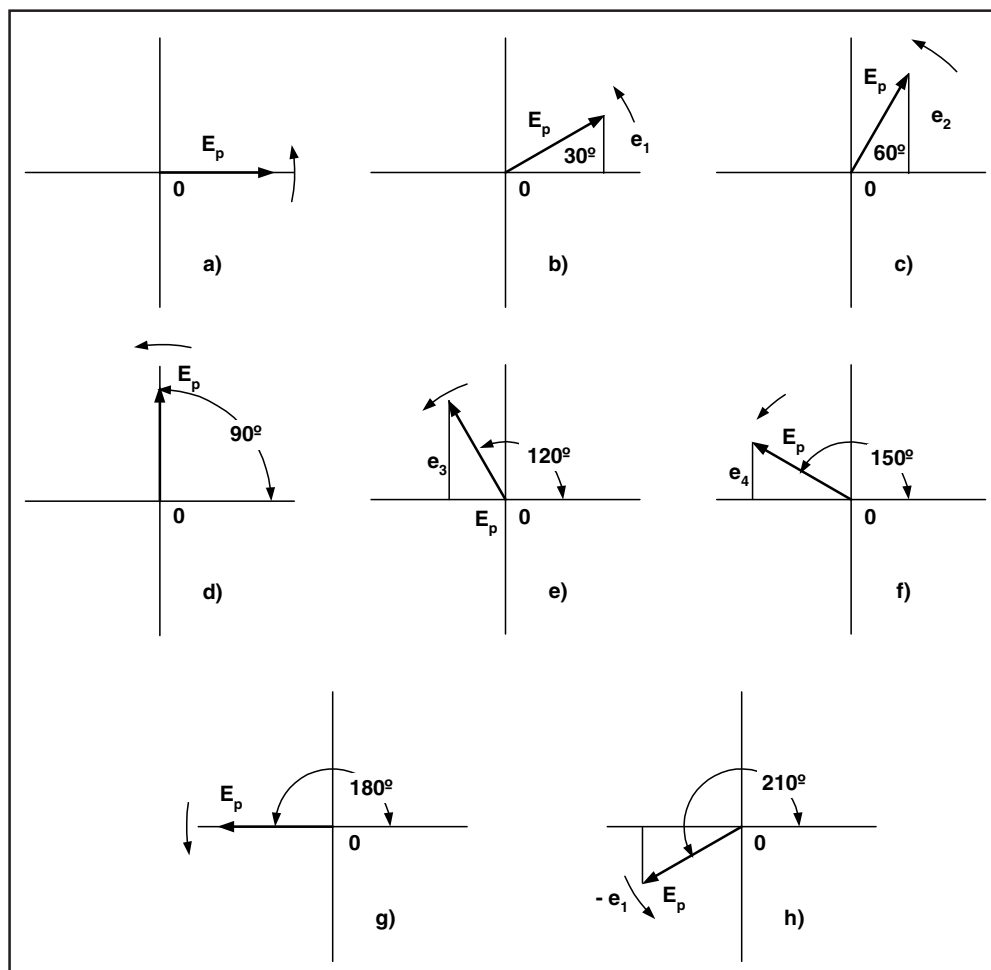


Fig. 6.2. Representaciones del vector tensión senoidal E para diferentes ángulos de fase. E es el valor máximo o pico de la señal y e indica el valor instantáneo para cada ángulo de fase.

La tensión en cada punto viene representada por el vector subtendido entre su extremo y el eje de las abscisas. Así, existen sucesivos valores e_1, e_2, \dots , que representan las tensiones instantáneas indicadas en el gráfico de la Fig. 6.1.

Se concluye pues que los valores $E_p, e_1, e_2, -e_3, \dots$, representan simplemente los valores instantáneos de la fem en las distintas posiciones de la espira, es decir, en distintos momentos del ciclo. E_p , en valor absoluto, es la tensión máxima (valor pico) alcanzada y se repite dos veces en cada ciclo.

La relación entre la curva de la Fig. 6.1 y los diagramas vectoriales permiten formular la ecuación de la fem instantánea:

$$e = E_p \operatorname{sen} \Phi \quad (6.2)$$

Donde:

e = Tensión instantánea.

E_p = Tensión máxima (tensión de pico).

Φ = Ángulo girado (en grados).

Existen por lo tanto, tres métodos equivalentes para representar una fem (o una corriente alterna) y hallar su valor instantáneo:

1. Representación gráfica senoidal.
2. Diagrama vectorial.
3. Ecuación en función angular.

Valores Medio y Eficaz de una Tensión Alterna

Se ha visto que existe un equilibrio exacto entre los valores instantáneos positivos y negativos, de modo que su valor medio resulta nulo. Prescindiendo del signo y considerando sólo el valor absoluto de ambas partes de la curva de la Fig. 6.1, el valor medio no resulta nulo. El valor medio de los valores instantáneos calculados, por ejemplo a partir de la ecuación 6.2 resulta:

$$E_M = 0,637 E_p \quad (6.3)$$

El concepto es similar tanto para las curvas de tensión, como para las de corrientes generadas y las ecuaciones (6.2) y (6.3) también sirven para el cálculo de las intensidades de CA, cambiando los símbolos E ; e , por los correspondientes I ; i . El valor medio es poco empleado en los cálculos; en cambio, tanto las tensiones como las corrientes alternas se caracterizan mejor por su valor eficaz.

El valor eficaz es una medida comparativa de los efectos caloríficos de una magnitud alterna comparada con los mismos efectos de una magnitud continua, en las mismas condiciones. Como el efecto calórico depende de los cuadrados de los valores instantáneos, el valor eficaz es mayor que el valor medio y se define, para la tensión alterna sinusoidal, como:

$$E = 0,707 E_p \quad (6.4)$$

Y para la intensidad:

$$I = 0,707 I_p \quad (6.5)$$

Ambas relaciones sólo son válidas para magnitudes sinusoidales. Cuando la **forma de onda**, pues así se llama la conformación de la curva, no es sinusoidal, los valores medio y eficaz dependen de dicha forma. Al valor eficaz se lo identifica también con la sigla rms, derivada del inglés *root-mean-square*.

Relaciones de Fase Tensión-Corriente

Una fem o tensión alterna aplicada a un circuito genera una corriente alterna; si las sinusoides son puras, ambas tendrán igual forma de onda y diagramas vectoriales similares, excepto su factor de escala. El mismo sistema de ejes puede representar las ondas de tensión y corriente, teniendo en cuenta sus relaciones de fase, para las que existen tres casos posibles:

1. Las formas de onda de tensión y corriente están en concordancia de fase.
2. La tensión adelanta en fase a la corriente.
3. La tensión atrasa en fase a la corriente.

Para el caso de concordancia de fase, tensión y corriente pasan por los mismos puntos del ciclo simultáneamente, como se observa en la Fig. 6.3.a). El diagrama vectorial muestra los vectores E-I superpuestos y manteniendo un ángulo de fase nulo entre ellos. Cualquiera sea el ángulo Φ barrido, ambos vectores llegan al mismo punto simultáneamente.

Si la tensión adelanta a la corriente, habrá un ángulo Θ entre el inicio del ciclo de tensión y el de corriente. El diagrama vectorial mostrará un ángulo de fase Θ entre E-I, de modo que cuando la tensión E ha barrido un ángulo Φ , la corriente I habrá barrido un ángulo menor, $(\Phi - \Theta)$ en igual tiempo. Esto es lo que se muestra en la Fig. 6.3.b). El caso inverso, representado en la Fig. 6.3.c), aparece cuando la tensión atrasa un ángulo respecto de la corriente.

Las condiciones para que exista un determinado ángulo de fase dependen del tipo de circuito, sea éste resistivo puro o reactivo, es reactivo si contiene elementos inductivos y/o capacitivos.

Cuando el comportamiento del circuito es resistivo puro, tensión y corriente están en fase y se puede aplicar la ley de Ohm para resolver el mismo.

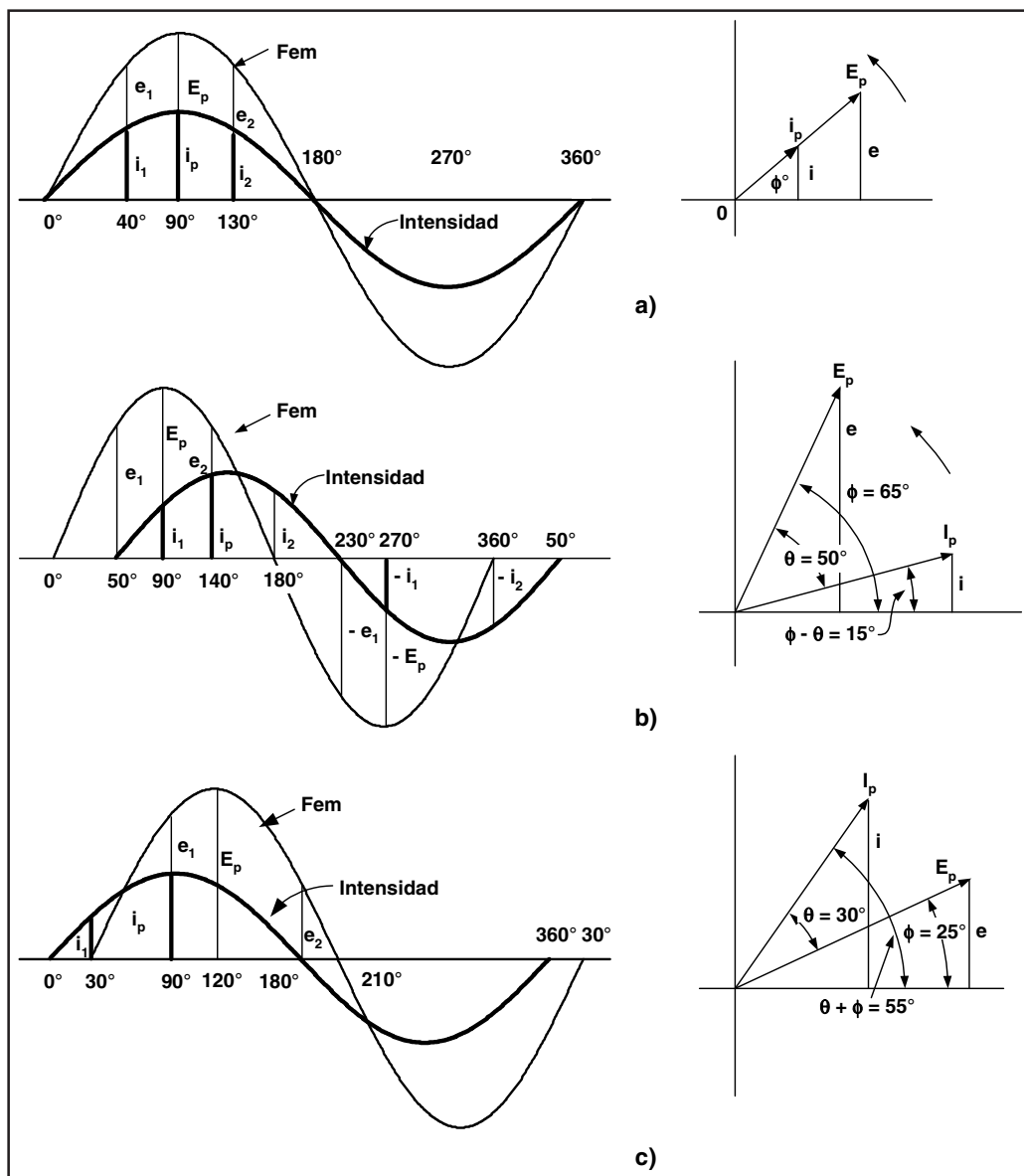


Fig. 6.3. Tensiones y corrientes senoidales y sus diagramas vectoriales. **a)** En fase. **b)** Corriente adelantada a la tensión. **c)** Corriente atrasada a la tensión.

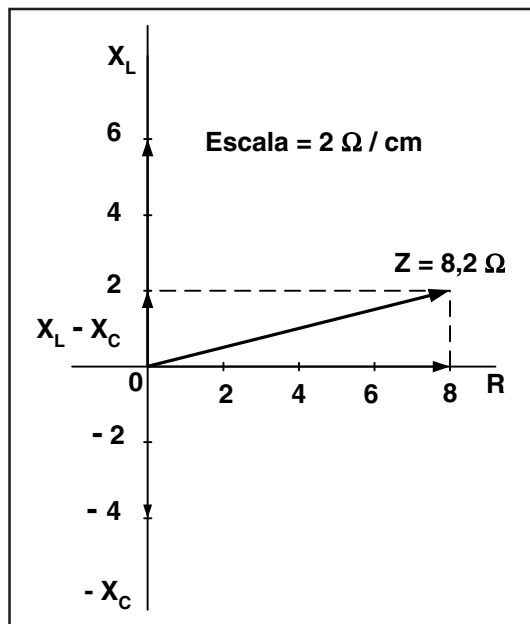
Quando el circuito se comporta como inductivo, la tensión adelanta a la corriente; si es inductivo puro el ángulo de fase es $+90^\circ$, valor máximo de desfasaje. Si el circuito es capacitivo, la tensión atrasa a la corriente, siendo el ángulo de fase de -90° si el comportamiento es capacitivo puro.

Cuando los tres elementos (resistencia, reactancia inductiva, reactancia capacitiva) están presentes, su resultante, designada por Z , es la **impedancia**. Como se trata de magnitudes vectoriales, se acostumbra representar el valor resistivo puro (R) sobre el eje positivo de abscisas, la reactancia inductiva (X_L) sobre el eje positivo de ordenadas y la reactancia capacitiva (X_C) sobre el eje negativo de ordenadas. La resultante (Z) es la combinación vectorial de estas magnitudes, teniendo en cuenta su valor absoluto y ángulo de fase. El valor Z se calcula con la ecuación:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (6.6)$$

La Fig. 6.4 muestra el método gráfico para calcular Z en un circuito donde $X_L = 6 \Omega$, $X_C = 4 \Omega$ y $R = 8 \Omega$. Otra forma constructiva gráfica consiste en ubicar R sobre un segmento horizontal y perpendicular al mismo, el segmento resultante de la diferencia $X_L - X_C$, con el sentido determinado por el signo de la resta. El segmento que une los extremos es el valor de la impedancia Z y el ángulo que forma con la horizontal es el ángulo de fase resultante.

Fig. 6.4.
Método gráfico
para el cálculo de
la impedancia Z .



Ley General para los Circuitos de CA

La impedancia de un circuito de CA representa la oposición total a la circulación de corriente. Por analogía con la ley de Ohm se puede escribir:

$$I = \frac{E}{Z} \quad (6.7)$$

Donde:

I es la corriente eficaz en amper.

V es la tensión eficaz en volt.

Z es la impedancia en ohm.

Si se tiene en cuenta el ángulo de fase cuando la tensión adelanta, la ecuación 6.2 se convierte en:

$$e = E_p \text{ sen } (\Phi + \Theta) \quad (6.8)$$

Para la corriente en adelanto se obtiene una ecuación similar. En cambio, cuando la tensión atrasa, la ecuación (6.2) se convierte en:

$$e = E_p \text{ sen } (\Phi - \Theta) \quad (6.9)$$

Para la corriente en atraso se obtiene una ecuación similar.

Ejercicios de Aplicación Práctica

1. Un circuito de CA puramente resistivo tiene aplicada una tensión eficaz de 6 V. Si la resistencia presente es de 300 Ω , calcule la corriente instantánea que circula cuando la tensión se halle a 30° del origen del ciclo. Grafique la situación.

Solución: Despejando E_p de la ecuación (6.4) se obtiene:

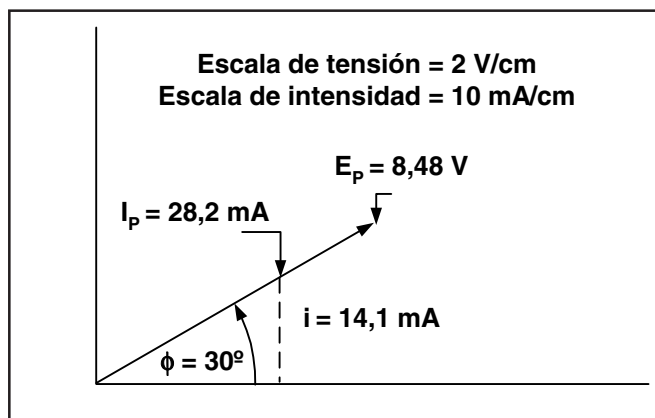
$$E_p = \frac{6}{0,707} = 8,48 \text{ V}$$

El diagrama vectorial para el circuito resistivo puro es el representado en la Fig. 6.5. Aplicando la ley de Ohm se obtiene I_p :

$$I_p = \frac{E_p}{R} = \frac{8,48 \text{ V}}{300 \Omega} = 28,2 \text{ mA}$$

Si bien el ángulo dado corresponde a la tensión, al estar en fase con la corriente, ambos ángulos de giro coinciden; la corriente instantánea es:

Fig. 6.5.
Diagrama
vectorial
para las
condiciones
del ejercicio
Nº 1.



$$i = I_p \operatorname{sen} \Phi$$

$$i = 28,2 \operatorname{sen} 30^\circ$$

$$i = 28,2 \cdot 0,5 = 14,1 \text{ mA}$$

El valor instantáneo hallado podría calcularse también a partir de la tensión instantánea en ese punto, es decir:

$$e = E_p \operatorname{sen} 30^\circ$$

$$e = 8,48 \cdot 0,5 = 4,24 \text{ V}$$

Entonces, por la ley de Ohm:

$$i = \frac{e}{R} = \frac{4,24 \text{ V}}{300 \Omega} = 14,1 \text{ mA}$$

2. En un circuito inductivo de CA el ángulo de fase entre tensión y corriente es de 20° . Siendo $I_p = 50 \text{ mA}$, calcule la intensidad instantánea cuando la tensión alcance un ángulo de giro de 85° .

Solución: El diagrama vectorial se muestra en la Fig. 6.6. Se representa adelantada E respecto de I porque se trata de un circuito inductivo. Igual resultado se obtiene aplicando la ecuación 6.9 para la corriente y reemplazando valores:

$$i = I_p \operatorname{sen} (\Phi - \Theta) \qquad i = 50 \operatorname{sen} (85^\circ - 20^\circ)$$

$$i = 50 \operatorname{sen} 65^\circ \qquad i = 45,3 \text{ mA}$$

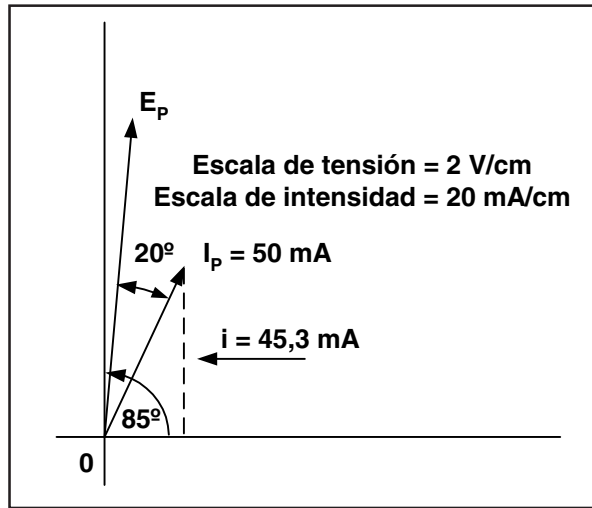


Fig. 6.6.
Diagrama vectorial para las condiciones del ejercicio N° 2.

3. Un circuito de CA contiene una reactancia inductiva pura de 40Ω a la cual se le aplica una tensión eficaz de 3 V . Calcule:
- La corriente eficaz.
 - La corriente máxima.
 - Los valores instantáneos e ; i , cuando la tensión se halla en el punto 140° .

Solución:

- a. La corriente eficaz I se calcula como:

$$I = \frac{V}{X_L} = \frac{3 \text{ V}}{40 \Omega} = 0,075 \text{ A} = 75 \text{ mA}$$

- b. Cálculo de la corriente máxima:

$$I_p = \frac{I}{0,707} = \frac{75 \text{ mA}}{0,707} = 106 \text{ mA}$$

- c. Cálculo de los valores instantáneos para una condición dada. El diagrama vectorial se muestra en la Fig. 6.7. A partir de éste, se deduce que:

$$i = 81,2 \text{ mA}$$

$$e = 2,72 \text{ V}$$

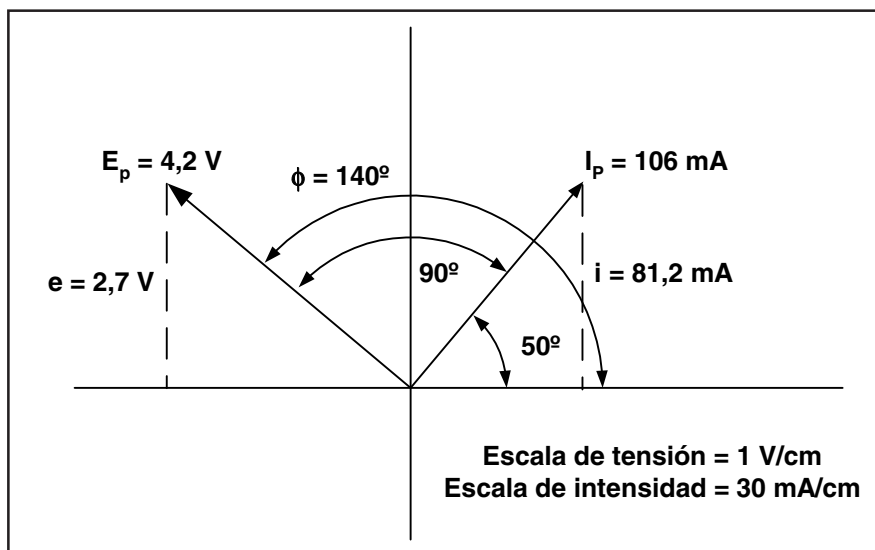


Fig. 6.7. Diagrama vectorial para las condiciones del ejercicio N° 3.

Ambos valores instantáneos, calculados con las ecuaciones correspondientes son:

$$e = E_p \cdot \text{sen } \Phi$$

$$e = 4,24 \cdot \text{sen } 140^\circ$$

$$e = 4,24 \cdot 0,643 = 2,72 \text{ V}$$

$$i = I_p \cdot \text{sen } (\Phi - \Theta)$$

$$i = 106 \cdot \text{sen } (140^\circ - 90^\circ)$$

$$i = 106 \cdot \text{sen } 50^\circ$$

$$i = 106 \cdot 0,76 = 81,2 \text{ mA}$$

Capítulo 7

Funcionamiento del Transformador



Introducción

En base al repaso sobre los principios fundamentales del electromagnetismo vistos hasta aquí, en este capítulo y los siguientes se encara el tema básico del libro, es decir, el funcionamiento, cálculo y construcción de transformadores de diverso tipo.

El Transformador

En su versión clásica, el transformador consiste en dos arrollamientos aislados eléctricamente entre sí y devanados sobre el mismo núcleo de hierro. El esquema más simple es el que se muestra en la Fig. 7.1. Una CA circulando por uno de los arrollamientos crea en el núcleo un campo magnético proporcional, es decir, aparece un flujo alterno. La mayor densidad de este flujo atraviesa el otro arrollamiento e induce en él una fem alterna.

La potencia presente en el primer arrollamiento, llamado **primario**, es transmitida al otro, llamado **secundario**, por medio del flujo variable que atraviesa el núcleo. El concepto es válido para cualquier disposición de arrollamientos aunque carezcan de material ferromagnético, pero se acostumbra llamar así a un dispositivo con núcleo de hierro o de aleación ferromagnética.

Por otra parte, se definen técnicamente como autotransformadores a ciertos dispositivos que aprovechan el fenómeno de inducción por flujo ligado pero cuyos bobinados no están aislados eléctricamente entre sí y tienen gran aplicación.

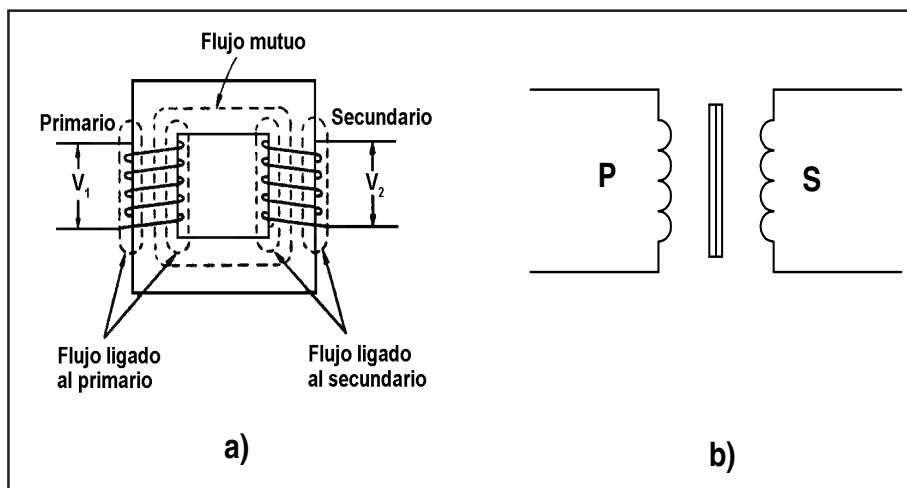


Fig. 7.1 a) Esquema del transformador con núcleo de hierro. **b)** Símbolo del transformador.

En cualquier transformador real el flujo no queda totalmente confinado en el núcleo, ya que existe cierto número de líneas de fuerza que retornan a través del aire (flujo disperso). La parte mayoritaria del flujo que atraviesa ambos arrollamientos se llama **flujo mutuo**. La parte que sólo atraviesa el primario se llama **flujo ligado al primario** y aquella que sólo atraviesa el secundario recibe el nombre de **flujo ligado al secundario**. Recuerde que también se usa el término **concatenado** para referir un flujo ligado.

La potencia obtenida de un transformador es siempre menor que la suministrada al mismo, debido a las inevitables pérdidas traducidas a energía calorífica.

La evaluación de estas pérdidas es parte importante en el cálculo del transformador, puesto que afectan directamente a su rendimiento y también a su confiabilidad.

Las pérdidas se deben a la potencia $I^2 R$ de calentamiento del primario y secundarios (cuando hay más de uno), ocasionadas por las pérdidas en los arrollamientos de cobre y en la histéresis y corrientes de Foucault; estos dos últimos factores se consideran como pérdidas en el núcleo o en el hierro. Oportunamente, se estudian cada uno de estos factores y cómo reducirlos al mínimo para lograr rendimientos del orden del 90% en transformadores modernos.

El esquema general de la Fig. 7.1.a) se resume como se muestra en la Fig. 7.1.b), donde se simbolizan el primario, el secundario y el núcleo de hierro.

Tensión de Autoinducción en el Transformador

Según lo dicho anteriormente, a partir de una CA aplicada a un transformador se genera un campo magnético variable que, a su vez, origina una fem también variable. Su valor está dado por la ley de Faraday:

$$e = - \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \quad (7.1)$$

Esta ley, expresada en función de una CA, sufre ciertas modificaciones que la adaptan para un cálculo práctico.

Según lo visto en el Capítulo 6 (ver la Fig. 6.1), y siendo T el período total del ciclo, la máxima tensión E_p tiene lugar exactamente en $T/4$, es decir, cuando la forma de onda alcanza un ángulo de 90° en su excursión. Considere este cuarto de período como el intervalo Δt de la ecuación de Faraday, a cuyo término la tensión toma el valor E_p ; en este intervalo de tiempo, el flujo $\Delta\Phi$ alcanza su máximo valor Φ , de modo que la ecuación 7.1 calcula el valor medio E_M de la tensión de autoinducción como:

$$E_M = \frac{4\Phi}{T}$$

Es más cómodo emplear valores de frecuencia f , en lugar de períodos T, y como es $f = 1/T$, la ecuación toma la forma:

$$E_M = 4 \Phi f$$

Considerando que existen N espiras, la tensión media inducida será N veces mayor:

$$E_M = 4 \Phi f N$$

Para obtener resultados expresados en volt, cuando Φ se expresa en gauss y f en Hz, se incluye un factor de multiplicación:

$$E_M = 4 \Phi f N 10^{-8}$$

Tampoco es práctico trabajar con valores medios, puesto que los valores eficaces son más representativos. Ambas magnitudes están relacionadas a través de la tensión máxima E_p :

$$E_M = 0,637 E_p$$

$$E = 0,707 E_p$$

Dividiendo E / E_M , la relación es:

$$E = 1,11 E_M$$

De modo que, finalmente, se obtiene:

$$E = 4,44 \Phi f N 10^{-8} \quad (7.2)$$

La ecuación (7.2) es la relación fundamental que liga la tensión eficaz de autoinducción con el flujo, la frecuencia de la CA aplicada y el número de espiras del bobinado involucrado en un transformador.

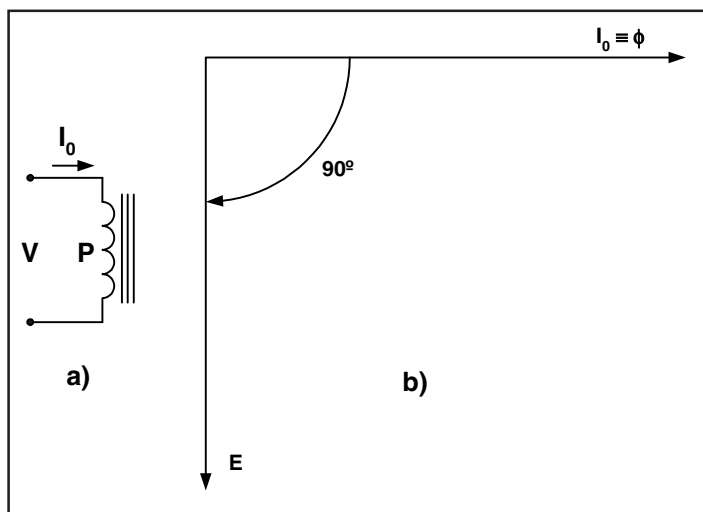
Diagramas Vectoriales del Primario

El uso de vectores vuelve a ser de interés para representar magnitudes propias de un transformador.

Suponga el primario de un transformador, conectado a una tensión de CA de valor eficaz V . Dicha tensión hará circular una corriente eficaz I_0 , tal como se muestra en la Fig. 7.2.a).

Fig. 7.2.

a) Bobinado primario de un transformador, atravesado por una corriente eficaz I_0 .
b) Diagrama vectorial tensión-corriente del primario.



El flujo producido por I_0 estará en fase con ella, mientras la tensión E mantiene un desfase de 90° , suponiendo un bobinado ideal, puramente inductivo. En realidad existe cierto valor resistivo aportado por la resistencia del alambre, pero a fin de simplificar la explicación puede obviarse en esta primera parte del estudio; aún suponiendo la existencia de resistencia en el circuito, la corriente I_0 que circula por él es mucho menor que la esperada aplicando la ley de Ohm para CC. El diagrama vectorial es el que se muestra en la Fig. 7.2.b), donde aparece el vector I_0 colineal con el flujo y la fem E retrasada en 90° .

Cuando aparece una fem de autoinducción E en el primario, dado su signo contrario a la causa que la produce, al superponerse a V , el valor absoluto resultante es la tensión efectiva que, aplicada siempre a los bornes del primario, produce una corriente I_0 , la corriente de magnetización.

Puede decirse que la tensión E aplicada debe vencer a la fem generada y que la corriente I_0 se debe a la diferencia $V-E$. Representando esta nueva condición en el diagrama vectorial, se obtiene la Fig. 7.3. Como se ha supuesto un circuito inductivo ideal, la tensión aplicada V está adelantada 90° respecto a la corriente y al flujo, y estos últimos vectores están adelantados respecto de la fem autoinducida, E .

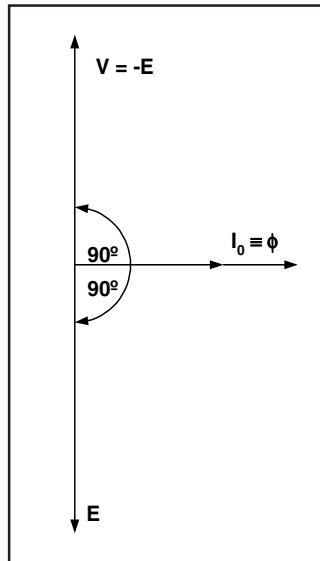
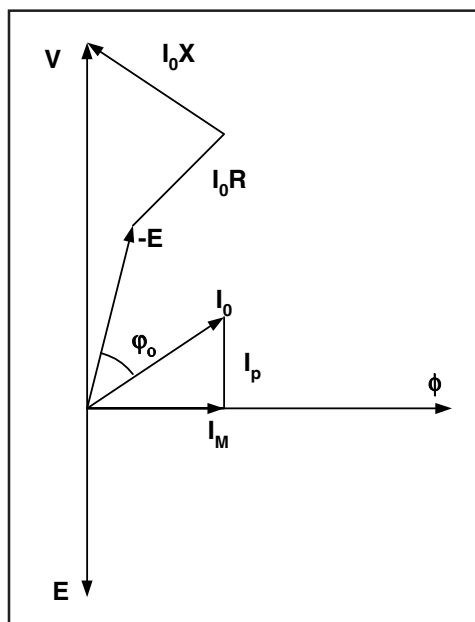


Fig. 7.3.
Posición de los vectores V , E e I_0 , suponiendo nulas las caídas de tensión.

Por lo tanto, V y E se hallan exactamente en oposición y anulándose en el caso ideal, puesto que resulta $V = E$.

Fig. 7.4.
Posición de los
vectores
fundamentales al
introducir las caídas
de tensión en el
bobinado.



La práctica difiere de esta condición por varios motivos; en primer lugar se debe considerar a partir de ahora el valor resistivo del bobinado, por pequeño que éste sea; además existen las nombradas pérdidas en el hierro por corrientes de Foucault y por histéresis.

Las pérdidas en el hierro absorben potencia eléctrica desde la fuente de tensión V a través del bobinado, ocasionando una corriente de pérdidas I_p ; en ella se incluye la corriente de pérdidas en el cobre. La potencia resultante de esta corriente está en fase con la tensión aplicada V .

Llevando este razonamiento al diagrama vectorial, si I_p y V están en fase, se dibujan como se muestra en la Fig. 7.4. La corriente circulante I_0 ya no es el valor supuesto, sino una resultante entre I_M e I_p .

Siendo I_M la verdadera corriente magnetizante en fase con el flujo, la corriente total I_0 que incluye las pérdidas ya no está en fase con el flujo, tiene un valor mayor al de la corriente ideal y se la denomina **corriente de vacío**.

Debido a esto, en la práctica, el valor V aplicado nunca es igual a la fem E inducida. V debe ser mayor que E , pues tiene que superar a E y cubrir las caídas de tensión provocadas por I_0 ; básicamente se trata de dos caídas de potencial.

La corriente I_0 provoca una caída de tensión al circular por la resistencia óhmica del bobinado, R ; esta caída es el producto $I_0 R$ mostrado en la Fig. 7.4.

Además, parte del flujo se pierde por efecto del flujo disperso, que aparece en el gráfico como una reactancia inductiva virtual (X), capaz de producir una caída de tensión $I_0 X$, adelantada 90° respecto de I_0 . El vector resultante se suma a la fem de autoinducción y la caída óhmica. Observe cómo el valor V resultante es mayor que el ideal mostrado en la Fig. 7.3.

Es común interpretar incorrectamente que el nuevo valor calculado de V aumenta la tensión en los bornes del primario; sucede lo contrario, la fem E tendrá un valor menor que V , pues la tensión aplicada V siempre es la misma.

En resumen, el cuadro vectorial de la Fig. 7.4 dice que:

1. La corriente magnetizante I_M en fase con el flujo, es sólo una parte de la corriente total del primario.
2. Existe una corriente de pérdidas I_p , retrasada cerca de 90° con V .
3. De la tensión aplicada V , una fracción cae en la resistencia óhmica, otra fracción se pierde por efecto de flujo disperso y el mayor porcentaje equilibra la fem de autoinducción.
4. Tomando un vector igual y opuesto a la fracción mayoritaria ($-E$), se obtiene el vector E , que es el valor de la fem de autoinducción.

Deformación del Campo por Histéresis

A medida que se avanza en el análisis del transformador real, se deben tener en cuenta nuevos factores que complican, en cierta forma, los cálculos y las estimaciones. Por ejemplo, no es rigurosamente cierto que la corriente magnetizante y el flujo estén exactamente en fase; esto se debe al efecto de histéresis, que además deforma la curva del flujo.

Este análisis es conveniente hacerlo con la inducción \mathbf{B} en lugar del flujo, no habiendo en ello inconvenientes, puesto que ambas magnitudes están ligadas por una constante, la superficie S :

$$\Phi = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} \quad (7.3)$$

La misma curva que representa al flujo puede hacerlo con la inducción, salvo un factor de escala dado por la superficie (por ejemplo, en cm^2).

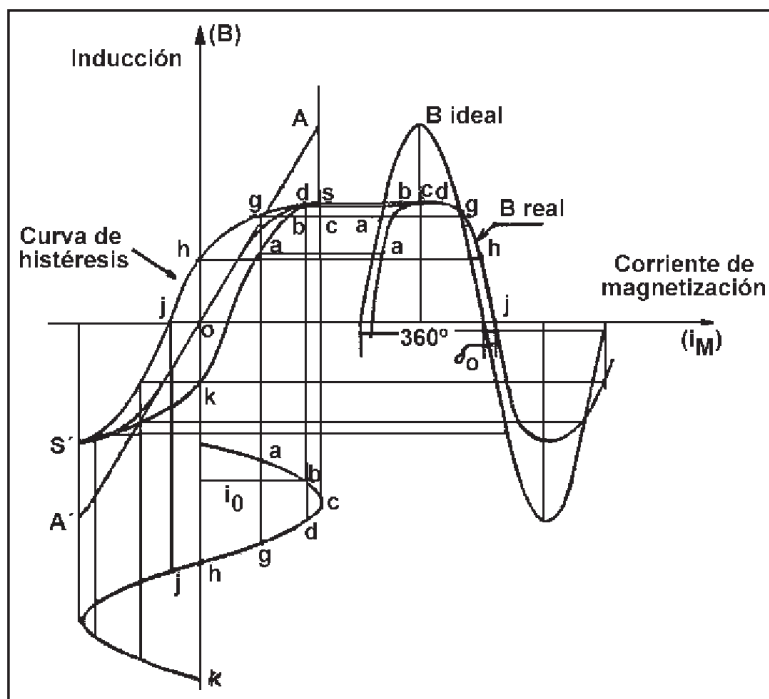
Lo mismo sucede entre el vector intensidad de campo magnético **H** y la corriente magnetizante, ya que ambas magnitudes son proporcionales entre sí.

En términos prácticos resulta:

$$H = \frac{0,4 \pi N i}{l} \quad (7.4)$$

Se puede combinar el gráfico del ciclo de histéresis colocando además la corriente magnetizante en el eje de abscisas y la inducción en el núcleo sobre el eje de ordenadas; la Fig. 7.5 muestra el gráfico resultante.

Fig. 7.5. Distorsión de la senoide de inducción magnética por efecto de la curva de histéresis del material.



Durante un ciclo de la corriente, la inducción cumple un ciclo de histéresis; si no existiera este fenómeno, la permeabilidad del material sería constante y la inducción variaría según una ley lineal proporcional a la corriente, sobre valores de la recta A'A.

Pero, como el núcleo se satura, la inducción durante el primer cuarto de ciclo, en lugar de pasar por la recta oA lo hace por la curva que va de o a s. En el

cuarto de ciclo siguiente sigue el trayecto s-h, y en el semiciclo negativo va desde h a s' y, finalmente, desde s' a k. La inducción ideal, proyectando los extremos A A' daría una curva senoidal pura; como esto no sucede y la inducción depende del ciclo de histéresis, la curva real resultante de **B** es la que se muestra en el gráfico. En la práctica, la inducción resulta achatada y desfasada respecto de la inducción ideal.

Las consecuencias son las siguientes:

1. El desfase respecto del caso ideal significa que la inducción atrasa levemente respecto de su corriente magnetizante, formando un ángulo llamado de **avance de histéresis**. Consecuentemente, corriente y flujo no son coincidentes en el diagrama vectorial.
2. La deformación de la curva de inducción comparada con la fundamental se debe precisamente a un efecto de inducción de primera armónica, sumado a una inducción de triple frecuencia de menor proporción que la fundamental. Como las pérdidas por histéresis dependen de la frecuencia y las pérdidas por corrientes de Foucault son proporcionales al cuadrado de la frecuencia, es evidente que a mayor deformación, mayores pérdidas en el hierro. Este inconveniente se puede minimizar eligiendo un material con un ciclo de histéresis muy estrecho, es decir tendiendo a asemejarse a la recta ideal A' o A de la Fig. 7.5, o en la práctica, a la curva de la Fig. 5.7.

Análisis de la Condición de Vacío

El estudio anterior está referido a las condiciones del primario; para que el transformador sea analizado como tal, es necesario estudiar cómo un bobinado independiente o secundario es afectado por los fenómenos descritos. Para identificar los sectores y parámetros se recurre a la Fig. 7.6.

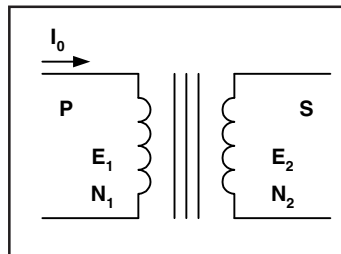


Fig. 7.6.
El transformador con el bobinado secundario en la condición de vacío.

Llamando E_1 a la fem inducida eficaz del primario cuya bobina tiene N_1 vueltas, la ecuación (7.2) se expresa:

$$E_1 = 4,44 \Phi f N_1 10^{-8} \quad (7.5)$$

Para el secundario vale el mismo análisis, y la fem inducida E_2 en una bobina de N_2 vueltas vale:

$$E_2 = 4,44 \Phi f N_2 10^{-8} \quad (7.6)$$

Como el flujo y la frecuencia son los mismos, un cociente de tensiones conduce a una relación de número de espiras, factor constante para cada diseño, llamado K :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = K \quad (7.7)$$

La expresión (7.7) dice que las tensiones inducidas están en la misma relación que los números de espiras; esto se conoce como **relación de transformación**. Adoptando los números de espiras adecuados se puede conseguir la relación deseada entre ff.ee.mm.

Diagrama Vectorial Primario-Secundario

Para facilitar los gráficos, suponga ambos bobinados iguales, es decir un factor $K=1$, lo cual es perfectamente válido en la práctica.

Como ambas ff.ee.mm atrasan 90° respecto del flujo, sus vectores coinciden según se muestra en la Fig. 7.7. Despreciando, por el momento, la pequeña diferencia de fase entre I_M y el flujo, se destaca I_p debida a las pérdidas totales, incluidas las del cobre del primario, ya que el secundario está sin carga (vacío) y por lo tanto, ninguna corriente circula por él.

La corriente de pérdidas I_p se puede calcular, como:

$$I_p = \frac{W_0}{V_1} \quad (7.8)$$

Donde W_0 es la **potencia en vacío** medida en el primario, sometido a una tensión de la fuente V_1 . Tal como en el caso anterior, V_1 debe cubrir la fem negativa ($-E_1$) y las dos caídas de tensión producidas por I_0 .

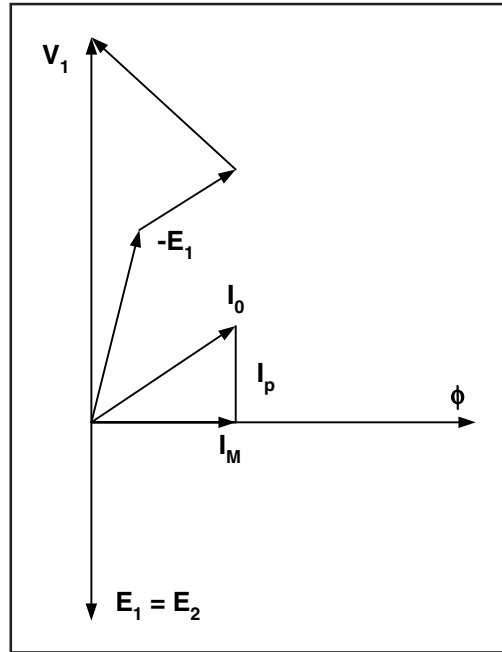


Fig. 7.7.
Diagrama vectorial con el secundario en vacío.

Esta corriente I_0 es la suma vectorial de I_M e I_p , cuyo concepto se explicó anteriormente. Conociendo ambas componentes, la resultante I_0 representa la hipotenusa del triángulo rectángulo así formado. Aplicando el teorema de Pitágoras se calcula I_0 :

$$I_0 = \sqrt{I_M^2 + I_p^2} \quad (7.9)$$

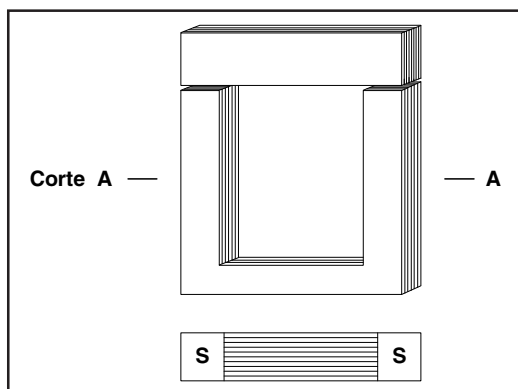
Siempre se debe recordar que si I_0 es suficientemente pequeña, las dos caídas de tensión provocadas por ella también lo son y en muchos casos se pueden despreciar, lo cual simplifica bastante no sólo el diagrama vectorial, sino también los cálculos aproximados del transformador. Esto sucede si se supone $V_1 \approx E_1$.

Cálculo de la Corriente Magnetizante

Según la ecuación (7.9), el valor de I_0 depende de I_p y de I_M . La corriente I_p se calcula con la expresión (7.8), mientras que para I_M conviene hacer un análisis previo.

Como I_M es la corriente que produce el flujo en el núcleo, es necesario conocer algo más respecto del material, su forma y estructura. Hay dos tipos básicos de

Fig. 7.8.
Formato del
núcleo tipo anillo
(vista y corte).

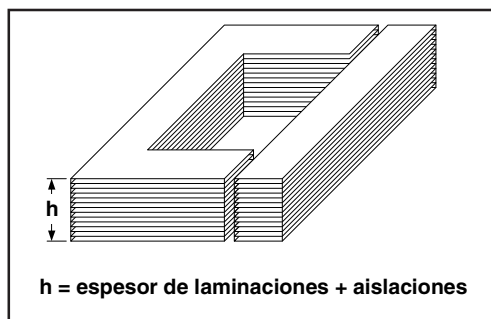


núcleos: el acorazado y el anillo, que recuerda la estructura del toroide. El núcleo de anillo, representado en la Fig. 7.8 muestra un corte A-A para apreciar la sección cuadrada S , expresada en cm^2 .

Para minimizar las corrientes de Foucault, el núcleo no es macizo sino formado por un apilado de chapas superpuestas y aisladas eléctricamente entre sí. A fin de facilitar la colocación de la bobina, el anillo se construye en dos partes, de formato U-I. Las chapas se colocan alternando las de un tipo con las de otro, para evitar un entrehierro neto entre ambas partes.

La aislación entre una chapa y la adyacente se logra impregnando el conjunto con barnices especiales o bien oxidando las superficies en contacto con un chorro de vapor de agua. Este método introduce un espesor total de aislación menor que el de los barnices; el espesor se debe tener en cuenta al calcular la sección transversal del núcleo, como se muestra en la Fig. 7.9, pues si h es la altura total del conjunto de chapas, no es la altura neta de material ferromagnético, ya que se debe descontar el espesor del aislante.

Fig. 7.9.
Aspecto del
apilado de chapas
en el núcleo.



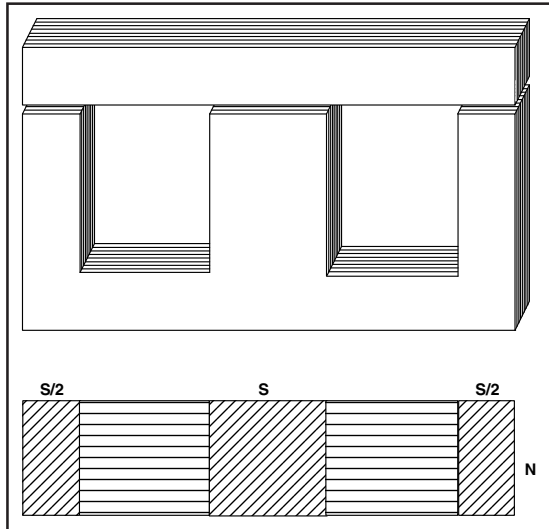


Fig. 7.10.
Formato del núcleo
tipo acorazado (vista
y corte).

El núcleo de anillo es simple, pero tiene cierta pérdida del flujo por dispersión, que no presenta el núcleo acorazado de la Fig. 7.10.

En este núcleo, del cual se hizo una representación del circuito magnético en el Capítulo 5 (ver la Fig. 5.9), las líneas de fuerza de la rama central se bifurcan a ambos lados, de manera que el contorno (ramas laterales) puede tener una sección igual a la mitad de la rama central, donde se concentra la totalidad del flujo. El corte se muestra en la Fig. 7.10.

Este núcleo también se construye en dos partes de formato E-I, que se colocan con sus chapas alternadamente para evitar que todas las juntas coincidan.

Los dos entrehierros del núcleo de anillo también se repiten en el acorazado, puesto que los dos laterales son atravesados sólo por la mitad del flujo total.

El pequeño espaciado de aire o entrehierro entre las chapas en ambos núcleos, denominado con la letra δ , es una distancia del orden de 0,05 mm. Al existir dos entrehierros para cada línea, la distancia del camino de aire para cada una es:

$$l_e = 2 \delta$$

El resto del trayecto de cada línea de flujo es por el hierro, su longitud indicada en la Fig. 7.11 es l_m .

La corriente magnetizante del primario se relaciona con la excitación magnética por el trabajo de imantación necesario a lo largo de la línea de fuerza.

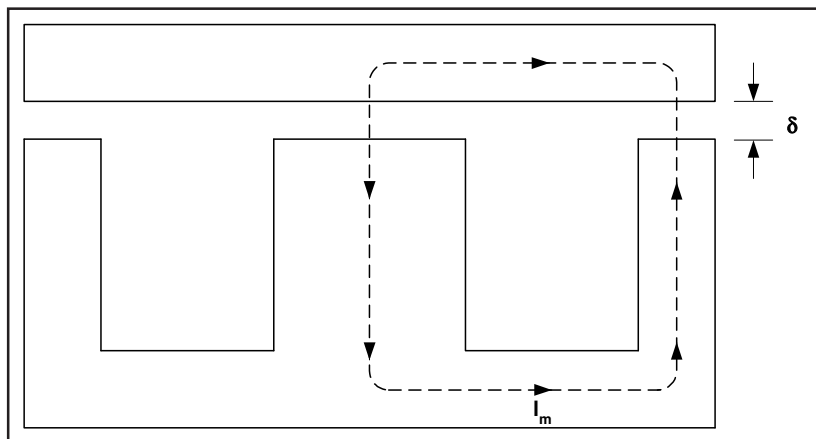


Fig. 7.11. Trayecto de una línea de flujo entre una rama lateral y la central de un núcleo acorazado.

Considerando una línea de fuerza media (que pasa por el centro del núcleo), la relación es:

$$\mathbf{H} l = 0,4 \pi N_1 i \quad (7.10)$$

Como la longitud total l es la suma de l_e y l_m , el primer miembro de la ecuación (7.10) es:

$$\mathbf{H} l_m + \mathbf{B} l_e = 0,4 \pi N_1 i \quad (7.11)$$

Observe que el trabajo en el entrehierro se toma referido a la inducción \mathbf{B} y no a la excitación magnética \mathbf{H} .

Por otro lado, es conveniente expresar la corriente i por su valor máximo I_p obtenido a partir del valor eficaz I y denominarla entonces corriente magnetizante I_M . La ecuación (7.11) se convierte en:

$$\mathbf{H} l_m + \mathbf{B} l_e = 0,4 \pi N_1 1,41 I_M$$

$$\mathbf{H} l_m + \mathbf{B} l_e = 1,772 N_1 I_M$$

Despejando el valor I_M :

$$I_M = \frac{\mathbf{H} l_m + \mathbf{B} l_e}{1,772 N_1} \quad (7.12)$$

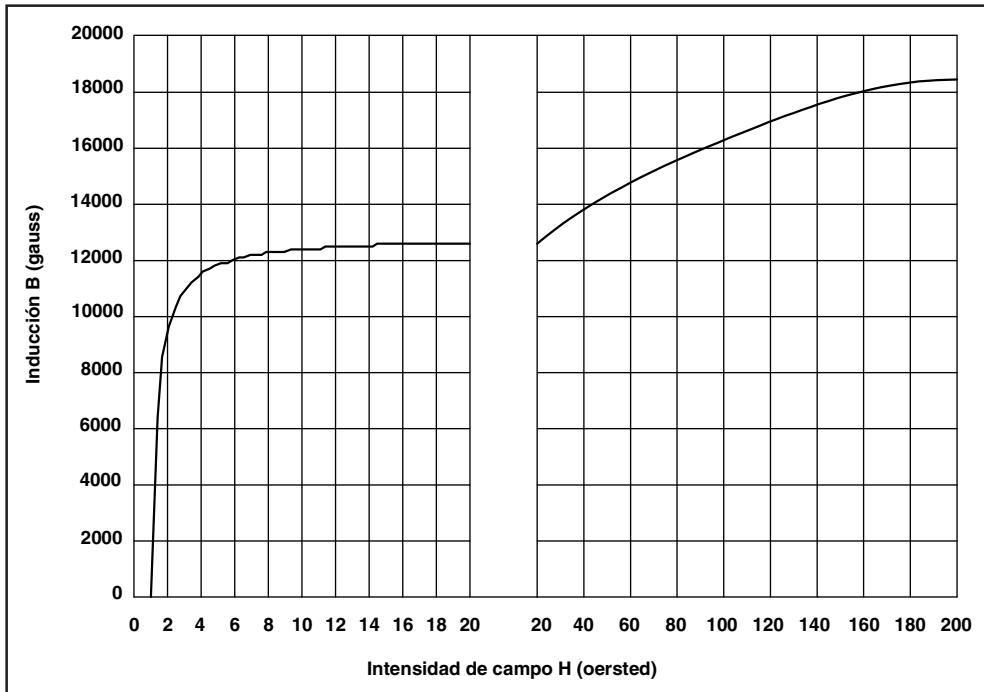


Fig. 7.12. Curvas de imantación para laminaciones de 0,35 mm. El segundo gráfico se muestra con la escala de intensidad H comprimida.

Un ejemplo práctico aclara los cálculos anteriores. Suponga un núcleo acorazado con entrehierro de 0,05 mm, con una longitud del circuito en el material de 50 cm. Se elige chapa de hierro con una inducción de 13.500 gauss, el bobinado primario es de 680 espiras.

Para calcular la corriente magnetizante necesaria se recurre a la curva de magnetización típica, en este caso para chapas de 0,35 mm de espesor (ver la Fig. 7.12).

Entrando al gráfico con el valor **B** = 13.500 gauss se obtiene un valor **H** = 8 oersted. Simplemente, aplicando la ecuación (7.12) se obtiene:

$$I_M = \frac{8 \cdot 50 + 13.500 \cdot 0,01}{1,772 \cdot 680}$$

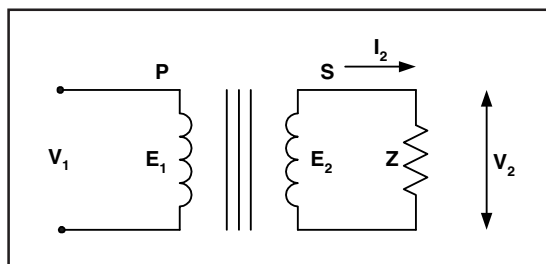
$$I_M = 0,44 \text{ A}$$

La corriente magnetizante necesaria es de 0,44 A.

Análisis de la Condición de Carga

El estudio previo supone al secundario del transformador en vacío, es decir, sin ningún elemento conectado a sus extremos. La situación cambia cuando el secundario se conecta a una **carga**, sea una resistencia pura o una impedancia, que origina la circulación de una corriente por ella. Esto se produce porque al circuito cerrado se aplica una fem E_2 que origina dicha corriente I_2 , según se observa en la Fig. 7.13. La caída de tensión sobre la carga Z se llama V_2 y su cálculo se verá más adelante.

Fig. 7.13.
El transformador
en la condición
de carga.



Al circular I_2 se tendrá un número de amper-vueltas y en consecuencia habrá cierta fuerza magnetomotriz fmm. Según una ley de los circuitos magnéticos, conocida como ley de Hopkinson, existe una equivalencia entre el producto del flujo por la reluctancia y la sumatoria de las ff.ee.mm del circuito, es decir:

$$\Phi R = \sum 0,4 \pi N i \quad (7.12)$$

El primer miembro de la ecuación (7.12) es constante, porque tanto el flujo como la reluctancia son fijados para cada circuito de longitud dada; entonces el segundo miembro también debe ser constante y ello sólo es posible si el producto Ni del primario es suficiente para equilibrar el secundario.

Como consecuencia, dado que I_0 es la corriente magnetizante en vacío y la única presente, cuando aparece I_2 en el secundario existe siempre un equilibrio tal como el de la condición de vacío. Esto se interpreta mejor con el gráfico de la Fig. 7.14. La corriente I_0 es la magnetizante, I_2 es equilibrada por una corriente $-I_2$ en el primario para mantener las condiciones iniciales. Entonces, la corriente total del primario, I_1 es la composición vectorial entre I_0 e $-I_2$.

Se cumple pues la sumatoria:

$$0,4 \pi N_1 I_1 + 0,4 \pi N_2 I_2 = 0,4 \pi N_1 I_0 \quad (7.13)$$

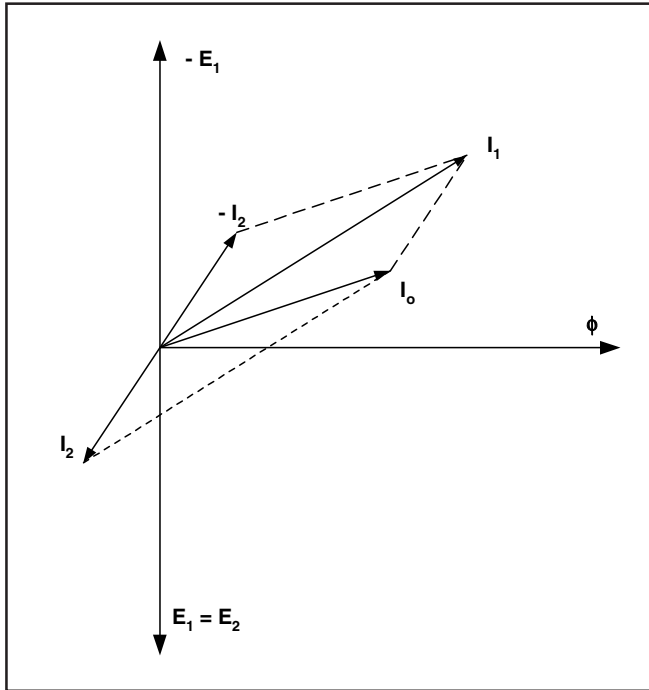


Fig. 7.14. Diagrama vectorial de las corrientes en la condición de carga.

Suponiendo en un primer análisis que el número de espiras del primario y secundario es igual, $N_1 = N_2$, la ecuación (7.13) resulta simplemente:

$$I_1 + I_2 = I_0 \quad (7.14)$$

Si la corriente de vacío es pequeña, comparada con la de carga, se puede suponer que I_1 e I_2 en valor absoluto, son aproximadamente iguales:

$$I_1 = I_2 \quad (7.15)$$

Cuando los números de las espiras no son iguales, la ecuación (7.15) debe incluir necesariamente las relaciones N_1 y N_2 :

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \quad (7.16)$$

Siempre, en forma aproximada, se deduce la relación de corrientes respecto del número de vueltas:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = K \quad (7.17)$$

La ecuación (7.17) es una relación fundamental en el cálculo de transformadores y se llama a K **relación de transformación**.

Diagramas Vectoriales Completos y Reducidos

Si se toman todas las relaciones entre corrientes, fuerzas magnetomotrices y tensiones cuando el transformador está cargado, se debe conocer el tipo de carga, sea resistivo puro, inductivo, capacitivo o una combinación de estos factores.

La presencia de componentes reactivos produce desfases entre las magnitudes que complican el diagrama vectorial. Existen algunos inconvenientes en determinar las posiciones de los vectores iniciales, por ejemplo, el de la tensión en los bornes de la carga, etc. Se han desarrollado métodos simplificados que, aún a costa de ciertas inexactitudes, permiten evaluar todo el transformador y deducir su comportamiento en diferentes situaciones de trabajo. Estos métodos son los diagramas reducidos del transformador.

Diagrama Reducido al Primario

La constante K , que da la relación del número de vueltas, también indica la relación entre las tensiones del primario y secundario. Por lo tanto, si se quieren referir todas las tensiones al primario, habrá que reducir primero las ff.ee.mm, haciendo:

$$E_1 = K E_2 \quad (7.18)$$

Además, todas las tensiones y caídas de tensión del secundario se multiplican por K y las corrientes de este bobinado se dividen por K .

Con estos conceptos se puede trazar un diagrama vectorial del transformador reducido al primario. Más adelante, en la Fig. 7.18 se verá este diagrama para el caso de una carga inductiva conectada al secundario.

Como ambas ff.ee.mm son iguales, sus vectores coinciden. La corriente secundaria coincide con su opuesta y se puede sumar vectorialmente con I_0 para obtener I_1 .

Descontando de V_1 las caídas que produce la corriente I_1 en la resistencia del bobinado y en la reactancia de dispersión, se construye el **triángulo de caídas de tensión** P , mostrado en la parte superior de la Fig. 7.15; el resto vectorial de esta construcción es la fem E_1 .

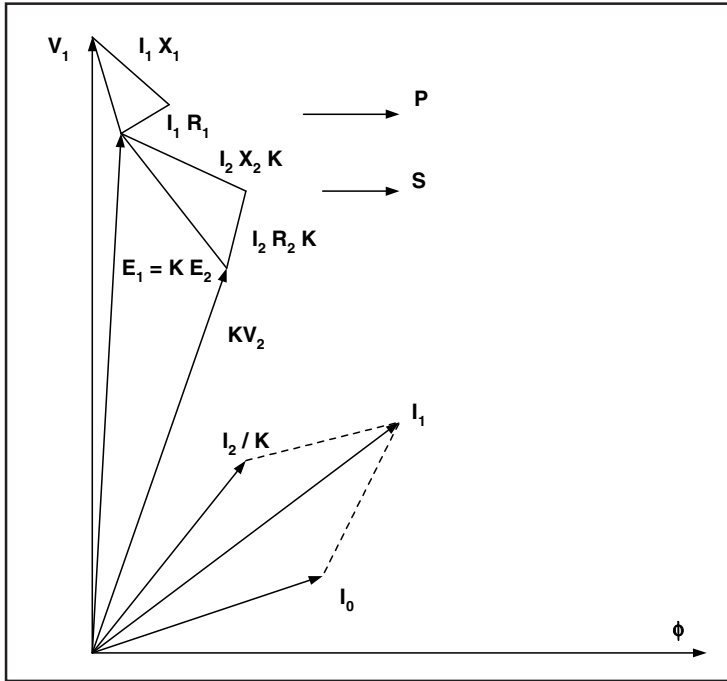


Fig. 7.15. Diagrama del transformador reducido al circuito primario.

Nuevamente con el mismo criterio, restando de E_2 las caídas en el secundario aparece un segundo triángulo de caídas de tensión S ; el resto vectorial es ahora la tensión secundaria $K V_2$; recuerde que las caídas del segundo triángulo son debidas a I_2 .

Es posible construir un circuito equivalente del diagrama vectorial del transformador reducido al primario, donde aparecen los elementos que producen las diferentes caídas, según se muestra en la Fig. 7.16.

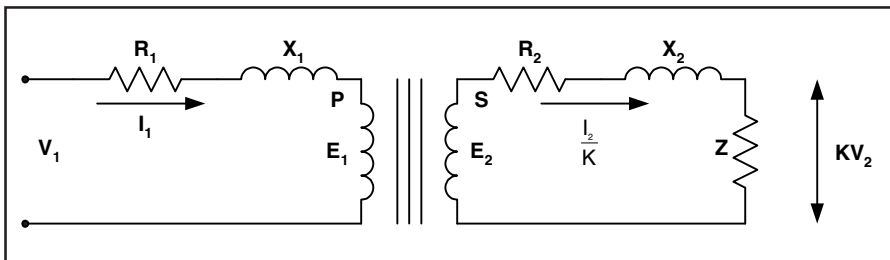


Fig. 7.16. Circuito equivalente del diagrama reducido al primario.

En este esquema, los bobinados primario y secundario se consideran ideales y sus efectos resistivos e inductivos se representan por separado.

A partir del diagrama vectorial y del circuito equivalente se pueden plantear una serie de ecuaciones que llevan al cálculo de la **resistencia total reducida al primario** R_p :

$$R_p = R_1 + K^2 R_2 \quad (7.19)$$

Análogamente, se define una reactancia total reducida al primario:

$$X_p = X_1 + K^2 X_2 \quad (7.20)$$

En definitiva, los términos R_p y X_p son precisamente las componentes de otro vector llamado impedancia del primario Z_p , que se deduce fácilmente de las leyes de la corriente alterna; su valor se obtiene aplicando el teorema de Pitágoras, de modo que:

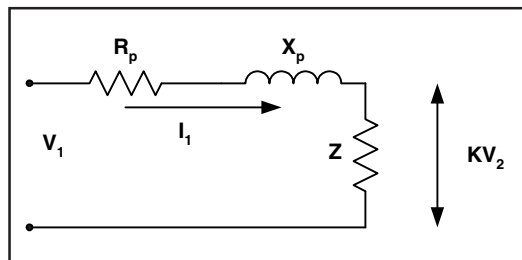
$$Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2} \quad (7.21)$$

La ecuación (7.21) es fundamental, por cuanto se puede representar **todo el transformador** con un circuito equivalente muy simple, como se muestra en la Fig. 7.17.

Al suponer referidos al primario los vectores de tensión correspondientes al secundario a través del factor K , queda eliminado el transformador como tal. Luego, colocando en serie con el circuito de carga una resistencia y una reactancia inductiva de valores iguales a los reducidos previamente, en ellas se desarrollarán caídas de tensión proporcionales.

En los bornes de la carga, representada por una impedancia Z , se obtendrá una tensión KV_2 cuando al circuito se le aplica una tensión de entrada V_1 .

Fig. 7.17.
Circuito equivalente simplificado reducido al primario.



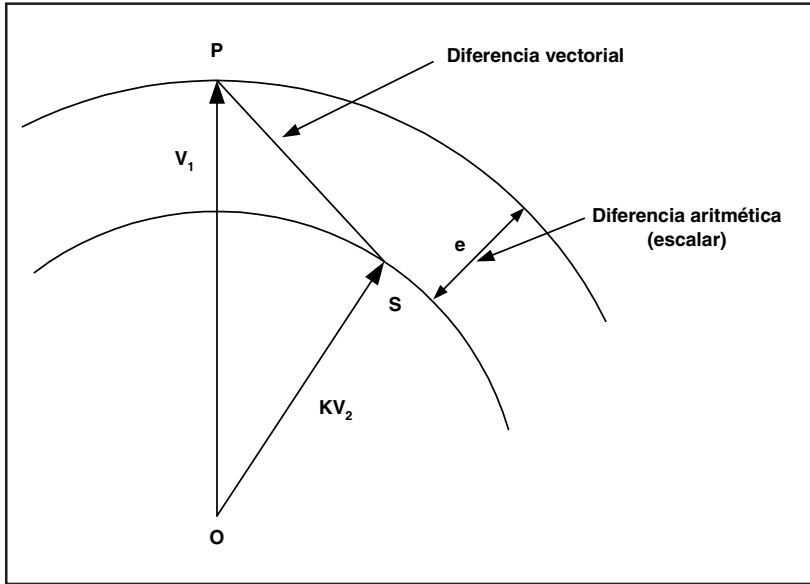


Fig. 7.18. Diagrama reducido de las tensiones del transformador.

En conclusión, con la reducción al primario se puede prescindir del transformador en sí y suponer, con buena aproximación, que existen en serie con el circuito de consumo (por ejemplo, la línea de CA), una resistencia y una reactancia, esto es, una impedancia que produce caídas de tensión.

Considerando las únicas variables de la Fig. 7.17, sólo existen los vectores V_1 y KV_2 , donde se suele llamar **caída total del transformador** a la diferencia aritmética entre V_1 y V_2 ; esto se representa en la Fig. 7.18, donde la diferencia aritmética e es, constructivamente, la diferencia entre los radios descritos al girar V_1 y V_2 . La diferencia aritmética e resulta distinta de la vectorial entre V_1 y V_2 , pero tiene un significado práctico inmediato, puesto que es la diferencia leída si se colocan voltímetros en el primario (V_1) y el secundario (V_2), siempre que esta última lectura se multiplique por K .

Si se relaciona la caída total e con la tensión secundaria, se obtiene la **regulación** del transformador, el coeficiente r :

$$r = \frac{e}{OS} = \frac{V_1 - KV_2}{KV_2} \quad (7.22)$$

El coeficiente r se expresa en porcentaje e indica la caída relativa de la tensión del transformador.

A partir del circuito equivalente de la Fig. 7.15, es posible hallar las caídas de tensión que, sumadas, dan el valor de la tensión V_1 aplicada al primario del transformador:

$$V_1 = KV_2 + I_1 (R_1 + K^2 R_2) + I_1 (X_1 + K^2 X_2) \quad (7.23)$$

Observe que el segundo término del segundo miembro de la ecuación es el producto de la corriente primaria por la resistencia total reducida y el tercer término es el producto de la misma corriente por la reactancia total reducida, de modo que la ecuación se simplifica haciendo:

$$V_1 = KV_2 + I_1 (R_p + X_p) \quad (7.24)$$

Diagrama Reducido al Secundario

Con el mismo criterio que en el caso anterior, pero dividiendo ahora todas las tensiones y caídas del primario por K y multiplicando la corriente primaria por K , se puede reducir todo el diagrama vectorial del transformador al secundario. A fin de abreviar el desarrollo matemático, se indica la ecuación que relaciona a V_1 con las caídas y las tensiones del secundario:

$$\frac{V_1}{K} = V_2 + I_2 \left(R_2 + \frac{R_1}{K^2} \right) + I_2 \left(X_2 + \frac{X_1}{K^2} \right) \quad (7.25)$$

Nuevamente, el segundo término del segundo miembro es la resistencia total reducida al secundario (R_s), y el tercer término es la reactancia total de dispersión reducida al secundario (X_s), los dos multiplicados por I_2 .

En resumen, en ambas reducciones, las expresiones (7.23) y (7.25) se componen del valor propio del bobinado más una cantidad que es transferida desde el otro bobinado y donde siempre interviene el factor K^2 , ya sea multiplicando, como en la reducción al primario, o dividiendo, como en la reducción al secundario.

Diagrama de Kapp

En lugar de extender el razonamiento anterior y volcar los valores a gráficos vectoriales comunes que, en definitiva, son complejos y poco ilustrativos de la totalidad de las variables, es conveniente analizar un método que, aunque un poco laborioso, ofrece mucha mejor información.

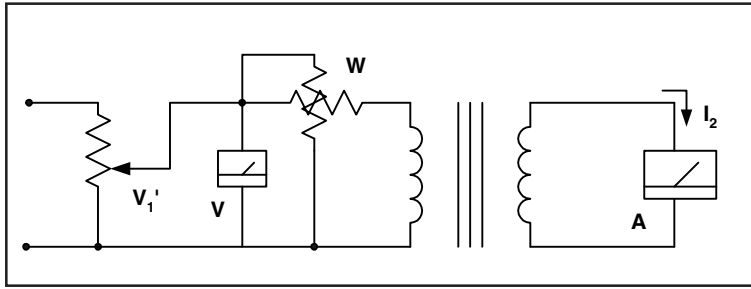


Fig. 7.19. Disposición circuital para deducir el triángulo de cortocircuito.

El diagrama de Kapp permite obtener el valor de la tensión secundaria para diferentes valores de la corriente de carga y el desfase correspondiente.

Antes de explicar su construcción se estudia el **triángulo de cortocircuitos**, un diseño vectorial simple trazado a partir del circuito de la Fig. 7.19.

El secundario se coloca en cortocircuito, puesto que el amperímetro A, conectado entre sus bornes, resulta prácticamente una carga de resistencia cero.

Esta condición sólo es posible si la tensión V_1 en la entrada es suficientemente baja para evitar la circulación de corrientes destructivas en ambos bobinados. El nuevo valor más bajo se llama V'_1 , de modo que la ecuación (7.25) se escribe:

$$\frac{V'_1}{K} = I_2 (R_s + X_s) \quad (7.26)$$

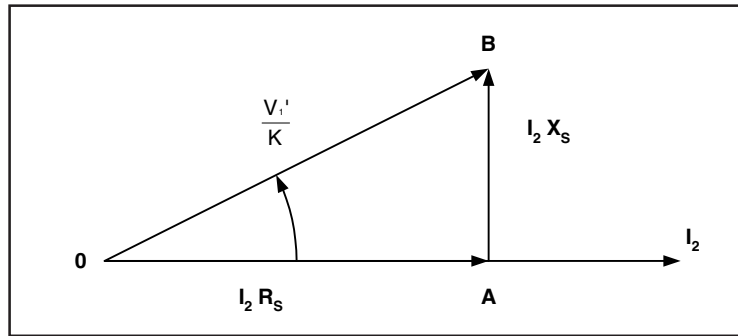
Observe que ha desaparecido el primer término del segundo miembro de la ecuación (7.25), porque al estar en cortocircuito el secundario, $V_2 = 0$.

Separando los factores resistivo y reactivo se obtiene una ecuación vectorial que puede ser representada por un triángulo rectángulo:

$$\frac{V'_1}{K} = I_2 R_s + I_2 X_s \quad (7.27)$$

La representación de la Fig. 7.20 indica un fenómeno importante: cuando el secundario está en cortocircuito, la tensión aplicada al primario se consume en caídas internas. El ángulo de fase entre la corriente de cortocircuito y la tensión aplicada determina el triángulo obtenido.

Fig. 7.20.
Triángulo de caídas de tensión en el diagrama reducido al secundario.



El ensayo de cortocircuito se hace montando el circuito con tres instrumentos, con un voltímetro y un wattímetro en el primario y un amperímetro cortocircuitando el secundario.

La tensión reducida se aplica a través de un divisor potenciométrico y la potencia leída no incluye las pérdidas en el hierro, pero éstas se consideran bajas al trabajar con tensiones reducidas, es decir, con excitación magnética débil.

Con las lecturas de los tres instrumentos se puede calcular el ángulo de cortocircuito φ_c que determina la figura trigonométrica anterior; pues de acuerdo a las leyes de la corriente alterna se tiene que:

$$W = E \cdot I \cdot \cos \varphi$$

$$\cos \varphi = \frac{W}{E \cdot I}$$

Para la condición de cortocircuito, el ángulo es φ_c :

$$\cos \varphi_c = \frac{W}{\frac{V_1'}{K} \cdot I_2}$$

$$\cos \varphi_c = \frac{K \cdot W}{V_1' \cdot I_2} \quad (7.28)$$

Construido el triángulo y ubicadas sus magnitudes en una escala común, los catetos determinan los valores de X_s y R_s por simple división de la corriente I_2 .

A partir del triángulo se realiza la construcción geométrica conocida como diagrama de Kapp que, a continuación, se detalla paso a paso.

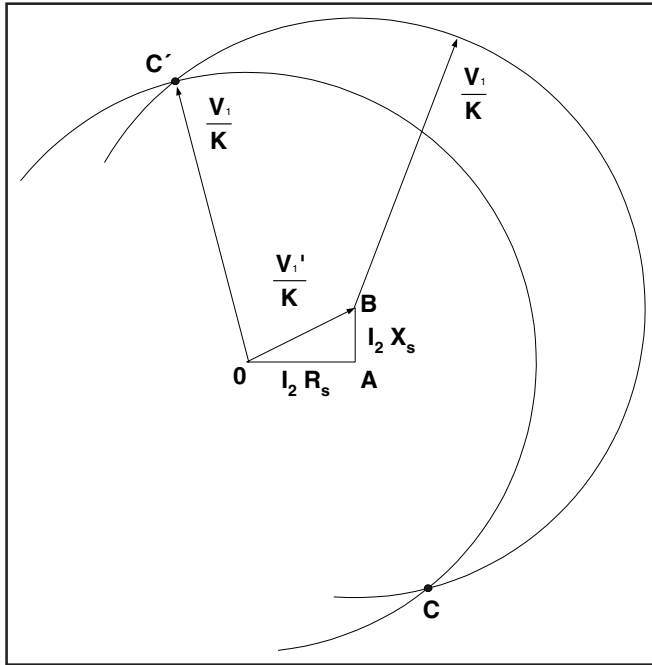


Fig. 7.21.
Inicio del trazado geométrico del diagrama de Kapp.

Trazado el triángulo OBA, con centro en O y en B se construyen dos círculos cuyo radio representa, en escala, la tensión normal del primario dividida por K, pues el diagrama se refiere al secundario. La Fig. 7.21 ilustra el comienzo del diagrama.

Los puntos de intersección de ambos círculos, C y C' tienen una interesante interpretación, que se analiza al concluir el diagrama. Como I_2 está en fase con la caída $I_2 R_s$, dicho vector puede ser representado paralelo a la base del triángulo (ver la Fig. 7.22).

A continuación, teniendo en cuenta el ángulo de fase ϕ_2 entre I_2 y la tensión secundaria bajo tal estado de carga, se traza el vector de dicha tensión (ver la Fig. 7.23); el resultante es BS, siempre respetando las escalas elegidas.

Analizando el gráfico, se ve que cualquiera sea la posición angular de V_2 , la suma de este vector con la hipotenusa del triángulo original, indica siempre el vector OS, que es la tensión primaria referida al secundario.

Resulta que el nuevo triángulo OBS es el de tensiones del transformador, similar al de la Fig. 7.18. Luego, prolongando la recta BS hasta el círculo

Fig. 7.22.
Representación
del vector
correspondiente a
la corriente I_2 .

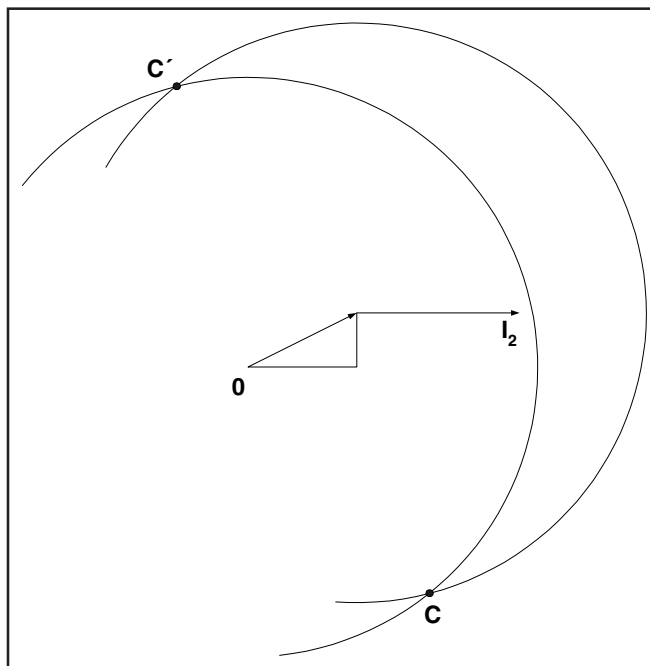
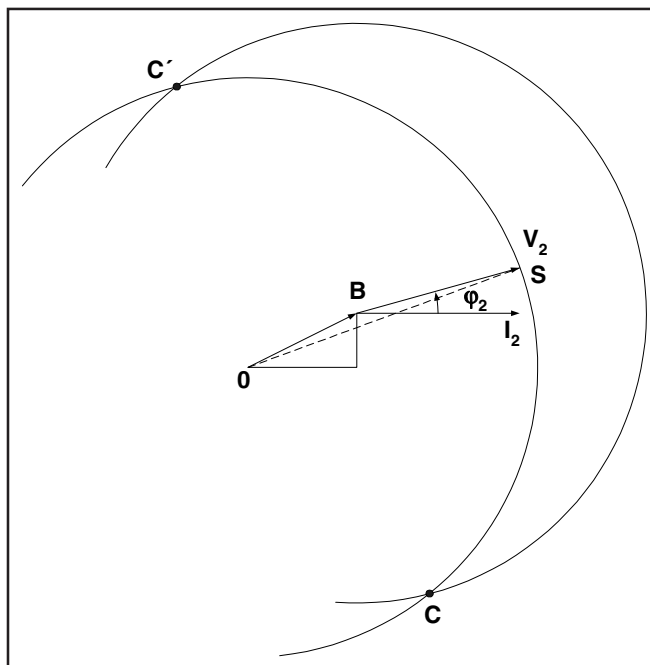


Fig. 7.23.
Representación
de la tensión
secundaria.



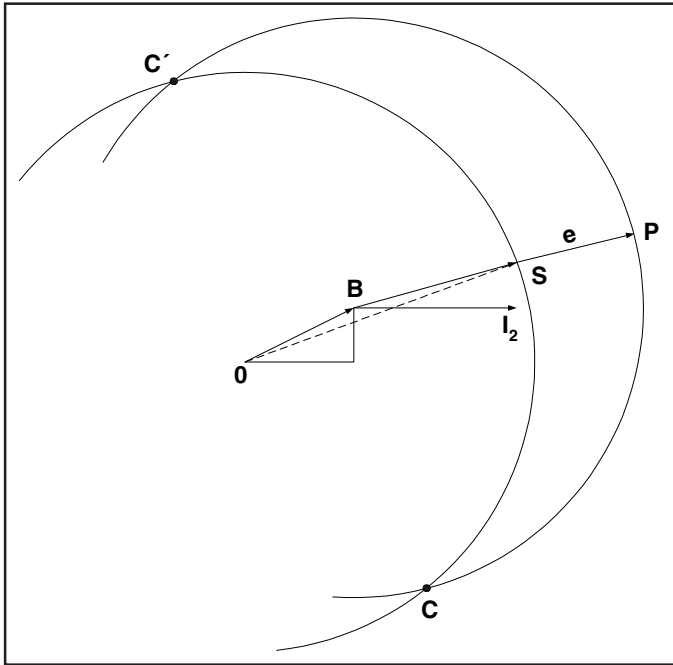


Fig. 7.24.
Representación
de las caídas
totales e
(segmento SP).

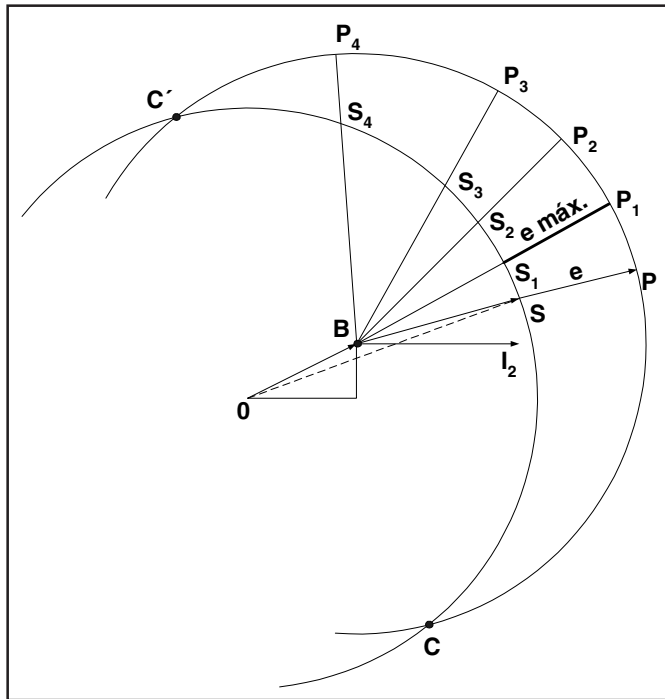
exterior se obtiene el punto P, siendo el segmento SP la diferencia aritmética entre las tensiones primaria y secundaria, puesto que la recta BP es el radio del círculo externo, que es igual al radio del círculo interno OS.

Entonces, todos los segmentos SP, correspondientes a otros estados de carga, son las caídas totales de tensión llamadas e en las Figs. 7.18 y 7.24.

Analizando en profundidad el diagrama se deduce que, dado el triángulo de cortocircuito, se dispone de dos circuitos a través de los cuales se puede conocer la tensión del secundario para cualquier estado de carga. Basta tomar desde el vector horizontal I_2 el ángulo de fase que tiene la carga (desfasaje en el secundario) y desde el punto B el vector que forma dicho ángulo con I_2 , obteniendo así la tensión secundaria. Todos los vectores mostrados en la Fig. 7.25, con origen en B y terminados en S, S_1 , S_2 , etc, son tensiones secundarias con distinto ángulo de fase. Prolongando V_2 hasta el círculo externo en cada caso, se mide la caída total de tensión e , que varía según las condiciones de carga.

En este ejemplo, S_1 es un punto particular, pues siendo la prolongación de OB, la distancia S_1P_1 es la máxima separación entre los círculos; la conclusión es

Fig. 7.25.
Tensiones secundarias con distinto ángulo de fase.



que cuando la carga tiene el desfase de cortocircuito ($\varphi_2 = \varphi_c$), la caída de tensión del transformador es máxima ($e = e_m$).

Otros puntos notables son C y C' que, además de ser intersección de ambos círculos, son la bisectriz del segmento OB. En estos puntos no hay caída de tensión en el transformador ($e = 0$) y el desfase de la carga es el ángulo que forma la recta BC con I_2 . Como se trata de un ángulo en adelante, la carga debe ser capacitiva. En cambio, cuando el ángulo es nulo la carga es resistiva y V_2 coincide en fase con I_2 , para una caída de tensión equivalente a la distancia $S_r P_r$. Ambas situaciones se muestran en la Fig. 7.26.

Hasta aquí se ha supuesto una corriente de carga fija con ángulos de fase variables; es posible calcular las tensiones secundarias para corrientes de carga variables y desfase constante.

La Fig. 7.27 muestra algunos casos posibles; si la corriente I_2 varía, el triángulo de caídas también lo hace, puesto que sus catetos son proporcionales a dicha corriente. Suponga un desfase φ_2 constante y varios valores de corriente I_2 . Las caídas resistivas determinarán los sucesivos puntos A, A₁, A₂, A₃, etc.,

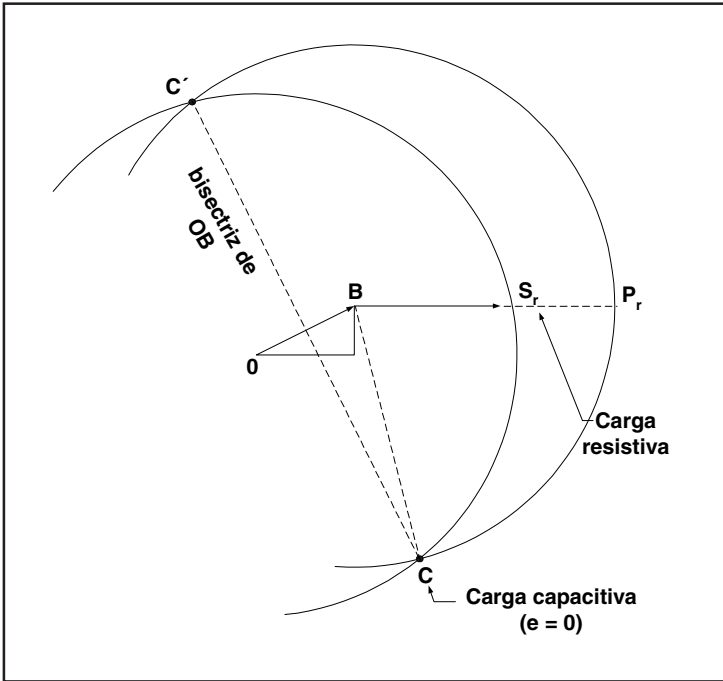


Fig. 7.26.
Condición
del diagrama
de Kapp
para
carga resistiva.

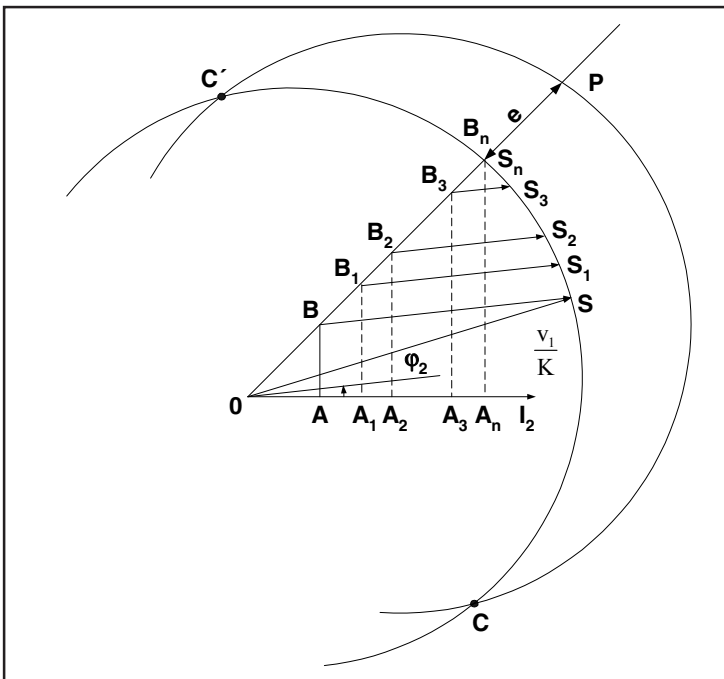


Fig. 7.27.
Tensiones
secundarias
para
diferentes
cargas y
desfase
constante.

cuyas verticales cortan a la hipotenusa en los puntos B, B₁, B₂, B₃, etc. y representan las caídas reactivas. Por estos últimos se trazan rectas formando con la horizontal el ángulo ϕ_2 , que al ser constante determina rectas paralelas entre sí. La longitud de las mismas, en la escala de tensiones elegida es la tensión secundaria en cada caso. Por ejemplo, el vector B₁S₁ representa la tensión secundaria cuando la corriente I₂ produce una caída resistiva igual a OA₁. El radio del círculo siempre indica la tensión V₁/K, explicada previamente.

Es importante destacar que si bien el diagrama de Kapp ofrece un panorama completo sobre el comportamiento del transformador, puede resultar impreciso si las caídas de tensión son muy pequeñas y existen errores propios del dibujo; en estos casos es mejor obtener los datos de carga mediante lectura directa con voltímetros y amperímetros para cada valor y desfasaje de la corriente secundaria.

Capítulo 8

Ensayos y Materiales



Introducción

Estudiado el funcionamiento del transformador desde el punto de vista teórico, ahora se plantea el enfoque técnico, donde se tiene en cuenta el material de construcción y el comportamiento práctico del dispositivo, teniendo en cuenta sus pérdidas, rendimiento y otras características de uso.

Características Mecánicas de los Materiales Magnéticos

Además de las propiedades puramente magnéticas de un material, se deben considerar sus características mecánicas. En primer lugar se destaca la facilidad de procesamiento, que es el grado de maleabilidad para permitir el trabajo de corte, moldeado, etc.

En muchos casos es necesario laminar el material en chapas aisladas, como se explicó en el Capítulo 7, en otros se requiere una forma toroidal o tipo varilla, para ser introducida en el interior de un inductor de RF. Si bien estas aplicaciones no son estrictamente las del transformador clásico, es interesante conocer la amplia variedad de materiales magnéticos disponibles para otros usos. También existen formatos especiales conocidos como cazoletas.

De acuerdo al uso habrá una determinada forma de circuito magnético y materiales mejor adaptados que otros para ser llevados a esa forma. En la mayoría de los casos los materiales magnéticos son de alta dureza y, por lo tanto, difíciles de trabajar. Además, como ya se dijo, los mismos son sensibles a

la historia previa en lo que se refiere a tratamiento mecánico y térmico. Por eso, si a materiales con determinada característica magnética se los somete a procesos de temple o recocido, se comprueba que esas características han cambiado en gran medida.

En los materiales laminados hay una gran variación de acuerdo al procedimiento de laminación usado. Por ejemplo, los materiales de **grano orientado** en general se laminan en frío, mientras que los comunes son laminados en caliente. Al estar en caliente el material tiene mayor facilidad de laminado, pero sus propiedades magnéticas son de baja calidad.

Existen otros materiales que una vez llevados a determinada forma no pueden ser perforados o limados porque pierden parte de sus características.

Anisotropía

Se trata de una cualidad química relacionada con la estructura cristalina de un compuesto. Una sustancia amorfa reacciona con agentes o estímulos físicos de igual manera sobre cualquiera de sus puntos, y la propiedad de reacción similar en cualquier dirección que se tome se llama **isotropía**.

En cambio, una sustancia que presenta variaciones diferentes de alguna propiedad según el eje que se tome para medirla, se dice que tiene **anisotropía**. Esto se debe a que en los cristales que forman el conjunto de las moléculas, a pesar de estar dispuestas simétricamente unas al lado de las otras, las distancias que las separan varían según la dirección; lo cual hace que los cuerpos cristalinos no sean iguales en todos los sentidos.

La anisotropía es una regla común en muchos materiales magnéticos, de modo que existen direcciones preferenciales de sus características de imantación o permeabilidad. Esta propiedad se trata de explotar al máximo, de tal forma que las líneas del campo magnético sigan los caminos de máxima permeabilidad.

Conformación de la Curva de Histéresis

Actualmente se pueden producir materiales que tengan prácticamente cualquier forma del lazo de histéresis. Esto se consigue eligiendo materiales puros o combinados, o bien con tratamientos térmicos o mecánicos que modifiquen a voluntad la curva de histéresis.

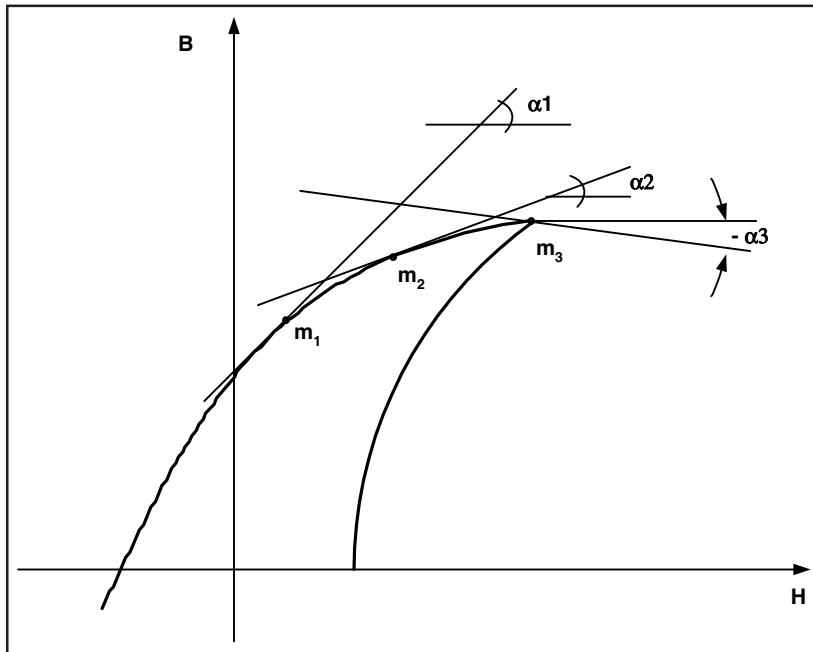


Fig. 8.1. La pendiente trazada en cada punto de la curva de histéresis determina la permeabilidad del material en ese punto **B-H**.

Por ejemplo, para construir un inductor cuya característica fundamental sea la conservación de su inductancia con distintos valores de la corriente que lo atraviesa, se debe tener un valor de permeabilidad muy uniforme.

De hecho, la inductancia para un inductor de formato, dimensión y número de espiras dado, es directamente proporcional a la permeabilidad del núcleo. Si se busca una inductancia constante, también tiene que serlo la permeabilidad.

En la curva típica de histéresis la permeabilidad μ está dada por la pendiente de la curva en el punto de trabajo, como se observa en la Fig. 8.1.

Con una curva como la mostrada, es evidente que la pendiente tiene amplia variación de un punto a otro de la misma. Un material con esta curva es poco apropiado para una aplicación de inductancia constante. Existen materiales con una curva similar a la de la Fig. 8.2, donde se observa un zona lineal de pendiente constante. En este ejemplo se puede variar la excitación magnética **H** (y por lo tanto la corriente), manteniendo constante la pendiente de la curva (es decir μ), dentro de un rango de 0 a 2 amper-vuelta/metro. Una aleación de este tipo es el Perminvar, (50% hierro, 50% níquel).

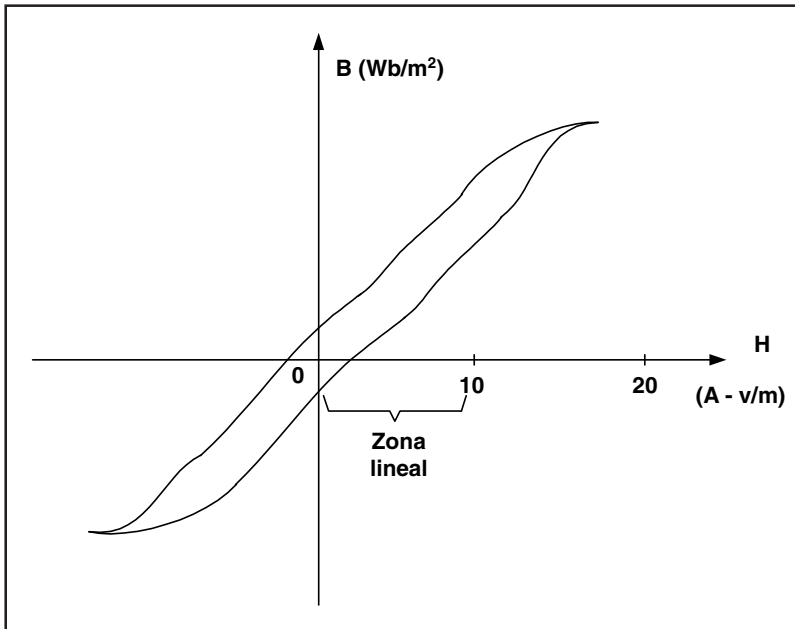


Fig. 8.2. Curva de histéresis de formato especialmente adaptado para aplicaciones de inductancia constante.

Representando el valor μ en función de H , o sea, directamente la pendiente de la curva de histéresis, se obtiene un gráfico como el de la Fig. 8.3 para el Perminvar. La permeabilidad tiene un valor inicial que se mantiene hasta una excitación de 3 A·v/m; luego crece, alcanza un máximo y decrece al comenzar la saturación. Este tipo de material se utiliza en la zona inicial de permeabilidad constante, es decir con baja excitación magnética.

La única desventaja radica en un valor inicial de permeabilidad bajo. Usando otro tipo de aleaciones, como el Permalloy se puede partir de un punto más elevado pero no se cuenta con una región de uniformidad.

El criterio de elección del material para un transformador convencional es diferente. En un transformador el volumen del núcleo depende en forma inversa de la inducción, por lo tanto conviene trabajar el material a la mayor inducción posible.

Se necesita entonces un material que admita una elevada inducción sin saturación y existe gran variedad de compuestos de este tipo. Pero se necesita balancear eficiencia, tamaño y costos.

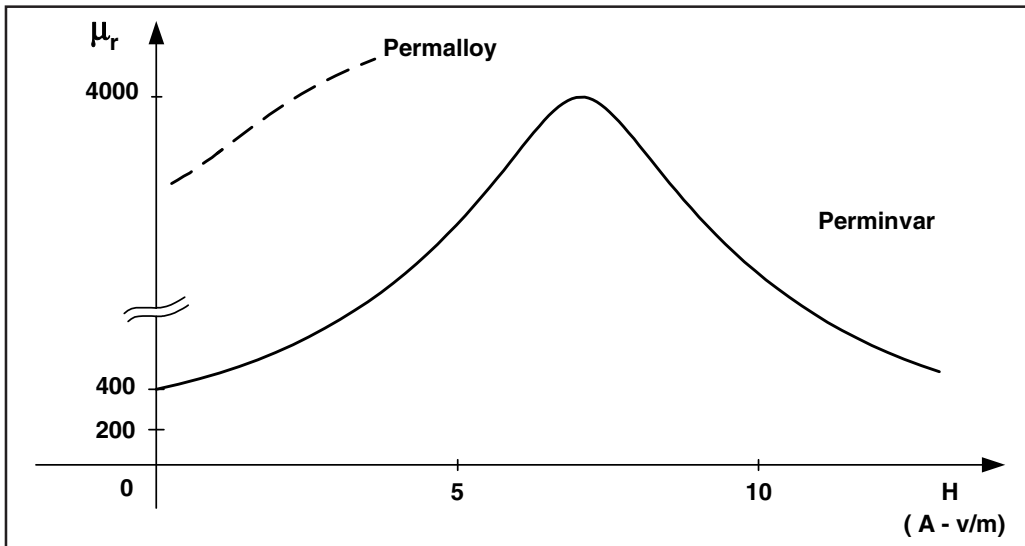


Fig. 8.3. Curvas comparativas entre materiales muy diferentes, como el Permalloy y el Perminvar.

Por un lado, a mayor inducción se tiene menor volumen, pero si por ejemplo, para lograr un punto de saturación 50% mayor se debe incrementar el costo por unidad de volumen en 3 a 4 veces, el diseño no resulta económicamente apto. En este caso, y para condiciones normales de operación, conviene utilizar un hierro al silicio ordinario (3 a 4% de silicio), para llegar a un valor típico de inducción de saturación del orden de $1,6 \text{ Wb/m}^2$.

Este compuesto comparado con un Permalloy tiene una superficie del lazo de histéresis mucho mayor, lo que equivale a mayores pérdidas por histéresis.

En el núcleo, con mayor volumen y con un área de histéresis más grande, habrá mayores pérdidas que en el Permalloy. Sin embargo, en condiciones normales puede ser que estas pérdidas no sean excesivas; si el transformador es razonablemente grande, para una potencia del orden de algunos cientos de volt-amper, se puede llegar a rendimientos mayores que el 90%; en algunos casos se tolera un rendimiento menor, esto es, mayor consumo de energía eléctrica a expensas de un menor costo de fabricación.

Posteriormente, se estudia el cálculo de las pérdidas por histéresis que se suman a las pérdidas por corrientes de Foucault y a las pérdidas en el cobre.

Efecto Pelicular Magnético

El estudio de las pérdidas por corrientes de Foucault se hace generalmente para frecuencias bajas. La acción de las corrientes parásitas es proporcional a la frecuencia y crea un campo antagónico al principal. Por lo tanto, tal como sucede con el efecto pelicular para los conductores, se produce un efecto pelicular magnético, que limita la penetración de las líneas de campo magnético en la masa metálica. Esta limitación de la penetración hace que las líneas de campo tiendan a concentrarse en la parte exterior.

Por lo tanto, hay una zona que tiene una densidad de flujo mayor. La situación vista sobre la curva de histéresis, equivale a pasar del punto esperado A_1 al real A_2 , por efecto pelicular (ver la Fig. 8.4). Entonces, en la expresión de las pérdidas se pasa de un valor nominal B , que sería el esperado si toda la superficie estuviera ocupada, a un valor real B , que puede ser bastante más alto y motiva un aumento de las pérdidas.

Este efecto de penetración incompleta es muy importante para altas frecuencias y tiene otra consecuencia inmediata.

En muchos casos lo más importante no es el aumento de las pérdidas, sino que al llevar el material a puntos más altos de inducción, se modifica sustancialmente la permeabilidad incremental, como se ve en la diferencia de pendientes entre los puntos A_1 y A_2 de la Fig. 8.4. Si se calcula la inductancia de un bobinado conociendo el punto de trabajo A_1 , cuando aumenta la frecuencia y se hace importante el efecto pelicular, el nuevo punto de trabajo es A_2 , donde la permeabilidad es menor y lo mismo ocurre con la inductancia real. Además, conocer el grado de influencia del efecto pelicular ayuda a elegir espesores adecuados de material, evitando aquéllos que no son aprovechados por no tener suficiente penetración.

Aleaciones de Hierro-Silicio

Este material es una aleación de alta pureza, con poco contenido de carbono. La cantidad de silicio varía en una proporción del 1,5 al 5%, siendo típica una concentración del 3,5%. La dosificación del silicio tiene gran influencia en las propiedades finales del material; a mayor porcentaje existe mayor resistividad del conjunto. Las pérdidas por watt también varían con la cantidad de silicio presente.

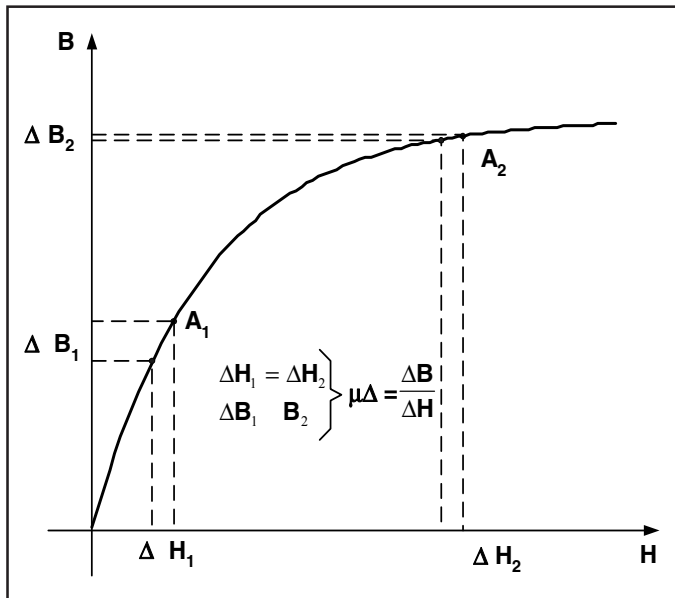


Fig. 8.4. Los puntos A_1 y A_2 sobre la curva de histéresis tienen pendientes diferentes, lo cual resulta en una permeabilidad incremental muy variable del material.

En la mayoría de los casos no es demasiado importante discriminar entre pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault, especialmente si se trabaja a frecuencia constante, como en los transformadores de alimentación. Interesa, en general, la cifra de pérdidas totales.

Los fabricantes dan una cifra de pérdidas que se puede usar como válida para la mayoría de los cálculos, y es la pérdida por kilo de material para una frecuencia e inducción conocidas.

Generalmente los valores de pérdidas se dan para una inducción de 1 Wb/m (10^4 gauss) y a una frecuencia de 50 Hz. Los valores en USA están dados para 60 Hz.

El valor típico de pérdidas es entre 1 y 3 watt por kilo para 50 Hz y 10^4 gauss.

En laminaciones especiales de grano orientado se llega a pérdidas de sólo 0,5 watt/kilo, pero éste no es un valor típico. Esto es válido si el material es recocido después de maquinarlo, en caso contrario las pérdidas son siempre mayores que 2 watt/kilo.

El porcentaje de silicio influye en las propiedades mecánicas; a medida que aumenta, también lo hace la dureza y disminuye la flexibilidad. Con valores del 5%, el material es tan duro y quebradizo que no se puede doblar. Esto es

importante porque mayor dureza equivale a mayor costo de procesado; si se trata de laminaciones, éstas deben carecer de rebaba, ya que al colocar las chapas adyacentes y prensarlas en el armado final del núcleo, no deben entrar en contacto eléctrico para evitar la formación de un núcleo sólido.

Un buen armado debe incluir tornillos de sujeción de láminas con vaina y arandelas aisladoras, para evitar un posible camino a las corrientes parásitas entre las superficies opuestas del transformador.

Hierro-Silicio de Grano Orientado

En el procedimiento de laminación de materiales para núcleos se puede obtener mayor permeabilidad y menores pérdidas en la dirección longitudinal haciendo la laminación de las chapas en frío.

Una aleación muy conocida llamada Hipersil tiene propiedades muy superiores a la aleación normal hierro-silicio tomada como referencia.

Tiene una composición aproximada a la anterior, pero se lamina en frío y luego sufre un tratamiento térmico, que orienta los granos mejorando las propiedades magnéticas, con pérdidas de sólo 0,5 watt/kilo.

Nuevamente en este caso se debe evaluar la condición de costo-beneficio.

Cálculo de las Pérdidas en el Hierro

Gracias a estudios realizados por Steinmetz, surgió una fórmula empírica para el cálculo de las pérdidas por histéresis que es:

$$W_h = \eta B^{1,6} f 10^{-8} \quad (8.1)$$

Donde W_h es la potencia perdida en un Kg de núcleo y expresada en watt. Para calcular la pérdida en todo el núcleo se multiplica el resultado de la fórmula por el peso total del núcleo en Kg.

Si se conoce el volumen del mismo en dm^3 , se multiplica éste por el peso específico del hierro ($7,8 \text{ Kg}/dm^3$) y se obtiene el peso del mismo.

El valor del peso específico se toma indistintamente para hierro puro o sus aleaciones, siendo escaso el error introducido. En la ecuación (8.1), B es la inducción máxima y si es de variación alterna se toma su valor pico. El coeficiente 1,6 como potencia de B se resuelve aplicando logaritmos o

mediante una calculadora adecuada, teniendo en cuenta que la inducción viene expresada en gauss. La frecuencia f se toma en Hz; el coeficiente η es llamado coeficiente de Steinmetz y depende del tipo de hierro usado. La Tabla 8.1 da los valores típicos de η para hierros y materiales típicos.

Material	η
Hierro dulce	2,5
Fundición	17,0
Laminación común	4,2
Laminación delgada	3,8
Laminación dulce	3,0
Acero fundido	15
Acero dulce recocido	5,7
Acero dulce (2% silicio)	1,5
Acero dulce (3% silicio)	1,27
Acero dulce (4% silicio)	1,0

Tabla 8.1.
Coeficiente η para diversos materiales.

A la cifra obtenida se deben sumar las pérdidas por corrientes de Foucault, que dependen de los siguientes factores:

1. Espesor de la chapa.
2. Valor de la inducción magnética.
3. Frecuencia de operación de CA.
4. Resistividad del hierro empleado.

A fin de evitar un excesivo cálculo matemático demostrativo, la ecuación que da las pérdidas por corrientes de Foucault en su expresión final es:

$$W_f = 2,2 f^2 \mathbf{B}^2 e^2 10^{-11} \quad (8.2)$$

Donde W_f es la pérdida en watt/kilo, cuando f es la frecuencia en Hz, \mathbf{B} la inducción máxima en gauss y e el espesor de la chapa en mm.

Como el factor básico es el espesor, se busca emplear chapas de sólo fracciones de milímetro para reducir las pérdidas.

Fig. 8.5.
Pérdidas
totales en
laminaciones
de
hierro-silicio
al 4% en
50 Hz.

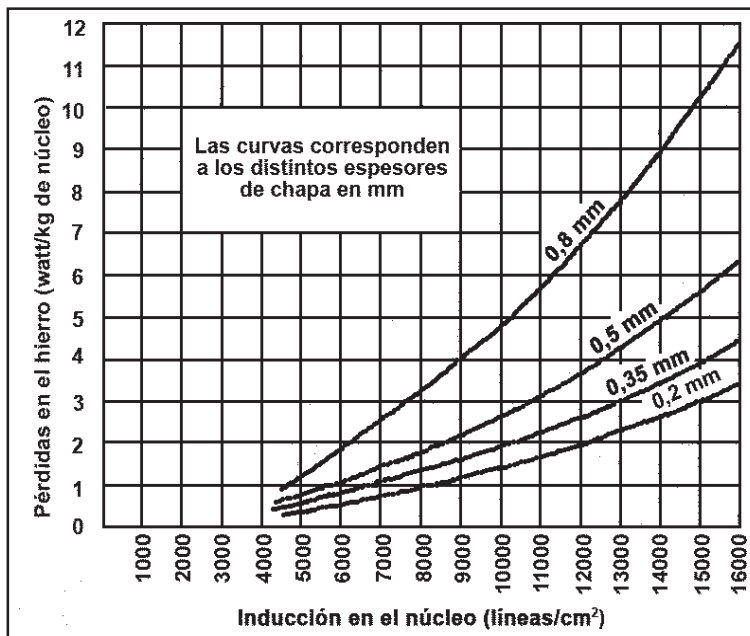
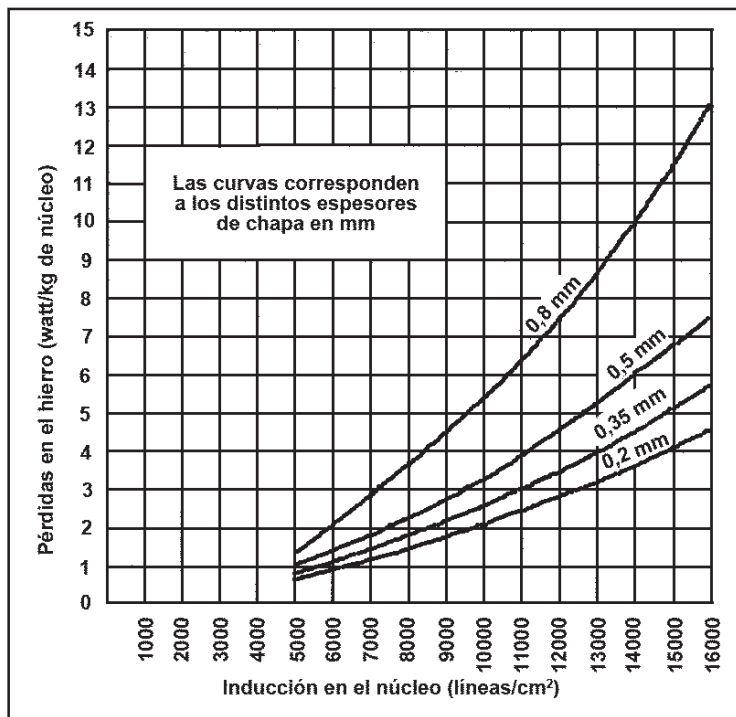


Fig. 8.6.
Pérdidas
totales en
laminaciones
de
hierro-silicio
al 2% en
50 Hz.



En definitiva, las pérdidas totales en el hierro, en watt/kilo, resultan:

$$W_t = W_h + W_f \quad (8.3)$$

Existen además curvas que dan las pérdidas totales del hierro para distintos espesores de chapa y valores específicos de frecuencia.

Las Figs. 8.5 y 8.6 dan las pérdidas totales para diferentes tipos de aleación trabajando a 50 Hz. Si el transformador opera a una frecuencia diferente, ambos gráficos no tienen validez y se recurre al de la Fig. 8.7, que da las pérdidas totales para cada valor de inducción a frecuencias entre 25 y 60 Hz para una chapa de espesor y aleación determinados.

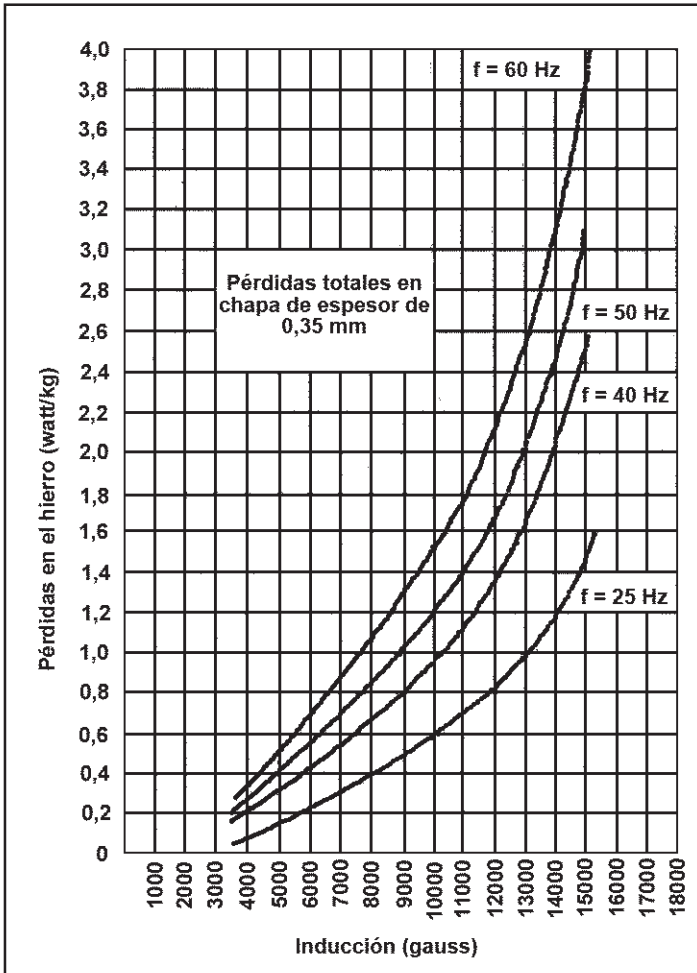


Fig. 8.7. Pérdidas totales en laminaciones de hierro-silicio al 4% y espesor de 0,35 mm, a diversas frecuencias.

Cálculo de las Pérdidas en el Cobre

En un transformador de varios devanados existen pérdidas de energía en cada uno de ellos, regidas por la ley de Joule, es decir se trata de una pérdida transformada en calor que, de algún modo, sumada a las pérdidas en el hierro, debe considerarse cuando se hace un estudio térmico del dispositivo.

Las pérdidas en el cobre se calculan a partir de las resistencias óhmicas de los bobinados y de las corrientes que circulan por ellos.

Suponiendo un bobinado primario y uno secundario, la potencia desarrollada en cada uno es:

$$W_p = I_p^2 R_p \quad (8.4)$$

$$W_s = I_s^2 R_s \quad (8.5)$$

Las resistencias R_p del primario y R_s del secundario se pueden calcular a partir de la longitud y del tipo de alambre empleado, sección del mismo y su resistividad.

La longitud del conductor en cada caso es el largo de la espira media, multiplicado por el número de espiras.

La ecuación que expresa la resistencia en función de las características y dimensiones del alambre, es:

$$R = \rho \frac{l_m \cdot N}{S} \quad (8.6)$$

Donde R es la resistencia medida en ohm, ρ la resistividad del cobre, l_m la longitud del alambre de la espira media, S su sección y N el número de espiras. No es necesario, en principio, especificar las dimensiones del alambre, puesto que al relacionar la resistencia del primario y secundario entre sí estos términos se eliminan. Nuevamente, el factor K , relación de transformación, interviene para ligar ambas resistencias de los bobinados:

$$R_p = K^2 R_s \quad (8.7)$$

Operando convenientemente con las ecuaciones (8.4), (8.5); (8.7) y teniendo en cuenta que:

$$I_2 = I_1 \cdot K$$

Resulta:

$$W_p = I_p^2 K^2 R \quad (8.8)$$

y:

$$W_s = I_p^2 K^2 R_s \quad (8.9)$$

Se ve fácilmente que las pérdidas en el cobre son las mismas en ambos bobinados, siempre que se acepten algunas simplificaciones que no introducen grandes errores.

En base a esto, bastaría con calcular las pérdidas en un bobinado y en el caso de dos devanados, multiplicar la cifra obtenida por 2.

Tome por ejemplo la resistencia del primario, que de acuerdo a la ecuación (8.6) requiere el valor de ρ . Éste, especificado a una temperatura de 70°C (temperatura típica de trabajo de un transformador) es de 0,02. Luego, la ecuación (8.6) se expresa como:

$$R_p = \frac{0,02 \cdot N_1 l_m}{S_p}$$

Teniendo en cuenta que:

$$\delta [A/mm^2] = \frac{I[A]}{S[mm^2]}$$

En lugar de usar el valor de la sección, se lo reemplaza por la densidad δ de corriente en A/mm² y la corriente primaria en amper, de donde resulta:

$$R_p = \frac{0,02 \cdot N_1 l_m \delta}{I_p} \quad (8.10)$$

Sustituyendo la ecuación (8.10) en la (8.4), multiplicando por 2 y expresando I_p en función de la densidad de corriente y la sección, resulta:

$$W_c = 0,04 \cdot N_1 S \delta^2 l_m \quad (8.11)$$

Donde W_c es la pérdida total en el cobre, en watt, N_1 el número de espiras del primario, S la sección del alambre del primario en mm² y δ la densidad de corriente en A/mm².

En la práctica, las pérdidas en el cobre pueden ser medidas con la disposición mostrada en el Capítulo 7, (ver la Fig. 7.19). La potencia leída en el wattímetro será casi totalmente debida a las pérdidas en el cobre, ya que por los bobinados circula una corriente de plena carga y las pérdidas en el hierro son despreciables, dada la baja inducción presente.

Si se desean medir las pérdidas en el cobre para distintas condiciones de carga, se varía la tensión primaria hasta obtener en el amperímetro la carga deseada; la lectura del wattímetro da, en cada caso, las pérdidas totales del cobre con dicha carga. Esto es muy importante pues mientras las pérdidas en el hierro son constantes, las del cobre dependen básicamente de la carga, ya que son proporcionales al cuadrado de la densidad de corriente.

Es un detalle a tener en cuenta en el cálculo de transformadores para repartir las pérdidas entre el hierro y el cobre, según se trate de usos continuos o intermitentes, con cargas fijas o variables, etc. Por supuesto que tal evaluación requiere cierta experiencia en el diseño de estos dispositivos.

Relación de Transformación

Este parámetro es uno de los primeros a medir, especialmente si se desconocen los datos del transformador bajo prueba. La medición se realiza conectando un voltímetro sobre el primario y otro sobre el secundario sin carga.

El primer voltímetro mide la tensión de CA del primario, que es la tensión de línea si el transformador se conecta de esta forma; el segundo voltímetro mide la tensión del secundario en vacío, pues la carga ofrecida por el instrumento es despreciable frente a la carga nominal, salvo el caso en que se trate de un transformador con corriente secundaria extremadamente reducida, en cuyo caso se debe utilizar un voltímetro de alta resistencia interna para la medición. Al no haber prácticamente caídas de tensión en ninguno de los bobinados, el cociente de las indicaciones V_p / V_s es la relación de transformación teórica K :

$$K = \frac{V_p}{V_s} \quad (8.12)$$

Se acepta como definición de K al cociente entre la **tensión aplicada** al transformador (V_p) y la tensión que se obtiene en el otro bobinado, (V_s); V_p será el primario y V_s el secundario. En un transformador de alimentación, el primario se conecta a la red de CA y el secundario a la carga. Según que la tensión primaria sea mayor o menor que la secundaria, el transformador será reductor o elevador de tensión, respectivamente.

Este valor de K obtenido en condición de vacío es diferente del valor K con el secundario cargado, puesto que si bien V_p es la misma, V_s será menor cuando haya carga conectada. La segunda se conoce como relación de transformación

real. La relación de transformación correcta es aquella que se mide cuando V_p es la tensión nominal de trabajo; si se mide en otra condición los valores de inducción son diferentes y la tensión medida en el secundario se ve afectada por ello, de modo que K puede ser distinto del especificado para las condiciones normales de trabajo.

Verificación de la Aislación

Se requieren condiciones estrictas de aislamiento, tanto entre el primario y él o los secundarios, como entre cada bobinado, el núcleo de hierro y la caja metálica que pueda contener al conjunto.

Si la aislamiento entre espiras o capas del bobinado falla, se altera la relación de transformación real y la regulación del transformador; si la falla es un cortocircuito directo entre espiras muy separadas en cuanto a la diferencia de potencial entre sí, por ejemplo entre principio y fin del bobinado, también se altera la relación de transformación teórica.

Cuando la falla de aislamiento es entre bobinados o entre un bobinado y las partes metálicas, la medición de relación de transformación puede ser correcta pero aparece una importante pérdida de corriente a la masa metálica, con riesgo para el usuario o partes del circuito afectado.

Las mediciones de aislamiento se efectúan con voltímetros de alta resistencia interna, megóhmetros o dispositivos especiales diseñados para detectar resistencias de fuga del orden de cientos de megohm.

*Nota: Si se desea profundizar este tema le recomendamos consultar el libro **Instrumentos de Medición – Fundamentos y Construcción**, de Editorial HASA.*

La prueba de aislamiento se hace aplicando una tensión igual a la nominal de trabajo y nunca inferior a ella, ya que con potenciales menores la falla puede no estar presente. Las normas de seguridad indican que una prueba correcta es el ensayo con tensiones 3,5 veces mayores que la nominal en transformadores de hasta 10.000 volt de trabajo.

La prueba de aislamiento se acompaña con una verificación del estado interior de los bobinados; se aplica una tensión doble de la nominal al primario, estando el secundario en circuito abierto, durante un período de cinco minutos.

La duplicación de tensión entre espiras y capas revela rápidamente cualquier deficiencia de aislación.

Las mismas normas indican una corriente máxima de fuga de 1 mA; es decir, que la aislación mínima presentada por cada bobinado respecto de la masa metálica debe ser de 1.000 ohm por cada volt de tensión aplicada. Por ejemplo, una prueba con 1.000 volt debe presentar una resistencia de aislación mínima de 1 megohm. El ensayo debe tener una duración mínima de 1 minuto.

Consideraciones Térmicas

Las pérdidas en el cobre y en el hierro se transforman en aumento de la temperatura del transformador, que adquiere un nivel superior al de la temperatura ambiente. El cálculo previo debe tener en cuenta la sobreelevación de temperatura para evitar daños de aislación del esmalte de los alambres, deformación del carrete o alteración del refrigerante si se trata de un transformador impregnado en aceite.

Cuando la temperatura de los bobinados es excesiva, puede ser ocasionada por una sección del alambre insuficiente, la superficie de enfriamiento reducida, o una sobrecarga. Los dos primeros aspectos dependen del diseño y es poco lo que se puede solucionar a posteriori de la construcción. La Tabla 8.2 muestra algunos valores orientativos para distintos tipos de transformador en cuanto a su temperatura máxima admisible y al exceso sobre el valor ambiente.

Tabla 8.2. Regímenes de temperatura para transformadores.

Componentes del transformador	Temperatura máxima, °C	Exceso sobre la temperatura ambiente, °C
Bobinados con aislación de papel o algodón sin impregnar	85	50
Ídem, con impregnación	95	60
Ídem sumergidos en aceite	105	70
Bobinados desnudos de una capa	120	85
Núcleos de hierro, al aire	95	60
Núcleos de hierro en aceite	105	70

La medición de temperaturas tiene dos aspectos; por una parte, el uso de termómetros indica con cierto margen de error la temperatura de la masa metálica, pero dice poco respecto a la temperatura de los bobinados internos. En cambio, el segundo aspecto contempla la medición indirecta de temperatura del cobre por variación de su resistencia óhmica.

La resistencia de un bobinado de cobre aumenta con la temperatura en función de un coeficiente propio de este metal. Dicho aumento es de 0,004 ohm por ohm y por °C, de modo que la resistencia a una temperatura dada es:

$$R = R_a [1 + 0,004 (t - t_a)] \quad (8.13)$$

Donde R_a es la resistencia medida a la temperatura ambiente, t es la temperatura estable de trabajo y t_a es la temperatura ambiente. Despejando el valor de t de la ecuación (8.13), se obtiene:

$$t = \frac{R - R_a}{0,004 R_a} + t_a \quad (8.14)$$

El procedimiento consiste en medir R a la temperatura ambiente correspondiente y anotar dichos valores. Luego, se conecta y carga el transformador según las condiciones de trabajo; transcurrido un tiempo prudencial, generalmente 3 a 4 horas, donde la temperatura adquirida se supone estabilizada, se desactiva el sistema y se mide inmediatamente la resistencia R ; aplicando la ecuación (8.14) se obtiene la temperatura final alcanzada.

Nuevamente, le recomiendo al lector remitirse a un tratado de electricidad para interpretar el uso de los puentes de medición puesto que, en general, los valores de resistencia y, más aún, su variación son demasiado bajos para ser medidos con instrumentos convencionales. Otra opción es el uso de milióhmetros especiales, también tratados en el libro *Instrumentos de Medición – Fundamentos y Construcción*, de Editorial HASA.

Rendimiento

El transformador no escapa a las leyes generales de la física, de modo que la energía obtenida de él siempre es menor que la energía entregada para su funcionamiento.

En términos eléctricos, el cociente entre la potencia obtenida en el secundario sobre la carga y la que absorbe el transformador desde el primario, constituye el

rendimiento, que siempre es menor que 1; expresado en %, el mismo siempre es menor que el 100 %. Sin embargo, al conectar dos wattímetros, uno en el secundario y otro en el primario y efectuar el cociente, no se obtiene la cifra del rendimiento.

Ello se debe a que los modernos transformadores, bien diseñados, tienen rendimientos mayores que el 90% y el error de indicación y lectura de los instrumentos cae dentro del orden de las diferencias entre las potencias absorbida y entregada. Por ejemplo, usando wattímetros con un error de $\pm 1\%$ sobre un transformador con un rendimiento del 98%, basta con que un instrumento tenga un error de $+1\%$ y el otro de -1% para que el error se sume (2%) y la lectura se interprete como un rendimiento del 100%, lo cual carece de veracidad.

Por este motivo, el rendimiento se calcula de modo indirecto, estimando las pérdidas por separado y la potencia útil entregada al circuito de carga. La potencia útil sobre el secundario es:

$$W_s = V_s I_s \cos\Phi \quad (8.15)$$

Este valor se puede medir directamente con un wattímetro conectado en el secundario.

Por otro lado, se calculan las pérdidas totales del transformador, es decir las pérdidas en el hierro y en el cobre estudiadas previamente, W_t y W_c . La potencia que absorbe el transformador, W_p es la suma de la potencia útil más las pérdidas, es decir:

$$W_p = W_s + W_c + W_t \quad (8.16)$$

Ahora se puede definir el rendimiento η como la relación o cociente entre W_s y W_p , es decir:

$$\eta = \frac{W_s}{W_p} \quad (8.17)$$

Todos los valores se expresan en watt y el rendimiento se puede indicar en % multiplicando la cifra obtenida por 100.

Tomando diferentes valores de carga se obtienen diferentes valores de W_c , pues las pérdidas en el hierro son constantes. Luego, se puede obtener el rendimiento del transformador desde la condición de vacío hasta la de plena carga.

Capítulo 9

El Autotransformador



Introducción

El autotransformador puede ser considerado como un caso particular del transformador propiamente dicho o del bobinado con núcleo de hierro. Sin embargo, por tratarse de un componente de amplia utilización, especialmente en artefactos de tipo doméstico, merece un estudio por separado.

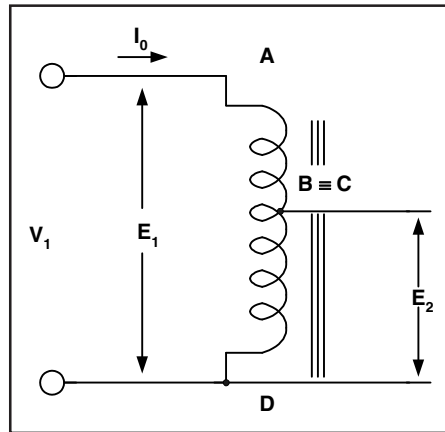
Principio de Funcionamiento

El autotransformador presenta un solo bobinado arrollado sobre un núcleo, pero dispone teóricamente de cuatro bornes, dos para cada circuito, y por ello presenta puntos en común con el transformador clásico estudiado en el capítulo anterior. En la práctica, como uno de los bornes es común a los circuitos de entrada y salida, resulta en una construcción de sólo tres terminales de acceso externo.

Los autotransformadores se emplean reemplazando a los transformadores cuando existen ventajas económicas o de mayor eficiencia; estos casos quedan limitados a ciertos valores de relación de transformación.

La Fig. 9.1 muestra el esquema del autotransformador, donde el bobinado comprendido entre A-D se denomina primario y constituye la sección completa del devanado. La porción B-D se llama secundario, según el esquema de la figura, pero también se puede dar la condición inversa, cuando se desea elevar la tensión primaria aplicada.

Fig. 9.1.
Representación del autotransformador en condición de vacío.



La tensión primaria aplicada al bobinado A-D se llama V_1 , y ella produce la circulación de una corriente de vacío mientras B-D se halla descargado. Del mismo modo que lo visto anteriormente, esta corriente de vacío tiene dos componentes; una parte es la corriente magnetizante, desfasada en 90° respecto de V_1 , y otra parte, en fase con la tensión aplicada, cubre las pérdidas en el hierro. Tal como se ha visto en el caso del transformador, la corriente total de vacío se llama I_0 .

Si esta corriente es alterna, como normalmente ocurre, el campo magnético alterno generado produce un flujo y crea una f.e.m entre los bornes A-D tal como se calculó anteriormente:

$$E_1 = E_{AD} = 4,44 N_{AD} f \Phi 10^{-8} \quad (9.1)$$

Se observa que la tensión inducida E_1 es producida por un campo originado por la totalidad del bobinado, es decir el número de espiras A-D. Pero si se toma una derivación en B, entre B-D habrá una tensión inducida proporcional al número de espiras B-D, es decir:

$$E_2 = E_{BD} = 4,44 N_{BD} f \Phi 10^{-8} \quad (9.2)$$

Dividiendo ambas expresiones, se obtiene la relación entre el número de espiras total y el de la derivación:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{E_{AD}}{E_{BD}} = \frac{N_{AD}}{N_{BD}} = K \quad (9.3)$$

Existe, además, una relación entre las fuerzas electromotrices inducidas entre ambas secciones que quedan a cada lado del punto B, es decir:

$$E_{AB} = E_{AD} - E_{BD} \quad (9.4)$$

Efectuando algunas operaciones matemáticas auxiliares con el sólo objeto de facilitar la interpretación del resultado final, se establece una relación entre las dos secciones, tomando como referencia el punto de derivación:

$$\frac{E_{AB}}{E_{BD}} = K - 1 \quad (9.5)$$

La relación (9.5) es interesante porque establece la proporción en que se hallan las dos fuerzas electromotrices inducidas. Conectando dos voltímetros, uno entre A-D y otro entre B-D y efectuando el cociente entre sus lecturas, se obtiene la relación de transformación. Como el primario del autotransformador es el bobinado total, la lectura del voltímetro conectado entre A-D es V_1 , mientras que el secundario, desde el punto de vista eléctrico, corresponde a la lectura del voltímetro conectado entre B-D, cuya tensión es V_2 , obteniéndose la relación de transformación en función de ambas tensiones:

$$K = \frac{V_1}{V_2} \quad (9.6)$$

Análisis Comparativo con el Transformador

Para establecer criterios de elección entre transformadores y autotransformadores se debe considerar la prestación de ambos a un mismo fin o servicio. La Fig. 9.2 muestra los esquemas básicos de ambos, aplicados a una carga Z .

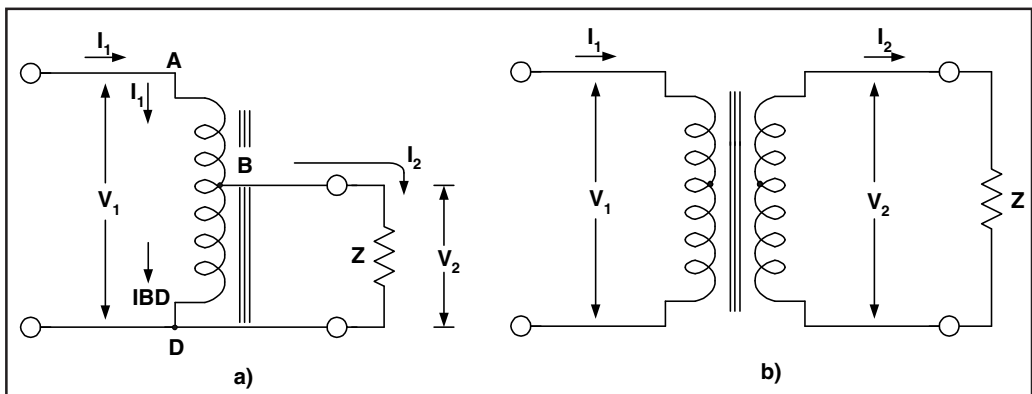


Fig. 9.2. Circuitos comparativos del: a) autotransformador y b) transformador.

Para simplificar la comparación se supone que las potencias aparentes en cada bobinado son proporcionales a las respectivas potencias efectivas, puesto que los ángulos de fase dependen en mayor medida de la carga Z , representada por una impedancia. Para el transformador vale la siguiente igualdad:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (9.7)$$

La expresión es válida siempre que se supongan bajas las pérdidas y reducida la corriente de vacío. Por lo tanto, las potencias primaria y secundaria son iguales, ya que ellas son precisamente el producto tensión-corriente en cada bobinado, es decir:

$$P_t = V_1 I_1 \quad (9.8)$$

Para el autotransformador, la expresión de la potencia (P_a), para las mismas consideraciones anteriores, resulta:

$$P_a = V_1 I_1 \frac{K-1}{K} \quad (9.9)$$

Observe que el primer producto del segundo miembro de la ecuación (9.9) es la potencia definida para un transformador, con lo cual la expresión se convierte en:

$$P_a = P_t \frac{K-1}{K} \quad (9.10)$$

En general, se deduce que un autotransformador que presta el mismo servicio que un transformador tiene menor potencia, resultando en un componente más pequeño, liviano y económico. La relación entre ambas potencias es pequeña cuando K es grande. Es decir, se justifica el uso de un autotransformador cuando la relación de transformación es cercana a la unidad. Para relaciones muy diferentes, las tensiones en los bobinados primario y secundario son muy distintas y aparecen problemas de aislación que no aconsejan el uso de un autotransformador.

Además de la potencia más reducida, habrá en el autotransformador una menor pérdida en el cobre, por presentar una corriente menor en el secundario.

El estudio anterior supone una tensión primaria más alta que la secundaria, operando el autotransformador como elemento reductor; sin embargo puede trabajar como elevador, y esto se muestra en la Fig. 9.3. Ahora la derivación en el bobinado se usa para conectar la red y la carga se conecta en los extremos del devanado total.

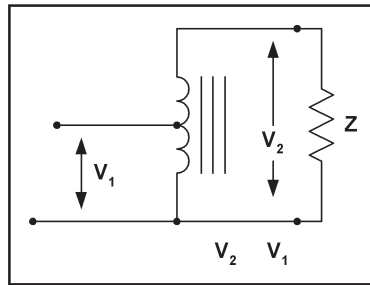


Fig. 9.3. El autotransformador como elemento elevador de tensión.

En las deducciones anteriores se han supuesto muy reducidas las pérdidas, de modo que las potencias primaria y secundaria se igualan; por lo tanto se puede considerar como primario a cualquier sección, indistintamente.

Entonces, las consideraciones vistas para la Fig. 9.2 son válidas para la Fig. 9.3. Por lo tanto, el autotransformador elevador es adecuado siempre que las condiciones de aislación no sean críticas. Para valores de K cercanos a la unidad, que en el caso del autotransformador serán fraccionarios por ser V_1 menor que V_2 , la potencia necesaria será reducida y no es aconsejable emplear un transformador, salvo que se impongan condiciones de aislación galvánica desde la red. Un ejemplo práctico aclara la situación.

Suponga una red de CA con tensiones que varían entre 200 y 230 volt, donde se debe intercalar un autotransformador con derivaciones tales que mantengan en toda situación un valor nominal de secundario de 220 volt. Los valores de K necesarios varían entre:

$$K = \frac{200}{220} = 0,91 \quad \text{y} \quad K = \frac{230}{220} = 1,04$$

Por lo tanto, la potencia necesaria del autotransformador, respecto a un transformador, para el mismo servicio se calcula como:

$$\frac{K-1}{K} \quad (9.11)$$

Para ambos extremos de variación se obtienen porcentajes de:

$$\frac{0,91-1}{0,91} = 0,1 = 10\% \quad \text{y} \quad \frac{1,04-1}{1,04} = 0,038 = 3,8\%$$

Tomando el caso más desfavorable (10%), la potencia necesaria del autotransformador es sólo del 10% de la que debería tener un transformador que cumpliera el mismo servicio. Esto demuestra la razón del empleo generalizado de los autotransformadores en aplicaciones de línea, donde no es necesario disponer de aislación de la red, y en muchos sistemas donde se justifica un tamaño y peso reducido.

Para relaciones de K muy alejadas de la unidad, la relación de potencias tiende al valor 1, de modo que tanto un autotransformador como un transformador requieren la misma potencia. Si bien el primero mantiene la ventaja de sus menores pérdidas y caídas internas, aumentan los problemas de aislación, por lo que la decisión recae generalmente en el uso del transformador.

Capítulo 10

Cálculo Práctico Simplificado de Transformadores



Introducción

Según lo visto en los capítulos precedentes, el cálculo de un transformador implica el conocimiento de una buena cantidad de datos y parámetros tales como las pérdidas en el hierro y en el cobre, el rendimiento en función del costo, la regulación, factores de aislación, peso, tamaño y otras consideraciones. Todo esto conduce a una serie de cálculos que resultan tanto más complejos cuanto mayor es la potencia desarrollada por el dispositivo, cuando en general no se puede despreciar ningún factor de diseño. Para potencias reducidas es posible un procedimiento de cálculo simplificado, que aún así requiere cierta experiencia para que las aproximaciones resulten finalmente en un producto de construcción posible y buen desempeño.

Consideraciones Generales de Diseño

El diseño de transformadores requiere tener en cuenta dos factores que influyen en el nivel de pérdidas: sección del núcleo y número de espiras de los devanados. Para asegurar el flujo necesario que induzca la fuerza electromotriz adecuada se pueden variar la sección del núcleo y el número de espiras en proporción opuesta; si se emplea una sección grande se requiere un menor número de espiras, y viceversa.

Una sección grande implica un gran volumen de hierro; por otro lado, un gran número de espiras representa un bobinado de mayor resistencia eléctrica, con el consiguiente aumento de las pérdidas en el cobre y la reducción de la regulación del transformador.

Entonces, se trata de buscar una solución de compromiso entre ambas opciones para hallar un valor de pérdidas totales aceptables, pero este detalle hace complejo al diseño, ya que no se puede tomar arbitrariamente ninguno de los dos factores.

En un cálculo completo para un transformador de media o alta potencia se deben considerar en el orden establecido, los siguientes factores:

- **Sección del núcleo.** Independiente de su forma, la sección transversal del núcleo donde se ubican los bobinados, tiene en cuenta la superficie involucrada. Como, en general, el bobinado arrollado sobre un núcleo de sección cuadrada tiende a tomar una forma circular, existe un espacio vacío entre las aristas del cuadrado y el círculo externo de la bobina y se introduce un coeficiente llamado de **plenitud del hierro**, que indica el grado de eficiencia de la sección respecto de su acomodamiento con la forma del bobinado. Visto geoméricamente, se trata de un problema de figuras inscriptas en un círculo externo; en este sentido una sección en cruz llena más eficientemente el espacio entre el núcleo y la bobina. Por este motivo, muchos transformadores industriales de potencia emplean núcleos con secciones en cruz, que llevan un factor de plenitud de 0,62 a 0,7.
- **Coefficiente de plenitud del cobre.** Existe una relación entre la superficie transversal del bobinado y el área de la ventana, es decir, el espacio comprendido entre secciones paralelas del núcleo. Si se toman las secciones de los conductores del bobinado primario y secundario en cm^2 y se las multiplica por los respectivos números de espiras, esos productos dan las áreas que ocupan los bobinados en las ventanas. La suma de las dos áreas llenas de cobre, divididas por la superficie de la ventana, es el coeficiente de **plenitud del cobre**, que no se debe confundir con el **factor de relleno**, referido al cociente entre la sección neta del cobre y la sección que ocupa el mismo alambre con aislación incluida.
Es importante hacer notar que cuando se hace referencia a curvas o representación de laminaciones, éstas deben estar acompañadas de otros datos adicionales, como tablas o ábacos. Nunca se debe cruzar información de diferente origen ni mezclarla, puesto que se pueden introducir errores fundamentales inaceptables.

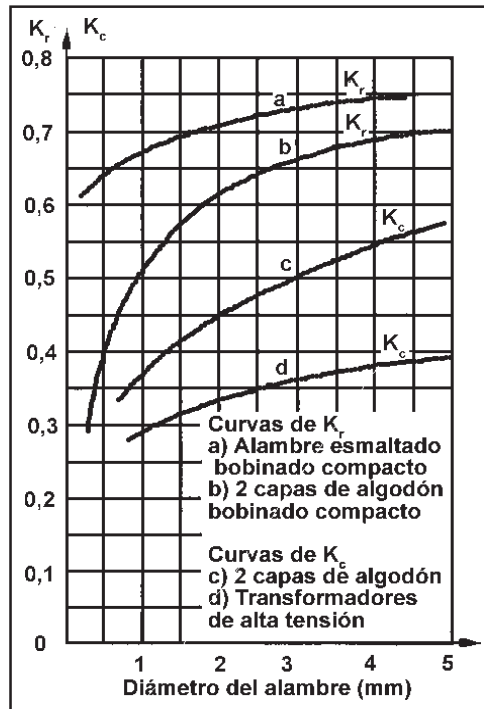


Fig. 10.1. Curvas del factor de relleno (K_r) y de plenitud del cobre (K_c), para diseños diferentes.

Por ejemplo, el gráfico de la Fig. 10.1 da el coeficiente de plenitud del cobre en bobinados de dos transformadores diferentes y el factor de relleno para dos tipos de alambre. Si se trata de otros alambres, el gráfico puede diferir sustancialmente de éste.

- **Rendimiento.** Para iniciar el cálculo de un transformador monofásico o trifásico, el primer paso es determinar el valor del coeficiente η :

$$\eta = \frac{a \cdot P_a \cdot 10^6}{B \cdot f \cdot \delta \cdot K_c \cdot K_r} \quad (10.1)$$

Donde P_a es la potencia aparente del secundario en volt-amper; B es la inducción máxima en gauss; f la frecuencia de la red en Hz; δ la densidad de la corriente en A/mm² y K_c y K_r son los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro, respectivamente. El factor a es un coeficiente de valor 0,57 para régimen monofásico y 0,385 para funcionamiento trifásico.

- **Estimación del coeficiente m .** Es un parámetro que relaciona los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro y de sus pesos respectivos. En general los valores de m se ubican entre 0,6 y 2,0.
- **Coefficientes p y t .** De la práctica constructiva surgen otras relaciones empíricas entre las dimensiones físicas y los valores ya vistos de m y η .
- Generalmente se recurre a tablas que dan una relación completa entre ellos, tal como muestra la Tabla 10.1. Con los valores de los cuatro coeficientes se comienza el cálculo del transformador.

Tabla 10.1. Valores de los coeficientes p y t .

Valor de m	Valor de p	Valor de t	
		Monofásicos	Trifásicos
0,6	2,14	3,58	3,25
0,8	2,04	3,08	2,77
1,0	1,95	2,70	2,48
1,2	1,88	2,48	2,25
1,4	1,80	2,23	2,00
1,6	1,76	2,08	1,87
2,0	1,72	1,92	1,73

Los pasos a seguir se resumen del siguiente modo:

- Cálculo definitivo del núcleo.
- Peso del cobre de los bobinados.
- Peso del núcleo de hierro.

Posteriormente se determinan las características eléctricas y físicas de los bobinados, como el número de espiras, espiras por capa, tipo de alambre, etc.

Sin embargo, cuando se trabaja con potencias reducidas, el cálculo se puede simplificar sustancialmente. De todos modos es necesario ejecutar varios cálculos y consultar tablas de referencia, cuidando siempre que los datos relacionados se correspondan en cuanto a la nomenclatura de partes.

Cálculo de un Transformador de Alimentación

Se plantea, a modo de ejemplo, el cálculo y la construcción de un transformador de baja potencia para alimentar la entrada de una fuente regulada serie cuya tensión nominal de salida es 12 volt. Se adopta una tensión de 16 VCA y una intensidad de corriente alterna de 5 A para cumplir con los requisitos de salida de la fuente. El proceso de diseño se enumera a continuación:

- 1. Determinación de la potencia aparente.** Con los datos de tensión y corriente secundarias se calcula la potencia aparente:

$$P_a = V_s \cdot I \quad (10.2)$$

Donde P_a es la potencia aparente del secundario en watt; V_s la tensión del secundario en volt e I la intensidad del mismo, en amper.

Si hubiera más de un bobinado secundario, la expresión 10.2 se indicaría como:

$$P_{st} = \sum P_s \quad (10.3)$$

Donde P_{st} es la sumatoria de las potencias desarrolladas en cada secundario.

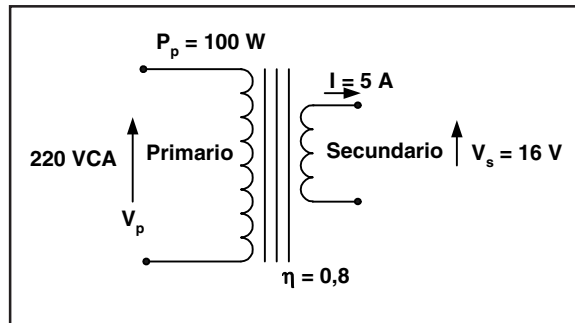
- 2. Determinación de la potencia del primario.** El cálculo de la potencia del primario se emplea para estimar la sección del núcleo de hierro.

Teniendo en cuenta las pérdidas totales y en especial las pérdidas en el hierro debido a histéresis y corrientes de Foucault, la potencia en el primario es mayor en un factor determinado por el rendimiento; este último siempre es menor que el 100%.

Como se trata de un diseño práctico simplificado, a fin de evitar las consideraciones vistas previamente para un diseño completo y estimando trabajar con potencias inferiores a 100 W, se asigna un valor de compromiso al rendimiento (η), fijándolo en 0,8 (80%).

Se trata de una estimación adecuada, teniendo en cuenta que actualmente un buen diseño alcanza rendimientos superiores al 95%. Se deduce entonces que la potencia P_p del primario es:

Fig. 10.2.
Especificaciones
del transformador
tomado como
ejemplo del cálculo.



$$P_p = \frac{P_s}{\eta} = \frac{P_s}{0,8} = 1,25 P_s$$

Cuando se requieren potencias mayores, se debe fijar un rendimiento superior a fin de mejorar la eficiencia del transformador.

Con los datos de diseño se calcula la potencia del primario:

$$P_p = (V_s \cdot I) \cdot 1,25 = (16 \cdot 5) \cdot 1,25 = 100 \text{ W}$$

El esquema de diseño con los datos y los valores obtenidos se muestra en la Fig. 10.2.

- 3. Sección del núcleo.** Con el valor de la potencia así obtenida, el paso siguiente consiste en calcular la sección del núcleo. Si se adopta el formato acorazado, el conjunto de láminas de hierro-silicio conforman la estructura E-I, cuyas dimensiones deben estar perfectamente especificadas. A cada grupo E-I corresponde un número de laminación, pero se debe respetar la codificación de dimensiones con la tabla respectiva.

En la Fig. 10.3 se indica cada laminación con todas sus dimensiones simbolizadas por letras de referencia.

La razón de usar un formato E-I es posibilitar la construcción de la bobina sobre un carrete, cuya parte central queda ocupada por la rama interna del núcleo, es decir la sección de hierro comprendida entre las ventanas A-B.

El apilado de las chapas se hace normalmente para formar una sección cuadrada de la rama central; las letras minúsculas ilustran las proporciones típicas y las relaciones más comunes entre ellas.

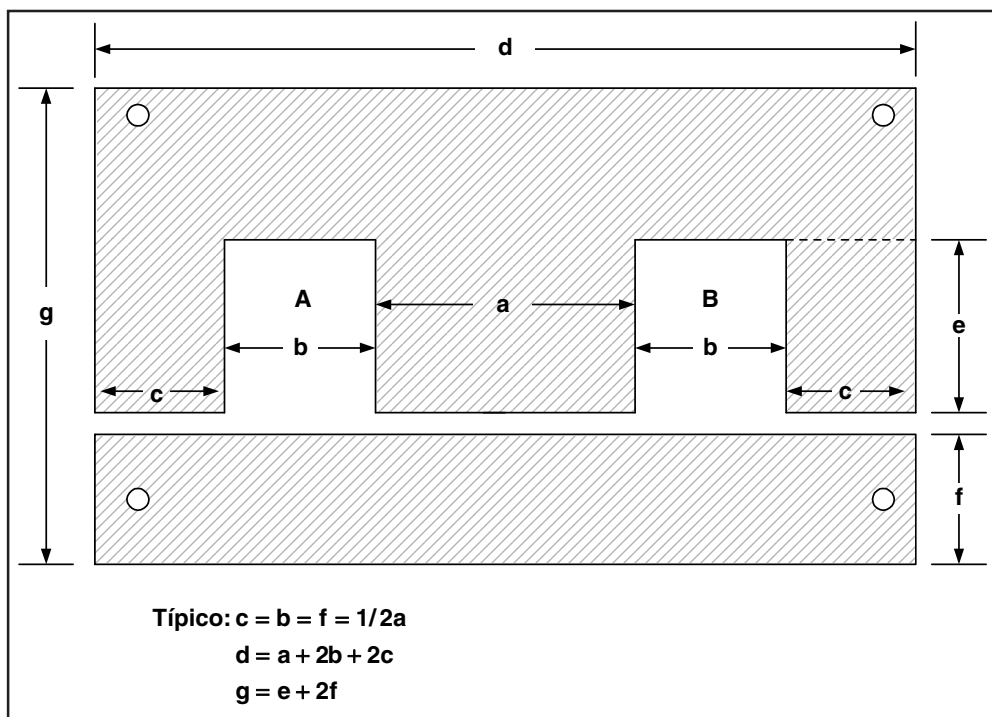


Fig. 10.3. Formato y nomenclatura de las dimensiones de laminaciones E-I. La tabla correspondiente debe respetar esta codificación.

De esto se deduce que la dimensión **a** es la altura del apilado, de modo que la sección central del núcleo es equivalente a **a²**. Las chapas de formato I cierran el camino magnético, cuya mayor eficiencia se logra al intercalar laminaciones E e I alternadas, como se explicó en capítulos anteriores. Algunas construcciones alternan grupos de 2 ó 3 laminaciones en el mismo sentido.

En el cálculo de la sección de hierro intervienen parámetros como:

- Potencia aparente del primario, en watt.
- Densidad de corriente en los bobinados, en amper /mm².
- Frecuencia de la tensión, en Hz.
- Inducción máxima, en gauss.
- Pérdidas en el hierro, en watt por ciclo.

Con el criterio de cálculo simplificado adoptado aquí, se establece que la sección del núcleo toma el valor:

$$S = 1,1\sqrt{P_p} \quad (10.4)$$

El coeficiente 1,1 de la ecuación (10.4) se establece en forma empírica. Reemplazando valores en el ejemplo dado:

$$S = 1,1\sqrt{100} = 11 \text{ cm}^2$$

Cuando se diseñan transformadores de mayor calidad, se modifica el coeficiente, que puede alcanzar un valor máximo de 1,6 y permite obtener secciones de hierro de mayor tamaño a costa de un peso, tamaño y costo más altos.

Establecida la sección, se busca en la tabla de laminaciones aquella que tenga la sección más próxima al valor calculado. En este punto debe ser evaluada la cantidad de bobinados secundarios, puesto que a mayor número de ellos, mayor será la cantidad de capas aislantes intercaladas, cuestión que modifica el área de la ventana A-B.

Una situación similar se plantea aún con un solo bobinado secundario si existen requisitos de alta tensión, dada la exigencia de capas aislantes de mayor espesor.

Examinando con atención las tablas de laminación se observa que algunas laminaciones contemplan esta situación, ofreciendo áreas de ventana más amplias aún con igual sección de hierro, es decir varían las relaciones entre las medidas a, b y c.

Como el ejemplo presentado no ofrece problemas de alta aislación y tiene un secundario único, se hace referencia a la Tabla 10.2, de laminaciones típicas. Se elige la laminación N° 100; en su columna de secciones se indica un valor de 10,9 cm², que es el más aproximado a la estimación realizada previamente.

- 4. Cálculo del número de espiras por volt.** Este paso permite averiguar la cantidad de espiras necesarias de los bobinados primario y secundario, es decir, la relación N/V. Dicho cálculo se realiza a través de la conocida relación:

$$V = 4,44 \cdot B_{\text{máx}} \cdot N \cdot S \cdot f \quad (10.5)$$

El valor $B_{\text{máx}}$ se establece típicamente en 10⁻⁴ gauss; la frecuencia f se toma en 50 Hz y S es la sección adoptada en base a la Tabla 10.2.

Tabla 10.2. Características de laminaciones.

Laminación n°	a cm	b cm	c cm	e cm	f cm	Superficie de la ventana cm ²	Sección del núcleo cm ²
25	1,25	0,8	0,65	2,08	0,8	1,66	1,57
16	1,6	0,8	0,8	2,4	0,8	1,92	2,56
193	1,8	1	0,75	2,65	1	2,65	3,24
19	1,9	0,95	0,95	3,7	0,95	3,52	3,61
75	1,9	0,95	0,95	2,85	0,95	2,71	3,61
77	2,2	1,2	1,1	3,4	1,2	4,09	4,85
111	2,54	1,27	1,27	3,81	1,27	4,85	6,45
112	2,86	1,43	1,43	4,29	1,43	6,14	8,2
125	3,2	1,60	1,6	4,8	1,6	7,68	10,25
100	3,3	2,70	1,65	4,9	1,75	13,2	10,9
200	3,3	2,70	1,65	6,5	1,75	17,6	10,9
30	3,3	2,70	1,65	9,7	1,75	26,2	10,9
38	3,8	1,90	1,9	5,7	1,9	10,82	14,4
60	4,0	2,00	2	6	2	12	16
52	4,0	5,50	2	14,9	2	8,2	16
42	4,2	2,10	2,1	6,3	2,1	13,2	17,7

Nota: Esta tabla se da a título informativo, y por fuerza, es incompleta.

Haciendo la relación N/V a partir de la ecuación (10.5) se obtiene:

$$\frac{N}{V} = \frac{1}{4,44 \cdot B_{m\bar{K}} \cdot S \cdot f} \quad (10.6)$$

Reemplazando valores:

$$\frac{N}{V} = \frac{1}{4,44 \cdot 0,0001 \cdot 10,9 \cdot 50} = 4,13 \text{ espiras/volt}$$

La relación anterior es válida tanto para el primario como para el secundario, de modo que se establece el número de espiras N_p y N_s de cada arrollamiento:

$$N_p = V_p \frac{N}{V} \quad (10.7)$$

$$N_s = V_s \frac{N}{V} \quad (10.8)$$

- 5. Cálculo de espiras por bobinado.** En la ecuación (10.7), que determina el número de espiras del primario, se toma como V_s al valor nominal de la tensión de línea, (por ejemplo en Argentina es 220 V); para la ecuación (10.8), que determina el número de espiras del secundario se toma como V_s al valor establecido de 16 VCA. Reemplazando estos valores en las ecuaciones mencionadas se obtiene:

$$N_p = 220 \cdot 4,13 = 909 \text{ espiras}$$

$$N_s = 16 \cdot 4,13 = 66 \text{ espiras}$$

Los valores resultantes se obtienen haciendo las aproximaciones permitidas en un cálculo simplificado como el presente.

- 6. Intensidad de corriente por bobinado.** Conocer la corriente que atraviesa cada arrollamiento sirve para obtener la superficie del cobre, considerando la sección del alambre y el número de vueltas. Para el primario la relación es:

$$I_p = \frac{P_p}{V_p} = \frac{100 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,45 \text{ A}$$

Aplicando el mismo razonamiento para el secundario:

$$I_s = \frac{P_s}{V_s} = \frac{80 \text{ W}}{16 \text{ V}} = 5 \text{ A}$$

- 7. Densidad de corriente y sección del alambre.** Se establece la densidad de corriente en la sección de conductor que forma el bobinado respectivo. En general, se emplean valores comprendidos entre 1,5 y 3,5 A/mm². Elegir el menor valor de densidad significa lograr mejor regulación, puesto que la resistencia total del bobinado es menor y la consecuente reducción de sobre elevación térmica al disminuir las pérdidas en el cobre. Sin embargo, esta elección implica un alambre de mayor espesor, de modo que el espacio

necesario para alojar el bobinado puede ser mayor que el de la ventana disponible; tal situación lleva a iniciar un nuevo cálculo del transformador, a partir de otra laminación. Como regla práctica se suele adoptar un valor de 2 A/mm² para transformadores de uso continuo y de 3 A/mm² para trabajo intermitente. Tomando para este ejemplo una densidad de 2,5 A/mm², se calcula la sección del alambre para cada bobinado:

$$S_{cu} = \frac{I}{\delta} \quad (10.9)$$

Donde S_{cu} es la sección del alambre de cobre en mm²; I es la corriente en amper y δ la densidad de corriente en A/mm². Para el bobinado primario se obtiene una sección de:

$$S_{cup} = \frac{0,45}{2,5} = 0,18 \text{ mm}^2$$

Para el bobinado secundario:

$$S_{cus} = \frac{5}{2,5} = 2 \text{ mm}^2$$

El paso siguiente consiste en referirse a la Tabla 10.3 de alambre de cobre esmaltado. Para la sección primaria de 0,18 mm² se adopta un alambre de 0,50 mm de diámetro, con un incremento de 8% respecto del valor calculado. La aproximación es necesaria para trabajar con alambres de sección estándar. El mismo procedimiento para el bobinado secundario proporciona un alambre de 1,60 mm de diámetro.

- 8. Cálculo de la superficie total de cobre.** Ahora se puede calcular la superficie total del cobre a fin de evaluar este dato con la superficie de la ventana y determinar su compatibilidad.

$$S_{CUT} = \sum N \cdot S_{cu}$$

Donde S_{CUT} es la superficie total del cobre y NS_{cu} es el producto del número de espiras por la superficie del alambre de cada bobinado. La sumatoria resultante para el ejemplo dado es:

$$S_{CUT} = (909 \cdot 0,18) + (66 \cdot 2) = 295,62 \text{ mm}^2 \approx 2,96 \text{ cm}^2$$

Consultando nuevamente la Tabla 10.2 de laminaciones, aparece la relación entre superficie de ventana y laminación. Para laminación N° 100 resulta una superficie de ventana de 13,2 cm².

Tabla 10.3. Características de alambres de cobre.

Díámetro mm	Sección mm ²	Peso g / m	Resistencia Ω / m
0,10	0,00785	0,07	2,23
0,15	0,0177	0,157	0,99
0,18	0,0254	0,227	0,688
0,20	0,0314	0,28	0,557
0,25	0,0491	0,437	0,356
0,30	0,0707	0,63	0,248
0,40	0,1257	1,12	0,139
0,50	0,1963	1,75	0,0891
0,60	0,2827	2,52	0,0619
0,70	0,3848	3,43	0,0455
0,80	0,5027	4,48	0,0348
1,00	0,7854	7,0	0,0223
1,20	1,131	10,1	0,01547
1,40	1,539	13,72	0,01137
1,60	2,011	17,92	0,00874
1,80	2,545	22,68	0,006877
2,00	3,142	28	0,005570
2,50	4,909	43,75	0,003565

Nota: Esta tabla se da a título informativo, y por fuerza, es incompleta.

9. Estimación del coeficiente de superficie de ventana. Efectuando el cociente entre la superficie total de cobre y la superficie de ventana adoptada, se obtiene el llamado **coeficiente de superficie de ventana**:

$$\frac{2,96}{13,2} = 0,224$$

Dicho coeficiente da una idea del espacio disponible entre el bobinado y la ventana. Cuando se ubica entre 0,2 y 0,3 garantiza la colocación de la masa del bobinado en la ventana sin inconvenientes.

Para conocer con mayor exactitud la superficie de ventana que ocupará finalmente el bobinado completo se debe tener en cuenta además del alambre, el espesor agregado por el carrete y las capas aislantes de papel; el procedimiento a seguir es el siguiente:

- 10. Cálculo de espiras por capa.** La cantidad de espiras por capa depende de la sección del alambre, para lo cual se consulta la Tabla 10.4. Se extraen los datos correspondientes al alambre del primario (0,50 mm) y del secundario (1,6 mm), hallados en el punto 7.

Tabla 10.4. Relación diámetro/espiras.

Calibre B. y S.	Diámetro mm	Alambre esmaltado Espiras por cm (máx.)
10	2,59	3,8
12	2,05	4,7
14	1,63	5,9
16	1,29	7,4
18	1,02	9,4
20	0,81	11,7
22	0,64	14,6
24	0,51	18,3
26	0,40	23
28	0,32	29
30	0,25	36
32	0,20	45
34	0,16	57
36	0,127	71
38	0,101	89
40	0,08	100

Nota: Esta tabla se da a título informativo, y por fuerza, es incompleta.

Las columnas correspondientes de la tabla indican la cantidad de espiras por capa: 18,3 y 5,9 espiras por centímetro. Se adoptan los valores de 18 y

5,4 espiras por centímetro para determinar el número de espiras por capa. Para ello se toma la medida e de la Fig. 10.3, cuyo valor en la laminación N° 100 es de 4,9 cm; considerando un margen de seguridad en los extremos, se adopta una longitud de 4 cm; luego la cantidad de espiras por capa resulta:

$$\text{Espiras por capa} = \text{espiras/cm} \times \text{longitud } e$$

Reemplazando:

$$18 \times 4 = 72 \text{ espiras para el primario, y}$$

$$5,4 \times 4 = 21,6 \text{ espiras para el secundario (se adoptan 22 espiras).}$$

- 11. Cálculo del número de capas.** Se obtiene haciendo el cociente entre el número total de vueltas calculado en 5) y del número de espiras por capa calculado en 10).

Para el primario:

$$\frac{909}{72} = 13 \text{ capas}$$

Para el secundario:

$$\frac{66}{22} = 3 \text{ capas}$$

El número total de capas del transformador resulta entonces:

$$\text{N}^\circ \text{ total de capas} = 13 + 3 = 16 \text{ capas}$$

- 12. Cálculo del espesor de los aislantes.** Cada capa es aislada de la anterior mediante una hoja de papel especial (prespán). Al espesor aportado por estas hojas se debe agregar la aislación final del mismo material o bien de algún otro en forma de cinta plástica. Además, se suma el espesor del carrete, que depende del modelo adoptado. Suponiendo este último con un espesor medio de 0,5 mm y hojas de prespán de espesor acorde con cada tipo de aislación, se puede estimar el total de los componentes aislantes del siguiente modo:

1	Capa de prespán o carrete plástico de 0,5 mm	0,5 mm
1	Capa de aislación primario-secundario de 0,3 mm	0,3 mm
16	Capas de prespán de 0,1 mm	1,6 mm
1	Capa de aislación externa (0,5 mm)	0,5 mm
	Espesor total de los aislantes	<u>2,9 mm</u>

Este dato se emplea más adelante en el diseño final del transformador.

- 13. Espesor total del cobre.** Conocido el diámetro de cada alambre y la cantidad de capas, se obtiene el espesor total que ocupa el bobinado de alambre; incluídos ambos bobinados:

$$\text{Espesor total del cobre} = (0,5 \times 13) + (1,6 \times 3) = 11,3 \text{ mm}$$

- 14. Espesor total de los bobinados armados.** Es la suma del espesor del cobre, más los aislantes calculados anteriormente.

$$\text{Espesor total de los bobinados} = 11,3 + 2,9 = 14,2 \text{ mm} = 1,42 \text{ cm}$$

- 15. Verificación del espacio de ventana.** Refiriéndose a la Tabla 10.2, la dimensión **b** correspondiente a la laminación N° 100 adoptada corresponde un área ocupada de:

$$\frac{1,42}{2,70} = 0,52$$

Como porcentaje, este valor representa un 52% de la altura de la ventana. Si se lo compara con el coeficiente de superficie de ventana, visto en el punto 9, considerando el caso límite de un coeficiente de 0,3, que equivale a un porcentaje del 70%, el resultado obtenido es satisfactorio. El experimentador novel no debería exceder este porcentaje, pues la construcción artesanal introduce luego ciertos errores que pueden llevar a imposibilitar la colocación de la bobina dentro del área de ventana. A medida que se adquiere experiencia en la construcción se pueden mejorar los valores del coeficiente de superficie de ventana que, como se aprecia, es un intento de predeterminación para saber si el bobinado que habrá de construirse tiene cabida en el espacio disponible de ventana, partiendo únicamente del conocimiento de la superficie total del cobre y los aislantes.

En el caso planteado existe un margen de seguridad apreciable, de modo que se puede mejorar el diseño asignando una nueva sección mayor para el

cobre, comenzando por elegir una densidad de corriente de 2 A/mm² y reiniciar los cálculos desde el punto 7 en adelante. Si resulta posible ubicar bobinados con alambre de mayor sección, el transformador presentará mayor regulación y menores pérdidas.

Construcción del Transformador

Del mismo modo que durante el diseño del transformador se han seguido una serie de pasos para el cálculo de los distintos factores, durante el proceso constructivo también es preciso un ordenamiento de la tarea. Una vez elegida la laminación y las dos medidas del alambre, se fabrica el carrete sobre el cual se bobinará cada arrollamiento.

Para estimar la cantidad de alambre necesario se realiza un cálculo simplificado para la condición más desfavorable, es decir aquella donde una espira tenga las dimensiones máximas según la laminación tomada de la Tabla 10.1:

$$\text{Longitud de espira (máxima)} = 4(a + 2b)$$

Las magnitudes a y b son tomadas de la tabla y corresponden al ordenamiento visto en la Fig. 10.3.

Asignando valores para la laminación N° 100, se obtiene una longitud de espira máxima de 34,8 cm. Entonces, para cada bobinado es:

$$\text{Longitud del primario} = 34,8 \text{ cm} \times 909 \text{ espiras} = 31.633 \text{ cm} = 316,3 \text{ m}$$

$$\text{Longitud del secundario} = 34,8 \text{ cm} \times 66 \text{ espiras} = 2.297 \text{ cm} \approx 23 \text{ m}$$

La estimación anterior, tomada sobre el caso más desfavorable, resulta en una longitud mayor que la necesaria en la práctica. Un cálculo más exacto, considera la longitud de la espira media de acuerdo a la ubicación de cada bobinado en la ventana. La Tabla 10.3 permite convertir los valores de longitud del alambre al peso equivalente del mismo, ya que es más práctico trabajar con medidas de peso en lugar de longitud.

Para bobinar el carrete, en primer lugar se debe construir un soporte de madera o metal que posea las dimensiones del núcleo, tal como se muestra en la Fig. 10.4. El dispositivo, en forma de prisma o taco, dispone de un orificio central donde se pueden alojar exactamente ambas caras de sección cuadrada. La medida del diámetro corresponde al eje sobre el que se sujeta para realizar el bobinado.

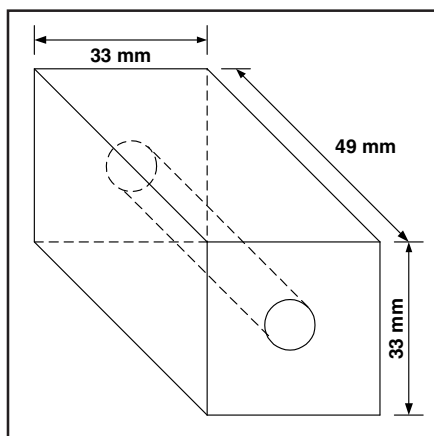


Fig. 10.4.
Aspecto del cubo de madera auxiliar para facilitar el armado del carrete.

Para construir un pequeño y simple dispositivo de bobinado para una tarea de construcción artesanal, se puede emplear un tipo de taladro de manivela sujeto en una morsa, según se observa en la Fig. 10.5. En la herramienta se sujeta el taco con el carrete. Este eje se puede construir con un tramo de varilla roscada de $\frac{1}{4}$ de pulgada, aproximadamente.

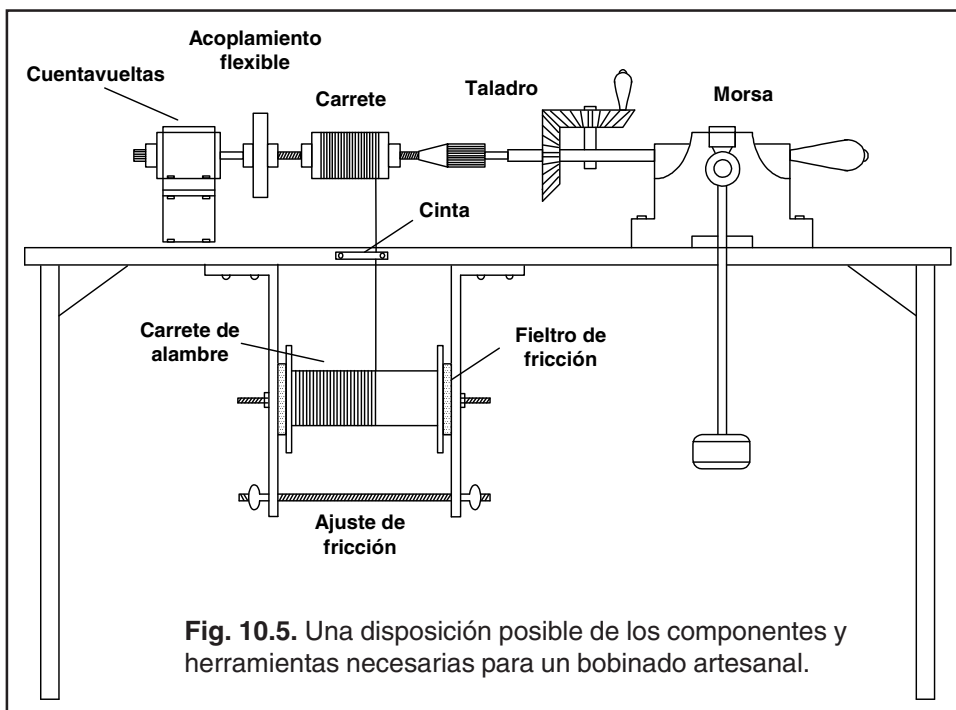
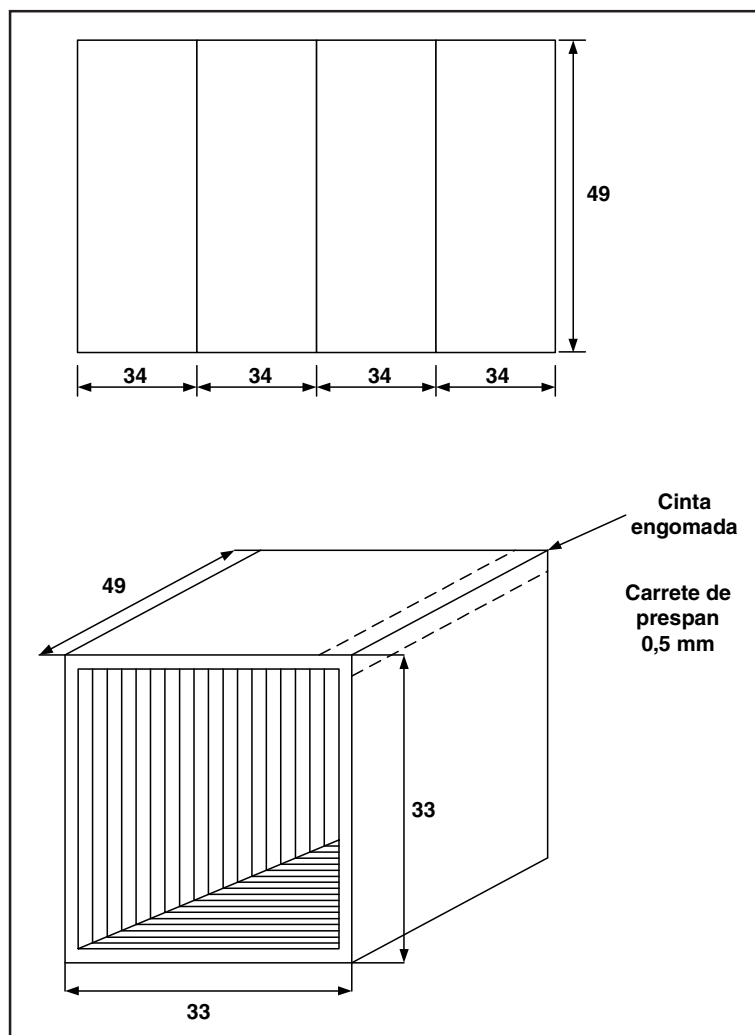


Fig. 10.5. Una disposición posible de los componentes y herramientas necesarias para un bobinado artesanal.

Fig. 10.6.
Dimensiones y detalles constructivos del carrete. También se puede recurrir a carretes armados, de plástico.



Sujeto al banco o mesa de trabajo, donde se encuentra el conjunto, la parte inferior sirve para fijar el carrete de alambre mediante una escuadra y un eje a fin que pueda girar libremente.

El proceso de giro debe estar dotado de cierta resistencia al movimiento de modo que el alambre presente una tensión mecánica que lo mantenga estirado. A tal fin se puede enrollar un hilo sujeto a un contrapeso o bien construir algún tipo de freno con material esponjoso que impida un movimiento libre del alambre. El carrete sobre el que se bobinarán los arrollamientos se muestra en la Fig. 10.6.

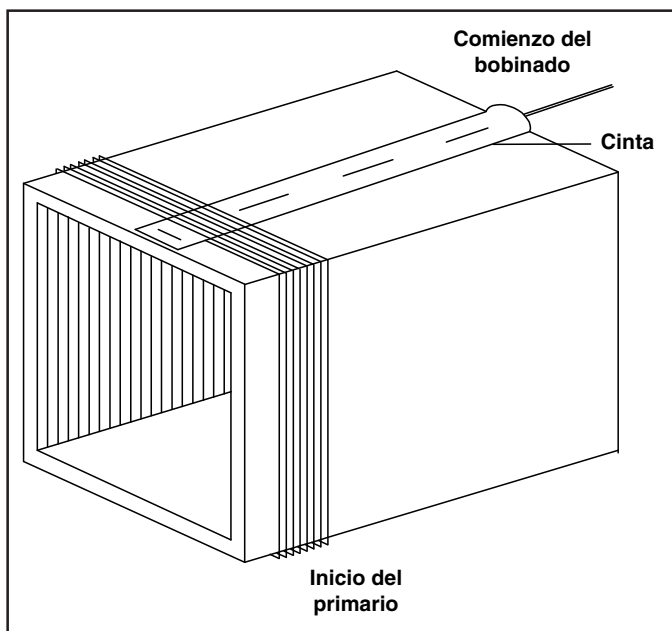


Fig. 10.7. Detalle del comienzo del bobinado sobre el carrete.

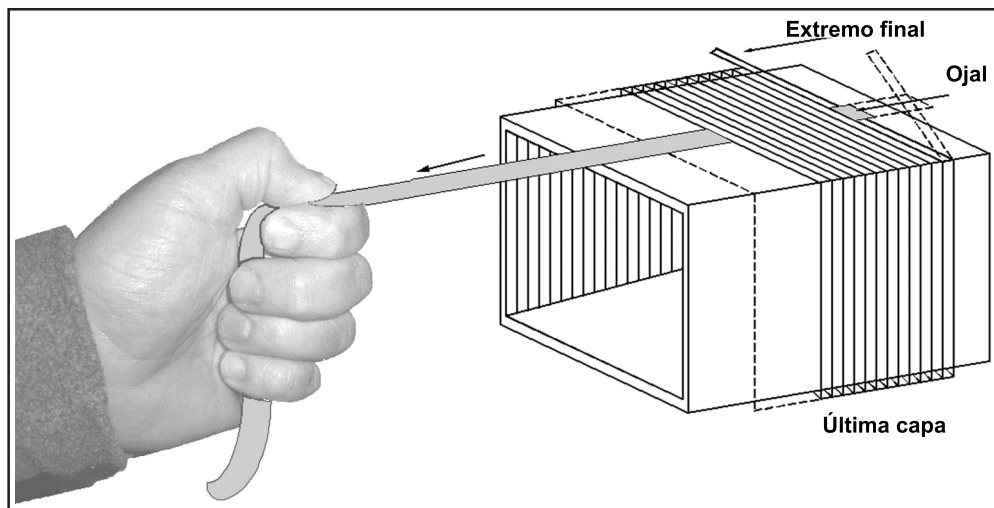
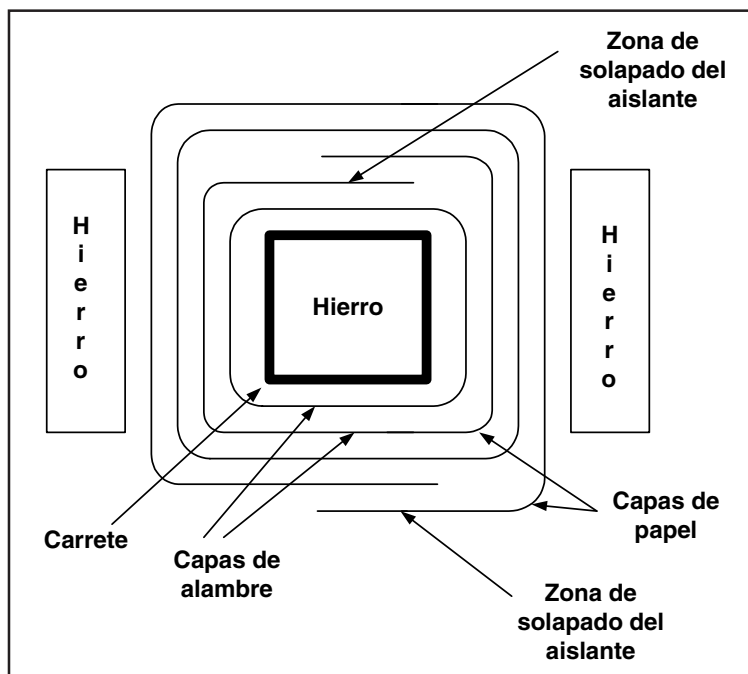


Fig. 10.8. Detalle de la finalización del bobinado.

Resulta útil el uso de un cuentavueeltas sujeto a la varilla de fijación del carrete para tener un control de la cantidad de espiras de cada bobinado.

Los pasos a seguir para la fijación de los extremos de cada bobinado se muestran en las Figs. 10.7 y 10.8. Recuerde colocar la capa de papel aislante en cada capa bobinada y especialmente aquélla que separa el primario del secundario.

Fig. 10.9.
Aspecto esquemático de la disposición de los bobinados y colocación de las capas aislantes.



Las medidas típicas de papel, como se indicó durante el cálculo de espesores, es 0,1; 0,3 y 0,5 mm. Tenga especial cuidado de sacar los extremos del bobinado por las caras que no son ocupadas por las chapas del núcleo. Cuide además de no superponer capas de aislante sobre las caras no ocupadas del núcleo para no incrementar la altura del bobinado, y producir superficies irregulares que al sumarse terminan generando un bobinado desperejo, con el riesgo de superar el área de la ventana al finalizar el último bobinado. Los detalles referidos se muestran en la Fig. 10.9.

Concluido el proceso de bobinado, verifique que éste se pueda introducir en el núcleo, insertando al menos una chapa de formato E en todo el espacio que habrá de ser ocupado por el conjunto de hierro.

A continuación, verifique la continuidad de ambas bobinas con un óhmetro, y compruebe la aislación estática entre ellas. Posteriormente, se procede a la impregnación de los arrollamientos. Se aconseja usar un barniz de secado rápido, como el utilizado en el armado de motores. Estos materiales se adquieren fácilmente en comercios afines donde se proveen los distintos tipos de alambres, laminaciones, carretes y elementos de sujeción.

Como trabajo previo a la impregnación es conveniente eliminar todo resto de humedad de las bobinas, sometiéndolas a un secado con estufa de cuarzo, a una distancia conveniente para no deformar el carrete.

La inmersión en barniz se debe prolongar durante 10 minutos para permitir la perfecta absorción del líquido en el interior del bobinado; posteriormente se extrae, y para eliminar el exceso de impregnante se suspende el carrete, para que libere líquido y comience el secado, preferiblemente en un ambiente seco y cálido.

Otra opción más económica para impregnar el conjunto consiste en usar parafina pura con punto de fusión superior a 80°C.

En este caso se coloca la parafina a baño de María hasta su completa licuación. Simultáneamente, se calienta el bobinado como en el caso anterior, salvo que ahora la temperatura aportada al bobinado también sirve para mejorar el impregnado de la parafina.

Cuando el conjunto se encuentre suficientemente caliente y la parafina perfectamente líquida, se sumerge aquél en ésta suspendiéndolo de un hilo o alambre para evitar quemaduras. Se observará de inmediato la generación de burbujas, puesto que la parafina desplaza el aire contenido en el interior de las bobinas. Cuando este fenómeno cesa, se extrae el conjunto y se lo deja escurrir sobre el mismo recipiente, con el fuego apagado, dejándolo enfriar perfectamente antes de manipular el carrete.

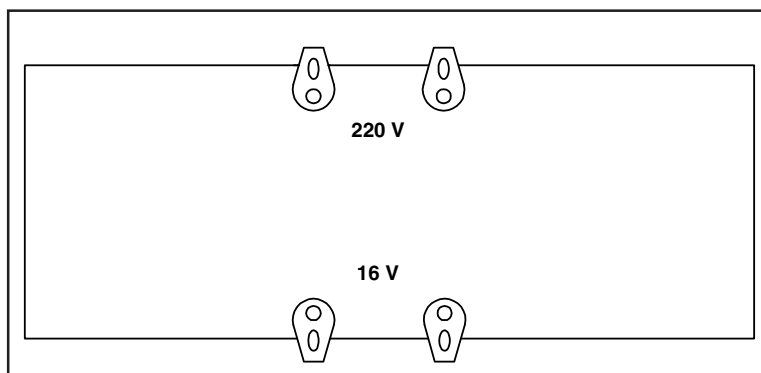
Terminación del Transformador

Concluida la impregnación, se procede a fijar los extremos de los bobinados, que en este caso son cuatro terminaciones. Un método empleado consiste en armar un pequeño tablero de cartón prespán de 0,3 mm de espesor, al cual se le colocan remaches especiales para transformador, a los que se amarran y sueldan con estaño los extremos libres de cada bobinado, previa extracción del esmalte que cubre el alambre. Los detalles se muestran en la Fig. 10.10.

A continuación, se colocan las chapas en forma alternada hasta ocupar totalmente el espacio destinado al núcleo.

Verifique nuevamente la continuidad de las bobinas y la ausencia de cortocircuito entre ellas o con respecto al núcleo de hierro.

Fig. 10.10. Terminación y conexiones mediante un tablero de prespán. También se pueden extraer cables conductores externos fijados al bobinado.



Es posible calcular la resistencia real de cada bobinado, si se toma con mayor precisión la longitud de la espira media de cada uno y se conoce la resistividad en ohm/metro de cada tipo de alambre.

Comprobada la condición de continuidad y ausencia de cortocircuitos, se conecta el primario a la línea de alimentación de CA; es aconsejable intercalar un portafusible aéreo con un fusible de 1 ó 2 A y verificar la tensión del secundario a fin de constatar las previsiones de los cálculos.

Las conexiones a la línea de CA requieren precauciones para el equipo y el operador; si no se dispone de un óhmímetro para verificar la aislación se puede usar un circuito serie formado por una lámpara de 15 W, dispuesto como se indica en la Fig. 10.11.

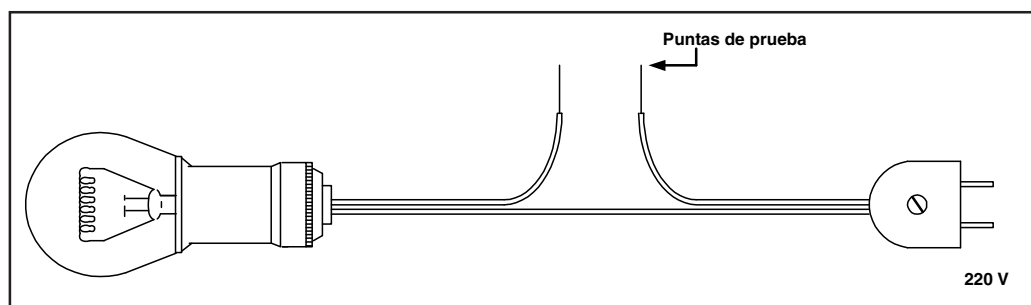


Fig. 10.11. Circuito de prueba del transformador con lámpara de seguridad.

Actualmente, existen carretes de polipropileno en varias medidas que otorgan mejor presentación a la construcción del transformador. Del mismo modo, se puede completar el armado con tapas adecuadas.

Capítulo 11

Transformadores Especiales



Introducción

El transformador con núcleo de hierro es el componente clásico en su tipo, conocido desde hace mucho tiempo, pero también existen otras variantes más modernas o no convencionales, donde se emplean materiales ferromagnéticos diferentes a los clásicos núcleos laminados.

Básicamente, los núcleos de ferrite posibilitan la construcción de una serie de transformadores de alta eficiencia, para usos especiales, como los empleados en fuentes conmutadas (SMPS), operando en frecuencias mucho más elevadas que las de la red de CA.

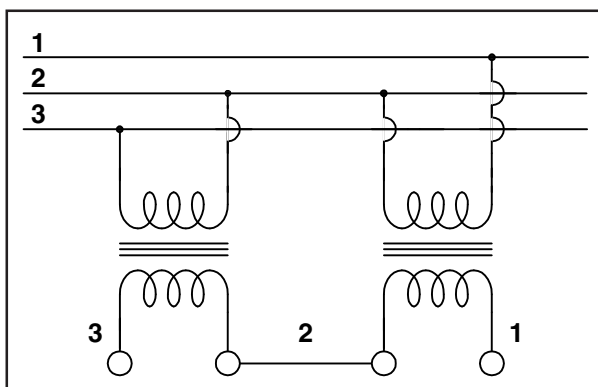
Respecto de las fases de la tensión de alimentación del primario, cuando se trabaja con instalaciones polifásicas, los transformadores usados adoptan estructuras propias adaptadas, resultando desarrollos y conexiones de mayor complejidad. En general, se trata de aplicaciones de media y alta potencia en el campo de las redes industriales.

También, en el rango de altas potencias existen transformadores sumergidos en aceite o con refrigeración forzada. Ciertos dispositivos generadores de alta tensión para usos electrostáticos utilizan baños de aceite para minimizar los fenómenos de arco voltaico.

Transformadores para Redes Trifásicas

En las redes trifásicas se pueden emplear tres transformadores monofásicos en lugar de uno trifásico; esta técnica permite tareas de mantenimiento de cada uno por separado, sin afectar el funcionamiento total de la red. Para ello, los transformadores se conectan en disposición triángulo, cuando falta una de las ramas la conexión resultante se conoce como triángulo abierto o conexión tipo V y la topología se muestra en la Fig. 11.1.

Fig. 11.1.
Conexión en triángulo abierto o en V, para redes trifásicas con transformadores monofásicos.



Note que en este ejemplo falta el transformador que normalmente se intercala entre las fases 1 y 3. Si bien el sistema continúa funcionando, cada uno de los transformadores restantes se reparte la carga correspondiente al faltante, de modo que se debe restringir el consumo del secundario.

También es posible convertir una red trifásica en bifásica con el uso de dos transformadores conectados en topología Scott, como se muestra en la Fig. 11.2. Otras configuraciones permiten el paso de una red monofásica a trifásica o de trifásica a hexafásica. Esta última emplea un conexionado llamado de doble triángulo o su variante de doble estrella.

El aspecto físico de un transformador de alta potencia puede ser muy diferente del tradicional correspondiente a pequeños transformadores de uso doméstico o industrial de baja potencia. Esto se debe a los requerimientos de refrigeración y condiciones de aislación de los grandes transformadores. Como detalle ilustrativo, la Fig. 11.3 muestra el aspecto externo de un transformador para el rango de 40 a 70 kV. Note el volumen ocupado por un componente de este tipo.

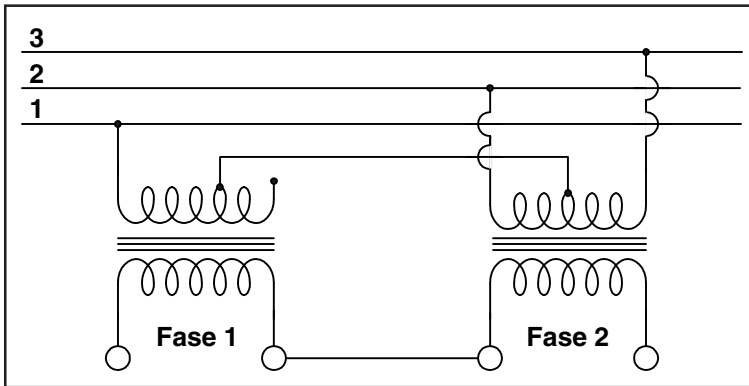


Fig. 11.2. Conexión en topología Scott, para conversión trifásica a bifásica.

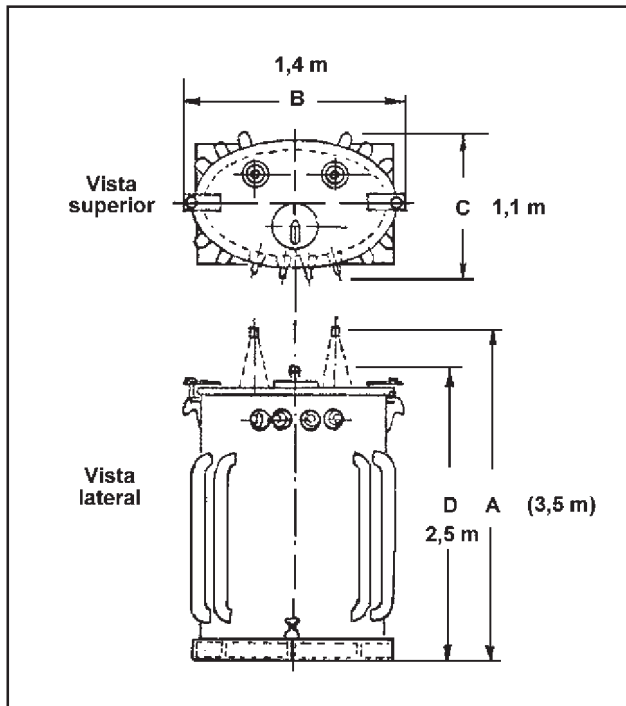


Fig. 11.3. Aspecto físico y dimensiones de un transformador de 70 kV para redes de distribución.

En los dispositivos de esta clase se tienen en cuenta muchos detalles que carecen de importancia en transformadores convencionales de baja potencia. Por ejemplo, al estudiar la refrigeración puede tener lugar una transmisión del calor generado mediante conducción, convección o radiación térmica; en estos aspectos intervienen condiciones tan dispares como la altura de trabajo del transformador, el medio ambiente y aún el color con el cual es pintada la estructura externa, si recibe directamente la luz solar sobre ella.

Transformadores para Fuentes Conmutadas

El diseño de un transformador para una fuente SMPS, como la que emplea un TV color u otros equipos de última generación, consiste fundamentalmente en la selección del tipo de núcleo de ferrite adaptado a las características del sistema. En base a esta elección luego se determina el número de espiras de cada devanado; sin embargo, las condiciones especiales de trabajo de estos dispositivos requieren tener en cuenta una serie de factores no utilizados en los transformadores de núcleo laminado que operan en 50 ó 60 Hz.

***Nota:** Si desea profundizar el estudio sobre el funcionamiento y reparación de las fuentes conmutadas, le recomendamos consultar el libro **Reparando Fuentes Conmutadas**, de Editorial HASA.*

En primer lugar, la determinación de las dimensiones del núcleo lleva a conocer la densidad de potencia que aquél debe manejar en un volumen dado. Como sucede con el transformador clásico, intervienen las pérdidas en el material ferromagnético y en el cobre.

Las dimensiones del núcleo son, además, función de la frecuencia de trabajo: **a mayor frecuencia de operación, menor resulta la dimensión del núcleo de ferrite.**

Durante el diseño y construcción se tiene en cuenta la inductancia de dispersión. Como se explicó en el Capítulo 3, existe en todo transformador, cualquiera sea el tipo de núcleo empleado, un porcentaje de flujo no ligado o concatenado, llamado flujo disperso. Cada bobina crea una inductancia de dispersión propia; esto ocurre con el primario respecto del secundario y viceversa. Además, como ocurre en general con los transformadores de los convertidores de potencia como las SMPS, existen varios secundarios que crean inductancias de dispersión entre los distintos devanados.

La inductancia de dispersión tiene efectos indeseables sobre el comportamiento eléctrico de todo el sistema, tanto en sí misma como cuando, asociada a ciertas capacidades parásitas, genera oscilaciones de alta frecuencia no deseadas.

Por lo tanto, la inductancia de dispersión se reduce empleando técnicas de diseño tales como:

- a. Reducción del número de espiras.
- b. Empleo de bobinados acoplados bifilares o multifilares.
- c. Disminución del espesor de los bobinados o aumento de su ancho.
- d. Reducción del espesor de las aislaciones entre bobinados.

Otro factor importante es el **efecto pelicular o efecto *skin***. Los componentes que trabajan en alta frecuencia producen concentración de corriente en la periferia de los conductores de cobre, es decir que las cargas tienden a circular en la parte externa del alambre en lugar de distribuirse en toda la sección del mismo. El fenómeno es tanto mayor cuanto más alta sea la frecuencia y actúa simulando una disminución de la superficie neta de conducción, el alambre se comporta como si tuviera un diámetro menor, lo cual lleva a aumentar las pérdidas en el cobre.

Para evitar o minimizar este fenómeno se emplean devanados multifilares, técnica que consiste en aportar una determinada sección transversal de cobre a partir de un cierto número de conductores de menor sección conectados en paralelo. Cada uno de ellos debe tener una sección tal que asegure una baja pérdida por efecto Joule. El procedimiento es análogo al utilizado en los núcleos laminados para reducir las corrientes parásitas a su mínima expresión. Los alambres de este tipo se denominan Litz. Otras veces se usan devanados con hoja o tira de cobre.

Las técnicas de diseño de este tipo de transformadores dependen en gran medida de la estructura propia del circuito donde actúan. Por ejemplo, las fuentes SMPS tipo *fly-back* requieren una inductancia de dispersión muy baja, que dificulta igualar las pérdidas en el cobre con las pérdidas en el núcleo ferromagnético.

En estos diseños se prefiere operar el núcleo con altos valores de inducción magnética a fin de ser requeridas pocas espiras y con esto mantener reducida la inductancia de dispersión.

A diferencia de los transformadores de potencia conectados a la red de CA, muchos de los componentes con núcleos de ferrite trabajan como inductores con corriente continua superpuesta. En estos casos es común el uso de núcleos divididos, o seminúcleos con entrehierros, cuyo espesor se calcula con precisión de décimas de milímetro.

Algunos desarrollos crean un entrehierro virtual o entrehierro distribuido, que se logra a través de materiales ferromagnéticos con baja permeabilidad efectiva y campos magnéticos de saturación altos.

Los núcleos a utilizar se eligen no sólo por las características de su material constructivo sino también por su formato. Algunos son más adaptados para trabajos en potencias medias y otros resultan ideales para aplicaciones en radiofrecuencia. La Tabla 11.1 indica algunos criterios de elección de acuerdo al formato de núcleos para transformadores de fuentes conmutadas.

Tabla 11.1 Características de núcleos de ferrite.

Característica	Tipo de Núcleo			
	PQ-RM	Toroide	ETD-EC	E
Costo del bobinado	Bajo	Alto	Bajo	Bajo
Montaje	Fácil	-	Medio	Fácil
Disipación térmica	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Óptima
Blindaje	Bueno	Bueno	Reducido	Reducido
Costo total	Alto	Reducido	Medio	Reducido

Para el diseño con este tipo de núcleos, el fabricante proporciona hojas de datos donde se consignan entre otros, los siguientes parámetros:

- Longitud del circuito magnético.
- Área efectiva de la sección transversal (A_c).
- Volumen total.
- Peso del núcleo de ferrite.
- Factor AP. Representa el producto del área efectiva A_c por el área de la ventana del carretel; se expresa en cm^4 y además de intervenir en el cálculo, representa las dimensiones del núcleo. Recuerde que las mismas deben ser tanto mayores cuanto menor sea la frecuencia de trabajo de la tensión aplicada al transformador.

La Fig. 11.4 muestra las formas geométricas de algunos núcleos empleados en transformadores para fuentes conmutadas.

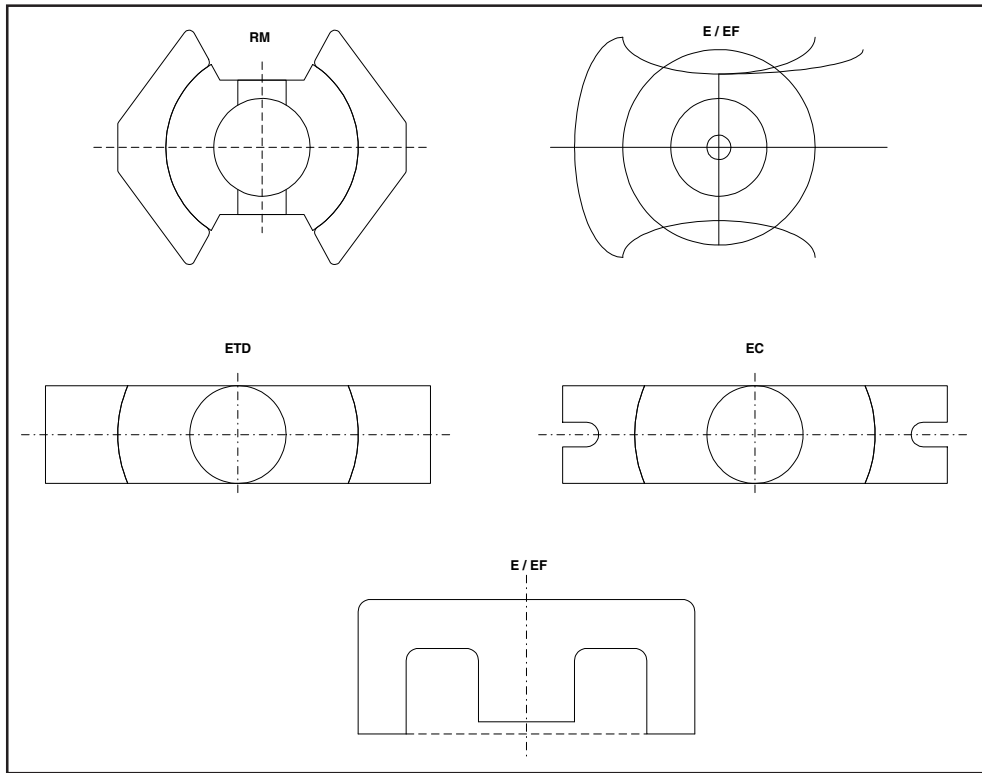


Fig. 11.4. Formatos usuales en núcleos de ferrite adaptados para transformadores e inductores en fuentes conmutadas.

Métodos de Diseño

Los inductores que deben trabajar con una componente de corriente continua importante o presentar una autoinducción perfectamente definida, se construyen sobre núcleos de ferrite con entrehierro. Como se ha visto en capítulos previos, el entrehierro reduce la permeabilidad efectiva del núcleo, pues la reluctancia del mismo es mayor que la del resto del circuito magnético.

El efecto del entrehierro posibilita aumentar el producto amper- vuelta al que se produce la saturación o bien sirve para reducir el fenómeno de las variaciones de la permeabilidad del material ferromagnético en la autoinducción del inductor.

En general, los métodos tradicionales hacen uso de una serie de gráficos llamados **curvas de Hanna**, e implican una serie de cálculos de cierta complejidad y varias reiteraciones antes de encontrar la mejor solución.

Las tolerancias del entrehierro pueden ser críticas durante los pasos del diseño. Actualmente muchos de estos proyectos se realizan por computadora a través de métodos gráficos. Para esto es necesario que las hojas de datos del material ferromagnético incluyan gráficos que sustituyan a las curvas de Hanna tradicionales.

Los núcleos ideales para aplicaciones de conmutación son los de Ferroxcube constituido por manganeso-zinc. Los nuevos gráficos, usuales en especificaciones de núcleos Philips, simplifican en gran medida el diseño. Partiendo de pocos datos, como la corriente de pico que debe soportar el inductor sin entrar en la saturación y la autoinducción mínima necesaria, es posible un cálculo rápido.

Durante el diseño se deben tener en cuenta muy especialmente las condiciones de trabajo del circuito, por ejemplo, si la relación entre CA y la CC circulantes es pequeña, como en inductores de filtrado, o si es grande, como en inductores de convertidores simétricos. Estas relaciones I_{CA} / I_0 se dividen en tres clases:

1. $I_{CA} / I_0 < 0,3$. Es la condición de inductores de filtrado y convertidores indirectos de las fuentes de alimentación conmutadas en los que la densidad de flujo permanece siempre por encima de cero; esto corresponde a una forma de onda de corriente trapezoidal.
2. $I_{CA} / I_0 \approx 1$. Es la condición de inductores con una densidad del flujo tal que éste retorna periódicamente a cero, como en las fuentes indirectas autooscilantes, con forma de onda de corriente triangular.
3. $I_{CA} / I_0 > 2$. Es la condición presente en inductores de fuentes conmutadas de tipo simétrico o en las reactancias para excitación de alumbrado fluorescente, donde la excitación es simétrica. En este caso se deben tener en cuenta básicamente las pérdidas en el núcleo.

Además de los formatos vistos en la Fig. 11.4 existen núcleos denominados UU y UI, que están compuestos respectivamente por dos núcleos en forma de U o uno en forma de U y otro en forma de I, que generalmente llevan diseños de bajo costo.

La decisión final respecto del núcleo a utilizar responde a factores de costo espacio y confiabilidad, puesto que en general existe más de una versión adaptable. Cuando se elige un núcleo demasiado pequeño, aunque es posible ubicar la bobina en él, existe el riesgo de sobrecalentamiento del mismo, que conduce a un aumento de las pérdidas.

Capítulo 12

Diseño de Bobinas con Núcleo de Aire



Introducción

Aunque se ha visto como propósito central del libro el diseño y la construcción de transformadores con núcleo ferromagnético, se considera de interés general el tema de las bobinas o solenoides con núcleo de aire, ampliamente utilizadas en circuitos de radiofrecuencia y aún en frecuencias bajas. En este aspecto, una aplicación inmediata de estos componentes se encuentra en las redes divisorias para sistemas acústicos, donde se requieren inductancias de valores intermedios, es decir mayores que en RF, pero sin llegar al uso de núcleos de hierro.

Así, el campo de uso de las bobinas con núcleo de aire abarca desde valores de pocos microhenry hasta varios milihenry.

Solenoides Monocapa

Estos componentes constituyen las llamadas bobinas largas, donde su longitud es mucho mayor que su diámetro, o bobinas cortas, cuando ambas dimensiones son comparables entre sí.

El método más común de construcción consiste en arrollar el alambre esmaltado o aislado sobre una forma cilíndrica, habitualmente compuesto por un tubo de material aislante rígido o semirígido, que sirve como soporte de la bobina.

Si el diámetro del alambre y la estructura de la bobina lo permiten, se pueden construir solenoides de espiras separadas y autoportadas prescindiendo de la forma aislante en su núcleo. Tal diseño generalmente sólo es posible en frecuencias muy altas (VHF, UHF), donde pocas espiras de alambre rígido representan inductancias autoportadas de fracciones de microhenry. Aún así, para mejorar la estabilidad del conjunto se suelen aplicar lacas o ceras de fijación para evitar todo movimiento de las espiras.

Cuando la bobina se arrolla sobre una forma cilíndrica con alambre aislado a espiras juntas y en una sola capa, el cálculo práctico utiliza una ecuación conocida como fórmula de Nagaoka, en honor al físico japonés que estudió las vinculaciones entre los parámetros que intervienen en el cálculo. El enunciado general de la fórmula es:

$$L = 0,00987 \cdot d^2 \cdot n^2 \cdot l \cdot k \quad (12.1)$$

Donde L es el valor de la inductancia en microhenry (μH), cuando d es el diámetro medio de las espiras en centímetros, n es el número de espiras, l la longitud del bobinado en centímetros y k es un factor que depende de la relación d/l. En general, k se halla tabulado, como se muestra en la Tabla 12.1. En la Fig. 12.1 se indican los parámetros de las dimensiones nombradas.

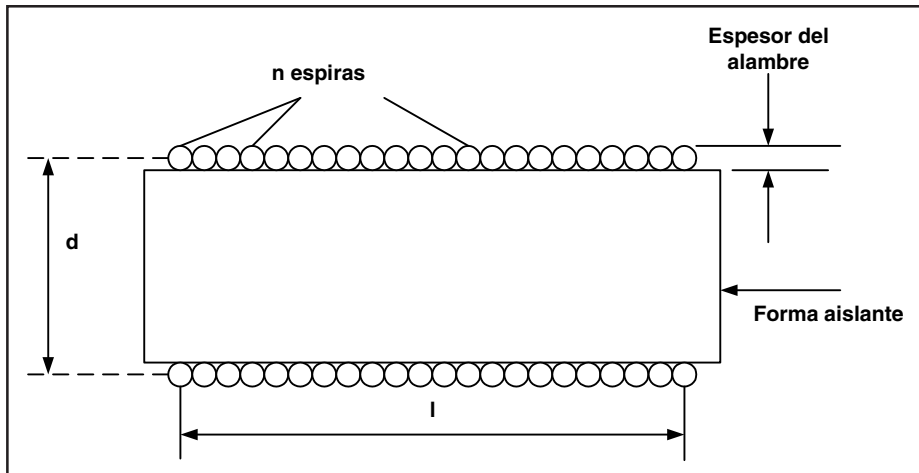


Fig. 12.1. Formato y dimensiones en un solenoide monocapa.

Tabla 12.1. Valores de k en bobinas con núcleo de aire.

d/l	k	d/l	k	d/l	k	d/l	k
0,10	0,959	0,36	0,863	0,62	0,783	0,88	0,716
0,11	0,955	0,37	0,860	0,63	0,780	0,89	0,713
0,12	0,951	0,38	0,856	0,64	0,777	0,90	0,711
0,13	0,947	0,39	0,853	0,65	0,774	0,91	0,709
0,14	0,943	0,40	0,850	0,66	0,772	0,92	0,706
0,15	0,939	0,41	0,847	0,67	0,769	0,93	0,704
0,16	0,935	0,42	0,843	0,68	0,766	0,94	0,702
0,17	0,931	0,43	0,840	0,69	0,764	0,95	0,699
0,18	0,928	0,44	0,837	0,70	0,761	0,96	0,697
0,19	0,924	0,45	0,834	0,71	0,758	0,97	0,695
0,20	0,920	0,46	0,831	0,72	0,756	0,98	0,693
0,21	0,926	0,47	0,827	0,73	0,753	0,99	0,691
0,22	0,913	0,48	0,824	0,74	0,750	1,00	0,688
0,23	0,909	0,49	0,821	0,75	0,748	1,10	0,667
0,24	0,905	0,50	0,818	0,76	0,745	1,20	0,647
0,25	0,902	0,51	0,815	0,77	0,743	1,30	0,629
0,26	0,898	0,52	0,812	0,78	0,740	1,40	0,611
0,27	0,894	0,53	0,809	0,79	0,738	1,50	0,595
0,28	0,891	0,54	0,806	0,80	0,735	1,60	0,579
0,29	0,887	0,55	0,803	0,81	0,733	1,70	0,565
0,30	0,884	0,56	0,800	0,82	0,730	1,80	0,551
0,31	0,880	0,57	0,797	0,83	0,728	1,90	0,538
0,32	0,877	0,58	0,794	0,84	0,725	2,0	0,525
0,33	0,873	0,59	0,791	0,85	0,723	3,0	0,429
0,34	0,870	0,60	0,788	0,86	0,720	4,0	0,365
0,35	0,866	0,61	0,786	0,87	0,718	5,0	0,320

Nota: Esta tabla se acortó a los valores más usuales, por razones prácticas.

Cálculo de un Solenoide Monocapa

Una aplicación inmediata corresponde al diseño de una inductancia de sintonía en un receptor de ondas medias. Suponga la bobina sintonizada con un capacitor variable de 410 pF de valor máximo.

Si la bobina existente tiene un diámetro $d = 2$ cm, con una longitud de 2,5 cm y consta de 55 espiras, su inductancia es, aplicando la ecuación (12.1) y según la Tabla 12.1:

$$L = 0,00987 \cdot 4 \cdot 3.025 \cdot 2,5 \cdot 0,735 \approx 219 \mu\text{H}$$

El caso inverso se presenta cuando se debe calcular el número de espiras para alcanzar un valor predeterminado de inductancia. Resulta práctico fijar entonces el diámetro a partir de las formas estándar de soportes. Luego, si el cálculo conduce a valores técnicamente inadecuados, se ensaya con un diámetro diferente o una longitud distinta y se repite el cálculo anterior. Esta aplicación requiere de un nuevo formato de la ecuación (12.1), originado al despejar el valor n :

$$n = \sqrt{\frac{L \cdot l}{0,00987 \cdot d^2 \cdot k}} \quad (12.2)$$

Los factores que intervienen, y las unidades, son idénticas al caso anterior. Como ejemplo, suponga necesitar una bobina de 21 μH , resonando con un capacitor de 100 pF, para sintonizar la frecuencia de 3,5 MHz, correspondiente a la banda de 80 m para radioaficionados.

Se elige una forma soporte de 1,2 cm de diámetro y una longitud de 1,5 cm. El factor k , tomado de la Tabla 12.1, resulta $k = 0,735$, ya que si el alambre empleado tiene un diámetro de valor despreciable frente al de la bobina, el valor d considerado es el diámetro de la forma elegida, es decir $d = 1,2$ cm. Aplicando la ecuación (12.2), resulta:

$$n = \sqrt{\frac{21 \cdot 1,5}{0,00987 \cdot 1,44 \cdot 0,735}} \approx 55 \text{ espiras}$$

La cantidad de espiras por centímetro resulta un dato útil para determinar el diámetro del alambre aislado a emplear; los valores se obtienen de la Tabla 10.4 del Capítulo 10.

Se establece, en primer lugar, la cantidad de espiras por centímetro, coeficiente dado por el cociente n/l . En este ejemplo resulta:

$$55 / 1,5 \approx 37 \text{ espiras/cm}$$

Compensando errores, se adopta una cantidad de 36 espiras/cm. Entonces, según la Tabla 10.4, corresponde un alambre de 0,25 mm de diámetro, de tipo esmaltado.

Solenoides Multicapa

Si la inductancia requerida es considerablemente mayor que algunos microhenry, el formato monocapa conduce a bobinas de dimensiones inaceptables. Son reemplazadas por bobinas multicapa con el alambre distribuido a granel, o en disposición especial llamada *nido de abeja* (en inglés, *honey comb*). Esta construcción de espiras cruzadas se usa para mantener baja la capacidad distribuida entre espiras, y es típica de diseños de RF, tanto en receptores como en transmisores. En los primeros receptores se utilizaron para las etapas discretas de frecuencia intermedia (FI) para ondas medias, donde las frecuencias relativamente bajas requieren inductancias elevadas en formatos reducidos. En los transmisores, se emplean como *choques* de RF para bloquear el retorno de señales de RF a circuitos no involucrados. Actualmente, el uso de núcleos de ferrite de bajas pérdidas ha reducido considerablemente los tamaños primitivos.

Una aplicación que requiere valores intermedios de inductancia del orden de varios milihenry sin aplicar núcleos de hierro, es en audiofrecuencia. Las redes divisorias o redes de cruce para sistemas acústicos necesitan estos niveles de inductancia, pero el empleo de núcleos de hierro lleva a una posible saturación del mismo, dadas las intensidades elevadas que suelen manejarse en estas etapas. Como se ha visto previamente, la saturación del núcleo altera la inductancia del sistema y modifica la red de cruce, por lo cual se prefiere diseñar bobinas multicapa con núcleos de aire.

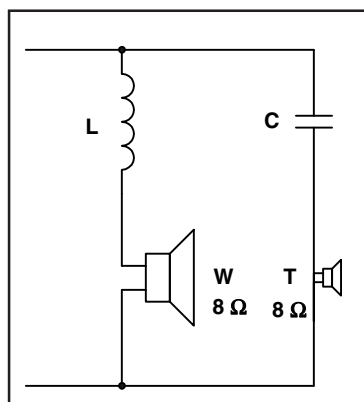
En sistemas de alta fidelidad se usan conjuntos acústicos multivía; cada parlante es diseñado para cubrir una parte limitada del rango audible. Para lograr esto, la señal aplicada a cada parlante se divide en forma correcta, de modo que a cada unidad reproductora le llegue sólo la parte del espectro de frecuencias, para la cual ha sido diseñada. En un sistema de dos vías, la señal se divide en dos partes: las frecuencias bajas para el *woofer* y las altas para el *tweeter*.

Un sistema de tres vías divide la señal en tres partes, donde el parlante de rango medio o *squawker* recibe una porción amplia del espectro y los restantes una banda más estrecha.

Para mantener una respuesta continua en todo el rango, la característica de cada uno de los parlantes debe solaparse suavemente. El lugar donde se cruzan las dos respuestas recibe el nombre de **punto de cruce** y la frecuencia donde esto ocurre se llama **frecuencia de cruce**. Determinada esta frecuencia y el grado de atenuación a cada lado de la misma, se debe tener en cuenta la característica de cada parlante, ya que es fundamental para cada uno generar la cantidad necesaria de energía acústica dentro de su propio espectro.

El diseño de filtros de cruce es un tema complejo que escapa al propósito de este capítulo, sin embargo, puede encararse el cálculo de una red simple de filtro pasivo de dos vías, con una atenuación de 6 dB/octava. El esquema propuesto es el mostrado en la Fig. 12.2.

Fig. 12.2.
Filtro de cruce
para un sistema
acústico de dos
vías, con
atenuación de
6 dB/octava.



Los cálculos previos conducen a establecer la Tabla 12.2 para diferentes frecuencias de cruce y valores de impedancia nominal típica de parlantes, para caídas de 6 dB/octava. Los valores R_0 corresponden a impedancias de 4; 8 y 16 Ω , respectivamente.

A título de ejemplo, se adopta una red de 6 dB/octava para una frecuencia de cruce de 1.000 Hz. El capacitor de acoplamiento al *tweeter* debe ser de tipo bipolar o no polarizado, con tensión nominal superior a la tensión pico de señal presente a la salida del amplificador. Se puede construir un capacitor no polarizado a partir de dos electrolíticos con polos iguales enfrentados y de

f_0 (Hz)	R_0 (Ω)	L (mH)	C (μ F)
500	5	1,6	64
	10	3,2	32
	20	6,4	16
700	5	1,1	45
	10	2,3	23
	20	4,5	11
1.000	5	0,8	32
	10	1,6	16
	20	3,2	8
1.200	5	0,7	26
	10	1,3	13
	20	2,6	7
1.600	5	0,5	20
	10	1,0	10
	20	2,0	5
2.000	5	0,4	16
	10	0,8	8
	20	1,6	4
2.400	5	0,3	13
	10	0,7	7
	20	1,3	3

Tabla 12.2.
Valores R-L-C
a distintas
frecuencias.

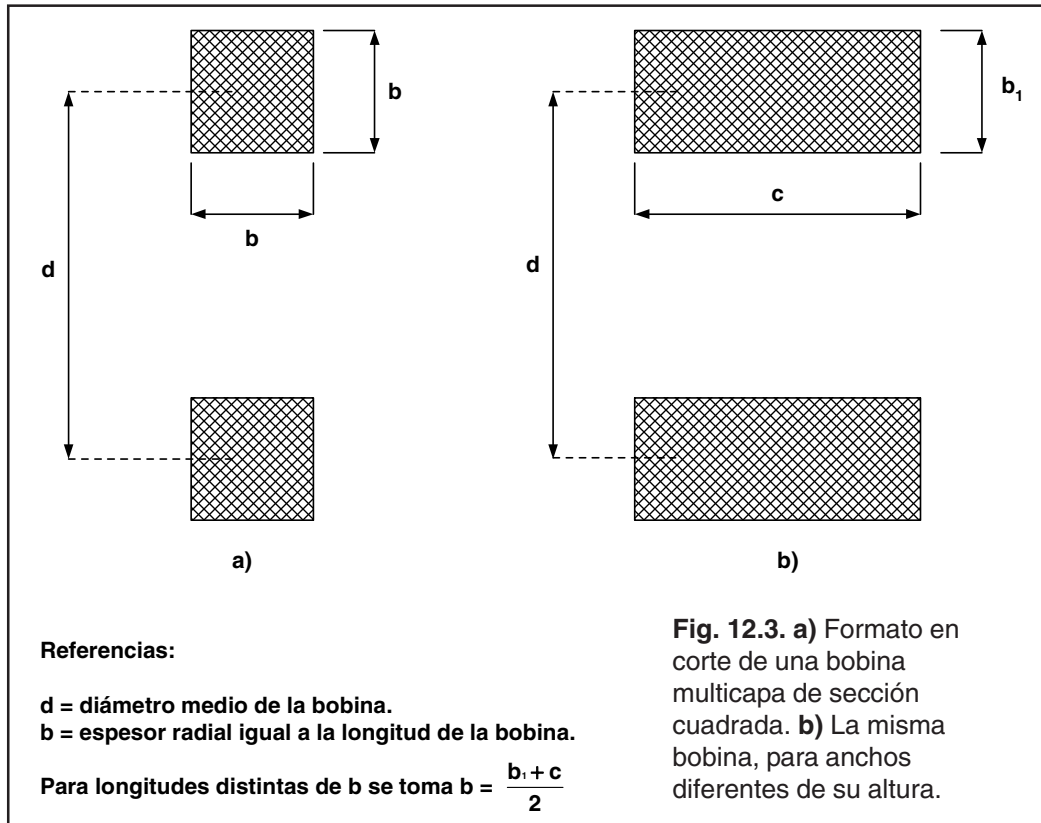
doble capacidad a la necesaria en la red de cruce, puesto que representan una conexión en serie.

Cálculo de la Bobina para el Filtro de Cruce

Según la Tabla 12.2, para la frecuencia adoptada (1.000 Hz), con parlantes de 8 Ω de impedancia nominal, corresponde una inductancia de 1,6 mH.

El mayor inconveniente en el diseño de una bobina multicapa es la cantidad de factores que intervienen en las fórmulas de cálculo (para mayores detalles le recomendamos consultar el *Manual del Radio Ingeniero*, de F. E. Terman, de Editorial HASA).

Se puede adoptar un método simplificado con el uso de una tabla, admitiendo cierto margen de error o dispersión en la relación dimensional.



Cualquiera sea el método de diseño, un factor de importancia en bobinas para redes de cruce es el régimen de intensidades que soportan. En la mayoría esta corriente es elevada, de modo que la sección del alambre debe ser adecuada. Generalmente, el aumento de tamaño que esto ocasiona no constituye un problema, ya que la red se ubica dentro del recinto acústico, cuyas dimensiones son generosas.

La Fig. 12.3 muestra la sección del bobinado con las dimensiones en centímetros. La cota d corresponde al diámetro medio y b indica la altura y el ancho del bobinado, que en este diseño son iguales.

Se entra a la Tabla 12.3 mediante la relación L/d , donde L es la inductancia expresada en μH . Para comenzar el cálculo, se asignan los valores $d = 5 \text{ cm}$ y $b = 1,25 \text{ cm}$. Entonces, la relación resulta:

$$L/d = 1.600/5 = 320$$

Tabla 12.3. Parámetros de cálculo para bobinas con núcleo de aire.

b/d	L/d μH/cm	Nº esp.	b/d	L/d μH/cm	Nº esp.	b/d	L/d μH/cm	Nº esp.
0,05	2	10	0,15	2	13	0,25	2	14
0,05	3	12	0,15	3	15	0,25	3	17
0,05	4	14	0,15	4	17	0,25	4	19
0,05	5	16	0,15	5	19	0,25	5	22
0,05	6	17	0,15	6	21	0,25	6	24
0,05	7	19	0,15	7	24	0,25	7	26
0,05	8	20	0,15	8	25	0,25	8	28
0,05	9	22	0,15	9	27	0,25	9	30
0,05	10	23	0,15	10	29	0,25	10	32
0,05	20	32	0,15	20	38	0,25	20	45
0,05	30	40	0,15	30	45	0,25	30	55
0,05	40	45	0,15	40	55	0,25	40	63
0,05	50	50	0,15	50	62	0,25	50	70
0,05	60	55	0,15	60	68	0,25	60	80
0,05	70	60	0,15	70	74	0,25	70	85
0,05	80	63	0,15	80	78	0,25	80	92
0,05	90	70	0,15	90	84	0,25	90	99
0,05	100	73	0,15	100	8	0,25	100	103
0,05	200	105	0,15	200	130	0,25	200	145
0,05	300	125	0,15	300	150	0,25	300	175
0,05	400	140	0,15	400	180	0,25	400	210
0,05	500	160	0,15	500	190	0,25	500	225
0,05	600	180	0,15	600	230	0,25	600	250
0,05	700	195	0,15	700	243	0,25	700	268
0,05	800	205	0,15	800	250	0,25	800	295
0,05	900	210	0,15	900	265	0,25	900	312
0,05	1000	240	0,15	1000	290	0,25	1000	325
0,05	2.000	315	0,15	2.000	400	0,25	2.000	450
0,05	3.000	400	0,15	3.000	485	0,25	3.000	550
0,05	4.000	460	0,15	4.000	560	0,25	4.000	650
0,05	5.000	500	0,15	5.000	630	0,25	5.000	715
0,05	6.000	575	0,15	6.000	690	0,25	6.000	790
0,05	7.000	610	0,15	7.000	725	0,25	7.000	820
0,05	8.000	660	0,15	8.000	790	0,25	8.000	910
0,05	9.000	700	0,15	9.000	850	0,25	9.000	950
0,05	10.000	730	0,15	10.000	900	0,25	10.000	1050

Se ubica este valor en la fila L/d de la tabla. Luego se calcula la relación b/d:

$$b/d = 1,25/5 = 0,25$$

Se ubica este valor en la columna b/d de la tabla. La intersección de ambas cantidades indica el número de espiras. Como la tabla no indica puntos continuos relacionados, es necesaria una interpolación entre los valores más cercanos a los calculados. En este caso se encuentran las relaciones L/d correspondientes a 300 y 400, de modo que para la cantidad calculada (320) resulta un número de espiras mayor que 175 y menor que 210. Considerando una interpolación aproximadamente lineal resulta un número de espiras $N = 180$. Si bien ésta es una aproximación, el uso de un gráfico continuo no aporta mayor precisión, pues siempre existe un cierto error de apreciación en la lectura de las intersecciones de los parámetros, salvo que se trate de un gráfico de dimensiones generosas.

El paso siguiente es definir la sección del alambre para ocupar una superficie en mm^2 equivalente a b^2 , tal como se muestra en la Fig. 12.3. Por lo tanto:

$$b^2 = 1,25 \cdot 1,25 = 1,5625 \text{ cm}^2 \approx 156 \text{ mm}^2$$

Dicha superficie, ocupada por el total de espiras, implica que cada una comprende un área igual a:

$$\frac{b}{N} = \frac{156 \text{ mm}^2}{180} = 0,87 \text{ mm}^2$$

La sección de alambre obtenida corresponde a un área cuadrada, de modo que se efectúa la corrección necesaria para la sección circular equivalente inscrita en dicho cuadrado, entonces la sección real de espira, S_e vale:

$$S_e = 0,87 \cdot 0,785 \approx 0,68 \text{ mm}^2$$

Consultando la Tabla 10.3 del Capítulo 10, se determina el diámetro del alambre para la sección calculada. La tabla indica un diámetro comprendido entre 0,80 y 1,0 mm, interpolando se obtiene un valor promedio de 0,9 mm. Tenga en cuenta que los diámetros de alambre son estándar y el cálculo se debe adaptar a la existencia más próxima del alambre buscado.

La cantidad obtenida debe ser multiplicada por un factor de llenado que depende de la uniformidad del bobinado a granel, realizado a espiras apretadas. Aplicando un factor de 0,9 al diámetro calculado, se obtiene en definitiva un diámetro de 0,80 mm.

Consultando la Tabla 10.4 del Capítulo 10, el alambre de diámetro 0,81, catalogado como N° 20 en la numeración americana B. y S., permite obtener

11,7 espiras/cm. En el ejemplo en cuestión, como el ancho del bobinado es 1,25 cm, la cantidad de espiras por capa resulta:

$$11,7 \text{ espiras/cm} \cdot 1,25 \text{ cm} = 14,6 \text{ espiras/capa}$$

Como la altura del bobinado es también el valor $b = 1,25 \text{ cm}$, la cantidad de capas resulta, redondeando, igual a 14. Por lo tanto, el número máximo de espiras admitida es:

$$N_t = 14,6 \cdot 14 = 204 \text{ espiras}$$

Como el número de espiras calculado ($N = 180$) es menor que el máximo admitido ($N_t = 204$), el espacio b^2 permite un llenado adecuado del bobinado.

Cálculo de las Pérdidas de Inserción

La introducción de la bobina en el sistema acústico causa una pérdida de rendimiento, puesto que la componente resistiva del bobinado queda en serie con el parlante, existe por lo tanto un divisor resistivo, cuyo valor depende del tipo de alambre usado.

El largo total del alambre se calcula a partir del diámetro medio de la bobina (d) y del número de espiras (N):

$$\text{Longitud del cobre} = \pi \cdot d \cdot N = 3,14 \cdot 5 \cdot 180 = 2.827 \text{ cm} = 28,27 \text{ m}$$

La Tabla 10.3 del Capítulo 10 indica la resistencia por metro y por diámetro, de modo que en este caso, resulta:

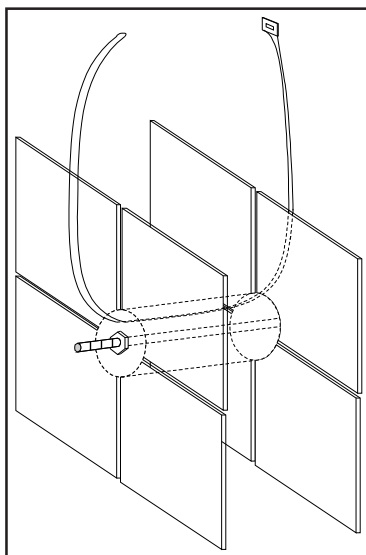
$$R_t = 28,27 \cdot 0,0348 = 0,98 \Omega$$

Respecto de la impedancia nominal de 8Ω , este valor produce una pérdida del 12%. Si la misma se la considera excesiva habrá que usar un alambre de menor resistencia y recalculer la bobina a partir de dimensiones d y b mayores, recordando que, según la Tabla 12.3, existen ciertas restricciones a la relación b/d .

Construcción de la Bobina

El armado de la bobina multicapa requiere un soporte o forma adecuada. El mismo se puede construir fácilmente a partir de un trozo de tubo de PVC, cuyas medidas estándar varían entre 50; 63 y 110 mm de diámetro. Los tubos de propileno bicapa tienen diámetros expresados en pulgadas, tales como 1", 1" $\frac{1}{4}$; 1" $\frac{1}{2}$ y 2". Las caras laterales del carrete se arman con dos placas de pertinax o plástico de buena rigidez. La medida de las caras debe superar las dimensiones $b+d$; se perforan ambas placas en su centro, de modo que se pueda

Fig. 12.4.
 Detalles
 constructivos de
 la bobina para la
 red de cruce.



introducir una varilla roscada de 5/32" ó 3/16". Se practican ranuras cruzadas a 90° desde el punto medio de cada cara hasta una distancia menor que el diámetro del tubo empleado como diámetro interno del carrete. El ancho de las ranuras debe permitir el paso de un precinto anclable de plástico. La Fig. 12.4 muestra tales detalles.

El conjunto se arma de modo que el tubo quede aprisionado entre las placas y fijado con la varilla roscada y las tuercas respectivas. El uso de la varilla roscada permite aprovechar el montaje de la Fig. 10.5 del Capítulo 10 para realizar la tarea de bobinado.

Finalizado el arrollamiento, se pasan cuatro precintos para anclar el bobinado sobre el tubo, permitiendo extraer los laterales junto con la varilla. Si desea conservar el sistema completo y usar la varilla como elemento de sujeción del conjunto dentro de la caja acústica, deberá utilizar varilla de bronce y con el menor diámetro posible, a fin de evitar alteraciones en la permeabilidad del núcleo de aire. Es conveniente medir la bobina terminada para verificar su valor de inductancia. Esto se puede hacer con instrumentos simples, como el medidor de impedancias.

Nota: Si desea profundizar sobre el medidor de impedancias, le recomendamos consultar el libro **Instrumentos de Medición – Fundamentos y Construcción**, de Editorial HASA.

Capítulo 13

Diseños con Núcleos Toroidales



Introducción

En el Capítulo 11 se ha puntualizado el uso de núcleos de ferrite en aplicaciones de potencia, como sucede en el diseño de transformadores *chopper* para fuentes conmutadas.

Dada la complejidad propia de estos diseños no se ha detallado el proceso de cálculo respectivo. Sin embargo, el uso de materiales de ferrite abarca aplicaciones más sencillas, tanto en audio como en radiofrecuencia. Se describen aquí diseños a partir de los núcleos toroidales de ferrite.

Códigos de Identificación

Existe una amplia variedad de núcleos de ferrite toroidales, identificados según un código particular. El mismo consiste en una letra seguida por números separados por una barra, por ejemplo T.80/10. El significado es el siguiente:

Letra inicial T: indica estructura toroidal.

Cifras iniciales: indican el diámetro externo en centésimas de pulgada (en el ejemplo citado, 80 centésimas de pulgada = 20,3 mm).

Cifras posteriores a la barra: indican el tipo de material ferromagnético del núcleo; corresponde a una codificación de colores mostrada en la Tabla 13.1, que determina la frecuencia de trabajo posible para dicho núcleo.

Tabla 13.1. Codificación de núcleos toroidales.

Mezcla	1 ^{er} Color	2 ^{do} Color	Frecuencia (MHz)
0	Marrón	Gris*	50 – 300
1	Azul	Gris*	0,5 – 50
2	Rojo	Gris*	1 – 30
3	Gris	Gris*	0,03 – 1
6	Amarillo	Gris*	2 – 50
7	Blanco	Gris*	1 – 20
10	Negro	Gris*	10 – 100
12	Verde	Blanco	20 – 200
15	Rojo	Blanco	0,1 – 3
17	Azul	Amarillo	20 – 200
22	Verde	Naranja	20 – 200

Nota: El * indica los tipos de mezcla ferromagnética.

Cuando la codificación se indica en colores, de acuerdo a la Tabla 13.1, la ubicación de las franjas corresponde a la siguiente convención:

Primer color: cubre tres lados del perímetro del núcleo.

Segundo color: cubre el lado restante.

El aspecto final se muestra en la Fig. 13.1.

La elección del núcleo depende, básicamente, del factor de mérito (Q) necesario en el circuito donde trabajará. Cuando este valor no requiere ser alto, un núcleo previsto para una frecuencia determinada puede ser empleado en otra más alta sin mayores inconvenientes. Por ejemplo, los amplificadores de banda ancha con bajo Q de 100 MHz, pueden usar núcleos del rango 1-2 MHz sin un deterioro importante de la respuesta,

Características

Las razones para el uso de núcleos toroidales respecto de las bobinas convencionales son múltiples:

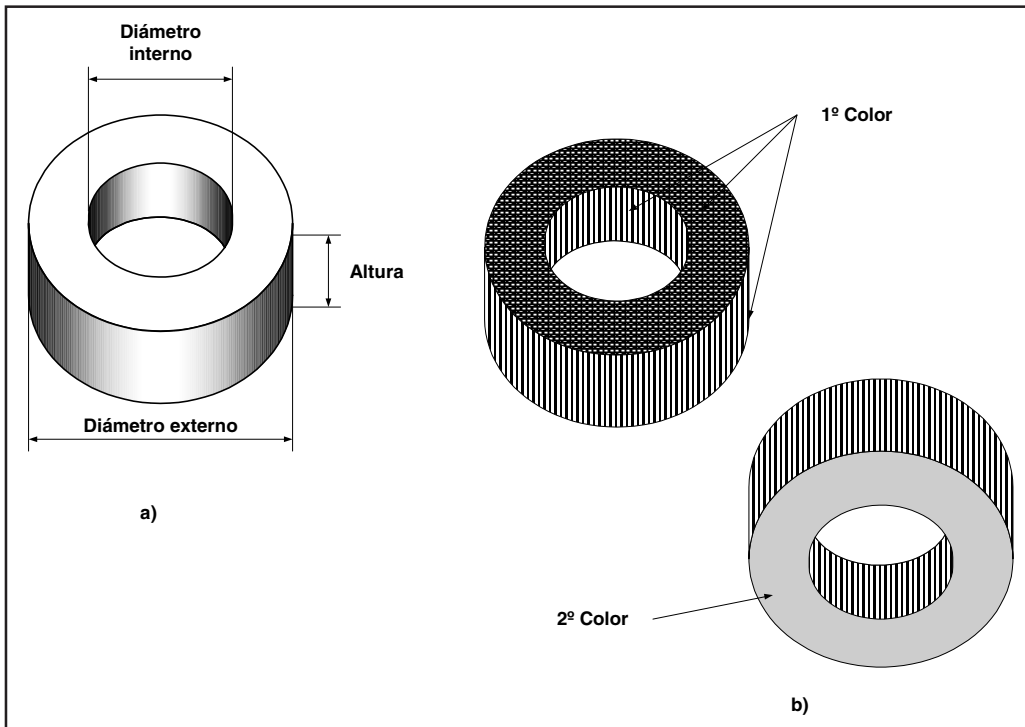


Fig. 13.1. a) Determinación de las dimensiones de un toroide. La nomenclatura indica centésimas de pulgada, que se deben traducir a milímetros para usar la Tabla 13.1. **b)** Disposición de los colores en un toroide.

- a. Se pueden obtener diseños de inductancias de alto Q , del orden de 100 a 250; incluso en operación de banda ancha, el aumento del factor Q puede alcanzar valores superiores a 40.
- b. La inductancia calculada toma valores mucho más precisos que en el caso de bobinas de estructura cilíndrica convencional.
- c. Cuando no se requieren altos valores de Q , los núcleos adaptados a frecuencias bajas se pueden emplear en frecuencias hasta diez veces superiores.
- d. Los núcleos toroidales, tal como se explicó en capítulos anteriores, presentan una concentración del flujo magnético en el área geométrica que los contiene, es decir, no tienen flujo disperso y por lo tanto no es necesario blindarlos electrostáticamente; además por la misma razón, no existe riesgo de interferencia entre bobinas toroidales ubicadas próximas entre sí.

- e. Existe una amplia gama de formatos, con diámetros externos desde unos 6,5 mm hasta casi 80 mm, lo cual permite gran diversidad de diseños. La Tabla 13.2 indica las dimensiones típicas de estos núcleos.

Tabla 13.2. Dimensiones de núcleos toroidales.

Sigla	Diámetro externo (mm)	Diámetro interno (mm)	Altura (mm)
T.25	6,5	3,0	2,5
T.27	7,1	3,8	3,2
T.30	7,8	3,9	3,2
T.37	9,5	5,2	3,2
T.44	11,2	5,8	4,0
T.50	12,7	7,7	4,8
T.60	15,2	8,5	5,9
T.68	17,5	9,4	4,8
T.80	20,0	12,6	6,3
T.94	23,9	14,0	7,9
T.106	26,9	14,5	11,0
T.130	33,0	19,8	11,0
T.157	34,9	24,0	14,5
T.184	46,7	24,0	18,0
T.200	50,8	31,8	14,0
T.200A	51,0	32,0	25,0
T.225	57,2	35,6	14,0
T.225A	57,2	35,6	25,0
T.300	77,2	49,0	12,7

Condiciones de Diseño

Quando se trata de circuitos resonantes o sintonizados en una frecuencia determinada, se realizan los cálculos de modo relativamente simple, teniendo en cuenta los tres parámetros eléctricos fundamentales: frecuencia de trabajo (f_0), inductancia (L) y capacidad de sintonía (C). Aplicando la conocida fórmula de Thompson y adoptando las unidades convenientes, se obtienen las siguientes expresiones simplificadas:

$$f_0 = \frac{159,235}{\sqrt{LC}} \quad (13.1)$$

Siendo f_0 la frecuencia en MHz, L la inductancia en microhenry (μH) y C la capacidad en picofarad (pF).

A partir de la ecuación (13.1) se obtienen los correspondientes valores de L o C, según el dato necesitado:

$$C = \frac{25.330}{f_0^2 \cdot L} \quad (13.2)$$

$$L = \frac{25.330}{f_0^2 \cdot C} \quad (13.3)$$

A partir de una bobina desconocida arrollada sobre un núcleo toroidal, es necesario medir su inductancia con un puente de precisión; esta medición determina cuál es el valor de capacidad que hará resonar a la bobina a la frecuencia especificada. Tal situación se da cuando se desconocen al menos dos de los parámetros necesarios, para establecer cualquiera de las ecuaciones anteriores.

Resulta sencillo trabajar con ellas a partir de los valores dados en un circuito o establecidos durante su proyecto. Por ejemplo, si la inductancia resultante es $0,22 \mu\text{H}$ y se halla sintonizada por un capacitor de 33 pF , la frecuencia de trabajo, aplicando la ecuación 13.1 resulta:

$$f_0 = \frac{159,235}{\sqrt{0,22 \cdot 33}} = 59,09 \text{ MHz}$$

Para calcular la bobina necesaria que aporte esta inductancia, se determina en primer lugar el tipo de núcleo a utilizar. Como en primera instancia se desconoce el formato ideal, el procedimiento recomendado es el siguiente:

1. Cálculo del número de espiras, N.

$$N = 100 \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (13.4)$$

Donde N es el número de espiras necesario para obtener una inductancia L, medida en μH y A_L es un valor obtenido de la Tabla 13.3.

Tabla 13.3. Factor A_L para núcleos toroidales.

Núcleo	0	1	2	3	6	7	10	12	15	17
T.37	4,9	80	40	120	30	32	25	15	90	15
T.44	6,5	105	52	180	42	46	33	19	160	19
T.50	6,4	100	49	175	40	43	31	18	135	18
T.60	**	**	65	**	55	**	**	**	**	**
T.68	7,5	115	57	195	47	52	32	21	180	**
T.72	**	**	128	360	**	95	**	**	**	**
T.80	8,5	115	55	180	45	50	32	22	170	**
T.94	10,6	160	84	248	70	**	58	**	200	**
T.106	19	325	135	450	116	133	**	**	345	**
T.130	15	200	110	350	96	103	**	**	250	**
T.157	**	320	140	420	115	**	**	**	360	**
T.184	**	500	240	720	195	**	**	**	**	**
T.200	**	250	120	425	100	105	**	**	**	**
T.225	**	**	120	425	100	**	**	**	**	**
T.300	**	**	114	**	**	**	**	**	**	**

Esta tabla relaciona el tipo de núcleo, desde el formato T.37 al T.300, con el tipo de material ferromagnético, en este caso indicado en las columnas 0 a 17; si se adopta un valor $L = 0,22 \mu\text{H}$, como en el caso anterior y un núcleo T.44/6, la intersección de ambos valores en la Tabla 13.3 indica la cifra $A_L = 42$. Por lo tanto, el número de espiras necesario resulta:

$$N = 100 \cdot \sqrt{\frac{0,22}{42}} = 7,2 \text{ espiras}$$

Algunas hojas de datos del fabricante mencionan al factor A_L como **índice de inductancia**, siendo éste la combinación de la longitud efectiva del núcleo, su sección y permeabilidad.

2. **Cálculo de la inductancia según el número de espiras.** Éste es el caso inverso al anterior, de modo que se aplica la siguiente ecuación:

$$L = \frac{N^2 \cdot A_L}{10^4} \quad (13.5)$$

El cálculo se hace a partir de la Tabla 13.3, conociendo el núcleo utilizado en cada aplicación, cuya elección depende los criterios que se ven a continuación.

- 3. Determinación del tipo de núcleo.** Suponga el diseño de una bobina que sintonice en 72 MHz con un capacitor de 22 pF; es necesario determinar el número de espiras y el núcleo más adecuado. Aplicando la ecuación 13.3 resulta una inductancia de:

$$L = 0,222 \mu\text{H}$$

El núcleo se elige con un material capaz de trabajar en 70 MHz. Según la Tabla 13.1, se puede optar por núcleos N° 10 ó N° 12, ya que ambos cubren la frecuencia pedida.

El paso siguiente consiste en elegir un núcleo según el diámetro adecuado, por ejemplo el T.44; por lo tanto, el núcleo a utilizar en un primer intento de diseño es el T.44/10. Se busca en la Tabla 13.3 el valor de A_L para un núcleo T.44/10, que resulta en la cifra $A_L = 33$. Con este dato y aplicando la ecuación 13.4, se calcula el número de espiras:

$$N = 8,2 \approx 8 \text{ espiras}$$

Tabla 13.4. Relación diámetro/número de espiras.

\varnothing mm	T.37	T.44	T.50	T.60	T.68	T.80	T.94	T.106	T.130	T.200	T.300
0,18	87	97	131	145	162	219	245	250	348	560	870
0,20	65	75	103	114	127	170	195	198	275	440	685
0,25	53	60	80	89	100	136	155	158	220	355	550
0,30	40	45	63	69	79	105	122	125	170	280	435
0,40	30	35	49	54	61	84	96	98	135	220	345
0,50	22	26	38	41	47	66	75	77	108	175	275
0,60	17	20	28	31	36	52	58	60	85	140	217
0,80	12	15	22	23	28	39	45	46	66	108	170
1,0	9	10	16	17	21	30	35	36	51	86	135
1,3	6	7	11	12	15	23	27	28	40	68	108
1,6	5	6	8	8	11	17	20	20	30	52	85
2,0	3	5	6	6	9	12	14	15	23	41	66

El diseño continúa determinando el diámetro del alambre, puesto que existe un espesor límite para el mismo. Por ejemplo, usando alambre de 2 mm sobre este núcleo, no es posible cubrir la totalidad de espiras. Mediante la Tabla 13.4 se conoce, *a priori*, el número de espiras posible según cada núcleo y para diferentes diámetros de alambre. Según esta tabla, para un núcleo T.44 (segunda columna de formatos), es posible bobinar hasta 10 espiras con alambre de 1 mm. Si se usa un diámetro de 1,3 mm, sólo tienen lugar 7 espiras.

Si se hubiera elegido el núcleo T.44/12 el procedimiento sería similar, salvo el nuevo valor de A_L obtenido para este formato. Cuando no es posible obtener el núcleo elegido, el diseño se debe adaptar a partir del formato más cercano posible, manteniendo la inductancia calculada. Por medio de la Tabla 13.3 se calcula el nuevo valor de A_L para el nuevo núcleo y a partir de allí se determina la cantidad de espiras y el diámetro admisible del alambre.

Determinación del Factor de Mérito

La condición de resonancia de un circuito LC se puede alcanzar con diferentes pares de valores de inductancia y capacidad. Sin embargo, ésta no es una condición sin importancia, puesto que distintas combinaciones de valores ofrecen valores de Q diferentes.

Las bobinas no tienen nunca, en la práctica, una impedancia puramente inductiva, es decir no son inductores ideales; siempre presentan cierta resistencia óhmica debido al alambre que las forma, además aparecen pérdidas en el material magnético del núcleo, tal como sucede con las pérdidas en el hierro de los transformadores vistos en los capítulos previos.

El cociente entre la reactancia inductiva (X_L) y la resistencia óhmica (R), constituye el factor de mérito o factor de calidad, Q. Entonces, el valor Q se calcula como:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (13.6)$$

En función de ello, para un valor dado de frecuencia hay dos rangos posibles de Q:

- Bobina con pocas espiras y alta capacidad de sintonía = Q bajo.
- Bobina con muchas espiras y baja capacidad de sintonía = Q alto.

Suponga un diseño con un núcleo toroidal N° 12; según la Tabla 13.1 el mismo se puede usar entre 20 y 200 MHz. Si este núcleo debe trabajar sobre un circuito sintonizado en 120 MHz y se impone un Q alto, se debe optar por una capacidad reducida, por ejemplo, 10 pF. Aplicando la ecuación 13.3:

$$L = \frac{25.330}{120^2 \bullet 10} = 0,17 \mu\text{H}$$

Previamente al cálculo de espiras se elige el formato del núcleo, por ejemplo, el T.50; entonces el componente definitivo es un toroide T.50/12, que según la Tabla 13.3 presenta un valor de $A_L = 18$. Aplicando la ecuación 13.4 se calcula el número de espiras:

$$N = 9,7 \approx 10 \text{ espiras}$$

A continuación, se elige el espesor del alambre, en este caso se puede optar por un diámetro de 1 mm. Si se desea un Q bajo para sintonizar una banda más ancha (200 a 250 MHz), se construye una bobina con la mitad de espiras calculadas, es decir 5.

Ahora, se debe aumentar la capacidad, cuyo valor se obtiene calculando la inductancia correspondiente a 5 espiras sobre el núcleo T.50/12. Aplicando la ecuación 13.5, resulta:

$$L = \frac{(5^2 \bullet A_L)}{10^4}$$

El valor A_L corresponde al extraído previamente de la Tabla 13.3, entonces:

$$L = \frac{(5^2 \bullet 18)}{10^4} = 0,045 \mu\text{H}$$

Nuevamente aplicando la ecuación 13.2, se obtiene la capacidad de sintonía con bajo Q:

$$C = \frac{25.330}{120^2 \bullet 0,045} = 39 \text{ pF}$$

Observe cómo, en este caso, la capacidad de sintonía es cuatro veces mayor que para el diseño de alto Q. La Fig. 13.2 muestra la variación de Q para ambas condiciones de diseño. Se trata de una curva de tipo general.

Detalles Constructivos

Se deben tener en cuenta ciertas cuestiones prácticas durante el bobinado, a fin de lograr resultados satisfactorios. Un detalle que se debe inspeccionar, es la perfecta aislación del núcleo si la bobina se efectúa con alambre desnudo; normalmente el material del toroide es cubierto de barniz aislante, pero en algunos casos la banda gris de indicación de código puede ser conductora.

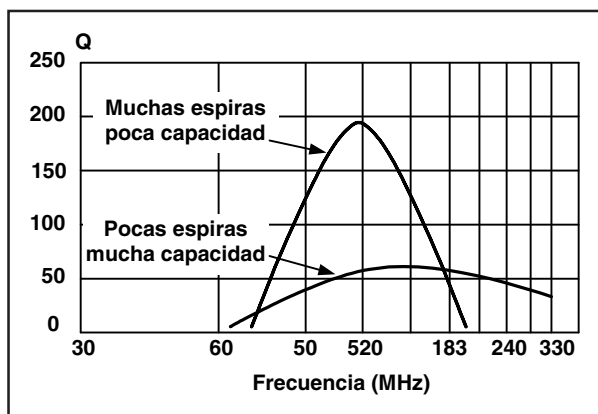
Los cálculos de inductancia sobre toroides resultan confiables si la bobina ocupa toda la superficie circular; cuando se trata de pocas espiras, éstas deben espaciarse de modo que abarquen toda la superficie útil del toroide.

Si el cálculo del número de vueltas arroja un valor de sólo 1 ó 2 espiras, existe la posibilidad de un diseño equivocado o una elección incorrecta del tipo de núcleo para la frecuencia de resonancia pedida. Un núcleo apto para frecuencias más bajas, a igual valor de inductancia requiere menor número de espiras y ésta puede ser la causa de un diseño incorrecto.

Al comprimir las espiras en un espacio reducido respecto de la superficie circular total, la inductancia real será mayor que la calculada. Por ejemplo, si la bobina cubre el 75% de la circunferencia, la inductancia aumenta en un factor de 1,2 veces; si el porcentaje cubierto es de sólo el 50%, el aumento crece a 1,7 veces del valor calculado; tal situación se muestra en la Fig. 13.3.

Por último, recuerde que todo material de ferrite es extremadamente frágil; evite golpearlo o comprimirlo durante su manipuleo, pues la pérdida de alguna parte del mismo afecta las condiciones magnéticas del conjunto.

Fig. 13.2.
Variación del Q en función de la frecuencia, para bobinas con diferente número de espiras.



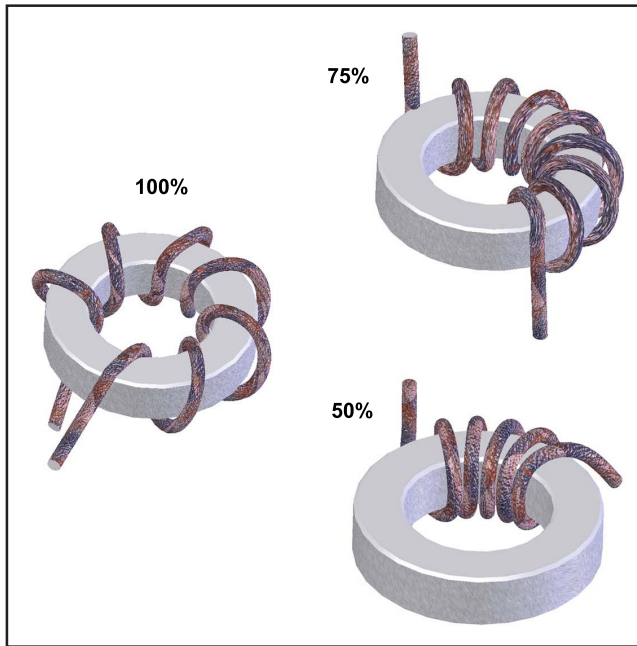


Fig. 13.3. La disposición de las espiras sobre el núcleo determina la inductancia del conjunto, según el porcentaje cubierto: 100%, 75%, 50%.

Mediciones Prácticas

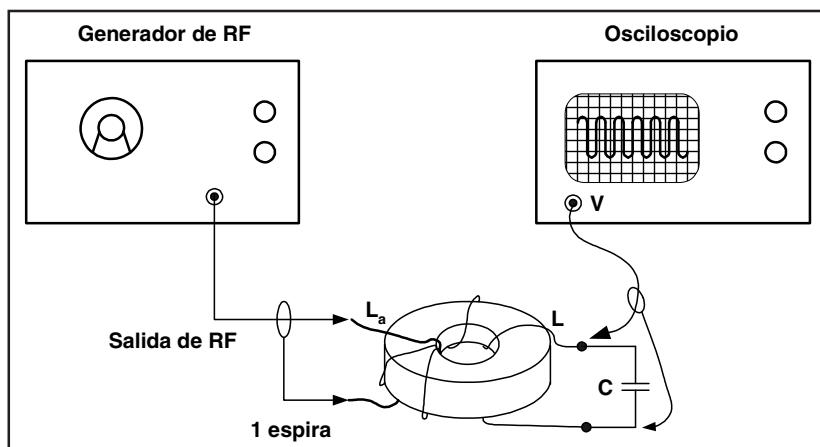
La condición ideal para medir la inductancia es un puente de precisión, aunque este instrumento no siempre se halla disponible en el banco de trabajo. Una aproximación a la medición de inductancia consiste en disponer un generador de radiofrecuencia y un osciloscopio como se muestra en la Fig. 13.4. El capacitor conectado en paralelo debe ser de valor conocido, mientras que la espira auxiliar L_a , se construye arrollando una vuelta de alambre aislado sobre la bobina a medir.

Los extremos de L_a se conectan a un generador de RF y los de L al canal vertical del osciloscopio.

Ajuste la amplitud y la base de tiempo del osciloscopio para visualizar cierto número de ciclos de la señal de RF inyectada.

Barriendo la señal del generador, cuando se alcance el valor de sintonía, la señal observada en la pantalla tendrá un aumento brusco de amplitud para luego caer nuevamente a valores menores; el punto de máxima amplitud corresponde a la frecuencia central de sintonía. Conocido este valor, leído en el

Fig. 13.4.
Disposición para medir la frecuencia de resonancia de una bobina toroidal.



dial del generador o sobre la base de tiempo del osciloscopio, ajustada convenientemente para visualizar ahora un ciclo, se aplica la ecuación 13.3, a fin de calcular el valor de inductancia L .

Durante la elección del núcleo, si bien la Tabla 13.1 indica el rango de trabajo de cada tipo de mezcla ferromagnética que contiene el núcleo, resulta más cómodo hacerlo visualmente con el gráfico de la Fig. 13.5, donde se indica en forma de histograma el alcance de cada tipo de sustancia; la codificación corresponde a la misma de la Tabla 13.1. Las porciones con sombreado oscuro corresponden a diseños de alto Q (sintonía en banda reducida), y las de sombreado claro a diseños de bajo Q (sintonía de banda ancha).

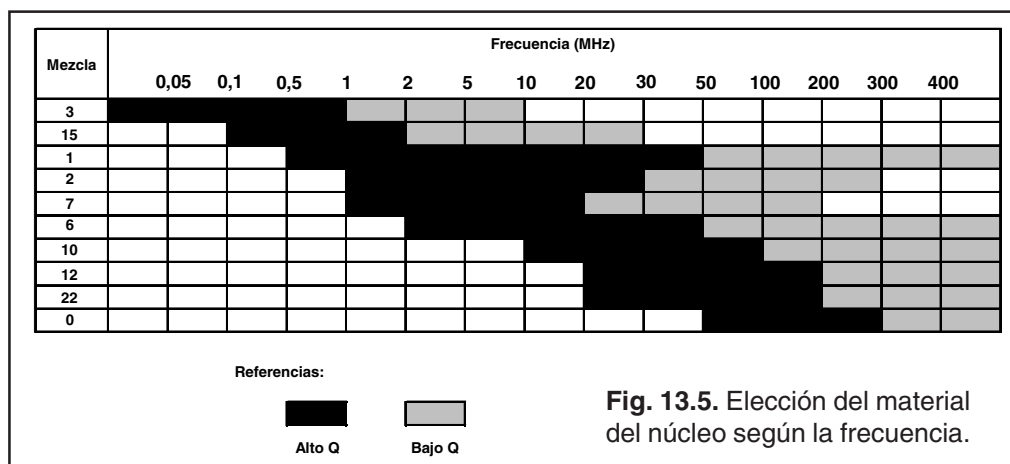


Fig. 13.5. Elección del material del núcleo según la frecuencia.

Transformadores

Fundamentos y Construcción

Diseñe sus propios transformadores

Arme inductores de diversos tipos

Conozca las leyes de la acción magnética

Proyecte transformadores de alimentación

Calcule bobinas con núcleo de aire

INCLUYE
Cálculo de
redes divisoras
para audio

