

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA



**CONSERVACION Y USO EFICIENTE DE LA
ENERGIA EN LOS TRANSFORMADORES.**

T E S I S

Que para obtener el Título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a n:

**ERNESTO LEONARDO OLIVARES MUÑOZ
VICENTE OSCAR AGUIRRE SANCHEZ
ANGEL ARROYO OLVERA**

México, D. F.

1983



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Dedicamos esta tesis al
INGENIERO SERGIO MARTI-
NEZ NAVARRO por su sen-
cillez, colaboración y-
motivación que nos pro-
porcionó durante el de-
sarrollo de éste traba-
jo.

PROLOGO

Debido al gran desperdicio de energía eléctrica-- que se tiene en los aparatos electromagnéticos estáticos y dinámicos utilizados en la industria eléctromotriz, se ha elaborado ésta tesis, cuyo objetivo principal es la realización de un estudio para obtener el uso eficiente de la energía en los transformadores de potencia sumergidos en aceite. Claro esta, que este uso eficiente de energía no implica -- que sea necesario tener un 100% de eficiencia, ya que estaríamos hablando de una utopía. Lo que se pretende es obtener transformadores con pérdidas de energía lo más minima posible.

La minimización de las pérdidas anteriormente mencionadas, serán analizadas bajo el punto de vista de diseño del transformador.

Para el cumplimiento de lo planteado inicialmente, éste trabajo se desglosará en tres capítulos acompañados de un apéndice.

En el primer capítulo se ha hecho hincapié a los conceptos generales del transformador, en sus formas tanto ideal como real, con el fin de que el lector obtenga un conocimiento aceptable, facilitando así el entendimiento de los siguientes capítulos. Además, se hará énfasis en los modelos de los circuitos equivalentes, por presentar éstos modelos los parámetros que determinan las pérdidas.

Con el conocimiento de dichos parámetros, se inicia el desarrollo del segundo capítulo, que comprende la -- descripción de los fenómenos que generan las pérdidas en un transformador, así como su cuantificación cuando éste sea po

sible.

Seguidamente en el tercer capítulo se procede a reducir las pérdidas, teniendo en cuenta fundamentalmente los parámetros de las expresiones que las cuantifican, así como métodos empíricos utilizados en la industria.

En términos generales, los tres capítulos están en marcados dentro de un análisis teórico lo más profundo posible, complementado con un estudio sustentado en la realidad práctica.

Aunque la reducción de cualquier pérdida es determinada por un análisis beneficio-costos, éste se ha omitido por ser un tema de particular complejidad, limitándonos a mencionar las repercusiones globales que en algún instante pueda tener dicho beneficio-costos en la reducción de las pérdidas.

Por supuesto que, ésta tesis ha sido realizada con el deseo de servir a los interesados en adquirir un conocimiento profundo acerca de las pérdidas que se presentan en un transformador y sus posibles reducciones teniendo en cuenta los compromisos que entre ellas se presentan.

A lo largo del estudio el lector deberá tomar en cuenta, que se trabajará con excitaciones senoidales en estado estable y transformadores monofásicos con frecuencia constante. También se omitirán las unidades de todas las variables, por considerar que el lector tiene conocimientos previos de electricidad y magnetismo.

Por último, expresamos nuestro agradecimiento a los Ingenieros José Méndez Téllez y Federico Alba Márquez por su colaboración en la realización de esta tesis, así como al ingeniero Francisco López Rivas director de la misma.

También leamos de dar reconocimiento a las industrias nacionales HSA y COMTAX al facilitarnos el acceso a sus instalaciones con el fin de complementar este estudio en una forma real

CONTENIDO

	Pag.
PROLOGO -----	1
CONTENIDO-----	2
CAP. 1 CONCEPTOS GENERALES DEL TRANSFORMADOR -----	6
1.1 Definición del transformador	6
1.2 Partes que lo forman	6
1.3 Utilización y clasificación	8
1.4 Funcionamiento	9
1.5 Circuito Magnético	15
1.6 Transformador Ideal	21
1.7 Transformador Real	28
 CAP. 2 PERDIDAS Y EFICIENCIAS EN LOS TRANSFORMADORES	 40
2.1 Naturaleza y cuantificación de las pérdidas.	40
a) Pérdidas en el Núcleo	31
a.1) Pérdidas por Histéresis	31
a.2) Pérdidas por corrientes Parásitas	58
a.3) Pérdidas totales en el núcleo	66
b) PERDIDAS EN LOS DEVANADOS O BOBINAS	68
c) PERDIDAS ADICIONALES O INDETERMINADAS	52
c.1) Pérdidas Dieléctricas	73
c.2) Pérdidas adicionales en los devanados	85
c.3) Pérdidas por tratamiento Mecánico	92
c.4) Pérdidas por Distribución irregular de ... flujo.	94
c.5) Pérdidas en las piezas de construcción	98
c.6) Pérdidas por imperfecciones constructi vas	100
c.7) Pérdidas por el flujo del tercer armo- nico	104
c.8) Pérdidas por el efecto de magnetostric ción	111

	Eficiencia	112
CAP. 3	REDUCCION DE PERDIDAS	118
	a) REDUCCION DE PERDIDAS EN EL NUCLEO	119
	a.1) Reducción de pérdidas por Histéresis y corrientes parásitas	120
	a.2) Materiales Ferromagnéticos	125
	b) REDUCCION DE PERDIDAS EN LOS DEVANADOS	136
	c) REDUCCION DE PERDIDAS ADICIONALES	145
	c.1) Reducción de pérdidas Dieléctricas	146
	c.2) Reducción de pérdidas adicionales en los devanados	152
	c.3) Reducción de pérdidas por tratamiento mecánico	164
	c.4) Reducción de pérdidas por Distribución irregular de flujo	165
	c.5) Reducción de pérdidas en las piezas de construcción	169
	c.6) Reducción de pérdidas por imperfecciones constructivas	170
	c.7) Reducción de pérdidas por flujo de tercer Armónico	174
	c.8) Reducción de pérdidas por el efecto de magnetostricción	176
APENDICE A.	ACEROS ELÉCTRICOS COMERCIALES	177
APENDICE B.	CONDUCTORES COMERCIALES PARA BOBINAS	211
	CONCLUSIONES	236
	BIBLIOGRAFIA	239

CAPITULO I

CONCEPTOS GENERALES DEL TRANSFORMADOR

1.1 DEFINICION DEL TRANSFORMADOR

El transformador es un dispositivo electromagnético - estático, que solamente funciona con excitaciones variables - en el tiempo, el cual relaciona dos circuitos eléctricos a - través de uno magnético, donde uno de los circuitos eléctri- - cos tiene unas condiciones de voltaje y corriente, igual o di- - ferente que las del otro circuito eléctrico sin que varíe la- - frecuencia de un circuito a otro.

1.2 PARTES QUE LO FORMAN

Las partes de un transformador las podemos dividir en dos grandes grupos: el primer grupo lo forman las partes prin- cipales constituidas por el núcleo magnético (que se encarga- de conducir el flujo activo), bobinas primarias, secundarias, terciarias, etc., que constituyen los circuitos de alimenta- ción y carga. El segundo grupo lo forman las partes secunda- rias constituidas por el tanque (que radía el calor producido en el transformador), boquillas terminales (permiten el paso- de la corriente a través del transformador y evitan que exista un escape indebido de corriente), medio refrigerante (debe - ser buen conductor del calor), indicadores (marcan el estado- del transformador como temperatura, presión, nivel del líqui- do, etc.). En la figura 1.1 se ilustra la mayoría de éstas- partes.

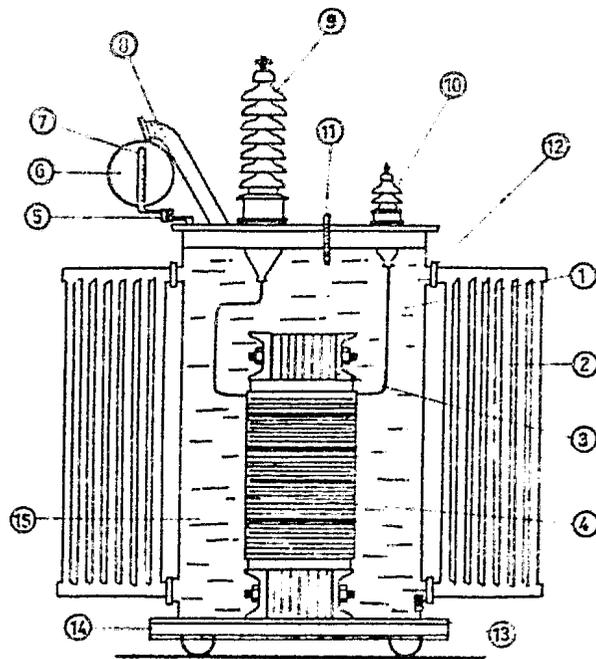


FIGURA 1.1 PARTES ESENCIALES DEL TRANSFORMADOR

1. Tanque.
2. Tubos radiadores.
3. Núcleo (circuito magnético).
4. Devanados.
5. Relé de protección Buchholz.
6. Tanque conservador (3 a 10% del volumen del tanque).
7. Indicador del aceite.
8. Tubo de escape en caso de explosión.
9. 10. Boquillas o aisladores de potencia.
11. Termómetro.
12. Conexión de los tubos radiadores al tanque.
13. Tornillos opresores para dar rigidez al núcleo.
14. Base de volar.
15. Refrigerante.

1.3 UTILIZACION Y CLASIFICACION

El transformador se utiliza para aumentar o reducir voltajes y corrientes, transformar impedancias, como medio de enlace (acoplando circuitos eléctricos), etc.

El campo de aplicación de los transformadores es muy amplio, encontrándose los transformadores de potencia - que sirven para la transmisión y distribución de cantidades relativamente grandes de energía. También existen los transformadores de instrumentación que son de gran servicio para el control, la protección y medición en los sistemas eléctricos. Otros tipos de transformadores son los de comunicaciones que se emplean para igualar impedancias, con el fin de realizar una máxima transferencia de potencia a la carga y - en algunos casos también para aislamiento conductivo.

La clasificación de los transformadores varia teniendo en cuenta su aspecto físico, medio refrigerante, potencia manejada, etc.

Atendiendo a su capacidad los transformadores se clasifican en: transformadores de potencia y transformadores de distribución. Los de distribución van desde 1Kva hasta 500 kva y su voltaje debe ser menor a 34500 volts. Los transformadores de potencia tienen una capacidad que va desde 501 kva en adelante y cuyo voltaje puede tener cualquier valor.

De acuerdo a la forma de su enfriamiento los podemos dividir en: Tipo OA (que está enfriado por aceite y agua), tipo OA/FA (éste es básicamente un transformador de tipo OA pero con mayor potencia), tipo FOA (también es básicamente un transformador tipo OA, pero se le adicionan herbas exteriores

para la circulación del aceite), tipo OW (éste transformador está enfriado por aceite y agua que circula en serpentines o en tubos concéntricos a los del aceite), tipo AA- (es un transformador de tipo seco), tipo AFA (es también de tipo seco, pero funciona a temperaturas más elevadas).

Teniendo en cuenta la disposición relativa del núcleo y los devanados, los transformadores pueden ser acorazados o de columna. En los acorazados el núcleo rodea los devanados, mientras que en los de columna los devanados rodean el núcleo como se muestra en la figura 1.2.

Por último los transformadores pueden clasificarse por el número de fases en trifásicos y monofásicos.

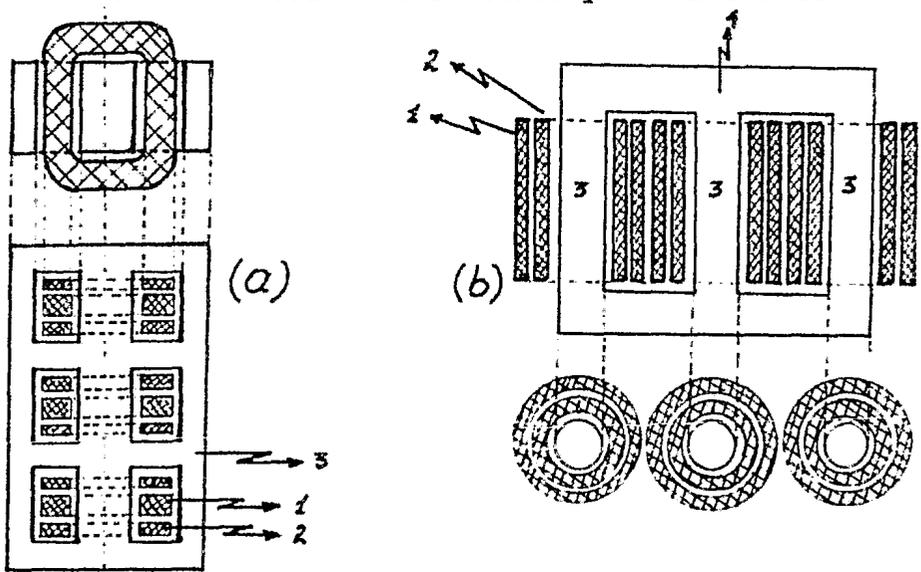


Figura 1.2 (a) Núcleo de un transformador trifásico acorazado donde, 1 es la bobina primaria, 2 la bobina secundaria y 3 el núcleo. (b) Núcleo de un transformador trifásico tipo columna donde, 1 y 2 son las bobinas primarias y secundarias, 3 las columnas y 4 los yugos.

1.4 FUNCIONAMIENTO

El principio del transformador se basa en el fenómeno de inducción electromagnética descubierto por Michael Faraday y Joseph Henry, el cual establece: "En un campo magnético (con

puesto por líneas de flujo magnético) variable con el tiempo se induce una fuerza electromotriz en cualquier circuito cerrado que se encuentre dentro de éste campo magnético, la cual es igual a menos la derivada con respecto al tiempo del flujo magnético encerrado por él Circuito". Matemáticamente se expresa de la siguiente forma

$$\mathcal{E}(t) = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad 1.1$$

donde $\mathcal{E}(t)$ es la fuerza electromotriz inducida y $\phi(t)$ el flujo magnético. Esta ecuación es aplicable cuando el circuito consta de una espira o vuelta como vemos en la figura 1.3.

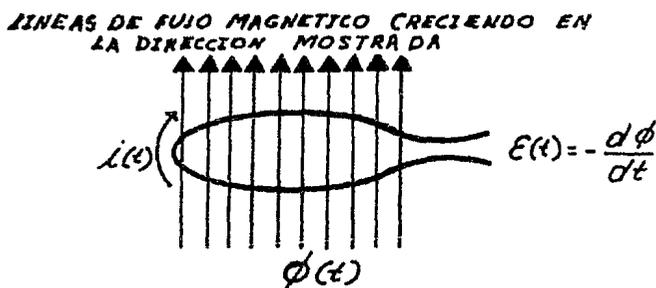


Figura 1.3 Fuerza electromotriz inducida en una espira que se encuentra dentro de un campo magnético variable con el tiempo

Si el circuito consta de N ($N = 2, 3, \dots$) espiras como ilustramos en la figura 1.4, la fuerza electromotriz inducida se verá afectada por N como aparece en dicha figura.

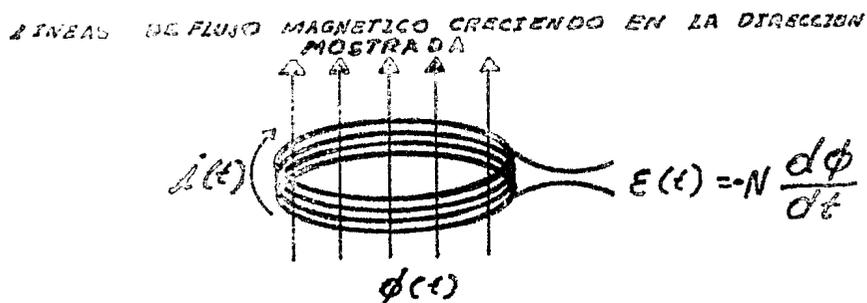


Figura 1.4 Fuerza electromotriz inducida en una bobina de N espiras que se encuentra dentro de un campo magnético variable con el tiempo.

Para explicar el principio básico del transformador tomaremos dos bobinas con N_1 y N_2 vueltas, manteniéndolas una muy cerca de la otra como se indica gráficamente en la figura 1.5.

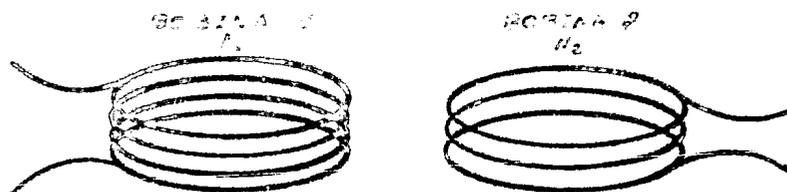


Figura 1.5 Bobinas con N_1 y N_2 vueltas muy cercanas y separadas por el aire.

Si se conecta una fuente de alimentación en la bobina 1, circulará por ésta una corriente $i_1(t)$, la que produce líneas de flujo magnético alrededor de la bobina 1 llamadas $\phi_{11}(t)$, dichas líneas forman un circuito cerrado. Para una mejor comprensión de lo que está sucediendo nos auxiliaremos de la figura 1.6, donde parecen -- las líneas descritas anteriormente dibujadas continuamente. Analizando éstas líneas vemos que algunas de ellas enlazan la bobina 2 las que serán llamadas $\phi_{21}(t)$. Estas producen en las terminales de la bobina 2 una fuerza electromotriz inducida de acuerdo a la ley de Faraday - Henry $\mathcal{E}_2(t)$.

Si se cierra el circuito de la bobina 2, entonces por ésta circulará una corriente $i_2(t)$ que a su vez produce líneas de flujo magnético alrededor de ella y que llamaremos $\phi_{22}(t)$ ($\phi_{22}(t)$ se opone a $\phi_{21}(t)$) dibujadas en forma discontinuas. La parte de $\phi_{22}(t)$ que enlaza la bobina 1 será llamada $\phi_{12}(t)$ que junto con $\phi_{11}(t)$ hacen que aparezca una fuerza electromotriz inducida en la bobina 1 de acuerdo a la ley de Faraday - Henry llamada $\mathcal{E}_1(t)$. Es de notar que cuando se cierra el circuito de la bobina 2, las líneas de flujo que producen a $\mathcal{E}_2(t)$ son $\phi_{21}(t) - \phi_{22}(t)$

Ahora bien, si la fuente de alimentación fuese constante con el tiempo, el flujo que enlaza la bobina 2 también será constante respecto a éste, por lo que

$$\frac{d\phi_{21}(t)}{dt} = 0 \quad 1.2$$

$$\mathcal{E}_2(t) = -N_2 (0) = 0 \quad 1.3$$

$$\frac{d\phi_{11}(t)}{dt} = 0 \quad 1.4$$

$$\mathcal{E}_1(t) = -N_1 (0) = 0 \quad 1.5$$

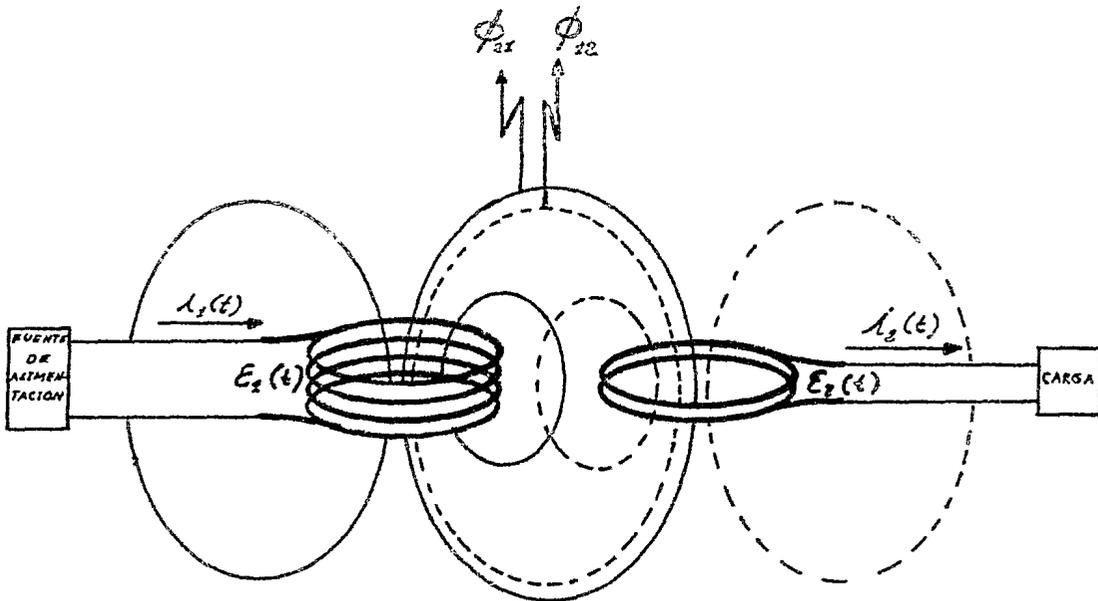


Figura 1.6 Efectos producidos en dos bobinas cercanas separadas por el aire y cuando en una de ellas conectamos una fuente de A.C y en la otra cerramos el circuito a través de una carga.

Con el resultado anterior podemos afirmar que el transformador nunca funcionará si le conectamos una fuente de alimentación constante con el tiempo. Si la fuente de alimentación es variable con el tiempo entonces:

$$\frac{d\phi_{21}(t)}{dt} \neq 0 \quad 1.6$$

$$\mathcal{E}_2(t) = -N_2 \frac{d(\phi_{21}(t) - \phi_{22}(t))}{dt} \quad 1.7$$

$$\frac{d\phi_{11}(t)}{dt} \neq 0 \quad 1.8$$

$$\mathcal{E}_1(t) = -N_1 \frac{d(\phi_{11}(t) - \phi_{12}(t))}{dt} \quad 1.9$$

Sintetizando éste principio diremos que, teniendo dos bobinas cercanas y si en una de ellas se producen líneas de flujo magnético, éstas líneas hacen que en la bobina 2 aparezca una fuerza electromotriz inducida, o sea, la causa con el efecto se relacionan por medio de las líneas cerradas de flujo magnético. Ahora bien, como se menciono anteriormente y haciendo referencia a la figura 1.6, observaremos que no todas las líneas de flujo magnético son enlazadas por la bobina 2 y que gran parte de éstas se pierden fuera de la misma. De aquí la necesidad en concentrar y hacer pasar por la bobina 2 la mayoría de las líneas producidas por la bobina 1. Esto se consigue utilizando lo que se llama núcleo del transformador como se observa en la figura 1.7

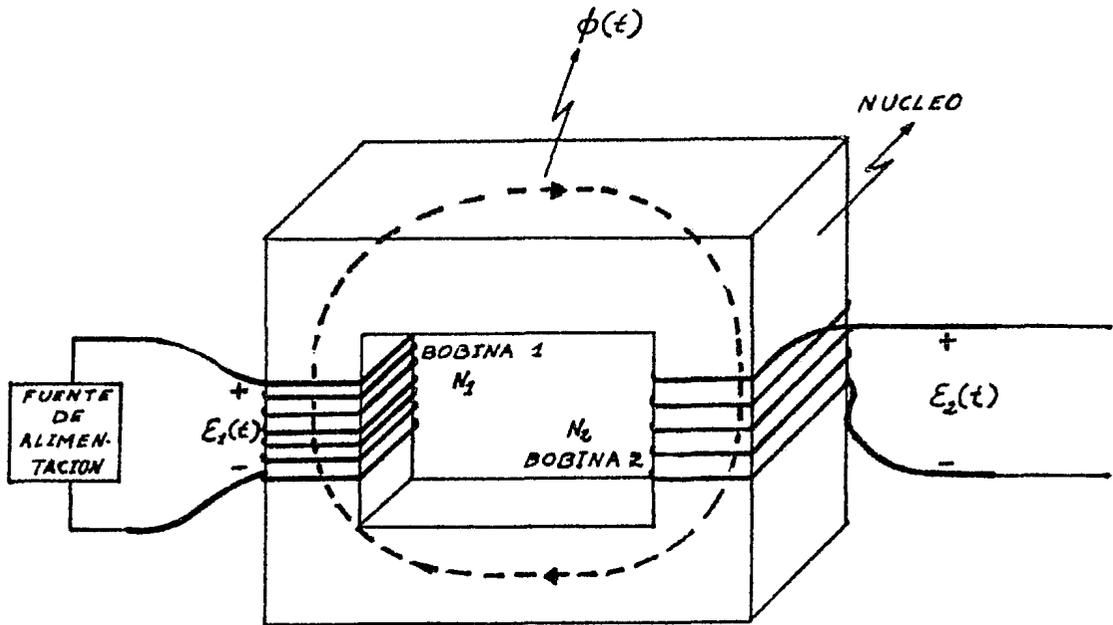


Figura 1.7 Núcleo del transformador con todas las líneas de flujo magnético $\phi(t)$ concentradas en su interior

1.5 CIRCUITO MAGNETICO

El circuito magnético es una trayectoria en la que circulan líneas de flujo magnético producidas por una fuente generadora llamada fuerza magnetomotriz (Fmm). Físicamente el circuito magnético está formado por el núcleo del transformador.

Considerando que el flujo magnético $\phi(t)$ (En adelante, las variables dependientes del tiempo se les eliminarán la t dentro del parentesis ya que siempre se trabajará con variables dependientes del tiempo en los transformadores) - de la figura 1.7 se distribuye uniformemente a través del área transversal y que es perpendicular a ésta, entonces de

definiremos la densidad de flujo magnético como el número de líneas magnéticas por unidad de área, la cual expresaremos matemáticamente de la siguiente manera:

$$\beta = \frac{\phi}{A} \quad 1.10$$

donde B es la densidad de flujo magnético y A el área transversal del núcleo.

Un parámetro importante en el circuito magnético es la permeabilidad magnética que denotaremos con la letra griega μ . Esta es una característica del material que compone el núcleo, la que influye en la resistencia magnética que opone dicho material al paso de las líneas de flujo magnético.

Con la presentación de B y μ se puede recurrir a la ley de corrientes de ampere que relaciona la variable magnética β , con la variable eléctrica i . Esta ley se enuncia de la siguiente manera: "la integral de línea del vector densidad de flujo magnético, alrededor de una trayectoria cerrada, en la misma dirección de las líneas de flujo, está relacionada con la corriente a través de la siguiente expresión".

$$\int_c \vec{\beta} \cdot d\vec{l} = \mu N i \quad 1.11$$

Para introducirnos en las relaciones que gobiernan el circuito magnético, aplicaremos los anteriores conceptos a un núcleo circular excitado por una bobina de N vueltas, ya que éste arreglo presenta una mayor facilidad de análisis. La figura 1.8 ilustra gráficamente dicho núcleo

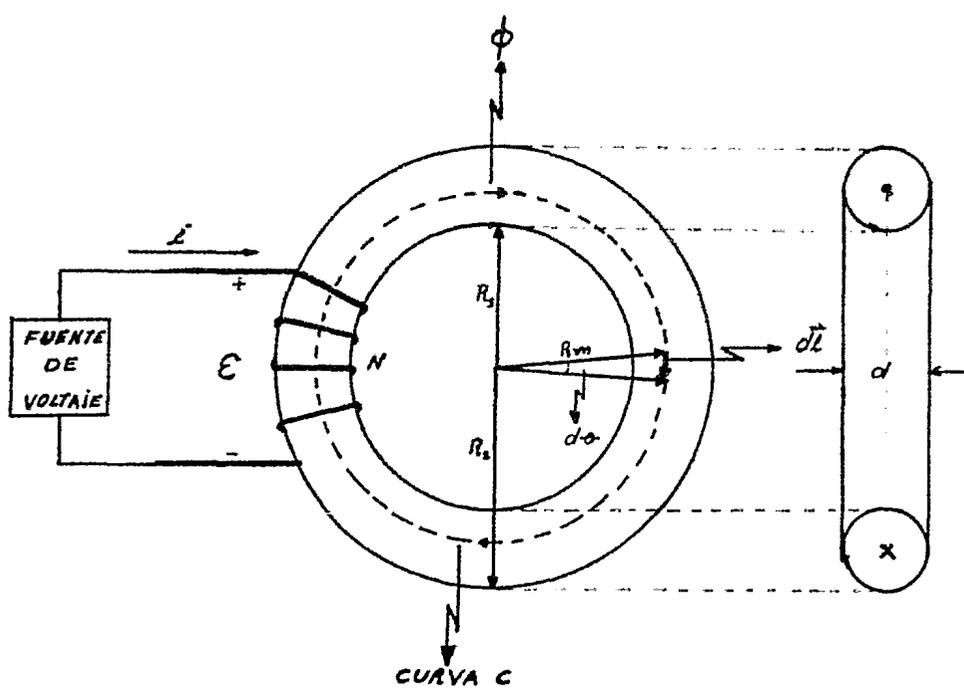


Figura 1.8 Núcleo magnético excitado por una fuente de excitación alterna

Supongase que se toma una curva cerrada C de radio R dibujada en la figura. A lo largo de ésta curva el vector \vec{B} se conserva constante en su magnitud y su dirección - siempre será paralela al vector $d\vec{l}$. Si se aplica la ley de amperé bajo éstas circunstancias, tendremos que:

$$\int_c \vec{B} \cdot d\vec{l} = \int_c B dl \cos 0^\circ = B \int_c dl = \mu N i \quad 1.12$$

También, analizando la gráfica se verá que $dl = R d\theta$. Siendo R constante en toda la curva. Reemplazando éste valor de R en la ecuación anterior, se obtendrá la siguiente expresión.

$$\int_c R d\theta = B R \int_c d\theta = \mu N i \quad 1.13$$

Para realizarla integral alrededor de toda la curva, es necesario variar el ángulo Θ desde 0° hasta 360° ó 2π

$$\beta R \int_0^{2\pi} d\theta = \beta R (2\pi - 0) = \mu N i \quad 1.14$$

$$2\pi R \beta = \mu N i \quad 1.15$$

$$\beta = \frac{\mu N i}{2\pi R} \quad 1.16$$

Observando esta última expresión se nota que β depende de R y que éste varia de R_1 , a R_2 . Ahora bien, si el espesor del núcleo es mucho menor que las demás dimensiones de éste, o sea $d \ll R$, entonces R lo podemos convertir en un radio medio sin que se pierda mucha precisión, el cual se puede encontrar de la siguiente manera

$$R_m = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad 1.17$$

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores - la densidad de flujo se convertirá, según la ecuación 1.16, - en.

$$\beta = \frac{\mu N i}{2\pi R_m} \quad 1.18$$

Como $2\pi R_m = l_m$, entonces.

$$\beta = \frac{\mu N i}{l_m} \quad 1.19 \quad N i = \frac{l_m}{\mu} \beta \quad 1.20$$

Como $\beta = \frac{\phi}{A}$, la ecuación anterior se convertirá en:

$$N i = \left(\frac{l_m}{A \mu} \right) \phi \quad 1.21$$

En esta última ecuación $N i$ tomará el nombre de fuerza magnetomotriz (Fmm). El término $l_m / A \mu$ será lla-

mado reluctancia (\mathcal{R}).

Con la introducción de éstas nuevas variables, la ecuación inmediatamente anterior se podrá escribir como

$$F_{mm} = \mathcal{R} \phi \quad 1.22$$

que representa la ley de ohm para circuitos magnéticos, que, haciendo una analogía con los circuitos eléctricos, la fmm - equivale a la fuerza electromotriz V , \mathcal{R} equivale a la resistencia R y ϕ es análogo a la corriente i .

El circuito magnético en estudio se puede representar, basado en la ley de ohm para circuitos magnéticos, de la siguiente manera:

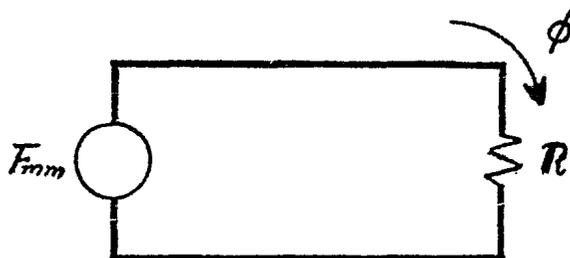


Figura 1.9 Modelo de un circuito magnético sencillo

Sabemos por lo anteriormente expuesto que la reluctancia se puede representar en términos de la permeabilidad como

$$\mathcal{R} = \frac{l_m}{\mu A} \quad 1.23$$

o sea que la reluctancia depende de las dimensiones del núcleo y de la permeabilidad magnética del material empleado.-

A mayor permeabilidad se tendrá menor reluctancia. Es bueno aclarar que la permeabilidad magnética del material no es -- constante respecto a la excitación (solamente es constante -- cuando el medio es el vacío, siendo su valor $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Webers x (Amp-Vuelta)⁻¹ x m⁻¹), por lo que también dejará de ser constante la reluctancia.

Tratando de encontrar una mayor facilidad para el -- cálculo de las variables magnéticas, expresaremos la densidad- de flujo magnético encontrada anteriormente como

$$\beta = \mu \left(\frac{Ni}{l_m} \right) \quad 1.24$$

Ahora se definirá la variable magnética H como la in tensidad magnética, siendo su expresión

$$H = \frac{Ni}{l_m} \quad 1.25$$

entonces

$$\beta = \mu H \quad 1.26$$

Si la ecuación 1.24 la expresamos como

$$Ni = \left(\beta / \mu \right) l_m \quad 1.27$$

y la ecuación 1.26 como

$$H = \frac{\beta}{\mu} \quad 1.28$$

entonces, reemplazando 1.28 en 1.27 tenemos:

$$Ni = H l_m \quad 1.29$$

Esta última ecuación es muy utilizada en el cálculo de circuitos magnéticos.

1.6 TRANSFORMADOR IDEAL

El transformador ideal es aquel que no tiene pérdidas en cualquiera de sus componentes, o sea, es imaginario ya que en la realidad no se encuentran dispositivos o aparatos que presenten ausencia de pérdidas durante el tiempo de funcionamiento.

Este transformador se puede representar mediante un diagrama de bloques como vemos a continuación: en la figura 1.10



Figura 1.10 Diagrama de bloques de un transformador ideal

Apreciando el diagrama de bloques se ve que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, por lo que se tiene una ausencia de pérdidas.

El estudio de este transformador es importante debido a que nos dará una amplia visualización cuando nos introduzcamos al estudio del transformador real o práctico.

Para tener un transformador ideal es necesario suponer ciertas idealizaciones de sus componentes, tanto del núcleo como en sus enbobinados, las cuales enunciaremos a continuación.

- La permeabilidad del núcleo es constante y no varia

durante el proceso de transferencia de energía, presentándose así una ausencia del fenómeno de histéresis.

- La permeabilidad del núcleo es muy grande, o sea, $\mu \rightarrow \infty$. Con éste valor de μ desaparece la reluctancia ($\mathcal{R} = 0$)
- Las líneas de flujo magnético producidas por los bobinados, cuando por éstos circula una corriente, se encuentran totalmente encerrados en el núcleo.
- No existen corrientes parásitas en el núcleo
- Los bobinados no tienen resistencia
- Se desprecian todas las capacitancias que puedan existir en el transformador.

Teniendo en cuenta todas las consideraciones anteriores, nos dispondremos a encontrar las relaciones que se dan en este transformador. Para ello tomamos como base el transformador ideal de la figura 1.11 que a continuación aparece

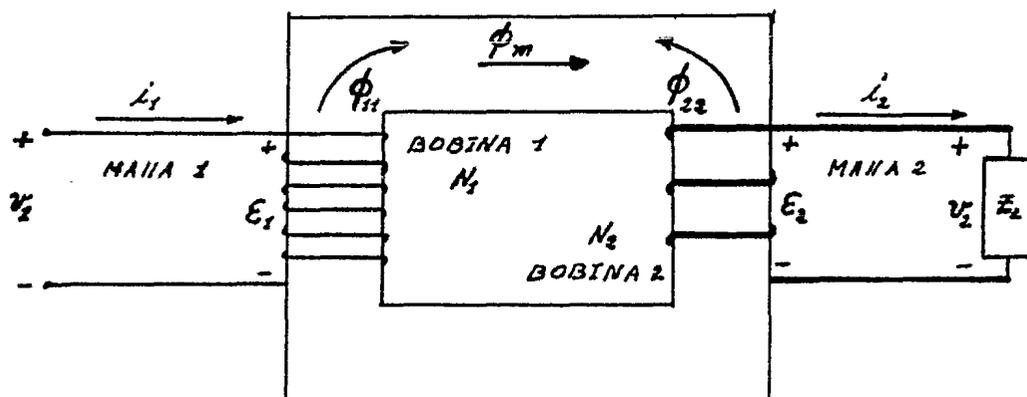


Figura 1.11 Esquema de un transformador mono-fásico ideal

$\underline{V_1}$	Voltaje aplicado a las terminales del primario
$\underline{V_2}$	Voltaje aplicado a las terminales del secundario
$\underline{i_1}$	Corriente eléctrica en el primario
$\underline{i_2}$	Corriente eléctrica en el secundario
$\underline{E_1}$	Fuerza electromotriz inducida en las terminales de la bobina primaria
$\underline{E_2}$	Fuerza electromotriz inducida en las terminales de la bobina secundaria
$\underline{N_1}$	Número de vueltas del primario
$\underline{N_2}$	Número de vueltas del secundario
$\underline{\phi_{11}}$	Flujo producido por el enbobinado primario
$\underline{\phi_{22}}$	Flujo producido por el enbobinado secundario
$\underline{\phi_m}$	Flujo mutuo dentro del núcleo del transformador

En la figura 1.11 el flujo ϕ_{22} se opone al flujo ϕ_{11} , pero conservan la misma dirección. Como consecuencia de esto, el flujo total encerrado en el núcleo, será la resta de ϕ_{11} con ϕ_{22} a la que llamaremos flujo mutuo.

$$\phi_m = \phi_{11} - \phi_{22} \quad 1.30$$

Para encontrar la relación de voltaje procedemos de la siguiente manera.

En la malla del primario en la figura 1.11 tenemos.

$$V_1 = E_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \quad 1.31$$

Para la malla del secundario

$$V_2 = E_2 = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \quad 1.32$$

Si se divide la ecuación 1.31 entre la 1.32 entonces

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 \frac{d\phi_m}{dt}}{N_2 \frac{d\phi_m}{dt}} = \frac{N_1}{N_2} \quad 1.33$$

Definiendo la relación de transformación como ---
 $N_1/N_2 = \alpha$ la ecuación anterior se puede escribir como -

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{E_1}{E_2} = \alpha \quad 1.34$$

Para encontrar la relación de corrientes recurrir_e
 mos al circuito magnético del transformador de la figura -
 1.11, el cual podemos modelar de la siguiente manera

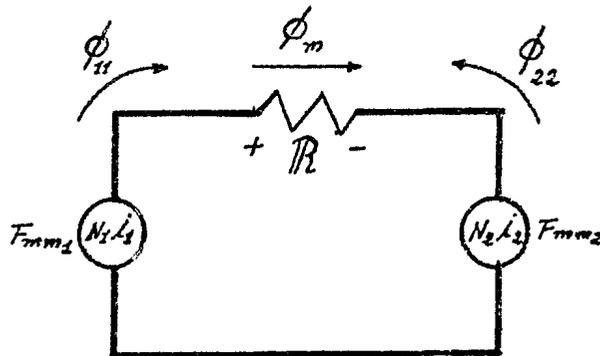


Figura 1.12 Modelo del circuito magnético del transformador ideal de la figura 1.11

La ecuación de malla del circuito magnético de la -
 figura 1.12 es

$$F_{mm1} - \mathcal{R} \phi_m - F_{mm2} = 0 \quad 1.35$$

$$N_1 \dot{i}_1 - \mathcal{R} \phi_m - N_2 \dot{i}_2 = 0 \quad 1.36$$

Como $\mu \rightarrow \infty$, entonces $\mathcal{R} = \frac{l}{\infty A}$, por lo que $\mathcal{R} = 0$
 Reemplazando éste valor en la ecuación 1.36 tenemos

$$N_1 \dot{i}_1 - (0) \phi_m - N_2 \dot{i}_2 = 0 \quad 1.37$$

$$N_1 \dot{i}_1 - N_2 \dot{i}_2 = 0 \quad 1.38$$

$$N_1 \dot{i}_1 = N_2 \dot{i}_2 \quad 1.39$$

$$\frac{\dot{i}_1}{\dot{i}_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad 1.40$$

$$\frac{\dot{i}_1}{\dot{i}_2} = \frac{1}{N_1/N_2} \quad 1.41$$

$$\frac{\dot{i}_1}{\dot{i}_2} = \frac{1}{a} \quad 1.42$$

Si se mira de la fuente hacia el transformador, veríamos una impedancia que sería igual a

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} \quad 1.43$$

De las ecuaciones 1.34 y 1.42 se saca el valor de v_1 e i_1 respectivamente.

$$v_1 = a v_2 \quad 1.44$$

$$i_1 = \frac{1}{a} i_2 \quad 1.45$$

Reemplazando las ecuaciones 1.44 y 1.45 en 1.43 tenemos

$$Z_1 = \frac{a v_2}{\frac{1}{a} i_2} \quad 1.46$$

$$Z_1 = \frac{a^2 v_2}{i_2} \quad 1.47$$

De la figura 1.11 podemos ver que $Z_2 = Z_L$ es la relación del voltaje de salida V_2 y la corriente de carga ó de salida i_2 como se percibe en la siguiente ecuación

$$\frac{V_2}{i_2} = Z_2 = Z_L \quad 1.48$$

Ahora bien, si se reemplaza la ecuación 1.48 en la ecuación 1.47 entonces

$$Z_1 = a^2 Z_2 \quad 1.49$$

Con todo lo anteriormente escrito hemos relacionado las condiciones de voltajes, corrientes e impedancias del circuito primario, con el secundario en un transformador --- ideal.

El transformador ideal se representa o simboliza de la manera como se muestra en la figura 1.13

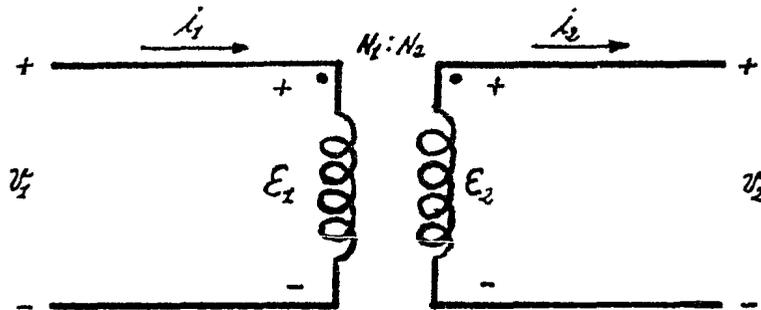


FIGURA 1.13

Las partes oscuras que aparecen en la parte superior de la figura 1.13, son las marcas de polaridad del --- transformador que indican los lados del transformador que --- tiene igual signo (+ ó -) de voltaje en un tiempo determi--- nado, sin que necesariamente se tenga que dar la informa--- ción de la forma en que están enrollados los embobinados, --- en el núcleo del transformador.

Existen dos tipos de polaridad que son: sustracti-

va y aditiva como mostramos en la figura 1.11

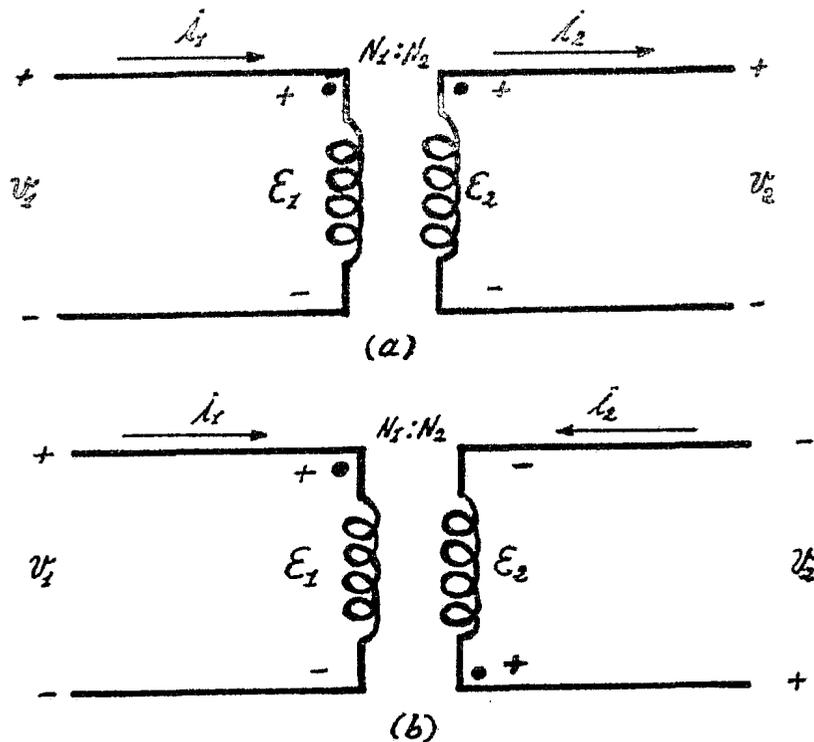


Figura 1.14 Tipos de polaridad en un transformador ideal monofásico, (a) polaridad sustractiva, (b) polaridad aditiva

De acuerdo a la carga que se coloque se obtendrá un factor de potencia dado, el cual relacionará los voltajes y corrientes de éste, a través de un diagrama fasorial de acuerdo a la polaridad que el transformador tenga

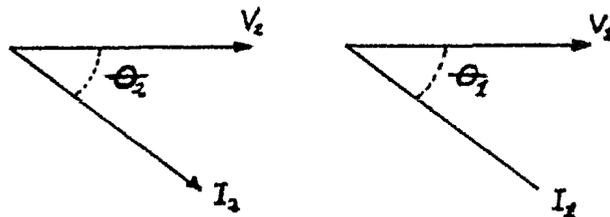


Figura 1.15 Defasamiento del voltaje y la corriente en un transformador monofásico ideal para una carga inductiva y polaridad sustractiva

El diagrama de la figura 1.15 es correcto cuando se tiene una polaridad sustractiva y una carga inductiva - con factor de potencia $f_p = \text{coseno } \Theta_2$

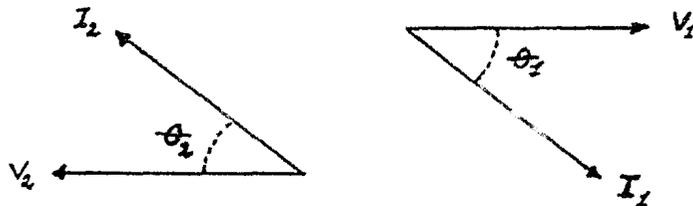


Figura 1.16 Defasamiento del voltaje y la corriente en un transformador monofásico -- ideal para una carga inductiva y polaridad - sustractiva

El diagrama de la figura 1.15 es correcto para una polaridad sustractiva y una carga inductiva con factor de potencia $\text{coseno } \Theta_2$. Similarmente el diagrama de la figura 1.16 sirve para una polaridad Aditiva y una carga inductiva con factor de potencia $\text{coseno } \Theta_2$. Análogamente se procede para cargas capacitivas y resistivas, obteniéndose sus diagramas fasoriales correspondientes.

1.7 TRANSFORMADOR REAL

El transformador real es aquel que genera pérdidas o produce pérdidas en sus componentes durante el tiempo de funcionamiento. Este transformador queda representado a través de un diagrama de bloques como se muestra en la figura 1.17

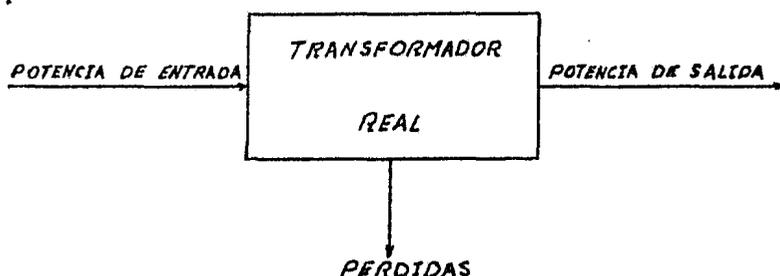


Figura 1.17 Diagrama de bloques de un transformador real

En el diagrama anterior se observa que la potencia de entrada ya no es igual a la potencia de salida únicamente, sino que, es igual a la suma de la potencia de salida más las pérdidas del transformador en funcionamiento.

Las diferencias entre las características ideales supuestas para el transformador de la sección 1.6 y las realmente existentes en el transformador real práctico, vienen dadas principalmente en la utilización de un núcleo no ideal, sino el empleo de un núcleo compuesto por un material real. Este material (del núcleo real) utilizado en el transformador práctico, es principalmente un material ferromagnético, el cual estudiaremos detalladamente en la parte correspondiente a pérdidas en el núcleo del transformador.

Las diferencias entre el transformador real e ideal, deberán incluirse dentro de un grado mayor o menor de exactitud en el desarrollo del circuito equivalente, teniendo en cuenta que su conducta sea lo más aproximada posible a la del transformador real y facilitar así el análisis de su funcionamiento.

A continuación mencionaremos las características - del transformador real.

- La permeabilidad del núcleo no es constante durante el proceso de transferencia de energía, -- presentándose el fenómeno de histéresis
- La permeabilidad del núcleo tiene valores finitos, haciéndose necesaria una corriente no despreciable para establecer el flujo. Además la reluctancia es diferente de cero
- No todo el flujo magnético se encuentra dentro del núcleo ferromagnético. Existen fugas de líneas o flujos de dispersión.
- Existen corrientes parásitas en el núcleo debido al flujo variable con el tiempo que se encuentra dentro de él y a la resistencia eléctrica que el material de dicho núcleo presenta.
- La resistencia eléctrica de los embobinados no es despreciable.
- En el funcionamiento del transformador también se presentan fenómenos capacitivos, los que serán despreciados en nuestro análisis por ser poco significativos a bajas frecuencias, las cuales son manejadas en transformadores de potencia que son el objetivo de nuestro estudio.

Apoyado en las características anteriores se desarrollará un esquema de un transformador real en el que se incluirán la mayor parte de éstas características (Figura 1.18).

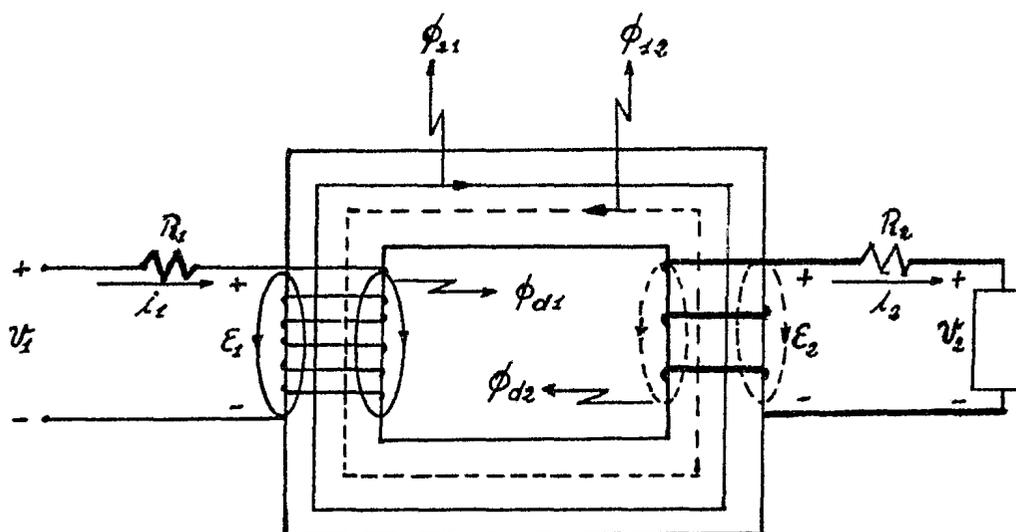


Figura 1.18 Esquema de un transformador monofásico real

Las variables $V_1, V_2, L_1, L_2, E_1, E_2, N_1, N_2, \phi_{11},$ y ϕ_{22} son las definidas en el transformador ideal, además:

- R_1 resistencia del devanado primario
- R_2 resistencia del devanado secundario
- ϕ_{21} flujo producido por el embobinado que se encuentra dentro del núcleo
- ϕ_{12} flujo producido por el embobinado 2 que se encuentra dentro del núcleo
- ϕ_{d1} flujo de dispersión del embobinado 1
- ϕ_{d2} flujo de dispersión del embobinado 2.

En la figura 1.18, como se observo, hemos representado el flujo producido por el embobinado 1 con líneas continuas y el producido por el devanado 2 con líneas discontinuas.

También en este transformador se puede apreciar --

que, el flujo mutuo cambia de expresión con respecto al transformador ideal.

$$\phi_m = \phi_{21} - \phi_{12} \quad 1.50$$

y que

$$\phi_{11} = \phi_{d1} + \phi_{21} \quad 1.51$$

$$\phi_{22} = \phi_{d2} + \phi_{12} \quad 1.52$$

Puesto que la trayectoria del flujo de dispersión se encuentra principalmente en el aceite (transformadores de potencia sumergidos en aceite), este flujo y la tensión por él inducida, variarán linealmente con la corriente.

El efecto sobre el circuito primario (también para el secundario) es el mismo que el del flujo en cualquier parte de la línea que conduce el primario del transformador y puede simularse asignando una inductancia de dispersión o bien una reactancia de dispersión. Para esto imagínese que:

1° La bobina primaria y secundaria carecen de flujo de dispersión y no producen más flujo que ϕ_{21} y ϕ_{12} respectivamente, los cuales se encuentran íntegramente dentro del núcleo como se ve en la figura 1.19.

2° En serie con la bobina 1 existe otra bobina que produce al circular una determinada corriente, el flujo ϕ_{d1} que tal corriente produci-

ría en la principal. Análogamente se coloca una bobina en serie con la bobina 2 que produzca ϕ_{d2} cuando pasa una determinada corriente por ella.

Esta separación aporta la ventaja de poner en evidencia que el flujo ϕ_m se refiere a un circuito magnético, donde μ y \mathcal{R} no son constantes, mientras que ϕ_{d1} y ϕ_{d2} pueden considerarse prácticamente fuera del circuito magnético y dentro del circuito eléctrico como se presenta en la figura 1.19.

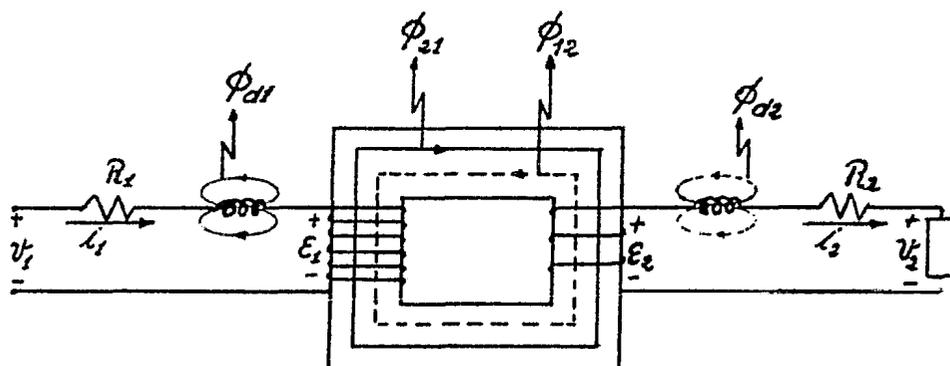


Figura 1.19 Esquema de un transformador monofásico real al cambiar sus flujos de dispersión por una inductancia constante.

A la bobina representativa del flujo de dispersión se le puede asignar una inductancia constante (L_d).

Para separar las dos bobinas en el análisis anterior se ha utilizado el concepto de flujos de dispersión. También se pudo haber utilizado el concepto de inductancia propia y mutua, pero se considera que el análisis hecho presenta ventajas, ya que la inductancia de dispersión es substancialmente constante. Mientras que las inductancias propias y mutuas varían con la saturación del núcleo.

Haciendo un resumen acerca de las características del transformador real consideradas hasta ahora, se puede decir que solamente hemos tenido en cuenta los flujos de dispersión y la resistencia de los embobinados.

Ahora bien, cuando consideramos que μ es finita, -- trae como consecuencia una fuerza magnétomotriz en el núcleo -- diferente de cero, por lo que tenemos que requerir una corriente de magnetización para establecer flujo en el núcleo. Incorporando éste cambio al transformador de la figura 1.18, lo hacemos conectando una inductancia que llamaremos L_m (X_m), -- en la forma como se muestra en la figura 1.20.

Por último, nos falta la inclusión de las características de saturación y histéresis que presenta el material ferromagnético del núcleo, así como las corrientes parásitas. Esto lo hacemos agregando una resistencia que llamaremos r_m en paralelo con la inductancia L_m como se muestra en la figura 1.20

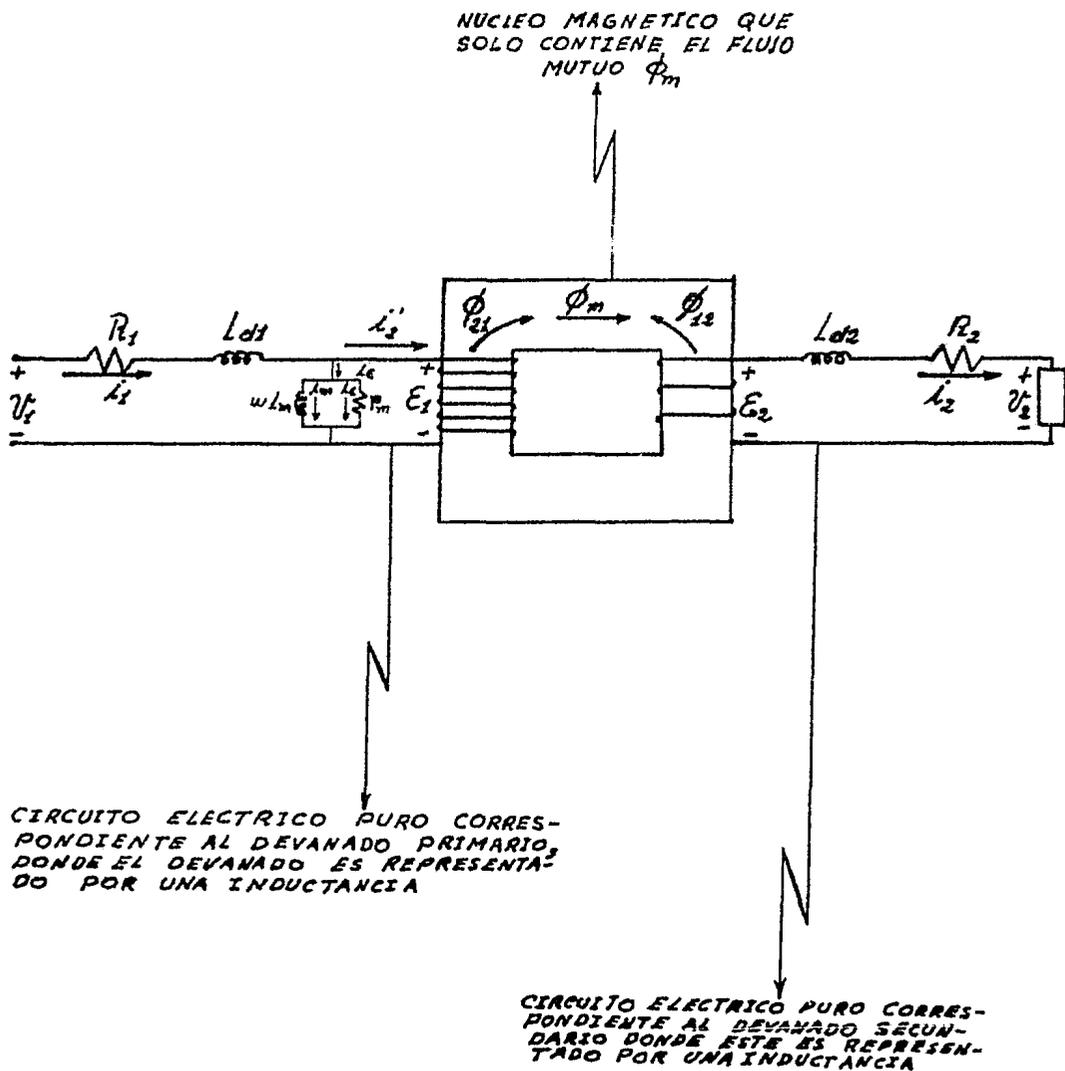


Figura 1.20 Transformador monofásico real incluyendo los efectos de magnetización, histéresis y corrientes parásitas ausentes en el transformador de la figura 1.19

En la figura 1.20

- $\underline{L_{d1}}$ inductancia de dispersión debido a ϕ_{d1}
- $\underline{L_{d2}}$ inductancia de dispersión debido a ϕ_{d2}
- $\underline{i_e}$ corriente de excitación.
- $\underline{i_m}$ corriente de magnetización
- $\underline{i_c}$ corriente que produce pérdidas en el núcleo.

En la figura 1.20 la corriente de excitación está formada por $\dot{I}_m + \dot{I}_c$. Esta corriente es la necesaria para establecer el flujo en un circuito magnético. En un circuito de corriente alterna, la corriente de excitación está formada por dos componentes: la corriente magnetizante que no suministra corriente activa alguna, sino que proporciona sencillamente la fuerza magnétomotriz requerida por la curva de saturación normal y la componente de histéresis y corrientes parásitas que en unión de la tensión aplicada suministra la potencia necesaria consumida por las pérdidas debido a la histéresis y corrientes parásitas.

También en la figura 1.20 se puede observar que la relación de transformación ya no es v_1/v_2 , sino que viene dada por $E_1/E_2 = N_1/N_2 = a$.

Aplicando las relaciones de transformación (vistas en la sección 1.6) al transformador ideal de la figura 1.20 podemos eliminar éste quedándonos un circuito eléctrico puro como mostramos en la figura 1.21

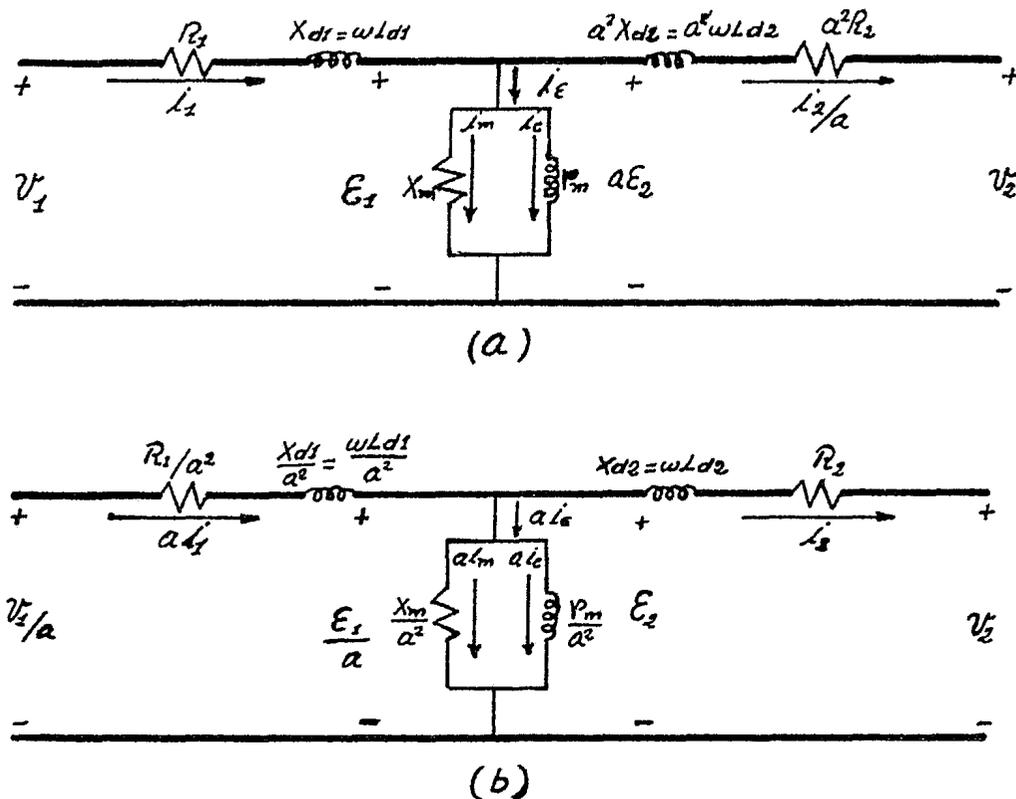


Figura 1.21 Circuito equivalente de un transformador real de núcleo ferromagnético, (a) - referido al primario, (b) referido al secundario

Es de aclarar que éste circuito equivalente -- del transformador de núcleo ferromagnético, ha sido modelado para condiciones de operación en estado estable y excitación senoidal, ya que la mayoría de los transformadores de potencia operan bajo estas condiciones. Además dicho circuito representa con suficiente aproximación, las condiciones terminales de éste transformador, operando en las condiciones antes mencionadas.

Cuando la corriente de excitación es pequeña -- comparada con la corriente que suministra el transformador

donde en una cantidad del 2% al 4% como generalmente ocurre en los transformadores de potencia, la rama de derivación puede moverse a los extremos modificándose los circuitos de la figura 1.21 como se muestra en la figura 1.22

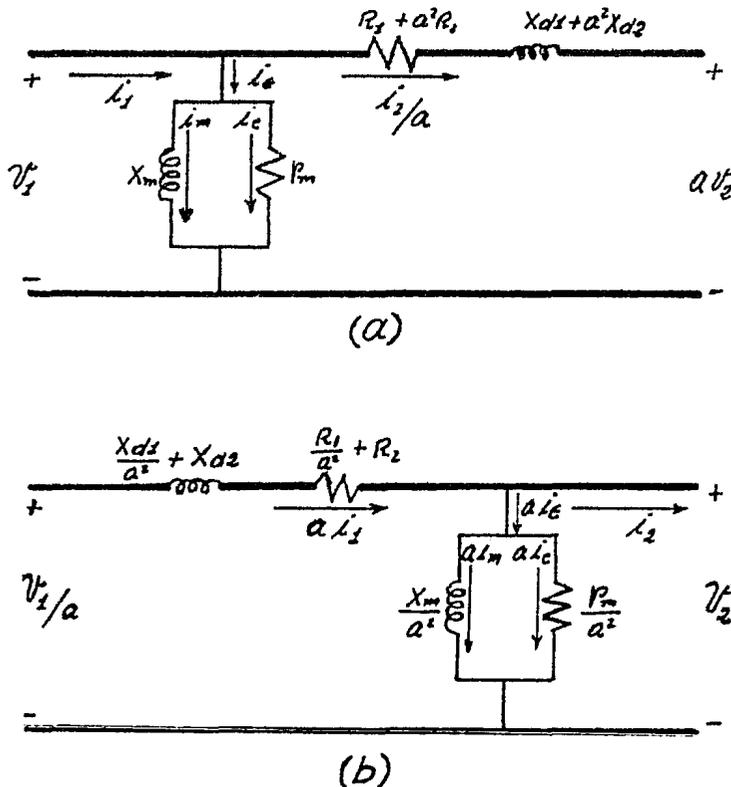


Figura 1.22 Circuito equivalente de un transformador cuando su corriente de excitación es pequeña (2% al 4%) comparada con la corriente que suministra el transformador, (a) referido al lado 1, (b) referido al lado 2.

Con todo lo dicho anteriormente acerca del transformador, es suficiente para el objetivo de nuestro estudio. Se ha omitido el diagrama fasorial, la regulación de voltaje, etc, por considerarse fuera de nuestro objetivo.

En los circuitos equivalentes estudiados anteriormente se pudo observar que las pérdidas solo se llevan a cabo en R_1 , R_2 y R_m . Las pérdidas efectuadas en R_1

así como en R_2 se encuentran en los embobinados disipándose en forma de calor y, las pérdidas en Γ_m son las que se llevan a cabo en el núcleo. En el siguiente capítulo profundizaremos más acerca de las pérdidas.

C A P I T U L O 2

PERDIDAS Y EFICIENCIA EN LOS TRANSFORMADORES

1.1 NATURALEZA Y CUANTIFICACION DE LAS PERDIDAS

Antes de entrar al estudio de las pérdidas, nosotros consideraremos que en la realidad un transformador lo podemos operar, desde vacío hasta un poco más allá de sus condiciones de plena carga, sin que éste sufra efectos que lo puedan perjudicar notablemente. En el rango de ésta operación se presenta un gran número de pérdidas, en las que algunas pueden ser más significativas que otras. Así mismo algunas de estas pérdidas varían de acuerdo al punto de operación.

Para una mayor facilidad en el estudio de las pérdidas, clasificaremos a éstas en tres grupos diferentes que son: (a) pérdidas en el núcleo, (b) pérdidas en los devanados o bobinas y (c) pérdidas adicionales.

Las dos primeras forman el grupo más significativo de las pérdidas totales en el transformador. Las adicionales engloban todas aquellas pérdidas que son diferentes a las del núcleo y devanados, las cuales forman el grupo menos importante de las pérdidas totales en el transformador.

Una gran mayoría de autores desprecian este conjunto de pérdidas adicionales, considerando solamente las pérdidas en el núcleo y los devanados, ya que las adicionales son sensiblemente más bajas comparadas cuantitativamente con las del núcleo y devanados. Otros autores consideran a las pérdidas adicionales dentro de un porcentaje de las pérdidas totales a-

plena carga, como lo vemos en seguida.

Pérdidas en el núcleo	15% a 40 %-
Pérdidas en los devanados	50% a 80 %-
Pérdidas adicionales	3% a 20 %-

Estos valores se tomaron considerando el 100% a las pérdidas de plena carga.

Analizando el rango de las pérdidas adicionales vemos -- que éstas pueden ser significativas, de acuerdo al valor que tomen de éste rango en un instante dado.

Debido a que ésta tesis está guiada a los transformadores de potencia sumergidos en aceite, se ha considerado importante hacer un estudio lo más amplio posible de las pérdidas adicionales, pues cualquier porcentaje de éstas por insignificante que este sea, representa un gasto de potencia significativo en la fuente de alimentación.

La naturaleza de las pérdidas en un transformador son eléctricas y magnéticas. Las pérdidas en el núcleo son de naturaleza magnética y la de los devanados de naturaleza eléctrica. Las adicionales comprenden ambas naturalezas.

a) PERDIDAS EN EL NUCLEO

Las pérdidas en el núcleo del transformador son causadas -- por el fenómeno de histéresis y corriente parásitas. Estas serán estudiadas a continuación.

a.1) PERDIDAS POR HISTERESIS

Para describir el fenómeno de histéresis (que se presenta en los materiales utilizados para la construcción del núcleo de los transformadores) con una mayor facilidad estudiaremos un poco las propiedades magnéticas que tiene la materia.

El magnetismo es una propiedad de la materia así como la masa, carga eléctrica, etc, el cual tiene su origen en el movimiento de los electrones y en los momentos magnéticos permanentes de los átomos y electrones. En los átomos que componen un material sólido los electrones tienen un movimiento de rotación y otro de traslación alrededor del núcleo, por lo que cada átomo tiene un campo magnético asociado a él como mostramos en la figura 2.1 al que llamaremos campo magnético atómico.

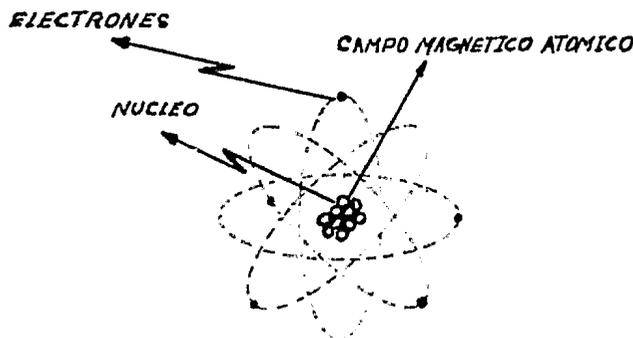


Figura 2.1 Campo magnético asociado a un átomo.

Cuando un material es excitado por un campo magnético exterior éste campo puede sufrir modificaciones. Ahora bien, de acuerdo a la modificación que sufre dicho campo externo -- los materiales magnéticamente se pueden clasificar en: DIAMAGNETICOS, PARAMAGNETICOS, ANTIFERROMAGNETICOS, FERRIMAGNETICOS Y FERROMAGNETICOS.

Los materiales diamagnéticos al ser excitados, por el campo exterior sus campos magnéticos atómicos se oponen al campo exterior en forma débil resultando una magnetización negativa. El diamagnetismo no es importante en las aplicaciones de ingeniería.

Los materiales paramagnéticos se caracterizan, por tener un campo magnético atómico no muy fuerte, el cual al ser excitado por un campo exterior se alinea en su dirección resultando una magnetización positiva pero en forma débil.

En los materiales antiferromagnéticos, al ser excitados por un campo exterior, el mismo número de campos magnéticos atómicos orientados en la dirección del campo, se orientan en sentido inverso proporcionándose así una cancelación de los campos magnéticos atómicos.

Cuando a los campos magnéticos atómicos se les aplica un campo magnético exterior, se orientan en forma opuesta entre sí, pero existe un campo magnético neto en la dirección del campo exterior, por esto el material recibe el nombre de ferrimagnético.

Los materiales ferromagnéticos son los más importantes para nuestro objetivo ya que llegan a magnetizarse fuertemente en la dirección del campo magnético exterior, es por esto que son exclusivamente utilizados en la construcción de núcleos para transformadores. Seguidamente estudiaremos las características de éstos materiales.

Las propiedades de los materiales ferromagnéticos son: (1) llegan a magnetizarse fuertemente en la misma dirección del campo magnético donde están colocados. (2) la densidad de flujo en los materiales ferromagnético varía en forma no lineal con la intensidad magnética, con excepción de pequeños rangos donde la variación es lineal y (3) los materiales magnéticos presentan fenómenos de saturación, histéresis y retentividad.

Para explicar la fuerte magnetización de éstos materiales en el sentido del campo magnético externo, recurriremos a la teoría de los DOMINIOS MAGNETICOS expuesta por WEISS en 1907.

Un dominio magnético es una pequeña zona del material ferromagnético, donde los campos magnéticos atómicos en un número de 10^{12} átomos, se alinean en un mismo sentido constituyendo a la zona en un pequeño imán. Estas zonas alcanzan un alto grado de alineamiento magnético, a pesar de la tendencia desordenada de los movimientos térmicos de los átomos, debido a que en ellas ocurre una forma especial de interacción entre los átomos adyacentes, llamada ACOPLAMIENTO POR INTERCAMBIO (El acoplamiento por intercambio es un efecto puramente cuántico, y no puede explicarse en términos de la física clásica), acoplándose los campos magnéticos atómicos en un rígido paralelismo. Si la temperatura del material ferromagnético se eleva sobre un cierto valor crítico llamado TEMPERATURA DE CURIE, el acoplamiento interatómico repentinamente desaparece y los materiales se vuelven simplemente paramagnéticos. Evidentemente el ferromagnetismo es una propiedad no solamente del átomo o ión individual, sino también de la interacción de cada átomo o ión con sus vecinos en la red cristalina del sólido.

Cada dominio es una entidad separada, o sea, es independiente de los demás que lo circundan. En una muestra no imantada de material ferromagnético esos dominios se disponen de manera aleatoria. Como lo indica la figura 2.2. Si observamos dicha figura vemos que si sumamos los dominios magnéticos el campo magnético neto para dicho material ferromagnético será cero.

DIRECCION DEL CAMPO
MAGNETICO DEL DOMINIO

ZONA DEL DOMINIO
MAGNETICO

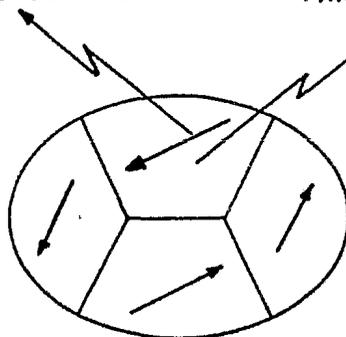


Figura 2.2 Muestra de un material ferromagnético no magnetizado.

Ahora bien, cuando excitamos el material ferromagnético por medio de un campo exterior, éste se magnetiza produciendo un fuerte campo magnético neto en la misma dirección del campo exterior. El campo magnético neto se debe a que en los dominios del material ocurren dos fenómenos: El primero es, que la orientación del campo de los dominios gira de tal manera que trata de orientarse con el campo. Este giro es proporcional a la intensidad del campo como mostramos en la figura 2.3

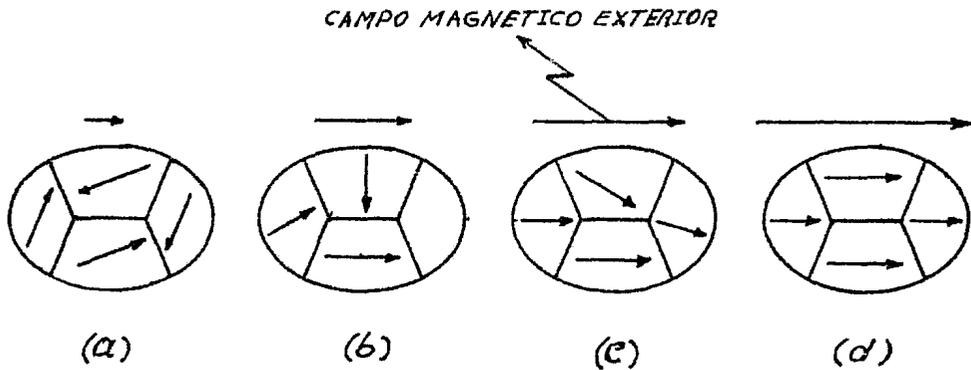


Figura 2.3 Material ferromagnético excitado por un campo magnético externo en el que sus dominios magnéticos se orientan por rotación.

El segundo fenómeno se basa en el crecimiento progresivo del dominio más favorable a la dirección del campo externo, a costa de los dominios menos favorables cuando aumentamos el campo magnético externo, lo que mostramos en la figura 2.4. Es de anotar que, en éste último fenómeno se requiere menos energía para magnetizar al material.

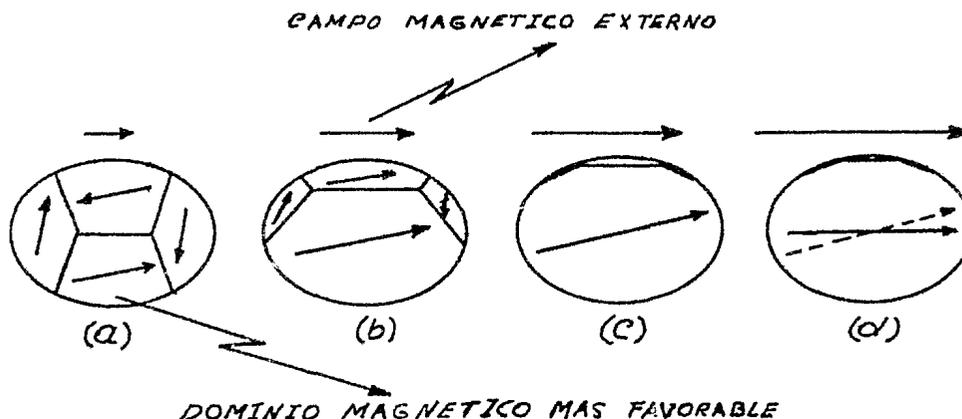


Figura 2.4 Magnetización de un material Ferromagnético debido al crecimiento de su dominio más favorable.

Como lo podemos comprobar, el resultado de magnetizar un material ferromagnético, a través de un campo exterior, es la producción de un campo magnético en el material, que refuerza al campo exterior.

Después de haber descrito el por qué de la fuerte magnetización de los materiales ferromagnéticos en la dirección - del campo excitante, nos dispondremos a estudiar el fenómeno - de histéresis.

Físicamente el fenómeno de saturación se puede comprender observando la figura 2.5.. En ésta podemos apreciar - que por mucho que aumentemos el campo magnético exterior no se orientan más dominios simplemente porque todos están orientados. En la figura 2.4. (d) podemos decir que por mucho que aumentemos el campo exterior, no se obtendrá más crecimiento del dominio más favorable, debido, a que éste ha crecido en su máximo esplendor. En ésta situación se dice que el material está saturado.

También el fenómeno de saturación se puede describir

en base a que, en los materiales ferromagnéticos la densidad de flujo varia en forma no lineal con la intensidad magnética como lo veremos a continuación.

En el capítulo I se ha señalado que la permeabilidad del material ferromagnético no es constante, sino que -varía con la excitación aplicada al núcleo de la manera como se muestran en la figura 2.5.

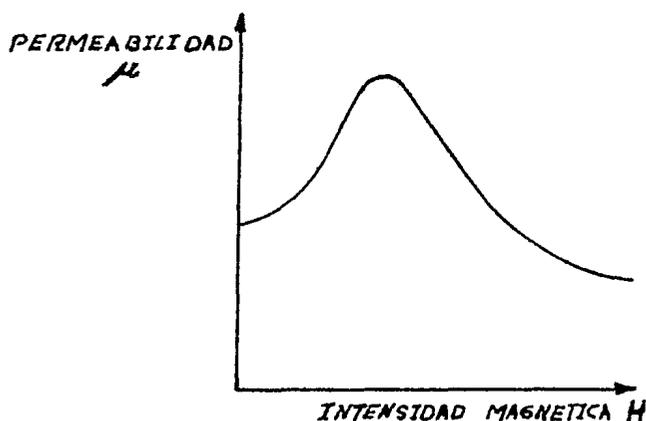


Figura 2.5 Curva μ versus H para un material ferromagnético.

Esta variación de la permeabilidad hace que la reluctancia de los materiales ferromagnéticos no sea constante, sino que varía con la excitación aplicada (excepto en un campo limitado a las pequeñas densidades de flujo).

Ahora bien, la variación de la reluctancia con la excitación aplicada hace que el flujo magnético y la fuerza magnetomotriz aplicada no sean proporcionales de acuerdo con la

ecuación 1.22. Cuando la fuerza magnetomotriz (f.m.m.) aumenta, la proporción del aumento del flujo se reduce a medida -- que el material se acerca a la saturación.

La relación entre la f.m.m. y el flujo no se puede -- expresar mediante una fórmula matemática sencilla, sino que -- es necesario representarla por medio de la llamada curva de -- imanación, saturación o magnetización la cual ilustramos en -- la figura 2.6.

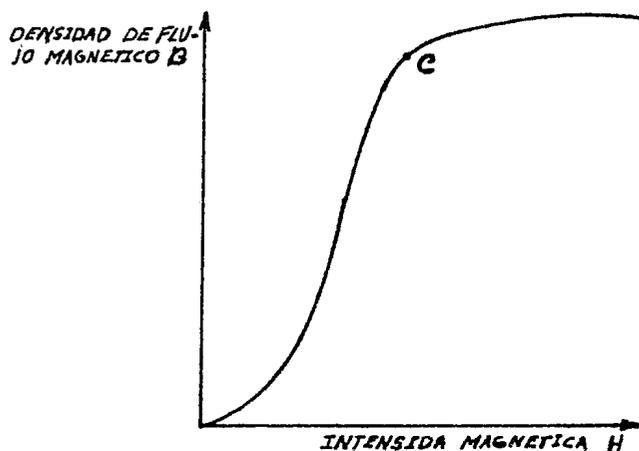


Figura 2.6 Curva de saturación para un material ferromagnético.

La relación existente entre la orientación de los dominios magnéticos y la curva de saturación la podemos ver en la figura 2.7 utilizando el concepto de magnetización, -- por crecimiento del dominio más favorable al campo externo.

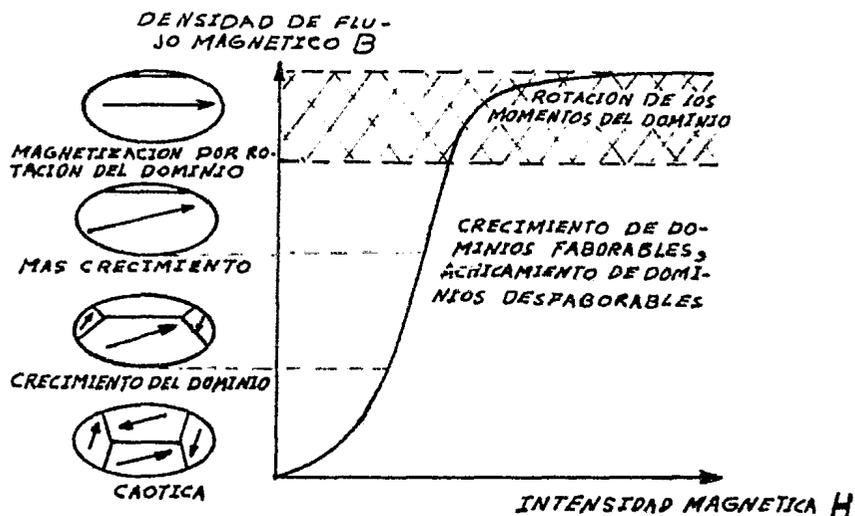


Figura 2.7 Crecimiento y rotación de dominios en un material ferromagnético y - la curva asociada de magnetización B en función de H .

La curva de saturación da casi siempre las propiedades magnéticas de los materiales ferromagnéticos referidas a un cubo de arista igual a la unidad, tomándose la densidad de flujo como ordenada y la f.m.m. por unidad de longitud como - abscisa.

Analizando la curva de la figura 2.6 podemos observar que más allá del punto C, el flujo aún con grandes aumentos de la f.m.m. solo crece lentamente.

Ahora bien, si a partir del estado representado por un punto cualquiera de la curva normal de saturación, digamos C, se hace disminuir progresivamente la fuerza de imanación,-

los valores de la densidad de flujo para un valor cualquiera de la fuerza magnetizante son mayores que los que tomaba -- cuando ésta crecía a partir de cero. Esto es debido al re-- tardo con que los cristales magnéticos dejan de conservar -- las posiciones adquiridas.

Para una explicación más sencilla del fenómeno de - histéresis nos auxiliaremos de la figura 2.8, para lo cual - seguiremos los valores que tomc H en dicha curva.

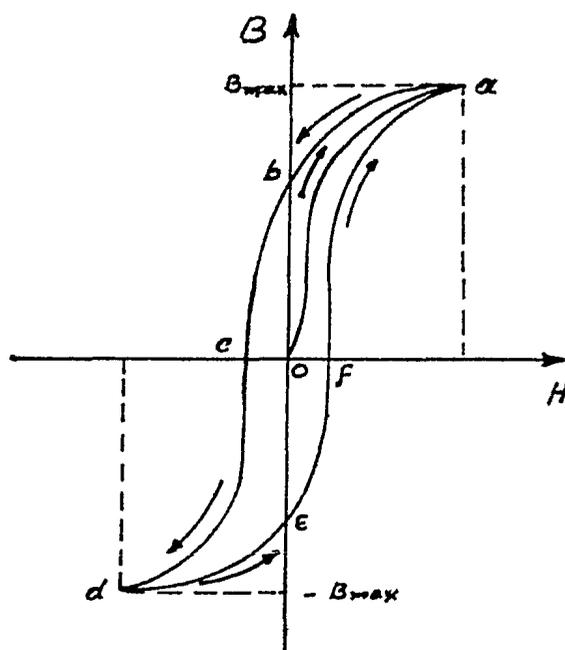


Figura 2.8 Ciclo de histéresis de un material ferromagnético.

La curva OA es la normal de saturación. Ya estando en el punto A, si nosotros disminuimos H hasta llegar a cero, B, tomará el valor OB que se llama remanencia.

Si a partir de O incrementamos H en forma negativa -

hasta el valor OC. Entonces B tomará el valor de cero. Al - valor OC se le denomina fuerza coercitiva. Si se continua au mentando H en forma negativa hasta llegar al valor OD', B tomará el valor de $-B_{\text{máx}}$ que en magnitud es igual a $B_{\text{máx}}$.

Ya estando en D, si nosotros aumentamos H en forma - positiva hasta llegar a cero, B tomará el valor de OE que es la remanencia negativa de la curva.

Si H toma valores positivos nuevamente hasta llegar a OF (fuerza coercitiva), B tomará el valor de cero.

Si seguimos incrementando H hasta llegar al valor OA', B tomará el valor $B_{\text{máx}}$ cerrándose el ciclo en el punto A.

Analizando el proceso podemos ver que B queda siempre retardado con relación a H, a éste retardo se le da el nombre de histéresis (histéresis que en griego quiere decir retardo) - y al ciclo anterior se le da el nombre de ciclo de histéresis.

Resumiendo podemos decir que la curva de magnetiza-- ción de los materiales ferromagnéticos, no regresan sobre si- mismas al aumentar y después disminuir la corriente magnetiza- dora y como el voltaje que la produce es alterno, aumentará - y disminuirá cíclicamente la corriente creándose así el ciclo de histéresis.

Es necesario aclarar que la forma del ciclo de histé- resis depende del material de que se trate y del tratamiento-

magnético a que esté sometido. Solo después de haber invertido varias veces el sentido del campo magnetizante el ciclo adquiere su forma definitiva.

Para hacer que el hierro siga el ciclo de histéresis se requiere un consumo de energía que se traduce en pérdidas. Estas pérdidas por histéresis son proporcionales al área limitada por el ciclo de histéresis, la que deduciremos a continuación, para así cuantificar las pérdidas por histéresis a través de ésta área.

Para nuestro objetivo partiremos de la expresión matemática que nos da la energía absorbida y entregada por un campo magnético presente en un material ferromagnético, tomando en cuenta que, para crear un campo magnético tiene que emplearse energía en una u otra forma. Esta energía es almacenada por el campo magnético y la totalidad o parte de ella, es regresada a su fuente inicial o convertida en otras formas útiles cuando se cambia o destruye el campo magnético.

$$W' = \int H \, d\beta \quad 2.1$$

Donde W es la energía almacenada o entregada por el campo magnético por unidad de volumen.

Si W es de signo positivo la energía será almacenada por el campo magnético. Si W es negativa entonces la energía será entregada por el campo magnético.

En base a la ecuación 2.1 veamos lo que ocurre en el ciclo de histéresis de la siguiente figura.

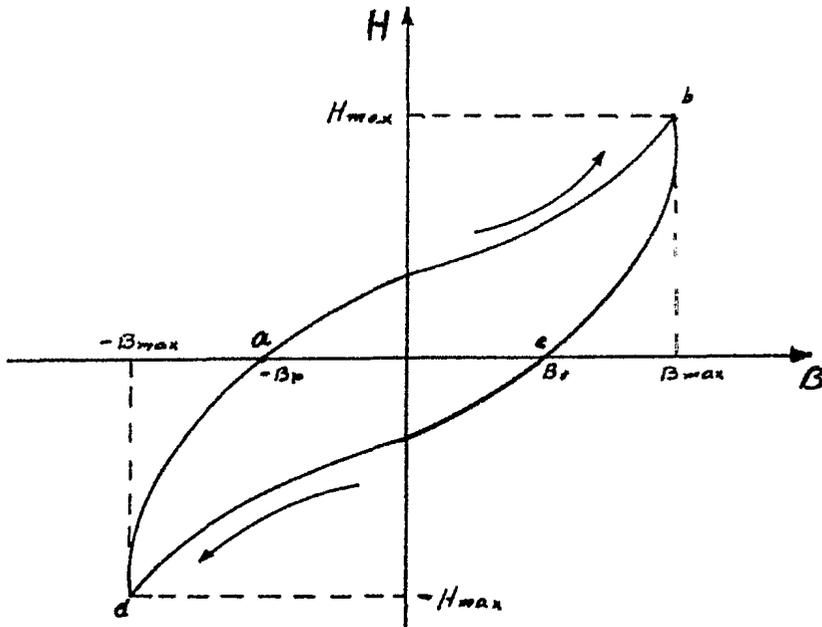


Figura 2.9 Ciclo de histéresis de un material ferromagnético con sus ejes cambiados

Comparando ésta figura con la figura 2.8 observamos que es el mismo anillo de histéresis, solo que, en ésta última hemos cambiado los ejes para una mayor comprensión de la expresión 2.1. Esta expresión nos da el área bajo la curva de B vs H de la figura 2.9.

Para calcular la energía total absorbida o entregada por el campo magnético procedemos de la siguiente manera.

Analizando la curva desde a hasta b tenemos que

$$W_{ab} = \int_{-B_r}^{B_{max}} H d\beta \quad 2.2$$

donde W_{ab} es positiva debido a que H es positiva y el límite superior es mayor que el inferior, por lo que la energía es absorbida.

Cuando vamos de b hasta c tenemos que

$$W_{bc} = \int_{B_{max}}^{B_r} H d\beta \quad 2.3$$

donde W_{bc} es negativa porque el límite inferior es mayor que el superior y H es positiva, por lo que la energía es entregada.

Cuando vamos de c a d tenemos que

$$W_{cd} = \int_{B_r}^{-B_{max}} H d\beta \quad 2.4$$

donde W_{cd} es positiva porque el límite inferior es mayor que el superior y H es negativa, por lo que la energía es absorbida.

Cuando vamos de d hasta a tenemos que

$$W_{da} = \int_{-B_{max}}^{-B_r} H d\beta \quad 2.5$$

donde W_{da} es negativa porque el límite inferior es menor que el superior y H es negativa, luego entonces la energía es entregada.

El proceso anterior es mostrado detalladamente en la figura 2.10. Si nosotros en ésta figura res-

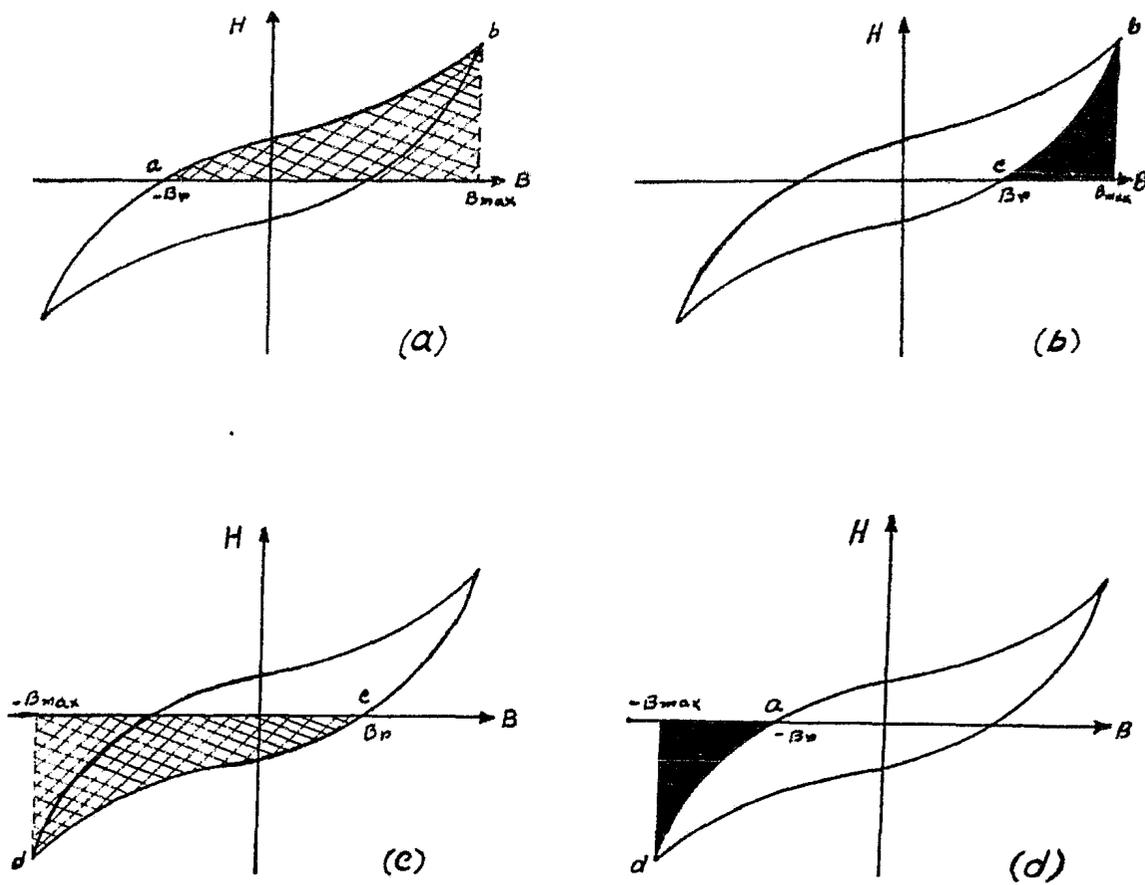


Figura 2.10 Pérdida de histéresis por ciclo de magnetización de un material-ferromagnético.

tamos a las áreas rayadas, las áreas sombreadas nos quedará un área rayada limitada por el ciclo de histéresis, donde - esta área nos representa las pérdidas por histéresis en el núcleo ferromagnético que se manifiestan en forma de calor.

$$W = W_{ab} + W_{bc} + W_{cd} + W_{da} \quad 2.6$$

$$W = \int_{-B_r}^{B_{max}} H d\beta + \int_{B_{max}}^{B_r} H d\beta + \int_{B_r}^{-B_{max}} H d\beta + \int_{-B_{max}}^{-B_r} H d\beta \quad 2.7$$

$$W = (\text{área del ciclo de histéresis}) \text{-----} 2.8$$

W representa las pérdidas de histéresis por unidad de va lumen en un ciclo o período.

Si nosotros quisieramos las pérdidas en un segun do entonces tendremos que multiplicar por la frecuencia.

$$P_h = f W \quad 2.9$$

P_h representa las pérdidas por unidad de volumen- y por segundo.

La expresión 2.9 nos dá el cálculo más aproximado de las pérdidas por histéresis en un material ferromagnéti- co.

Si nosotros quisiéramos las pérdidas totales de - histéresis en el núcleo por segundo entonces tendríamos -- que multiplicar la expresión 2.9 por el volumen total del- núcleo, quedándonos la siguiente expresión

$$P_h = f V W \quad 2.10$$

donde P_h son las pérdidas totales por unidad de tiempo y V el volumen total del núcleo.

Otra forma de calcular las pérdidas por histéresis, es utilizando la fórmula empírica de Steinmetz la cual se expresa como.

$$W = \eta (B_{max})^n \quad 2.11$$

donde η es el coeficiente de Steinmetz, que es una constante cuyo valor depende del material y del sistema de unidades utilizado. n es el exponente de Steinmetz que usualmente se supone con un valor de 1.6.

La expresión 2.11 tiene que ser usado con precaución porque, aún para el mismo material, los mismos valores de η y n no proporcionan resultados aproximados si la densidad de flujo varia en un amplio rango. Valores que son correctos para pequeñas densidades de flujo pueden no serlo para las grandes densidades de flujo. Además el valor de 1.6 propuesta originalmente por Steinmetz no es satisfactorio para muchas de las nuevas aleaciones de acero que han entrado en uso en los años recientes y que no existían en su época. La fórmula, sin embargo, es todavía muy útil en aplicaciones donde la pérdida de histéresis es conocida a una cierta densidad de flujo B_{max} y se requiere calcular la pérdida a otro valor de B_{max} en el mismo rango y -

quizás en otra frecuencia. Una ventaja importante de ésta fórmula es que es independiente de la forma de onda.

Las pérdidas en un segundo por unidad de volumen serán

$$P_h = \eta f (B_{max})^n \quad 2.12$$

Si nosotros quisieramos las pérdidas totales de histéresis en el núcleo por segundo entonces tendríamos -- que multiplicar la expresión 2.12 por el volumen total del núcleo, quedando la expresión

$$P_h = \eta f V (B_{max})^n \quad 2.13$$

donde P_h son las pérdidas totales por unidad de tiempo y V el volumen total del núcleo.

a.2) PERDIDAS POR CORRIENTES PARASITAS

Las corrientes parásitas aparecen debido a que el material ferromagnético del núcleo del transformador se comporta como un conductor (aunque su conductividad sea pequeña comparada con la del cobre), el cual está afectado por el flujo magnético que se encuentra dentro del núcleo del transformador.

Para explicar esto hacemos un corte transversal en el núcleo e imaginemos que la cara lateral que queda, ésta formada por anillos, conductores de pequeño espesor, encimados

uno a continuación del otro, hasta llenar toda la cara lateral de la sección transversal y en cuyo interior se encuentra el flujo variable con el tiempo (realmente hay un número infinito de anillos, cubriendo la sección transversal) como -- mostramos en la figura 2.11

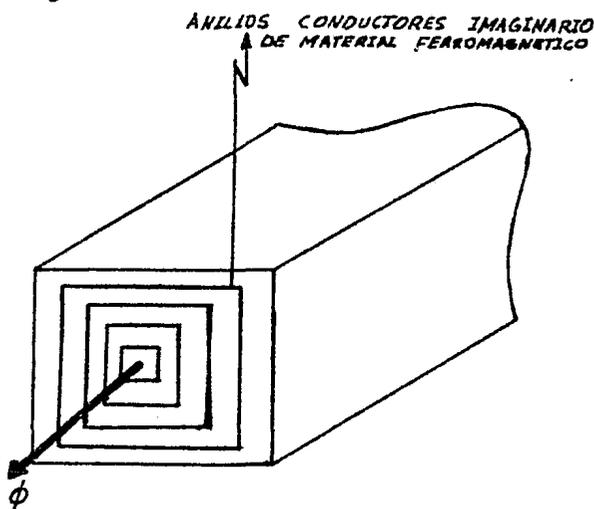


Figura 2.11 Corte transversal de un núcleo ferromagnético mostrando en su cara anillos conductores de corriente eléctrica

El flujo variable con el tiempo en el interior de cada anillo, hace que en éstos se induzca una fuerza electromotriz. También sabemos que los anillos tienen resistencia finita debido al material ferromagnético. Entonces -- por cada uno de estos anillos (representados por su circuito equivalente en la figura 2.12) circulará una corriente las cuales llamamos corrientes parásitas o de remolino como mostramos en la figura siguiente

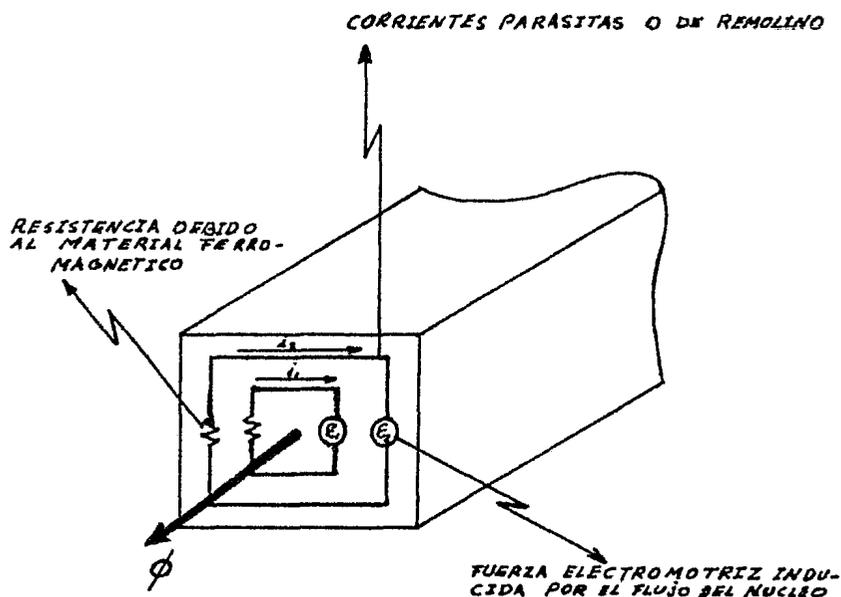


Figura 2.12 Modelo de los circuitos eléctricos que se forman en cada anillo de la cara transversal del núcleo de la figura 2.11

La dirección de éstas corrientes deben ser de tal forma que produzcan un flujo contrario, hacia donde esté creciendo el flujo confinado en el núcleo. Estas corrientes al pasar por las resistencias producen pérdidas por efecto joule que se traducen en calor.

Las corrientes parásitas hacen que las líneas de flujo magnético se trasladen hacia la orilla de la sección transversal (efecto superficial), haciendo que $B_{\text{máx}}$ no sea constante en la sección transversal. Este fenómeno no es importante para la cuantificación de las pérdidas por corrientes parásitas. En nuestro caso estudiaremos núcleos laminados, donde el efecto superficial es despreciable al cuantificar éstas pérdidas y donde $B_{\text{máx}}$ se considera constante en la sección transversal de cada lámina debido, a que el espesor de éstas es muy pequeño comparado con las demás dimensiones. Un núcleo laminado lo mostramos en la siguiente figura

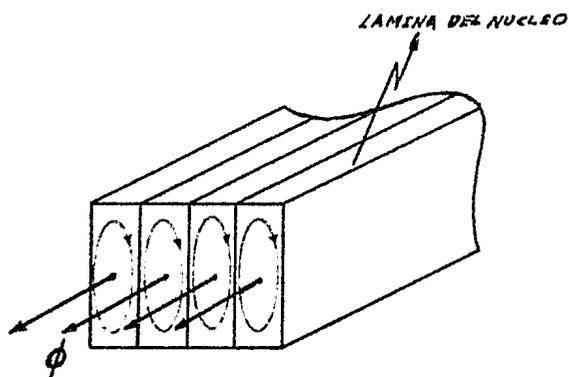


Figura 2.13 Núcleo ferromagnético laminado

En ésta figura podemos ver el efecto que tienen las laminaciones sobre las corrientes parásitas.

Para la cuantificación de las pérdidas por corrientes parásitas despreciando el efecto superficial nos basaremos en una láminas del núcleo la cual mostramos a continuación

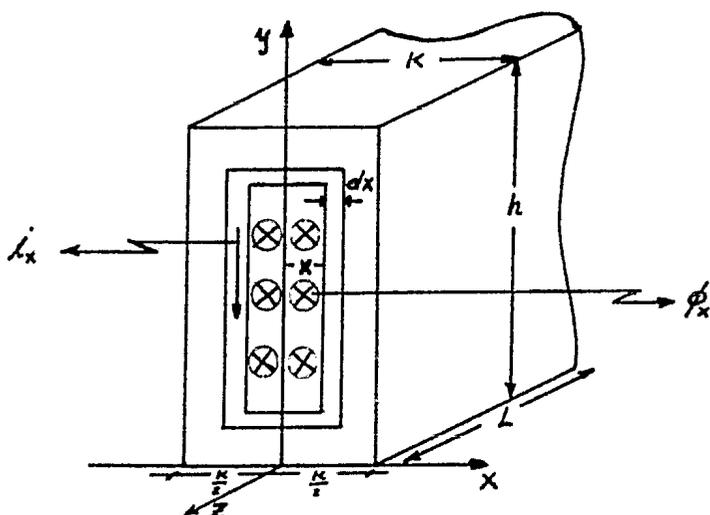


Figura 2.14 Lámina del núcleo ferromagnético de la figura 2.13

Las dimensiones de la lámina son h , L y k con h y L varias veces mayor que k (espesor de la lámina). Esto trae como consecuencia que el flujo sea uniformemente distribuido en sus sección transversal.

Consideremos una tira delgada en forma de un anillo rectangular dentro de la sección transversal de la lámina. - El anillo está colocado simétricamente con respecto al eje X y dX es el espesor de la tira. El anillo lleva una corriente i_x y encierra un flujo ϕ_x que es distribuido en un área de $2 \times h$ como mostramos en la figura 2.14

$$\phi_x = 2 \times h \cdot B_x \quad 2.14$$

donde B_x es la densidad de flujo magnético dentro del anillo.

El voltaje inducido en el anillo será

$$E_x = \frac{d\phi_x}{dt} = \frac{d(2 \times h \cdot B_x)}{dt} = 2 \times h \frac{dB_x}{dt} \quad 2.15$$

$$E_x = 2 \times h \frac{dB_x}{dt} \quad 2.16$$

ahora busquemos la resistencia del anillo la cual llamaremos R_x

$$R_x = \frac{\rho l_x}{a_x} \quad 2.17$$

en donde l_x es la longitud media del anillo, a_x es el área de la sección transversal del anillo perpendicular a la corriente y ρ es la resistividad del material ferromagnético.

Observando la figura 2.14 vemos que

$$l_x = 2h + 4x \quad 2.18 \quad 63$$

como $h \gg x$ entonces

$$l_x = 2h \quad 2.19$$

$$a_x = L dx \quad 2.20$$

reemplazando (2.19) y (2.20) en (2.17) tenemos

$$R_x = \frac{2h\rho}{Ldx} \quad 2.21$$

ahora bien, las pérdidas de potencia instantánea por efecto joule en el anillo debido a las corrientes parásitas serán

$$P_{e-a} = R_x i_x^2 = \frac{E_x^2}{R_x} \quad 2.22$$

reemplazando la ecuación (2.16) y (2.21) en (2.22) tenemos

$$P_{e-a} = \frac{2Lh}{\rho} \left(\frac{dB_x}{dt} \right)^2 x^2 dx \quad 2.23$$

Para encontrar las pérdidas de potencia instantánea por efecto joule en toda la lámina, lo hacemos integrando el lado derecho de la ecuación 2.23 con respecto a x y de 0 a $k/2$, como sigue

$$P_{e-L} = \frac{2Lh}{\rho} \left(\frac{dB_x}{dt} \right)^2 \int_0^{k/2} x^2 dx \quad 2.24$$

$$P_{e-L} = \frac{2Lh}{\rho} \left(\frac{d\beta_x}{dt} \right)^2 \left[\frac{x^3}{3} \right]_0^{k/2} = \frac{2Lh}{\rho} \left(\frac{d\beta_x}{dt} \right)^2 \frac{k^3}{24}$$

$$P_{e-L} = \frac{kLh}{12\rho} \left(\frac{d\beta_x}{dt} \right)^2 k^2 \quad 2.25$$

Si M es el número de láminas que tiene el núcleo, entonces las pérdidas de potencia instantánea por efecto joule en todo el núcleo ferromagnético serán

$$P_{e-N} = \frac{MKLh}{12\rho} \left(\frac{d\beta_x}{dt} \right)^2 k^2 \quad 2.26$$

Observando ésta última ecuación podemos ver que KLh es el volumen total de una lámina. Entonces $MKLh$ será el volumen total del núcleo. En base a esto tendremos que las pérdidas de potencia instantánea por efecto joule y unidad de volumen en el núcleo serán

$$P_{e-N} = \frac{k^2}{12\rho} \left(\frac{d\beta_x}{dt} \right)^2 \quad 2.27$$

Para expresar éstas pérdidas en términos del voltaje inducido en el embobinado de excitación procedemos de la siguiente manera

$$E = N \frac{d\phi}{dt} \quad 2.28$$

como $\phi = AB$

$$E = N \frac{d(AB)}{dt} = NA \frac{dB}{dt}$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{E}{NA} \quad 2.29$$

donde N es el número de vueltas de la bobina de excitación y A es el área de la sección transversal del núcleo tomando en cuenta el factor de apilamiento.

Reemplazando la ecuación (2.29) en (2.27) tenemos -
que

$$P_{e-N} = \frac{K^2 E^2}{12 \rho (NA)^2} \quad 2.30$$

En las condiciones normales de operación en un transformador la caída de la resistencia y reactancia de dispersión, son pequeñas comparadas con el voltaje de alimentación. Debido a ésta condición podemos decir que, a un voltaje senoidal corresponde un flujo en el interior del núcleo también senoidal. Si el flujo es senoidal lo será el voltaje inducido en la bobina. Así nosotros podemos encontrar las pérdidas de potencia promedio por efecto joule y unidad de volumen a través de la siguiente expresión.

$$P_{e-N} = \frac{K^2}{12 \rho N^2 A^2} \frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt \quad 2.31$$

donde T es el período del voltaje inducido.

De la ecuación anterior sabemos que

$$\frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt = E_{ef}^2 \quad 2.32$$

reemplazando (2.32) en (2.31) tenemos la ecuación

$$P_{e-N} = \frac{K^2 E_{ef}^2}{12 \rho N^2 A^2} \quad 2.33$$

la cual no depende de la forma de onda ni de la frecuencia.

Si nosotros queremos encontrar estas pérdidas en función de la densidad de flujo, consideraremos que el voltaje inducido es senoidal como lo expusimos anteriormente.- En este caso la relación entre B y E_{ef} viene dada por -

$$E_{ef} = 4.44 f N A B_{max} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N A B_{max} \quad 2.34$$

reemplazando (2.34) en (2.33) tenemos que

$$P_{e-n} = \frac{\pi^2 B_{max}^2 f^2 k^2}{6 \rho} \quad 2.35$$

a.3) PERDIDAS TOTALES EN EL NUCLEO

Las pérdidas totales en el núcleo son la suma de las pérdidas por corrientes parásitas y al fenómeno de his téresis, por lo tanto para cuantificarlas simplemente suma mos las expresiones de las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas, lo que mostramos en seguida.

$$P_{hte} = P_h + P_{e-n} \quad 2.36$$

$$P_{hte} = f W + \frac{\pi^2 B_{max}^2 f^2 k^2}{6 \rho} \quad 2.37$$

Las pérdidas en el núcleo del transformador generalmente se consideran constantes ya que están en función del flujo confinado en el núcleo, y, éste es prácticamente constante (o varía en forma insignificante) cuando trabajamos al transformador desde vacío hasta plena carga. Para explicar que el flujo es prácticamente constante nos auxiliaremos de la figura 1.19 utilizando valores eficaces y el término de impedancia.

Cuando tenemos el transformador en vacío y aplicamos V_1 nominal, aparece un flujo en el núcleo debido a I_1 que llamamos $\phi_m = \phi_{21}$. E_1 difiere de V_1 debido a la caída de voltaje en la impedancia Z_1 que suele ser del 1% de V_1 - bajo estas condiciones, por lo que V_1 es prácticamente -- igual a E_1 . Si nosotros empezamos a dar carga al trans-- formador aparece la corriente I_2 la cual hace que crezca I_1 . Al crecer I_1 crecerá la caída en la impedancia Z_1 y E_1 disminuirá, si conservamos V_1 constante.

Pero si I_1 aumenta a su valor nominal, entonces - la caída en la impedancia Z_1 será del 3% al 5% de V_1 y E_1 disminuirá en forma insignificante, por lo que prácticamen-- te se considerará que V_1 es igual a E_1 .

Como podemos apreciar desde la condición de vacío hasta la de plena carga E_1 es prácticamente igual a V_1 y - como V_1 es constante E_1 lo será también.

Ahora bien, como ϕ_m es directamente proporcional- a E_1 , entonces ϕ_m no variará desde la condición de vacío - hasta la de plena carga, por lo que $B_{m\max}$ también será cons-- tante en este rango. Esto hace que las pérdidas en el nú-- cleo sean constantes dentro del funcionamiento normal del-- transformador.

Otro parámetro que influye en la variación de las pérdidas en el núcleo del transformador, aunque muy poco, - es la temperatura. Esto se debe a que las pérdidas por co-- rrientes parásitas e histéresis disminuyen con la tempera-- tura. Las pérdidas por corrientes parásitas disminuyen -- con la temperatura, debido a que al aumentar ésta, la re-- sistencia eléctrica del material ferromagnético aumenta -- trayendo consigo una disminución de las corrientes parási-- tas para un voltaje inducido constante, en cada uno de los anillos de la figura 2.12. Aquí omitiremos la explica--

ción de la disminución del anillo de histéresis con la temperatura, por considerar que ésto se hace a nivel molecular lo cual está fuera de nuestro alcance.

Las pérdidas en el núcleo también vienen tabuladas y graficadas en información que proporciona el fabricante de materiales ferromagnéticos empleados en la construcción de núcleos para transformadores. A continuación damos una de éstas gráficas como ilustración:

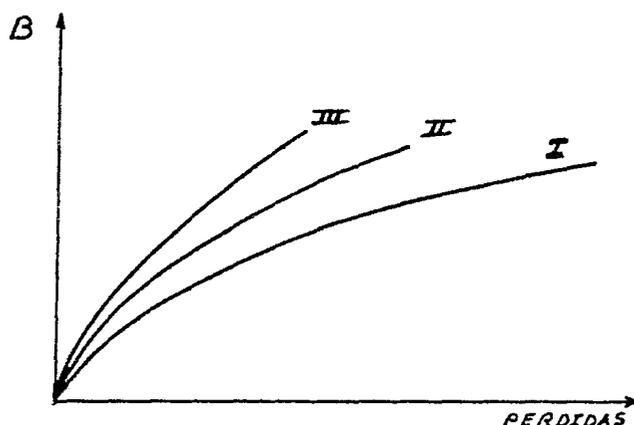


Figura 2.15 Curvas de pérdidas en acero de diferentes calidades, para transformadores

b) PERDIDAS EN LOS DEVANADOS O BOBINAS

Existen en los conductores de los devanados varias pérdidas causadas por distintos fenómenos, pero la pérdida más importante es la que se lleva a cabo por el efecto joule, debido al paso de la corriente de carga que circula a través de éstos devanados, incluso podemos decir sin temor a alejarnos mucho de la realidad, que son las más significativas generadas en un transformador.

Antes de comenzar nuestro análisis es bueno recordar por qué se produce el efecto joule.

La circulación de una corriente por un conductor: pone en juego una cierta energía eléctrica, que se transforma en calor. Esta energía es producto de la interacción entre los iones positivos y los electrones libres que componen la red cristalina del conductor. La energía de los electrones se transfiere a la red aumentando su energía vibracional. Esto conduce a un aumento de la temperatura y se constituye así el bien conocido efecto calorico de una corriente llamado efecto joule. El aumento de la temperatura debido a este efecto se traduce en pérdidas en forma de calor.

Las pérdidas por efecto joule en un conductor estan determinadas a través de la siguiente expresión

$$P = R I^2 \quad 2.38$$

donde R es la resistencia medida con corriente directa (c.d) en el conductor e I es el valor de la corriente eficaz a través de éste. Por lo tanto las pérdidas en los devanados de un transformador serán

$$P = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \quad 2.39$$

También es importante saber que la resistencia de todo conductor depende de los cuatro factores siguientes

- Tipo de material
- Longitud del conductor

- Area de la sección transversal
- Temperatura

La relación entre las tres primeras (teniendo en cuenta una temperatura invariable) con la resistencia la podemos ver a través de la siguiente expresión

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad 2.40$$

En la mayoría de los conductores, la resistencia se incrementa al elevarse la temperatura, debido al mayor movimiento molecular en el interior del conductor, que obstaculiza el flujo de la carga. En la figura 2.16 se indica que para el cobre (y la mayoría de los conductores metálicos) la resistencia se incrementa casi en forma lineal al elevarse la temperatura.

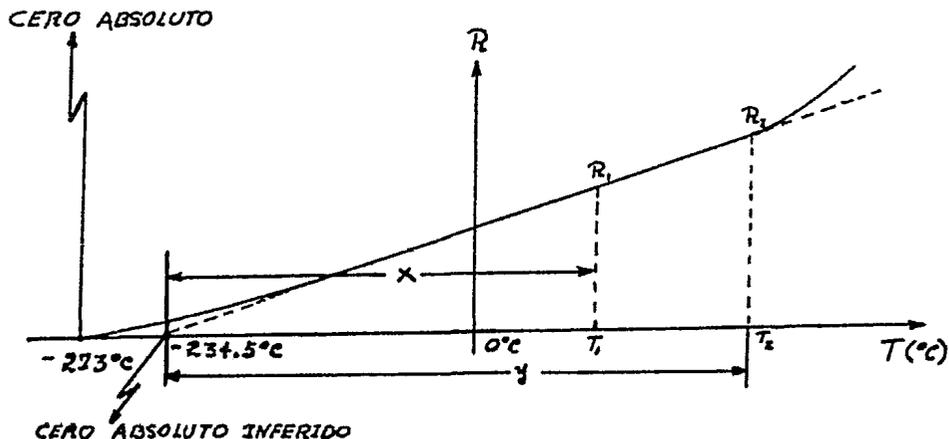


Figura 2.16 Efecto de la temperatura sobre la resistencia del cobre

Puesto que la temperatura puede tener efectos muy pronunciados sobre la resistencia de un conductor, es importante disponer de algún método para determinar la resistencia a cualquier temperatura dentro de límites operacionales. Se puede obtener una ecuación para éste fin al aproximar la-

curva de la figura anterior con la recta de puntos que intersecan a la escala de temperatura a -234.5°C . Aunque la curva real se extiende hasta el cero absoluto (-273.0°C), la línea recta de aproximación es muy precisa para la gama normal de temperaturas operacionales. A dos temperaturas diferentes t_1 y t_2 , la resistencia del cobre es R_1 y R_2 como se indica en la curva. Aprovechando una propiedad de los triángulos semejantes, podemos desarrollar una relación matemática entre los valores de las resistencias a diferentes temperaturas. Sea X igual a la distancia de -234.5°C a t_1 y Y la distancia de -234.5°C a t_2 como mostramos en la figura 2.16. A partir de triángulos semejantes tenemos que

$$\frac{X}{R_1} = \frac{Y}{R_2} \quad 2.41$$

o bien

$$\frac{234.5 + t_1}{R_1} = \frac{234.5 + t_2}{R_2} \quad 2.42$$

Con esta expresión podemos corregir la resistencia incluyendo la influencia de la temperatura. La temperatura de -234.5°C se denomina temperatura absoluta inferida del cobre.

La ecuación 2.41 se puede adaptar con facilidad a cualquier material, insertando apropiadamente la temperatura absoluta inferida. Por ende, se puede escribir.

$$\frac{T + t_1}{R_1} = \frac{T + t_2}{R_2} \quad 2.43$$

donde T es la temperatura absoluta inferida del material que se trate.

Si la ecuación anterior se somete a un proceso o desarrollo matemático, nosotros podemos escribirla como

$$R_2 = R_1 \left[1 + \frac{1}{T+t_1} (t_2 - t_1) \right] \quad 2.44$$

haciendo

$$\frac{1}{T+t_1} = \alpha_1$$

donde α_1 lo llamamos coeficiente de temperatura de la resistencia a una temperatura t_1 . Entonces

$$R_2 = R_1 \left[1 + \alpha_1 (t_2 - t_1) \right] \quad 2.45$$

Con éste desarrollo hemos cubierto los cuatro parámetros que pueden modificar la resistencia de los devanados del transformador mencionados anteriormente.

Es de aclarar que para el cálculo de las pérdidas en los devanados dadas por la relación (2.39), hemos despreciado los efectos superficiales y de proximidad, las cuales incluiremos en las pérdidas adicionales así como el efecto causado por los flujos dispersos que atraviesan a los conductores de las bobinas.

c) PERDIDAS ADICIONALES O INDETERMINADAS

Como ya hemos mencionado, las pérdidas consideradas anteriormente (en el núcleo y devanados), son en gran medida las pérdidas principales en un transformador. Más sin embargo, existen definitivamente otras pérdidas que en conjunto son de menor importancia. Estas pérdidas las llamaremos pérdidas adicionales o indeterminadas.

La profundidad con que trataremos el tema de éstas pérdidas obedece, a que en el campo real y práctico éstas son tomadas en cuenta en alguna medida durante el diseño del transformador (como lo hemos podido comprobar en la industria). Claro está, que como éstas forman un grupo, algunas de ellas son más importantes que otras debido a que son tomadas en cuenta durante el diseño con un mayor interés, las que incluiremos y trataremos durante nuestro estudio con un poco de más cuidado.

La cuantificación de éstas pérdidas es difícil por lo que muy pocas veces se encuentran expresiones matemáticas, que nos permitían obtener valores aproximados de éstas. Esto hace que para obtener un valor que éste cerca a la realidad tengamos que recurrir, a porcentajes de las pérdidas principales los cuales son obtenidos por lo general en forma empírica.

Aunque la cuantificación de éstas pérdidas sea difícil, conocer el fenómeno es importante ya que en algún instante puede llegar a ser un factor que nos ayude a construir un transformador más eficiente. A continuación describiremos éstas pérdidas.

c.1) PERDIDAS DIELECTRICAS

Los dieléctricos son aquellos materiales que al ser sometidos a la acción de un campo eléctrico sus átomos se convierten en dipolos debido, a la fuerte unión atómica --- existente entre sus electrones y protones, polarizandose así el material. Esto hace que idealmente no se presente el desplazamiento de electrones teniendose una ausencia total de corriente eléctrica. Esta situación la podemos ilustrar en la figura 2.17

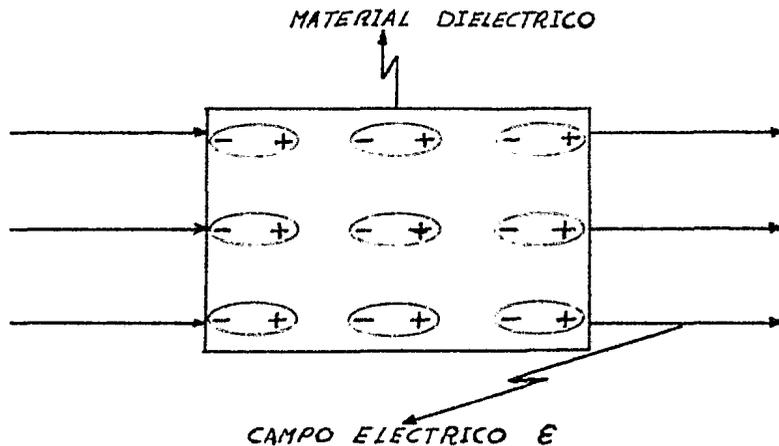


Figura 2.17 Polarización de un material dieléctrico en presencia de un campo --- eléctrico.

A los materiales dieléctricos también se les conoce como materiales aislantes.

Las pérdidas dieléctricas como su nombre lo indica se presentan en todos los materiales dieléctricos cuando se encuentran sometidos, a un campo eléctrico alternado producido por una diferencia de potencial alterna. Estas pérdidas son causadas por los fenómenos de histéresis o absorción dieléctrica y conducción de aislamiento. La histéresis dieléctrica es la causa que produce a la mayor parte de las pérdidas dieléctricas.

El fenómeno de histéresis dieléctrica se presenta siempre que un material dieléctrico se encuentre sometido a una diferencia de potencial alterna.

Ahora bien, tratando de entender en términos atómicos lo que ocurre en un dieléctrico cuando se encuentra colocado dentro de un campo eléctrico alternativo, nos auxiliaremos de la figura 2.18 donde se muestran los átomos de un dieléctrico orientados, en forma irregular cuando no están someti-

dos a un campo eléctrico (figura 2.18 (a)) y luego la orientación de los dipolos cuando aplicamos un campo eléctrico -- (figura 2.18 (b) y (c))

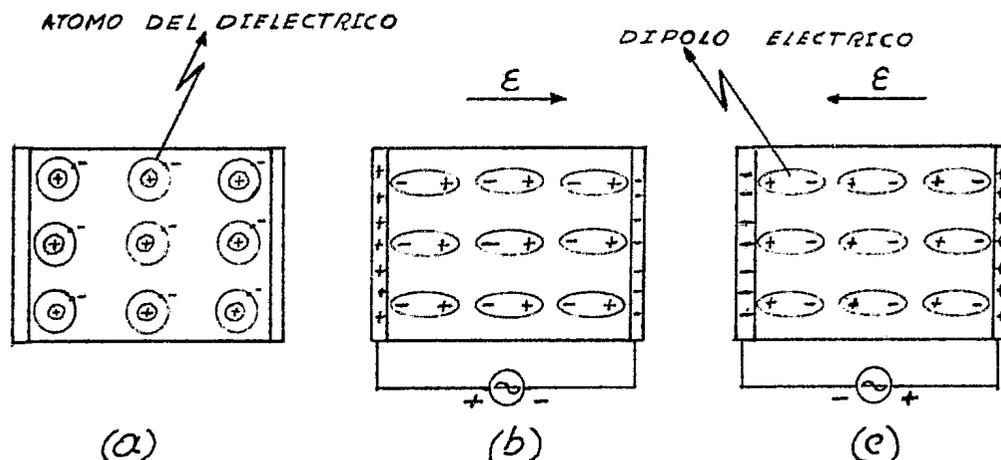


Figura 2.18 (a) Átomos con un momento de dipolo permanente mostrando su orientación irregular cuando no existe campo eléctrico externo (b) al aplicar un campo eléctrico se produce un alineamiento de los dipolos (c) Al cambiar de dirección el campo, cambian de orientación los dipolos.

Debido al campo eléctrico a que está sometido el dieléctrico los átomos adquieren un momento dipolar eléctrico permanente, ya adquirido éste momento dipolar eléctrico permanente, el mismo campo tiende a separar las cargas positivas de las negativas, en los átomos del dieléctrico alineando estos, así como se muestra en la figura 2.18 (b). Realmente el alineamiento no es completo como mostramos en la figura, sino parcial, debido a que los átomos están en constante agitación térmica aumentando el alineamiento cuando disminuye la temperatura, lo mismo que cuando aumentamos el campo eléctrico.

Como el campo eléctrico es alterno, al cambiar la dirección, los dipolos del dieléctrico (que estaban orientados con la anterior dirección del campo) tratan de se--

guir al campo, orientándose en la nueva dirección de éste - como se muestra en la figura 2.18 (c). Los dipolos tardarán un poco más que el campo en dejar su orientación adquirida anteriormente, es por ésto que se retrasa la orientación de los dipolos con respecto a la orientación del campo, por lo que se forma un anillo de histéresis analogo al que se presenta en los materiales ferromagnéticos visto con anterioridad.

Este anillo de histéresis produce pérdidas que son - proporcionales a su área, las cuales se traducen en calor - llamadas pérdidas por absorción dieléctrica o pérdidas por histéresis dieléctrica.

También las pérdidas por histéresis dieléctrica son similares a las que se producen en un capacitor (cuya capacitancia es c) cuando lo sometemos a una diferencia de potencial alterna. Debido a esta diferencia de potencial alterno circulará una corriente de carga por las terminales - del capacitor que disminuye rápidamente, a medida que crece el campo en el dieléctrico cargandose así el capacitor.

Cuando eliminamos la tensión y se cortocircuita el - capacitor, circulará una corriente de descarga que se anula con el tiempo puesto que el capacitor devuelve su carga y - la energía acumulada. Si las terminales del capacitor se - dejan abiertas, a menudo aparece una carga residual, lo que prueba que el campo dieléctrico no ha restituido toda su -- energía. En la realidad prácticamente ningún dieléctrico re gresa en su totalidad la energía que toma del circuito, por- que determinada cantidad la absorben los átomos polarizados- al girar en contra de su movimiento normal (reposo).

Al mismo tiempo que ocurre el fenómeno de histéresis- dieléctrica se presenta la conducción de aislamiento, de bien- dose a que los dieléctricos poseen una resistencia (que aun--

que muy alta es de valor finito), la que al estar sometida al voltaje alterno antes mencionado, produce una pequeña corriente a través de ella como mostramos en la figura 2.19. Esta corriente será proporcional a la diferencia de-

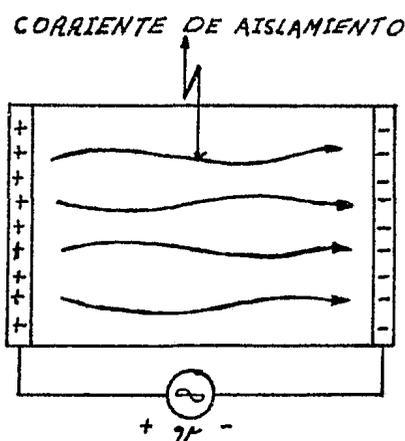


Figura 2.19 Corriente de conducción de aislamiento

potencial $V(t)$, e inversamente proporcional a la resistencia óhmica del dieléctrico de acuerdo a la ley de ohm. También dicha corriente que circula a través del dieléctrico consume potencia y desarrolla calor, en relación con el cuadrado de la corriente y en forma lineal a la resistencia, produciendo así las pérdidas por conducción de aislamiento.

Aunque las pérdidas más significativas son las de histéresis dieléctrica, el total es la suma de éstas más la de conducción de aislamiento.

Para cuantificar las pérdidas totales en cualquier dieléctrico procederemos de la siguiente manera.

Cuando un dieléctrico está sometida a una diferencia de potencial, el circuito eléctrico lo podemos modelar de la manera como se muestra en la figura 2.20

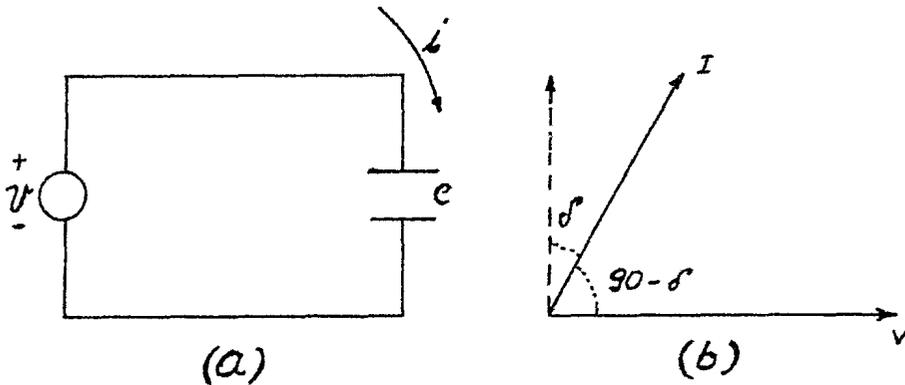


Figura 2.20 (a) Modelo del circuito de un dieléctrico sometido a una diferencia de potencial (b) Defasamiento entre la corriente y el voltaje cuando el capacitor es real

Como en los transformadores manejamos excitaciones senoidales, entonces supondremos que $v(t) = V_0 \sin 2\pi f t$. Ahora bien, si el capacitor fuese ideal la corriente estaría adelantada 90° con respecto al voltaje, lo que equivaldría a tener un dieléctrico libre de pérdidas. Cuando existe un dieléctrico real, la corriente esta adelantada al voltaje un ángulo de $90^\circ - \delta$, donde el ángulo δ es una medida de la pérdida de potencia en el dieléctrico. En base a lo anterior presentamos la pérdida de potencia en cualquier dieléctrico como

$$P_0 = \pi f V_0^2 \epsilon_r \tan \delta \quad 2.46$$

donde P_0 son las pérdidas totales en el dieléctrico, V_0 es el voltaje máximo aplicado al dieléctrico, f es la frecuencia del voltaje de la fuente, δ es el ángulo de defasamiento estudiado anteriormente y ϵ_r es la permeabilidad relativa del dieléctrico que depende de la estructura-

del material de éste.

La permitividad del dieléctrico varía con la temperatura y la frecuencia como mostramos en la figura 2.21

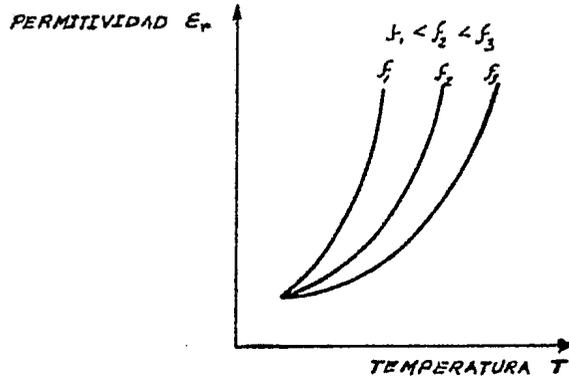


Figura 2.21 Dependencia de la permitividad ϵ_r con la temperatura y la frecuencia

La conducción de aislamiento y la histéresis dieléctrica, se presenta en un transformador debido a que los devanados de alta y baja tensión, baja tensión y tanque, alta tensión y tanque, las bobinas de los devanados, los conductores, etc, se encuentran separadas por dieléctricos -- los cuales están sometidos, a las diferencias de potencial alterno que existe entre los componentes del transformador antes mencionados.

Los aislantes o dieléctricos en un transformador -- pueden ser sólidos, líquidos y gaseosos. Para nuestro estudio que son los transformadores de potencia sumergidos en aceite, estos aislantes quedarán restringidos a sólidos y líquidos.

Los líquidos que se pueden utilizar en un transformador son como el aceite, pyranol, askarel, etc, pero para el objetivo de nuestro estudio utilizaremos solamente el aceite.

Los aislantes sólidos están formados fundamentalmente por los forros de los conductores, así como por el aislamiento entre bobinas y núcleo etc. Cuando veamos la reducción de pérdidas en los devanados informaremos acerca de los más utilizados en México.

Anteriormente vimos la cuantificación de las pérdidas para cualquier dieléctrico, ahora profundizaremos un poco más acerca de las pérdidas dieléctricas teniendo en cuenta los dieléctricos que forman parte del transformador. Para esto las dividiremos en: (1) pérdidas en los dieléctricos sólidos y (2) pérdidas en el aceite o dieléctrico líquido.

(1) En general las pérdidas dieléctricas en los aislantes sólidos se incrementan con el voltaje, temperatura, frecuencia, contenido de humedad e impurezas de diferentes compuestos, etc.

El total de las pérdidas en un aislante sólido seco sujeto a un campo uniforme lo podemos expresar como

$$P_s = g^2 a + g^2 f b \quad 2.47$$

donde

P_s	Total de pérdidas por pulgada cúbica
g	Gradiente de voltaje efectivo en volts por milésima de pulgada
a	Factor de pérdidas por conducción de aislamiento dependiendo del tipo de aislante, su temperatura y contenido de humedad
f	Frecuencia en ciclos por segundo
$b = CT^n$	Factor de pérdidas dieléctricas, donde T es la temperatura absoluta, C y n son constantes

En la expresión anterior el término $g^2 a$ representa las pérdidas por conducción de aislamiento y $g^2 f b$ las -- pérdidas por histéresis dieléctrica.

Cuando se supone que el aislante sólido está libre de humedad y que las pérdidas por conducción son despre-- ciables comparadas con las de histéresis dieléctrica, entonces la ecuación anterior se simplifica teniendose que--

$$P_s = g^2 f b = g^2 f c T^n \quad 2.48$$

Para un cable conductor sencillo de radio r_1 y un- aislamiento de radio r_2 , las pérdidas dieléctricas W en - watts por unidad de longitud pueden ser expresadas por la ecuación

$$W = g_1^2 f b 2\pi r_1^2 \ln \frac{r_2}{r_1} \quad 2.49$$

$$W = E^2 f b \frac{2\pi}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad 2.50$$

donde

$$g_1 = \frac{E}{r_1 \ln \frac{r_2}{r_1}} \quad 2.51$$

donde E es la tensión efectiva aplicada.

De lo visto anteriormente es importante el cálculo- del gradiente de voltaje (g) que se define como la rela-- ción del voltaje aplicada entre los extremos del dieléctri- co y su espesor. En la figura 2.22 ilustramos el gradien- te da cada uno de los dieléctricos mostrados.

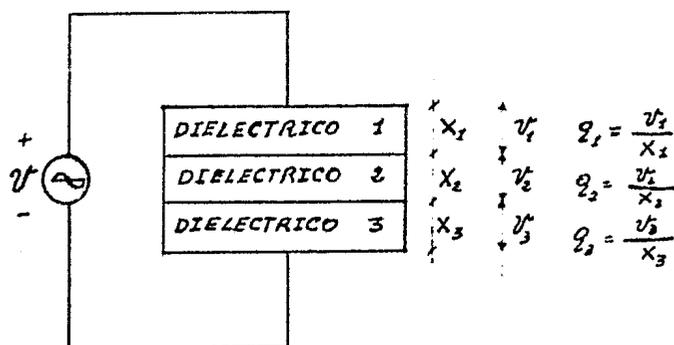


Figura 2.22 Gradiente de voltaje de 3 dieléctricos en serie sometidos a la tensión V

Cuando tenemos un número n de dieléctricos en serie como comúnmente ocurre en los transformadores y queremos encontrar sus respectivos gradientes de potencial, se puede utilizar la siguiente expresión, donde $n = k$

$$g_k = \frac{e}{E_k \left(\frac{X_1}{E_1} + \frac{X_2}{E_2} + \dots + \frac{X_k}{E_k} \right)} \quad 2.52$$

donde

- g_k Gradiente de voltaje del dieléctrico en volts por milésima de pulgada
 e Voltaje total aplicado en kilovolts
 X_k Espesor del dieléctrico k en pulgadas
 E_k Permittividad del dieléctrico k

Si deseamos obtener el gradiente entre dos cilindros concéntricos, éste puede ser calculado por la siguiente fórmula

$$g_x = \frac{0.434 E}{X \log \frac{R}{r}} \quad 2.53$$

en la cual

- G_x — Gradiente de voltaje en kilovolts por pulgada
 E — Volts efectivos
 X — Distancia x
 Algún punto de entre los cilindros en pulgadas
 R — Radio del cilindro mayor en pulgadas
 r — Radio del cilindro menor en pulgadas

Cuando tenemos dos conductores rectos paralelos de radio r separados de centro a centro por la distancia S y cuando $\frac{S}{r}$ es pequeño, el máximo gradiente está en la superficie del conductor y es

$$G_{max} = \frac{0.434 E_n}{r \sqrt{\frac{\frac{S}{2r} - 1}{\frac{S}{2r} + 1}} \log \left[\frac{S}{2r} + \sqrt{\left(\frac{S}{2r}\right)^2 - 1} \right]} \quad 2.54$$

Cuando $\frac{S}{r}$ es grande de 10 a 12 veces, la siguiente fórmula puede ser usada para obtener los gradientes de voltaje entre 2 conductores (que tienen el mismo radio) aislados con cintas y sumergidos en aceite

$$G_x = \frac{0.434 E_n}{X \epsilon_x \left[\frac{\log \frac{R}{r}}{\epsilon_1} + \frac{\log \frac{S}{R}}{\epsilon_2} \right]} \quad 2.55$$

donde

- G_x — Gradiente de voltaje en kilovolts por pulgada
 E_n — Mitad de kilovolts aplicados
 X — Cualquier distancia
 ϵ_x — Constante dieléctrica en el punto x
 R — Radio del aislamiento del conductor en pulgadas
 r — Radio del conductor desnudo en pulgadas.
 S — Espacio entre los centros del conductor
 ϵ_1 — Constante dieléctrico de la cinta del conductor
 ϵ_2 — Constante dieléctrico del medio entre los aislamientos

de los conductores

Cuando uno de los conductores está desnudo la fórmula conveniente es

$$g_v = \frac{0.434 E_n}{X \epsilon_x \left[\frac{\log \frac{R}{r}}{\epsilon_1} + \frac{\log \frac{S^2}{R r_0}}{\epsilon_2} \right]} \quad 2.56$$

donde r_0 es el radio del conductor desnudo.

(2) En el aceite las pérdidas dieléctricas dependen de muchos factores, pero principalmente éstas aumentan con el cuadrado del voltaje y con la primera potencia de la temperatura como ilustramos en la figura 2.23

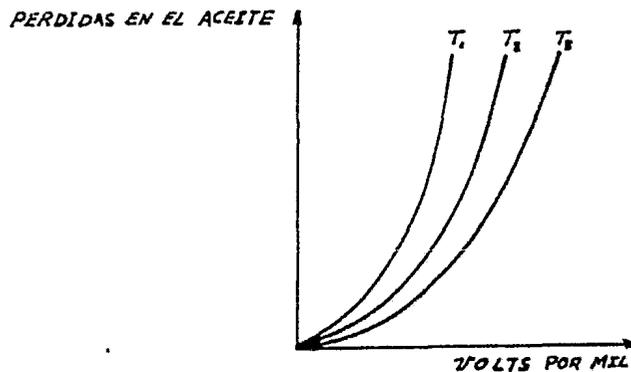


Figura 2.23 Dependencia de las pérdidas en el aceite con la temperatura y el gradiente de voltaje

Las pérdidas en un dieléctrico sólido son mucho más significativas que las pérdidas en un dieléctrico líquido - como el aceite para transformadores.

c.2) PERDIDAS ADICIONALES EN LOS DEVANADOS

Estas pérdidas son el producto del aumento en la resistencia de los conductores de los devanados, debido a los efectos superficiales y de proximidad así como, por las corrientes parásitas causadas por el flujo alterno disperso que atraviesa dichos conductores.

Para explicar el efecto superficial nosotros recurriremos a la siguiente figura, donde mostramos un conductor a través del cual pasa una corriente alterna.

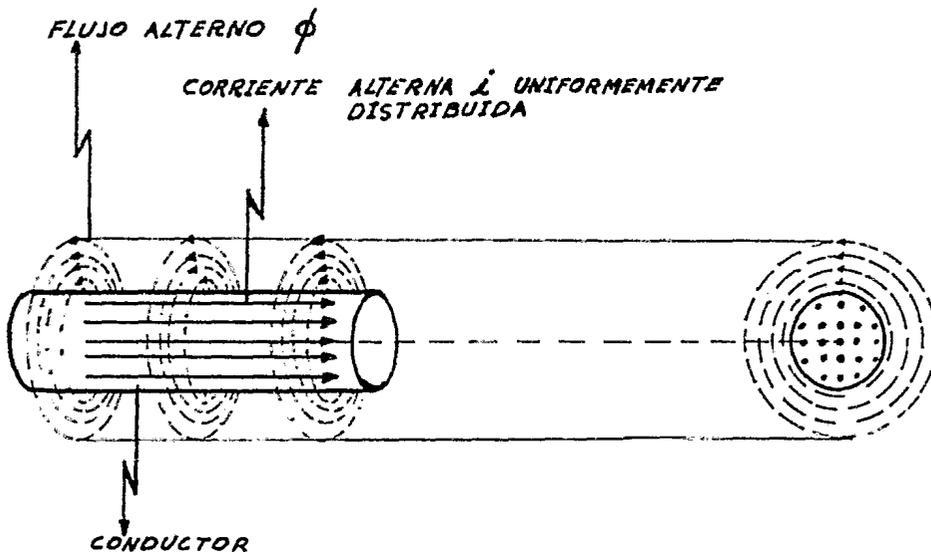


Figura 2.24. Conductor transportando una corriente alterna I que produce un campo magnético alterno ϕ sin mostrar el efecto superficial

Como el conductor lleva la corriente alterna I , produce un flujo magnético variable con el tiempo alrededor del conductor llamado ϕ . Este flujo ϕ enlaza al conductor desarrollando así en el interior de éste una \mathcal{F}_{em} , de ----

acuerdo a la ley de Faraday ($\mathcal{E} = N \frac{d\phi}{dt}$) que se opone al flujo magnético ϕ producido por la corriente I . El efecto es más pronunciado en el centro del conductor que en la superficie, puesto que el centro está enlazado por el flujo-variable en el interior del alambre así como por el exterior a él, o sea, que el centro del conductor es enlazado por más líneas de flujo que su periferia, de modo que para cierto -- cambio en el tiempo (dt), el índice de cambio del flujo ---- ($\frac{d\phi}{dt}$) es mayor en el centro del conductor que en los bordes, por ende la fuerza contraelectromotriz (f_{cem}) en el centro es más alta obligado a la corriente I a fluir cerca de la superficie del conductor, produciendose así el efecto superficial, el cual mostramos en la siguiente figura:

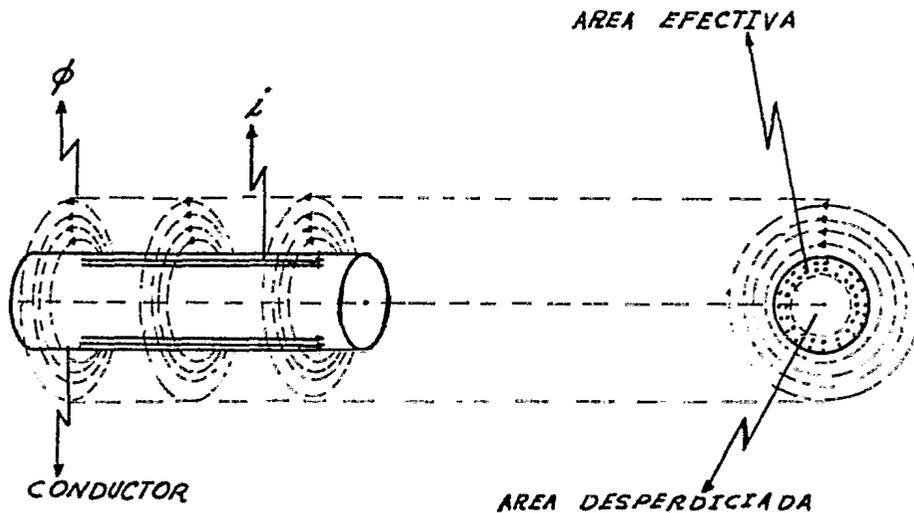


Figura 2.25. Efecto superficial causado por el flujo alterno ϕ que a su vez es producido por la corriente I

Al aumentar la frecuencia de la señal aplicada, el -- flujo que enlaza la conductor cambiará a un índice más alto -- y por ende la f_{cem} el centro del conductor se incrementará -- haciendose más firme el efecto superficial. Si aumentamos la -- frecuencia indefinidamente se llegará a un punto en que -----

la corriente circulará solamente por la superficie del conductor.

Como podemos observar en la figura 2.25, el efecto superficial reduce el área real por la que puede fluir la corriente, haciendo que la resistencia del conductor aumente y así se eleven las pérdidas en el cobre.

Otro efecto que modifica la distribución de la corriente en el área del conductor y por consiguiente la resistencia en éste (por la modificación del área), es el efecto de proximidad. Este efecto consiste en que el flujo producido por la corriente en un conductor al cortar a otro conductor, modifica la distribución de la corriente en la sección transversal de este último. Si se trata de dos conductores próximos recorridos por corrientes de signos diferentes, la densidad de corriente es mayor en la parte del conductor más próximo al otro conductor. Esto hace que se modifique el área efectiva por donde fluye la corriente, así como las pérdidas adicionales en el cobre debiendo a estos efectos. El efecto superficial no siempre se suma con el efecto de proximidad.

Las pérdidas adicionales por causa de estos efectos en el cobre, pueden ser incluidas dentro de las "pérdidas en el cobre", simplemente modificando la resistencia de corriente directa en un cierto porcentaje de acuerdo a la frecuencia. Por ejemplo: a 60 c,p,s es usual tomar del 110% al 125% del valor de la resistencia de C.D. como valor de resistencia efectiva de C.A., para así encontrar las pérdidas totales en el cobre incluyendo los efectos aquí vistos.

$$R_{c.A.} = 1.1 \text{ a } 1.25 R$$

257

donde R es la resistencia de C.D.

Las corrientes parásitas en los conductores de los -

bobinados son producidas por los flujos magnéticos dispersos que se encuentran fuera del núcleo del transformador y que cortan los conductores de dichas bobinas como mostramos en la siguiente figura:

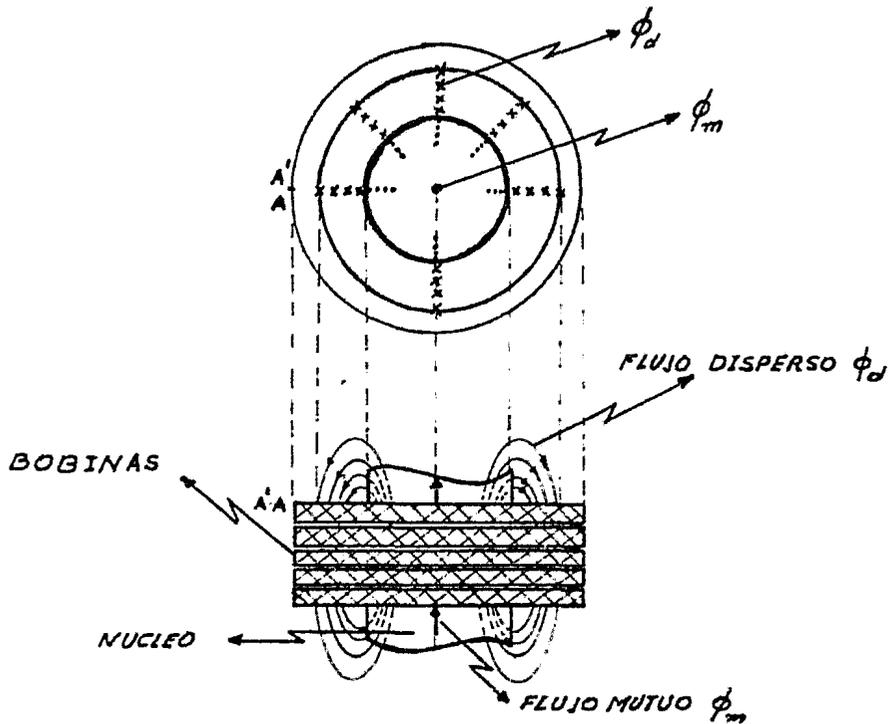


Figura 2.26 Flujo disperso que atraviesa los conductores de los bobinados

Para explicar en una forma más sencilla este fenómeno, tomaremos una espira del embobinado de la figura anterior cuyo conductor tiene una sección transversal rectangular y la abriremos hasta que tome una forma lineal como mostramos a continuación:

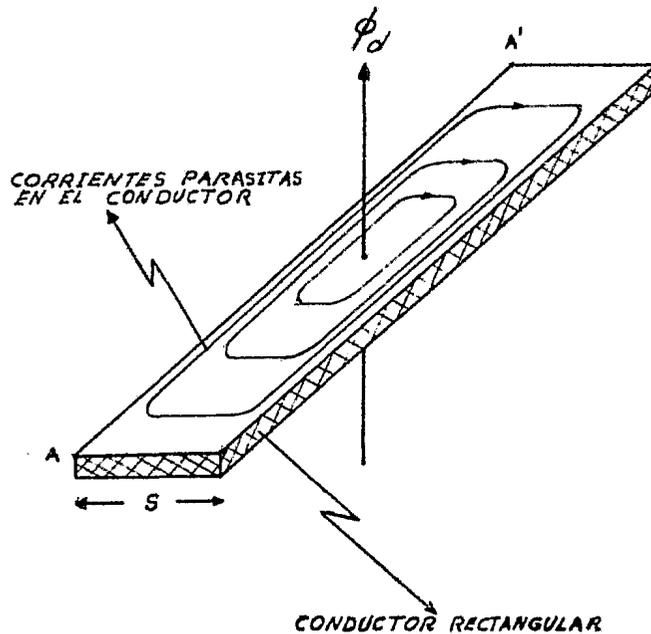


Figura 2.27. Espira del embobinado colocada en forma lineal, atravesada por el flujo magnético disperso.

En esta figura hemos dibujado solamente una línea de flujo magnético disperso para ser más didácticos, pero en realidad existen muchas líneas de flujo distribuidas en toda la cara longitudinal de la espira, estas líneas también son perpendiculares a esta cara.

Análogamente a como se producen las corrientes parásitas en el núcleo del transformador, se producen estas en los conductores de las bobinas, por lo que sugerimos leer de nuevo la parte correspondiente a este tratado. La única diferencia es que éstas se producen a lo largo del conductor y las del núcleo en la cara transversal de este. También el material del núcleo es poco conductor comparado con el material altamente conductor de las bobinas.

Debido a la analogía descrita anteriormente, podremos cuantificar las pérdidas por corrientes parásitas en los conductores de las bobinas por intermedio de la ecuación (2.30). Claro que esta ecuación es válida para un $B_{\text{máx}}$ constante a través del área perpendicular al flujo y para cualquier material del conductor.

Como el cobre es uno de los materiales más utilizados en los conductores, daremos la expresión para calcular sus pérdidas por corrientes parásitas:

$$P_{c.u.} = (62.5)(10^{-11})(sf)^2 B_{\text{máx}}^2 \quad 2.58$$

Donde $P_{c.u.}$ son las pérdidas promedio en un período debido a corrientes parásitas en los conductores de cobre, las cuales vienen expresadas en watt/libra a una temperatura de 75°C. S es el ancho del conductor y f la frecuencia. La fórmula anterior es una aproximación bastante estrecha para conductores de cobre con un ancho por encima de 5/8 de pulgada ($S = 5/8$ ") a 60 c.p.s. Si el conductor es redondo y su diámetro es substituido por S , entonces las pérdidas por corrientes parásitas en el cobre es solamente 3/4 de los dados por la fórmula anterior. También se debe tener en cuenta que cuando el producto de la frecuencia por el ancho del conductor (sf) alcanza valores altos, la ecuación (2.43) ya no es válida porque las pérdidas varían directamente proporcional a $B_{\text{máx}}^2 (sf)^{1/2}$ como lo manifestamos a continuación:

$$P_{c.u.} = (62.5)(10^{-11})(sf)^{1/2} B_{\text{máx}}^2 \quad 2.59$$

Este cambio aparece del hecho que la circulación de las corrientes parásitas, tienden a desmagnetizar el campo dentro del conductor y este efecto conviene cada vez más con el aumento del valor de (sf).

Lo que sucede en realidad en un transformador es que el flujo magnético disperso, no es uniforme a lo largo de la sección transversal del conductor como mostramos en la figura (2.27), sino que éste varía notablemente a lo largo de la cara transversal del conductor que forma el ambobinado.

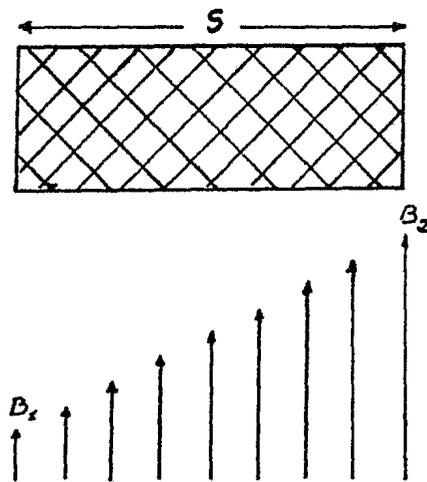


Figura 2.28 Variación de la densidad de flujo a lo largo de la sección transversal del conductor.

Para incluir esta realidad es necesario calcular las pérdidas por corrientes parásitas a través de la siguiente ecuación:

$$P_{c.u} = (62.5) (10^{-6}) (s f)^2 \frac{B_1^2 + B_2^2 + B_1 B_2}{3} \quad 2.60$$

Donde B_1 y B_2 son las máximas densidades de flujo en las caras opuestas. Es bueno aclarar que esta fórmula es -

una razonable aproximación , ya que los flujos dispersos no son rigidamente perpendiculares al espesor del conductor (s) como lo hemos supuesto. También la aplicación de esta fórmula es muy buena cuando se trata de devanados -- concéntricos.

c.3) PERDIDAS POR TRATAMIENTO MECANICO

Estas pérdidas se llevan a cabo durante el proceso de construcción del transformador, donde los elementos o materiales de construcción son sometidos a esfuerzos mecánicos.

El núcleo del transformador se construye de láminas de acero al silicio (como veremos más adelante). Este acero es obtenido por la fábrica de transformadores con propiedades magnéticas ya establecidas y especificadas -- por el fabricante de aceros.

Durante el proceso de laminación del núcleo, el -- acero al silicio se tiene que someter a esfuerzos mecánicos como dobleces, curvados, estirados, etc. Esto hace -- que la estructura cristalina del acero al silicio, se modifique teniendo como consecuencia un empeoramiento de las propiedades magnéticas especificadas por el fabricante y con ésto el aumento del anillo de histéresis, elevandose -- así las pérdidas en el núcleo.

Más tarde veremos que el acero al silicio laminado presenta sus máximas propiedades magnéticas, cuando el -- flujo está en la dirección en que dicho acero fué laminado, ya que su estructura cristalina, la cual llamamos grano orientado, se alinea en dicha dirección, permitiendo -- así que el flujo magnético pase libremente y sin ningún --

obstáculo. Como mostramos a continuación.

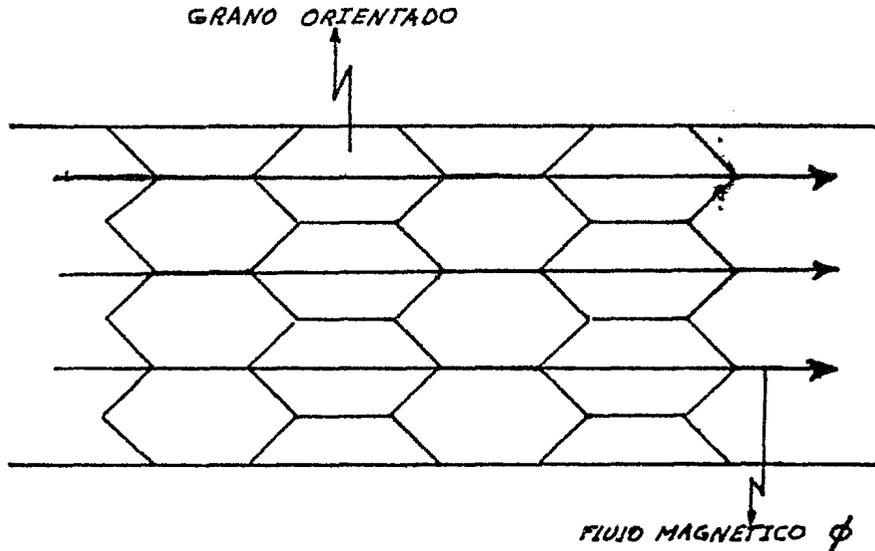


Figura 2.29 Granos orientados de un material ferromagnético en que se muestra la continuidad del flujo.

Como el acero al silicio viene en láminas largas, es necesario cortarlas para obtener la medida exacta que exige el diseño. En el punto donde se corta la lámina se produce una fractura en la estructura cristalina, causando así una obstrucción al paso del flujo magnético. Esta obstrucción se debe a que los granos orientados sufren un agrietamiento -- que cubre un margen de ± 1 cm de la línea de corte como lo muestra la figura que a continuación colocamos.

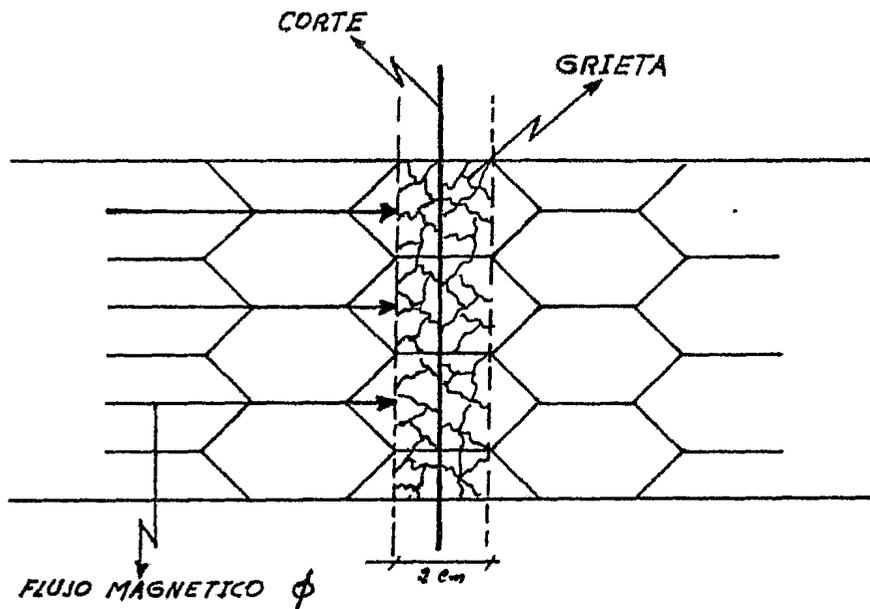


Figura 2.30 Deformación que sufre el grano orientado al hacer un corte en el material-ferromagnético

La obstrucción de éste flujo hace que se aumenten las pérdidas en el núcleo.

c.4) PERDIDAS POR DISTRIBUCION IRREGULAR DEL FLUJO

La explicación de la causa por la que existen éstas pérdidas, se basa en el aumento que sufre $B_{\text{máx}}$ al reducir el área transversal efectiva del núcleo en ciertas zonas de éste, para un número determinado de líneas de flujo magnético como mostramos a continuación

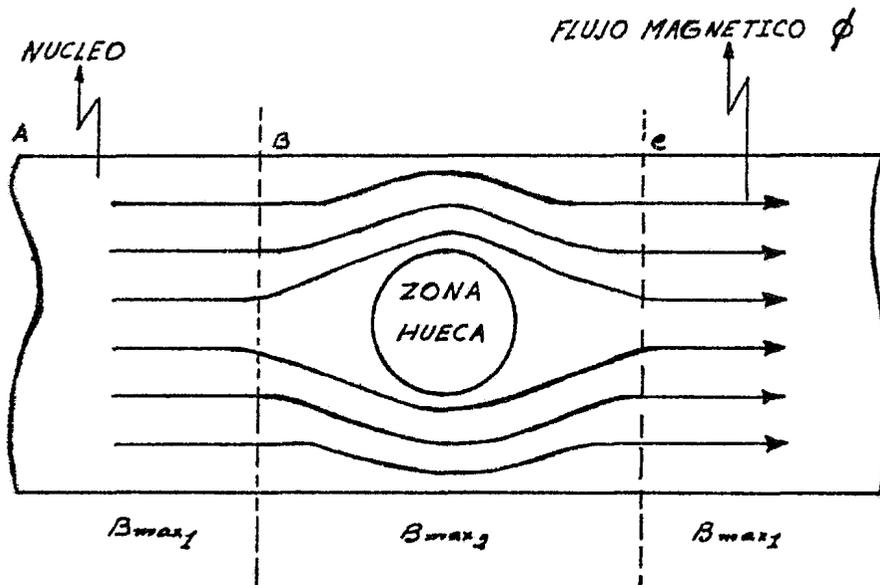


Figura 2.31 Zona del núcleo ferromagnético donde aumenta $B_{m\acute{a}x}$ debido a la zona hueca

Como podemos ver en la figura anterior la zona del núcleo que va desde el punto A hasta B, tiene una densidad máxima de flujo magnético igual a $B_{m\acute{a}x1}$. Desde el punto B a c existe una zona hueca o libre de material ferromagnético, causando que la densidad máxima de flujo magnético cambie a $B_{m\acute{a}x2}$ (Esto se debe a que para un mismo número de líneas de flujo magnético, tenemos áreas efectivas de sección transversal del núcleo diferentes). $B_{m\acute{a}x2}$ es mayor que $B_{m\acute{a}x1}$ porque el área donde se encuentra $B_{m\acute{a}x2}$ es menor que el área donde se encuentra $B_{m\acute{a}x1}$.

Ahora bien, las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas en el núcleo son directamente proporcionales a $B_{m\acute{a}x}$, por lo que al ser mayor la densidad máxima de flujo magnético en la zona hueca, en ella sufrirán un aumento las pérdidas del núcleo.

La distribución irregular de flujo magnético se puede presentar en muchas partes del transformador. Una de estas partes son los troquelados que se hacen en las chapas para introducir los pernos que sujetan a éstas y así obtener una buena rigidez mecánica el transformador. Estos huecos hacen que el flujo se desvie de su trayectoria, presentándose en la región del hueco una distribución de flujo desuniforme como mostramos a continuación

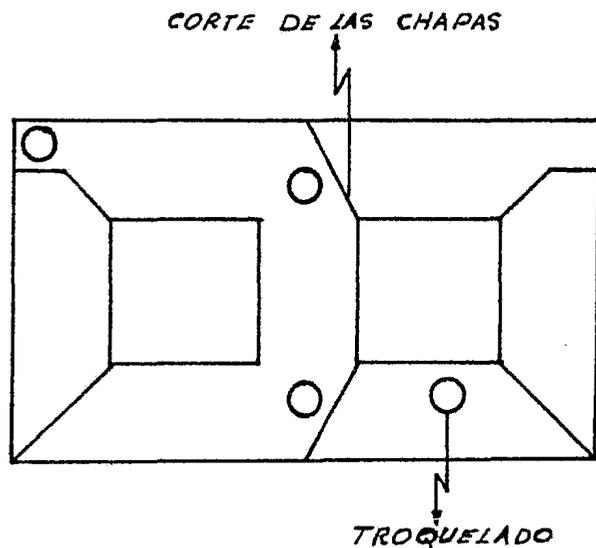


Figura 2.32 Núcleo trifásico donde se muestran los troquelados para que éste adquiriera rigidez mecánica

Los troquelados son más frecuentes en los transformadores de gran potencia debido, a que estos necesitan una alta rigidez mecánica para soportar su propio peso y las fuerzas mecánicas de cortocircuito.

Algunas veces por motivos tecnológicos, a la sección transversal del yugo se le da una forma más simple que a la sección transversal de las piernas presentándose

una desigualdad entre sus densidades de flujo y así el aumento de las pérdidas en el núcleo.

Otra pérdida adicional que se efectúa en las uniones de la columnas con los yugos, es la que se produce debido al cambio brusco que sufre el flujo magnético en estos puntos, desde una dirección horizontal hasta otra dirección completamente vertical, como mostramos en la figura 2.33. Aunque ésta pérdida no se debe a una distribución irregular de flujo magnético dentro del núcleo, la hemos incluido en ésta parte por estar relacionada con dicho flujo.

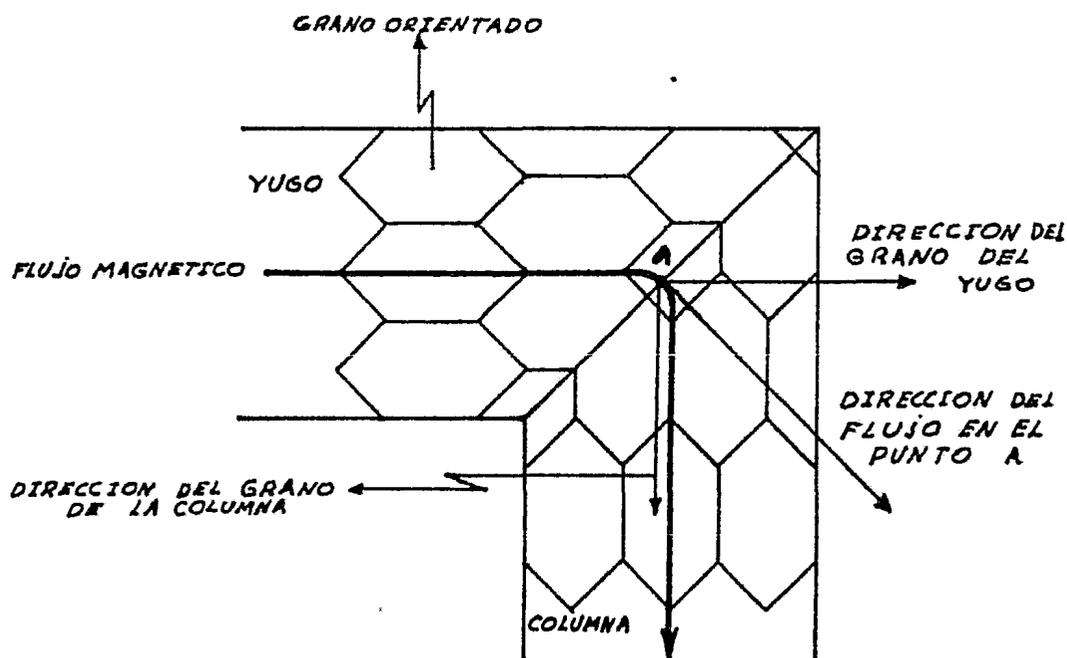


Figura 2.33. Unión del yugo con la columna donde se ilustra las direcciones de los granos y el flujo en el punto A

Para explicar la causa de éstas pérdidas nos auxiliaremos de la figura anterior. En ella hemos elegi-

do un punto aleatorio (A) perteneciente a la unión del yugo con la columna. También en este punto ilustramos las direcciones de los granos orientados tanto del yugo como de la columna y la del flujo magnético, pudiéndose ver que se encuentran en diferentes direcciones. Esta diferencia de direcciones es la que ocasiona pérdidas en las coyunturas del núcleo, porque como vimos en las pérdidas por tratamiento mecánico, los aceros al silicio de grano orientados que se utilizan en la construcción de núcleos para transformadores, presentan excelentes propiedades magnéticas solo cuando el flujo está en dirección del grano orientado, por lo tanto, esta incompatibilidad de direcciones que se presentan entre el grano orientado y el flujo magnético en dichas uniones, deterioran las pérdidas magnéticas del material, trayendo como consecuencia un aumento de pérdidas en estas zonas y por consiguiente una elevación de la temperatura.

c.5) PERDIDAS EN LAS PIEZAS DE CONSTRUCCION

Estas pérdidas son causadas por los flujos magnéticos que se encuentran fuera del núcleo y que atraviesan las piezas de construcción.

Una pérdida importante de este tipo es la que se efectúa en la tapa de transformadores de potencia, cuando la corriente que pasa por los bornes de baja tensión alcanza valores considerables (unos 200 amp. o más), produciendo un campo magnético zona de la tapa, por donde se inserta el conductor de dicha corriente como ilustramos a continuación.

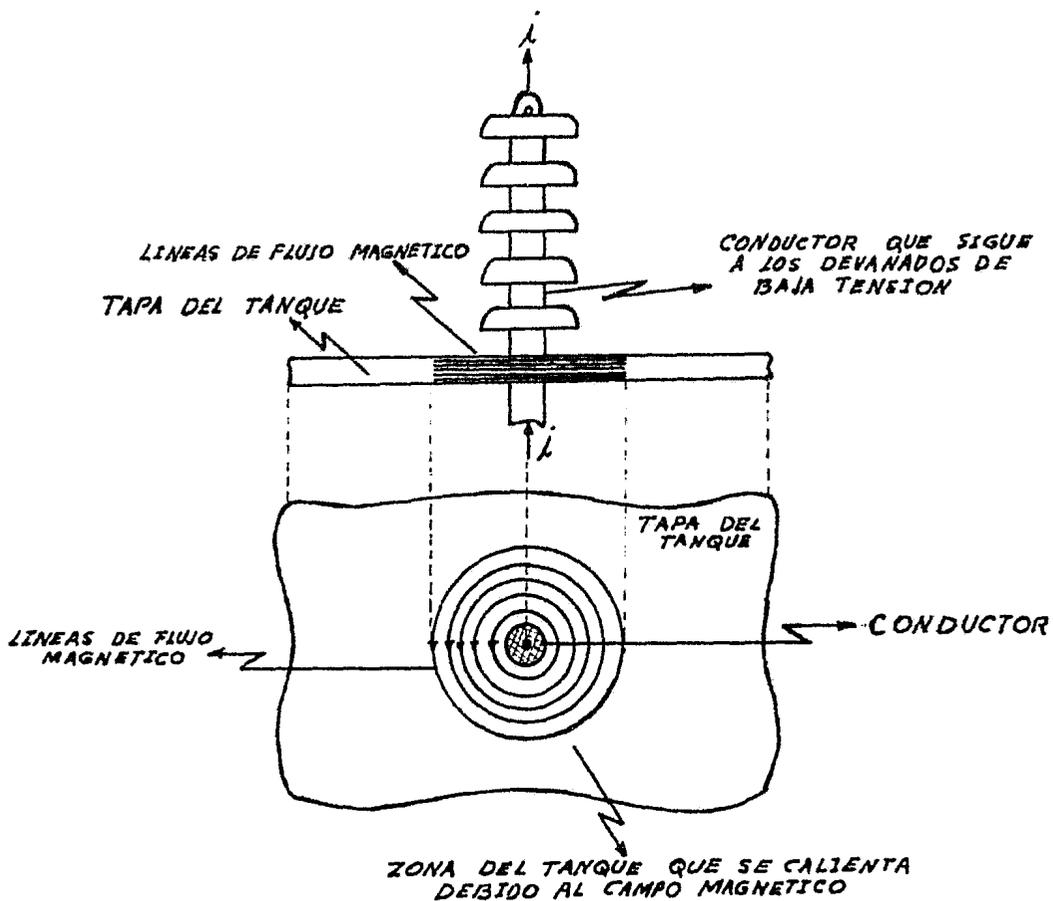


Figura 2.34 Campo magnético dentro del material del tanque causado por la corriente I y que produce pérdidas.

Este calentamiento es causado por histéresis y corrientes parásitas que se producen en un material ferromagnético cuando es excitado por un campo magnético en el núcleo.

Este mismo tipo de pérdidas se efectúan en las restantes piezas del transformador (como son los pernos, viguetas para prensar las culatas, tanque o cuba del transformador, grapas, resortes etc.), debido a las corrientes parásitas e histéresis causadas por los flujos dispersos -

que atraviesan éstos componentes del transformador. Sabemos que estos flujos dispersos buscan como es lógico los caminos ferromagnéticos, los cuales encuentran en estas piezas de construcción, produciéndose así estas pequeñas pérdidas, siendo calculadas con el auxilio o ayuda de constantes empíricas, basadas en la experiencia con tipos específicos de transformadores a causa de la gran desuniformidad que tiene la distribución de densidad de flujo disperso, en éstos elementos.

c.6) PERDIDAS POR IMPERFECCIONES CONSTRUCTIVAS

Estas pérdidas son generadas por un conjunto de imperfecciones o defectos que se hacen presentes durante la construcción del transformador. Empezaremos por la imperfección que se puede cometer al momento de construir la bobina.

Es importante que al momento de devanar se tenga en cuenta la tensión mecánica máxima, a la que se debe someter el conductor, pues una sobretensión mecánica dará como resultado una del área del conductor y por ende una elongación de su sección transversal. Al disminuir el área se tendrá un aumento en la resistencia del conductor y así una elevación de las pérdidas por efecto joule en los devanados.

Una buena uniformidad del aislante del conductor es signo de garantía para no tener aumento en estas pérdidas (corrientes de fuga).

También es bueno constatar, que el área de la sección transversal del conductor sea uniforme y sin irregularidades, sobre todo en los radios de curvatura, porque una imperfección de éstas producirá ruptura en el aislante del conductor y así obtendríamos corrientes de fuga que irían a producir pérdidas por efecto joule. A continuación mostramos esta imperfección en la figura 2.35

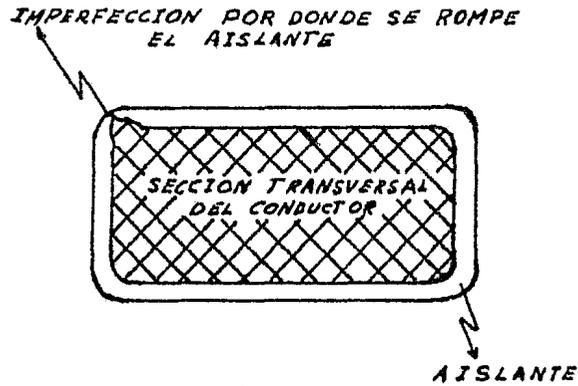


Figura 2.35 Sección transversal de un conductor rectangular (solera) que muestra la imperfección en su radio de curvatura

Otra imperfección que se puede tener al fabricar el conductor y que es causa de la elevación de las pérdidas -- adicionales, son los microporos que aparecen en el aislamiento del conductor como se percibe en la figura 2.36

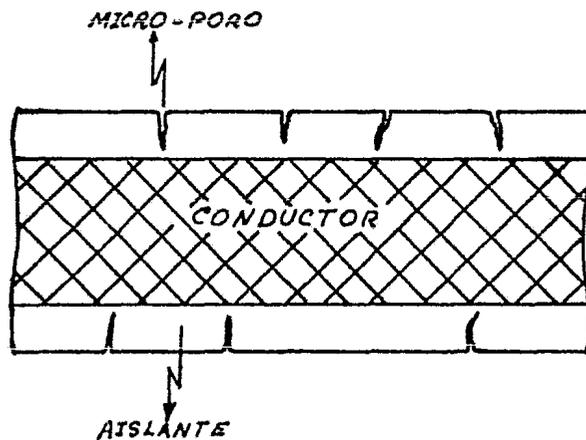


Figura 2.36 Microporo en el aislante de un conductor.

Cuando el conductor es energizado se producirá una corriente de fuga a través de los microporos, porque en éstos puntos el espesor del dieléctrico no es suficiente para soportar la tensión aplicada, produciéndose pérdidas - por efecto joule en éstos microporos, manifestandose como puntos de calentamiento.

Este efecto de los microporos se acentúa mucho más al momento de construir los devanados, ya que la tensión - mecánica y los dobleces a que se somete el conductor durante el proceso de devanar, hacen que en dichos poros se produzca un agrietamiento mayor.

Aunque éstas dos últimas imperfecciones son causadas por el productor de conductores, el diseñador de transformadores debe tenerlas en cuenta ya que afectará la eficiencia en su diseño.

Otra fuente de pérdidas por imperfecciones constructivas se consideran en las rebabas que se producen al cortar las chapas (lámina) del núcleo. Para explicar ésto no nosotros debemos saber que la materia prima de éstas chapas, ésta formada por rollos de acero laminado, de un ancho conveniente que vienen ya recubiertas con barníz termoresis--tente (carlita), capaz de resistir el recocido necesario - que sigue a las operaciones de corte y troquelado. Al hacer el corte de las chapas, en estos rollos, para formar - el núcleo, los bordes de éstas presentan rebabas y salientes agudas como mostramos en seguida.

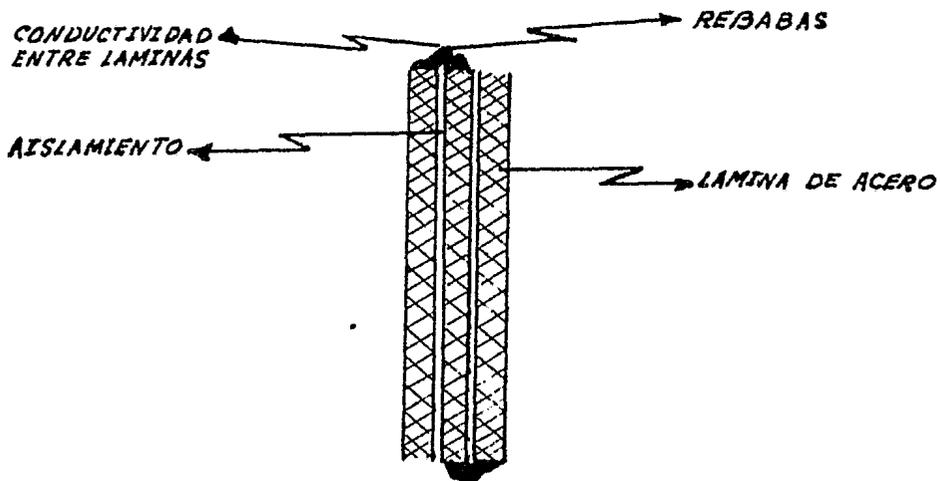


Figura 2.37 Rebabas en las láminas que hacen aumentar las pérdidas en el núcleo

Estas chapas quedan separadas unas de otras solo por el espesor de su aislamiento o barníz aislante. Como podemos darnos cuenta, en la figura las rebabas quedan sin aislamiento habiendo así continuidad entre las chapas, desapareciendo el efecto de laminación del núcleo, lo que aumentará las pérdidas por corrientes parásitas en el núcleo.

También cuando el montaje del núcleo del transformador se hace a tope, o sea, sin traslapar las láminas en los lugares de unión de las columnas con el yugo, éstas pueden quedar en forma imprecisa produciéndose una continuidad eléctrica entre las láminas y por consiguiente corrientes parásitas en el lugar de empalme, (figura 2.38) con el aumento de las pérdidas adicionales relacionadas con ellas, e incluso "fuego en el acero" a causa de la elevación excesiva de la temperatura en el lugar de empalme de la columna con los yugos.

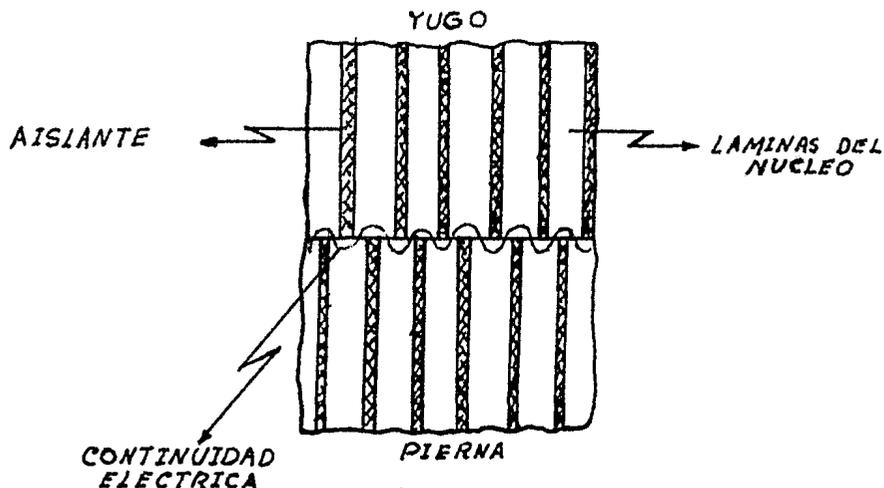


Figura 2.38 Formación de corrientes parásitas en los extremos a tope sin junta aislante.

c.7) PERDIDAS POR FLUJO DEL TERCER ARMONICO

Estas pérdidas se presentan particularmente en los transformadores trifásicos cuando se encuentran conectados, en estrella tanto el primario como el secundario.

Para introducirnos en la causa de éstas pérdidas recordaremos, que, cuando vimos las pérdidas en el núcleo la reluctancia no era constante con la excitación y que éste presentaba un fenómeno de histéresis. Esto hace que aparezca el anillo de histéresis en los materiales ferromagnéticos. También debemos recordar que el flujo dentro del material ferromagnético es prácticamente senoidal cuando trabajamos en vacío.

En base a lo anteriormente descrito nos dispondremos a encontrar la forma de onda de la corriente de excitación con respecto al tiempo, cuando tenemos un flujo magnético -

senoidal dentro del núcleo y basados en el anillo de histéresis que se presenta en dicho núcleo.

Como el anillo de histéresis no tiene una expresión matemática, el proceso para encontrar la corriente de excitación debe ser punto a punto como mostramos en la figura.

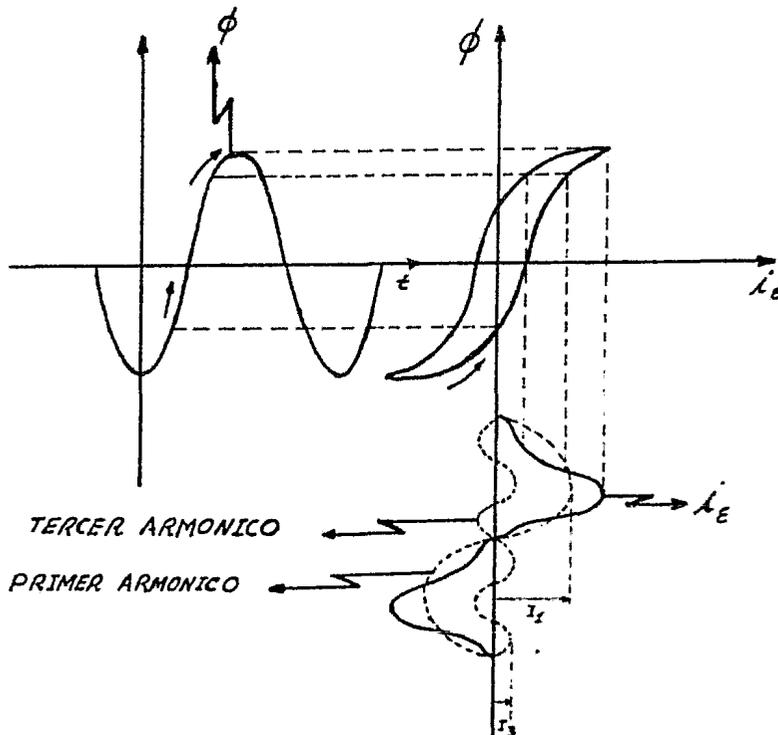


Figura 2.39 Obtención de la corriente i_e en función del tiempo y su descomposición en la fundamental y la tercera armónica

Si nosotros analizamos la curva de excitación i_e vemos que es periódica pero no senoidal. Aprovechando -- que es periódica la podemos descomponer por medio de una serie de Fourier en armónicas. Las armónicas que aparecen son las impares de acuerdo a la simetría de la curva i_e

$$\dot{i}_e = \dot{i}_{e_1} + \dot{i}_{e_3} + \dot{i}_{e_5} + \dots \quad 2.61$$

donde \dot{i}_{e_1} es la fundamental e $\dot{i}_{e_3}, \dot{i}_{e_5}, \dots$ son las armónicas de 3°, 5° ... orden. En la figura anterior solo hemos dibujado la tercera armónica por ser la más significativa y el objeto de nuestro estudio. Es por ello que se iguala a

$$\dot{i}_e = \dot{i}_{e_1} + \dot{i}_{e_3} \quad 2.62$$

Como vemos en la figura 2.39 $\dot{i}_{e_1} = I_1 \text{ seno } \omega t$ e $\dot{i}_{e_3} = I_3 \text{ seno } 3\omega t$, si se reemplazan estos valores en la ecuación anterior tendremos

$$\dot{i}_e = I_1 \text{ seno } \omega t + I_3 \text{ seno } 3\omega t \quad 2.63$$

Ahora bien, como nosotros tenemos un transformador trifásico al que tenemos en vacío, por cada una de sus fases circulará una corriente de excitación ($\dot{i}_{A_e}, \dot{i}_{B_e}, \dot{i}_{C_e}$), las cuales tienen la misma forma de la figura 2.39, solo que se encuentra defasadas $\frac{2}{3} \pi$ radianes como mostramos en el siguiente diagrama vectorial.

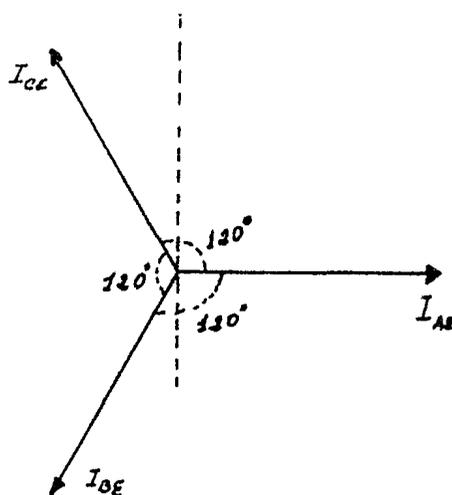


Figura 2.40 Diagrama vectorial de las corrientes de excitación.

Si tomamos como eje de referencia el mostrado en la figura anterior, las corrientes de excitación en función del tiempo se pueden representar como

$$i_{Ae} = I_1 \operatorname{seno}(w t) + I_3 \operatorname{seno}(3 w t) \quad 2.64$$

$$i_{Be} = I_1 \operatorname{seno}(w t - \frac{2}{3}\pi) + I_3 \operatorname{seno} 3(w t - \frac{2}{3}\pi) \quad 2.65$$

$$i_{Ce} = I_1 \operatorname{seno}(w t - \frac{4}{3}\pi) + I_3 \operatorname{seno} 3(w t - \frac{4}{3}\pi) \quad 2.66$$

$$i_{Ae} = I_1 \operatorname{seno}(w t) + I_3 \operatorname{seno}(3w t) \quad 2.67$$

$$i_{Be} = I_1 \operatorname{seno}(w t - \frac{2}{3}\pi) + I_3 \operatorname{seno}(3w t) \quad 2.68$$

$$i_{Ce} = I_1 \operatorname{seno}(w t - \frac{4}{3}\pi) + I_3 \operatorname{seno}(3w t) \quad 2.69$$

Como podemos apreciar, los terceros armónicos de cada una de las fases, coinciden en su totalidad y por consiguiente, para cualquier instante cada uno de estos armónicos está dirigido hacia el devanado, o en sentido contrario como ilustramos en la figura siguiente:

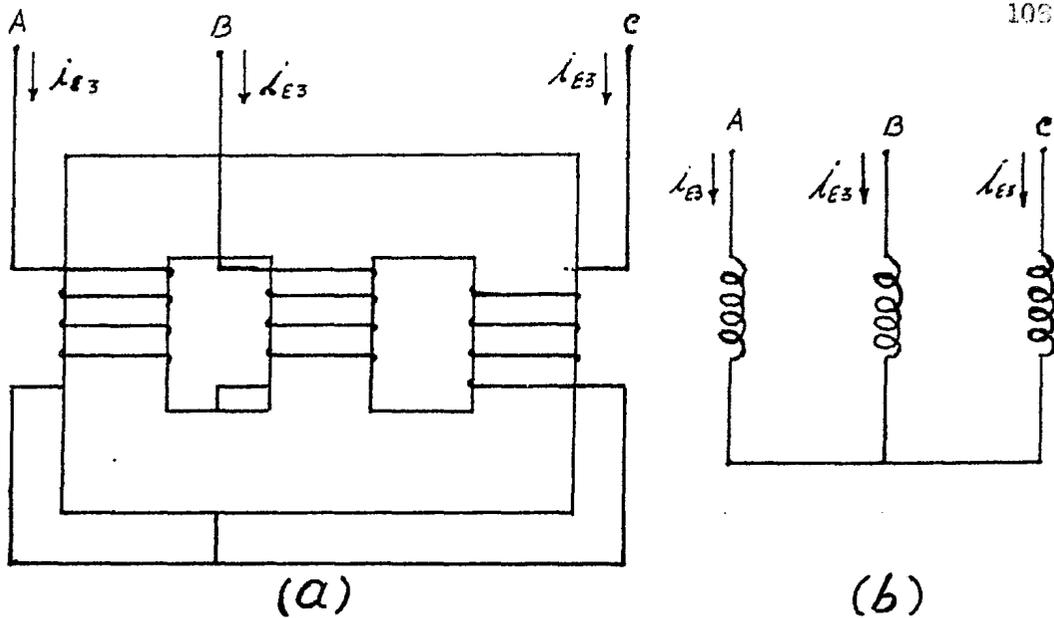


Figura 2.41 (a) Transformador trifásico en vacío conectado su primario en estrella (b) Modelo del transformador

Cuando los devanados están conectados en estrella, - las corrientes de tercer armónica de excitación en vacío - desaparecen de la curva de corriente en vacío λ_e , puesto que, en cada determinado instante éstas están dirigidas hacia - el punto neutro, o al contrario como vemos en la figura.

La ausencia del tercer armónico en la corriente hace que ésta se convierta en una corriente senoidal, deformando así la curva de flujo magnético. Esta situación la ilustramos en la figura. 2.42

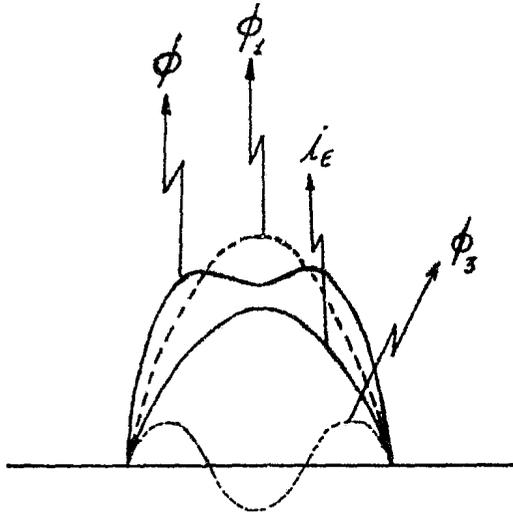


Figura 2.42 Curva del flujo no senoidal descompuesto en su fundamental y tercer-armónico.

Como apreciamos el flujo magnético lo podemos expresar, análogamente como lo hicimos para la corriente de excitación periódica, en una serie de Fourier con el flujo fundamental y el tercer armónico, los cuales hemos representado en la figura anterior.

En el transformador de la figura los flujos de tercer armónico en las tres fases, así como las corrientes coinciden en el tiempo, Esto significa que los flujos de tercer armónico son en todo instante de igual valor y en las columnas del transformador todos tienen la misma dirección como mostramos en seguida.

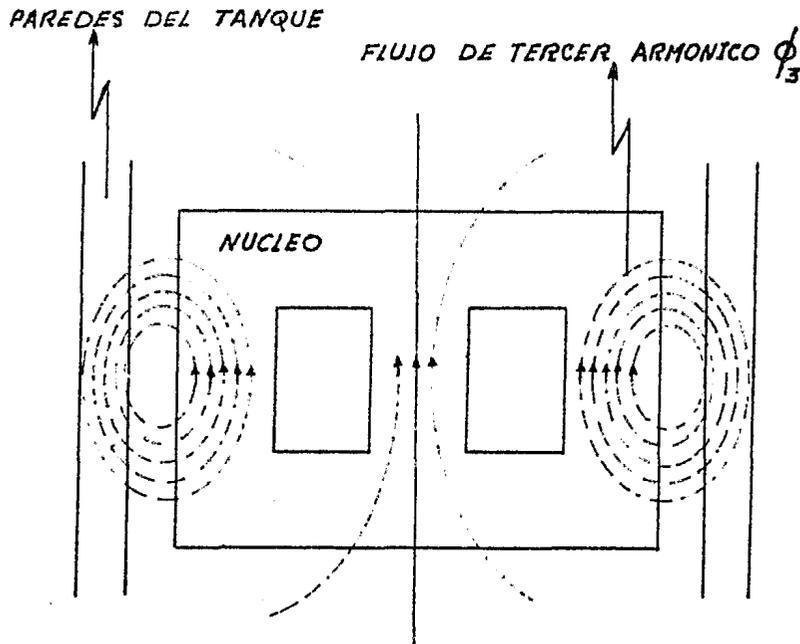


Figura 2.43 Terceros armónicos del flujo de un transformador de tres - columnas.

Aquí se ve que el flujo de tercer armónico de cualquier columna, por ejemplo, de la primera, no puede cerrarse a través de la segunda columna ni a través de la tercera, puesto que, en cada una de éstas chocará contra otro -- flujo de tercer armónico dirigido en dirección contraria. -- Esto conduce a que las líneas de tercer armónico de flujo -- en las tres fases salen del núcleo y se cierran a través -- de las culatas por medio del aceite.

Los flujos de tercer armónico, cerrándose por el -- aceite, pulsan con una frecuencia de $3f$, y, co -- mo es natural, tienden a circular por el camino de menor -- resistencia, o sea, a través de las paredes de la cuba, de los, tornillos de apriete, etc. Como resultado de esto -- aparecen en éstas piezas corrientes parásitas y fenómenos de histéresis que provocan calentamientos locales y que re

ducen el rendimiento del transformador.

Las investigaciones han demostrado que aún cuando -- las inducciones en las columnas son del orden de 1.4 T, -- las pérdidas en la cuba constituyen casi el 10% de las per -- dadas en el núcleo, con el aumento de la inducción en las -- columnas crecen rápidamente las pérdidas en la cuba y cuando ésta es de 1.6 T las pérdidas en la cuba alcanzan el -- 50 - 65 % de las del núcleo.

c.8) PERDIDAS POR EL EFECTO DE MAGNETOSTRICCION

Al rotar los momentos magnéticos de dipolo por el -- giro de los electrones de los átomos en un sólido hacia la alineación, la longitud de los enlaces entre los átomos -- cambia. Los campos de los dipolos mismos afectan la dis-- tancia interatómica, ya que éstos pueden atraerse o repe-- lerce . Como resultado, la forma y el volumen de un sólido ferromagnético cambia a medida que se magnetiza. El cambi -- o principal denominado magnetostricción, es una deforma-- ción reversible a lo largo del eje de magnetización. De-- pendiendo del material el sólido puede expandirse. La magneto -- stricción es anisotrópica (entendiéndose por anisotropía a la característica de los cuerpos cuyas propiedades -- físicas no son idénticas en todas las direcciones), no solo por que la curva de magnetización es anisotrópica, sino también por que las propiedades elásticas del cristal son -- anisotrópicas.

Para cualquier dirección dada del cristal, la magneto -- stricción tiende a un valor constante para campos magné-- ticos elevados. Generalmente la magnetostricción y la magneto -- stricción se saturan al mismo tiempo.

En cualquier análisis de la estructura de dominios--

deberán considerarse cuatro tipos de energía. La interacción que hace alinear a los dipolos adyacentes se denomina energía de intercambio. La energía resultante del momento dipolo del material recibe el nombre de energía magnetostática. También debe considerarse la anisotropía de la magnetización, pues algunas orientaciones del cristal requieren campos mayores para alcanzar la misma magnetización. Como la magnetostricción implica trabajo mecánico, la energía magnetostrictiva tiene que ser incluida como la productora de éste movimiento mecánico. Como ya lo sabemos, dicho movimiento mecánico se convierte en pérdida, la cual es desperdiciada en el "zumbido" y en el "vaiven" del material ferromagnético.

2.2 EFICIENCIA

Para nosotros poder analizar el uso eficiente de la energía en los transformadores, necesitamos estudiar la eficiencia de éste, la cual se encuentra íntimamente relacionada con las pérdidas totales del transformador.

En un transformador monofásico la eficiencia se puede expresar como la relación, o mejor dicho, el cociente de la potencia de salida entre la potencia de entrada

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \quad 2.70$$

donde η me representa la eficiencia, P_s la potencia de salida y P_e la potencia de entrada en el transformador.

Si nosotros quisieramos la potencia en por ciento la ecuación 2.70 se tiene que escribir como:

$$\eta(\%) = \frac{P_s}{P_e} \times 100 \quad 2.71$$

Como la relación que guarda la potencia de entrada - con la de salida es $P_E = P_S + P_T$, donde P_T son -- las pérdidas totales en el transformador, entonces se podrá escribir la ecuación 2.71 como

$$\eta (\%) = \frac{P_S}{P_S + P_T} \times 100 \quad 2.72$$

Ahora bien, la potencia de salida en un transformador viene dada por $P_S = V_2 I_2 \cos \theta_L$, donde V_2 e I_2 son el voltaje y la corriente en el secundario o de carga y θ_L es el ángulo de defasamiento entre la corriente y el voltaje del secundario o de carga. Al $\cos \theta_L$ se le conoce como - factor de potencia. En base a ésta relación de la potencia- de salida con el voltaje y corriente en el secundario, podemos escribir la ecuación 2.72 así:

$$\eta (\%) = \frac{V_2 I_2 \cos \theta_L}{V_2 I_2 \cos \theta_L + P_T} \times 100 \quad 2.73$$

Anteriormente en el inciso de pérdidas nosotros divi- dimos a éstas en tres grandes grupos que son; pérdidas en el núcleo (P_{hte}), pérdidas en los devanados ($R_{eq2} I_2^2$) y pérdidas adicionales. Como consecuencia de ésta división, las pérdidas totales en el transformador tendrán la siguien- te expresión matemática

$$P_T = P_{hte} + R_{eq2} I_2^2 + P_{adicionales} \quad 2.74$$

El término $R_{eq2} I_2^2 = \left(\frac{R_1}{a^2} + R_2 \right) I_2^2$ contiene las pér- didas en los devanados tanto del primario como del secunda--

rio, teniendo en cuenta el circuito de la figura 1.22. El término $P_{\text{adicionales}}$ representa las pérdidas adicionales del transformador.

Nosotros para nuestro estudio de la eficiencia despreciaremos las pérdidas adicionales. No porque éstas carescan de importancia en los transformadores de potencia- (pues nosotros las tendremos muy en cuenta para el diseño), sino porque éstas carecen de expresiones matemáticas para su cálculo, las cuales necesitamos para explicar en forma didáctica la eficiencia máxima. Bajo éstas circunstancias las totales del transformador vendrán dadas a través de la siguiente expresión.

$$P_T = P_{h+e} + R_{eq_2} I_2^2 \quad 2.75$$

si nosotros reemplazamos la ecuación 2.75 en la 2.73 nos quedará

$$\eta (\%) = \frac{V_2 I_2 \cos \theta_L}{V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{h+e} + R_{eq_2} I_2^2} \times 100 \quad 2.76$$

Como nuestro objetivo es obtener un uso eficiente de la energía en los transformadores, la ecuación 2.76 debe -- ser analizada en su totalidad. Ahora bien, observando dicha expresión en su totalidad nos daremos cuenta, de que la eficiencia en un transformador depende tanto del punto de operación como del diseño. Depende del punto de operación-- en la medida de V_2 , I_2 y θ_L , que son determinados por la carga, y, depende del diseño, en la medida de P_{h+e} (te-- niendo en cuenta que el transformador se opera en su rango-- normal ya que, en caso contrario P_{h+e} dependerá del punto de operación) y R_{eq_2} los cuales son determinados por los parámetros de diseño.

En base a lo anteriormente escrito se puede tener - una eficiencia máxima del transformador, desde el punto de vista de la operación y desde el punto de vista de su diseño.

Primero veamos su máximo rendimiento desde el punto de vista de su operación. Para esto tendremos que maximizar la eficiencia teniendo en cuenta que P_{hte} y R_{eq2} - son constantes. También tendremos en cuenta que la carga trabajará siempre a un mismo voltaje por lo que V_2 será -- constante y no moveremos su factor de potencia. Bajo estas circunstancias para encontrar la eficiencia máxima, -- procederemos de la siguiente manera sabiendo que $\eta(\%)$ - será solo función de I_2

$$\frac{d\eta(\%)}{dI_2} = 0 \quad 2.77$$

$$\frac{d \left(\frac{V_2 I_2 \cos \theta_L}{V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{hte} + R_{eq2} I_2^2} \right) \times 100}{d I_2} = 0 \quad 2.78$$

derivando como cociente tendremos

$$\frac{(V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{hte} + R_{eq2} I_2^2)(V_2 \cos \theta_L) - (V_2 I_2 \cos \theta_L)(V_2 \cos \theta_L + 2 I_2 R_{eq2})}{(V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{hte} + R_{eq2} I_2^2)^2} \times 100 = 0 \quad 2.79$$

$$(V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{hte} + R_{eq2} I_2^2) - I_2 (V_2 \cos \theta_L + 2 R_{eq2} I_2) = 0 \quad 2.80$$

$$V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{hte} + R_{eq2} I_2^2 - V_2 I_2 \cos \theta_L - 2 R_{eq2} I_2^2 = 0 \quad 2.81$$

$$P_{hte} - R_{eq2} I_2^2 = 0 \quad 2.82$$

$$P_{hte} = R_{eq2} I_2^2 \quad 2.83$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_{hte}}{R_{eq2}}} \quad 2.84$$

El signo de $\frac{d\eta(\%)}{dI_2}$ al valor de $I_2 = \sqrt{\frac{P_{hte}}{R_{eq2}}}$

es negativo, por lo que cuando I_2 tiene el valor obtenido- tendremos la máxima eficiencia. También se puede ver en - la ecuación 2.83 que la máxima eficiencia se da cuando las pérdidas en el núcleo son iguales a las pérdidas en el cobre. De ésta manera la expresión de la máxima eficiencia- quedará

$$\eta(\%) = \frac{V_2 \sqrt{\frac{P_{hte}}{R_{eq2}}} \cos \theta_L}{V_2 \sqrt{\frac{P_{hte}}{R_{eq2}}} \cos \theta_L + 2P_{hte}} \times 100 \quad 285$$

Si nosotros graficamos la eficiencia contra la co- rriente de carga obtendremos la siguiente gráfica

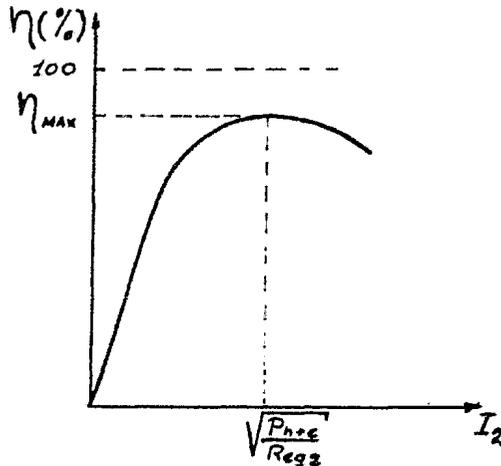


Figura 2.44 Curva de eficiencia contra corriente de carga en un transformador

Si graficamos para distintos factores de potencia- obtendremos

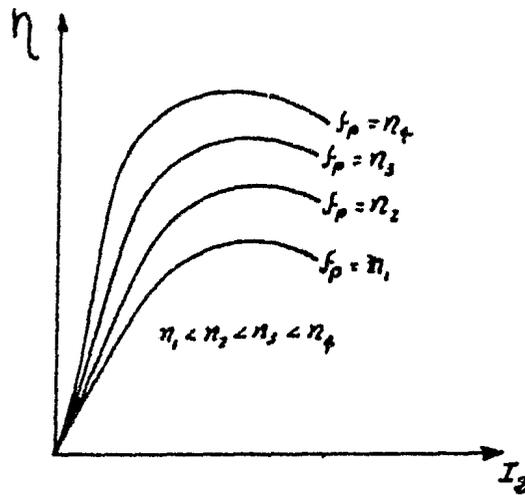


Figura 2.45 Curva de eficiencia contra corriente de carga a distintos factores de potencia en un transformador

La otra manera por la que podemos maximizar la eficiencia teniendo en cuenta la ecuación 2.76, es reduciendo las pérdidas en el núcleo y en los devanados así como las pérdidas adicionales (que hemos despreciado anteriormente cuando maximizamos la eficiencia basados en el punto de operación) bajo el punto de vista del diseño. En el siguiente inciso trataremos ésta reducción de pérdidas ya que es el punto central de nuestra tesis.

C A P I T U L O I I I

REDUCCION DE PERDIDAS

La importancia de una reducción de pérdidas en el transformador radica en que la máxima aspiración del diseñador de éstos, es obtener el máximo rendimiento con las menores pérdidas posibles. Realmente, en los transformadores el valor de la eficiencia debe ser muy elevado y el de las pérdidas muy insignificante, pues de lo contrario el transformador se habrá diseñado mal, ya que generalmente pueden aceptarse como buenos aquellos transformadores cuyas pérdidas, no alteran el rendimiento del transformador arriba del 95% tratándose de transformadores pequeños y 97.5% si son mayores de 75 KVA.

Como dijimos anteriormente, para optimizar la eficiencia tendremos la oportunidad de hacerlo a través del punto de operación, o por medio del diseño. Hata este momento hemos analizado la máxima eficiencia tomando en cuenta el punto de operación del transformador. Ahora nuestro objetivo será conseguir la máxima eficiencia a través del punto de vista del diseño, haciendo que las pérdidas sean mínimas.

Si expresamos la eficiencia en forma real y no aproximada como aparece en la ecuación 2.76, tendremos la siguiente expresión:

$$\eta(\%) = \frac{V_2 I_2 \cos \theta_L}{V_2 I_2 \cos \theta_L + P_{htc} + \underbrace{R_{eq2} I_2^2 + P_A}_{*}} \times 100 \quad 3.1$$

Para la reducción de las pérdidas que aparecen en la expresión anterior (*) bajo el punto de vista de diseño, el análisis lo haremos mediante expresiones matemáticas cuando esto sea posible y para aquellas pérdidas que no tengan expresiones matemáticas para su cuantificación, su reducción se llevará a cabo por métodos empíricos realizados en base a experiencias adquiridas por los diseñadores y que con el paso del tiempo se ha comprobado su efectividad.

Aunque nuestro objetivo no se fundamenta en el costo que acarrea la reducción de pérdidas, este es uno de los parámetros de mucha importancia cuando se quiere llevar a cabo una eficiencia lo más óptima posible.

Actualmente los transformadores monofásicos de potencia son altamente eficientes y conseguir, un ínfimo aumento en su eficiencia puede producir un disparo asintótico en el costo como se aprecia en la siguiente gráfica 3.1

Conforme a lo anterior, cuando se presente un problema de reducción de pérdidas, sugerimos se haga un análisis de costos con el objeto de comprobar la factibilidad de la reducción y no perder de vista la realidad del problema.

Siguiendo el orden que decidimos en el inciso correspondiente a pérdidas, la reducción de éstas la dividiremos en: a) Reducción de pérdidas en el núcleo, b) reducción de pérdidas en los devanados y c) reducción de pérdidas adicionales.

Para obtener información real y técnica de algunos materiales utilizados en el mercado y obtener así la posibilidad de elección durante el diseño, consultar el apéndice.

a) REDUCCION DE PERDIDAS EN EL NUCLEO.

Como las pérdidas en el núcleo compuestas por las --

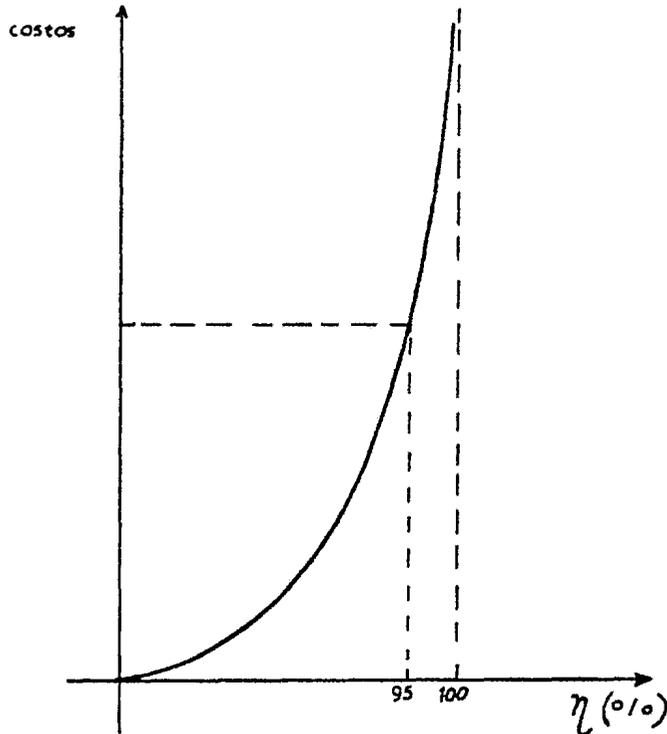


Figura 3.1 Curva de custos-eficiencia en un transformador monofásico de potencia.

producidas debido a los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas, tendremos que reducir éstas para que disminuyan las pérdidas en aquél.

a.1) REDUCCION DE PERDIDAS POR HISTERESIS Y CORRIENTES PARÁSITAS.

HISTERESIS. Para reducir las pérdidas por histéresis, debemos recordar que éstas pérdidas tienen una expresión matemática para su cuantificación que viene dada por la ecuación 2.10, la cual se enuncia nuevamente:

$$P_h = fVW$$

Como podemos apreciar, esta ecuación está en función directa de la frecuencia (f), el volúmen (v) del núcleo y -- del área del ciclo de histéresis del material ferromagnético que compone el núcleo (Wh). Como la relación entre paráme-- tros anteriores y las pérdidas por histéresis es directamen-- te proporcional, la disminución del valor de alguno de éstos parámetros automáticamente baja el valor de las pérdidas por histéresis en el núcleo.

Si disminuimos la frecuencia, estaremos reduciendo -- las pérdidas por histéresis en el núcleo, pero generalmente los transformadores son demandados para trabajar a una fre-- cuencia constante, lo que nos obliga a desechar una reduc--- ción de pérdidas por histéresis en el núcleo por medio de la frecuencia.

También es posible reducir las pérdidas por histére-- sis disminuyendo el volúmen del núcleo del transformador. Es te volúmen se reduce si disminuimos el área de la sección -- transversal del núcleo. Para disminuir dicha área sin perju-- dicar la capacidad del transformador, solamente lo podemos -- hacer utilizando materiales que soporten altas densidades de flujo magnético, pues a medida que ésta densidad de flujo es mayor, el área de la sección transversal deberá ser disminui da, para así obtener el flujo deseado que indujera el voltaje en el secundario.

Por último, podremos reducir las pérdidas por histé-- resis en el núcleo, disminuyendo el área del ciclo de histére-- sis (Wh). Para reducir esa área podemos pensar en dos cami-- nos.

El primero es, utilizando el material ferromagnético-- del núcleo a bajas densidades de flujo máximo, porque a medii da que la densidad de flujo máximo disminuye, el el área del ciclo de histéresis decrece como mostramos en la figura 3.2. Claro que esta reducción del área del ciclo de histéresis no

es la más conveniente, debido a que se desaprovecha la propiedad magnética del material al no ser utilizada la densidad de flujo máximo (en el codo de la curva de saturación - que presenta el material ferromagnético del núcleo utilizado).

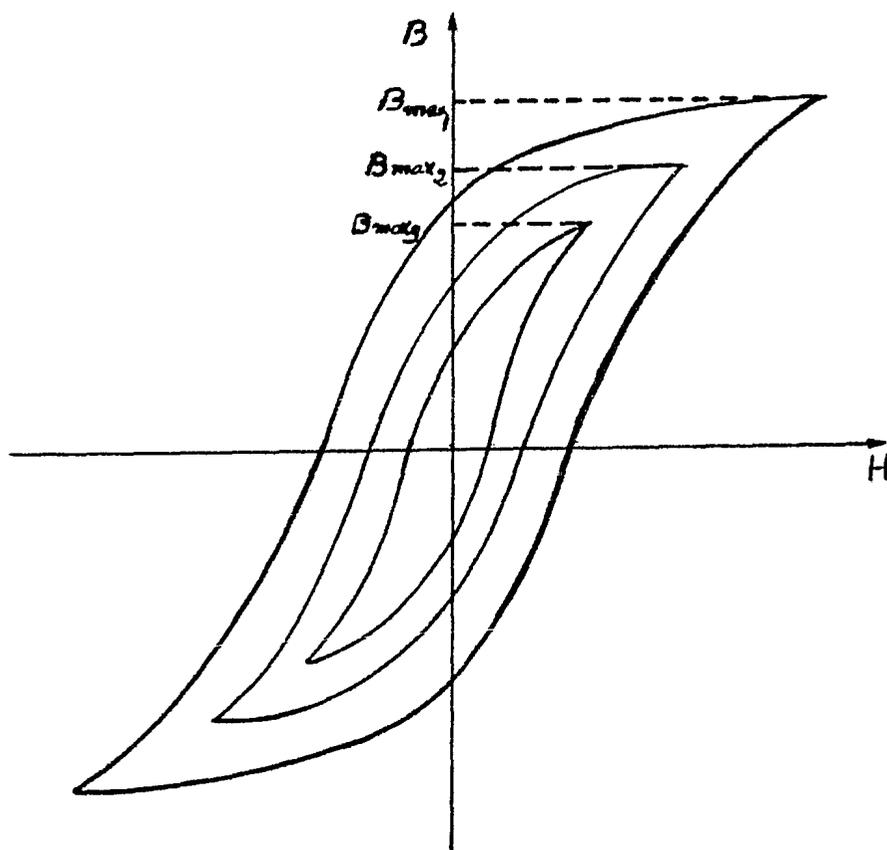


Figura 3.2 Disminución del anillo de histéresis por reducción de la densidad magnética.

El otro camino para reducir el área del ciclo de histéresis resulta mejor y más práctico pues se refiere - al cambio del material ferromagnético, ya que el área es característica de cada material como se muestra en la figura 2.19, en la cual observamos que el material 3 es el de menor área, por lo que al elegirlo estaríamos reduciendo las pérdidas por histéresis en el núcleo. Por lo tanto, - para reducir las pérdidas por histéresis, será indispensable considerar un material ferromagnético de alta calidad tanto en su curva de saturación como en su ciclo de - histéresis.

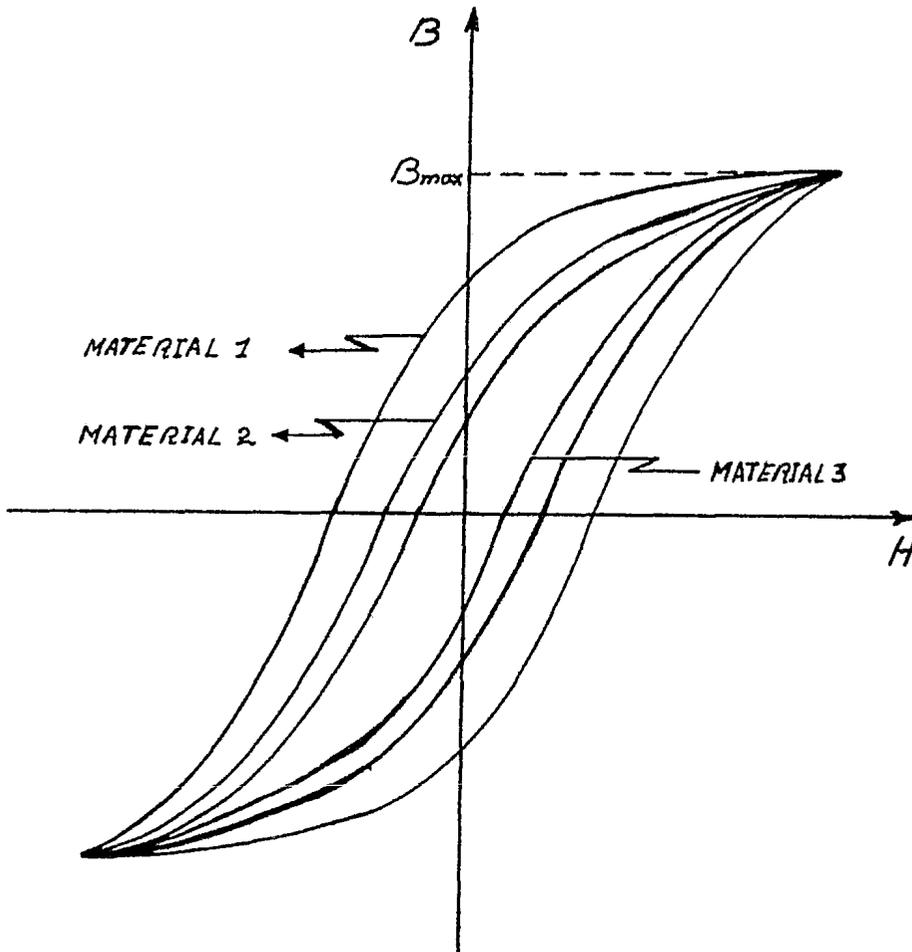


Figura 3.3 Reducción del anillo de histéresis a través de la calidad del material.

CORRIENTES PARASITAS. Análogamente a como procedimos para reducir las pérdidas por histéresis, lo haremos para la reducción de las pérdidas por corrientes parásitas. Tomando la ecuación 2.35 la cual nos da las pérdidas por unidad de volúmen en un ciclo debido a las corrientes parásitas, procederemos a analizarla:

$$P_{e-N} = \frac{\pi^2 B_{\max}^2 F^2 k^2}{6 \rho}$$

Como éstas pérdidas son por unidad de volúmen, una forma de reducir las será disminuyendo el volúmen del núcleo, ésto lo podemos hacer de idéntica forma a como lo hicimos en la reducción de pérdidas por histéresis a través del volúmen.

También podremos obtener una reducción por medio de la frecuencia, pero debido a que ya viene determinada se debe considerar invariable (como ya se explicó anteriormente).

Continuando con la expresión matemática anterior, podríamos pensar que disminuyendo B_{\max} , se reducirían las pérdidas por corrientes parásitas, pero al disminuir ese término tendríamos que aumentar el área de la sección transversal, para no perjudicar el flujo dentro del núcleo. Esto acarrearía un mayor volúmen que a su vez repercutiría en un aumento de las pérdidas en el núcleo. Como se puede apreciar, tratar de disminuir las pérdidas por corrientes parásitas reduciendo B_{\max} resulta muy comprometedor.

Otra manera de reducir las pérdidas por corrientes parásitas es aumentando la resistividad (ρ) del material ferromagnético, ya que así disminuimos las corrientes parásitas y por consiguiente obtenemos una reducción de las pérdidas por efecto Joule debido a dichas corrientes.

El método más practicado y recomendado para reducir las pérdidas por corrientes parásitas en el núcleo es reduciendo el espesor K de las láminas del material ferromagnético que componen el núcleo. Podemos afirmar que este parámetro no tiene compromiso alguno con las demás propiedades magnéticas del material del núcleo, por lo que se podría obtener una significativa reducción de las pérdidas por corrientes parásitas procurando una K lo más pequeña posible.

La longitud del circuito magnético también puede servir como un reductor de las pérdidas en el núcleo. En efecto, si reducimos esa longitud, reduciremos las pérdidas por corrientes parásitas, ya que el área de la sección transversal a la dirección de éstas corrientes se reduce, aumentando así la resistencia del circuito y bajando las corrientes parásitas. Por supuesto que al reducir ésta longitud, estamos disminuyendo el volumen del núcleo y con ello las pérdidas totales en éste, para lo cual se debe tener en cuenta el compromiso que dicha longitud tiene con otros parámetros de diseño que se deben cumplir.

En resumen, para una reducción significativa de las pérdidas en el núcleo, es recomendable usar una lámina lo más delgada posible y que ésta sea de un material ferromagnético de alta calidad.

Cuando se trataron las propiedades magnéticas de la materia, estudiamos el comportamiento estructural de los materiales ferromagnéticos. Ahora complementaremos el estudio de éstos materiales teniendo en cuenta las pérdidas que se efectúan en el núcleo del transformador.

a.2) MATERIALES FERROMAGNETICOS.

Los materiales ferromagnéticos están formados por -

cinco elementos naturales que son: HIERRO (Fe), COBALTO (Co), GADOLINIO (Gd), NIQUEL (Ni) y DISPROSIO (Dy), así como las múltiples aleaciones de éstos con otros elementos como son: ALUMINIO (Al), TUNGSTENO (W), SILICIO (Si), etc.

Como se mencionó anteriormente, el proceso de magnetización de un material ferromagnético consiste, en mover primeramente los límites de los dominios, de modo que aquéllos que están orientados favorablemente crezcan y los dominios desfavorables se contraigan. Si las paredes de los dominios son fáciles de mover, la fuerza coercitiva es baja y el material fácilmente magnetizable recibe el nombre de MATERIAL FERROMAGNETICO BLANDO. Si es difícil mover los límites de los dominios, la fuerza coercitiva es elevada y es difícil de magnetizar el material, denominándose éste MATERIAL FERROMAGNETICO DURO.

Las características de coercitividad determinan el anillo de histéresis para estos dos materiales ferromagnéticos que mostramos en la figura 3.4. Estos anillos de histéresis como ya lo hemos visto antes, son de primordial importancia en la reducción de pérdidas en el núcleo pues, un núcleo ferromagnético aumenta muchas veces los enlaces de flujo debido a su magnetización y el transformador puede así manejar mucha más energía. Sin embargo, invariablemente se pierde parte de la energía debido a la histéresis magnética analizada anteriormente. En un transformador monofásico de potencia con corriente de 60 c.p.s., el núcleo recorre el ciclo de histéresis 60 veces por segundo y, desde luego, el problema de pérdidas de energía se complica seriamente. El trabajo requerido para recorrer repentinamente el ciclo de histéresis es desperdiciado, ya que se usa solamente para empujar las paredes de los dominios para adelante y para atrás a medida que cambia la magnetización del núcleo.

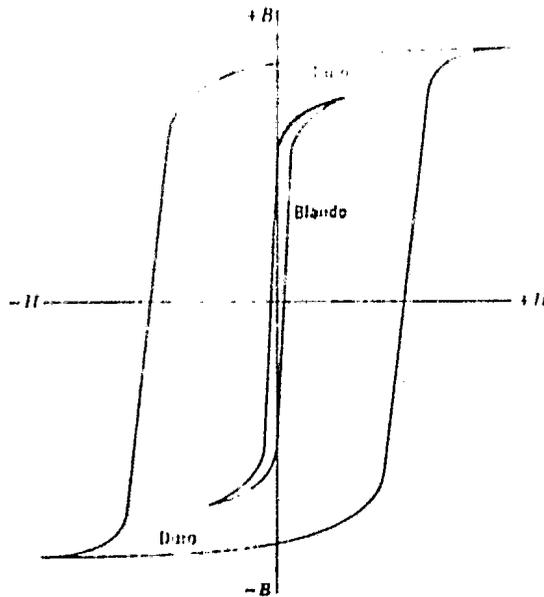


Figura 3.4 Curva de magnetización para materiales magnéticos duros y blandos.

Para minimizar el desperdicio de energía, el área encerrada por el ciclo de histéresis deberá ser lo más reducida posible, pero la permeabilidad y la inducción de saturación deberán ser lo mayor posibles. Estas condiciones son cumplidas significativamente por los MATERIALES FERROMAGNETICOS --- BLANDOS de acuerdo con la figura 3.4. Es por ello que estos materiales son preferidos en la construcción del núcleo. En suma, diremos que para minimizar las pérdidas por histéresis en el núcleo, se debe elegir un material ferromagnético blando. Entre los materiales que se pueden considerar MATERIALES FERROMAGNETICOS BLANDOS, encontraremos las siguientes aleaciones: - HIERRO-SILICIO, HIERRO-NIQUEL y las FERRITAS y GRANATES BLANDOS.

Para encaminarnos a un análisis comparativo de las -- propiedades magnéticas de estos tres materiales, basandonos -- en las necesidades de alta potencia y mínimas pérdidas que se requieren en los transformadores de potencia, presentaremos -- la tabla 3.1 que muestra las propiedades magnéticas de las -- aleaciones: HIERRO-SILICIO, HIERRO-NIQUEL y del HIERRO COMER- CIAL.

Si tomamos en cuenta los valores del HIERRO COMERCIAL, podemos observar que presenta una inducción de saturación un poco mayor que las aleaciones de HIERRO-SILICIO pero, sus pérdidas por histéresis son mucho mayores. Estas pérdidas por -- histéresis le dan una ventaja significativa de gran consideración a las aleaciones HIERRO-SILICIO cuando se desea diseñar el núcleo de un transformador de potencia altamente eficiente.

TABLA 3.1 . PROPIEDADES MAGNETICAS TI- PICAS DE DIVERSOS MATERIALES MAG- NETICOS BIANDOS

MATERIAL	PERMEABILIDAD RELATIVA INICIAL 100, PARA $\beta \sim 01$	PERDIDAS POR HISTÉRESIS POR C.C.T.A.	INDUCCIÓN DE SATURACIÓN WBER/IN-
Lineate de Hierro comercial	250	90	2.16
Fe 4% Si, caótica	500	50.17	1.95
Fe 7% Si, orientada	15,000	35.14	2.0
Permaloy 45 (45% Ni-55% Fe)	2,700	2	1.6
Mumetal (75% Ni-5% Cu- 20% Cr-18% Fe)	50,000	2	0.8
Supermaloy (79% Ni 10% Fe-5% Mo-5% Mn)	100,000	2	0.79

Quando comparamos las aleaciones comerciales de HIE RRO-NIQUEL como son los PERMALOYS y los MUMETALES, notamos que éstos presentan pérdidas por histéresis mucho menores -- que las aleaciones de HIERRO-SILICIO, lo que favorece gran- demente a la eficiencia del transformador, pero sus caracte

rísticas inductivas de saturación son muy bajas, con lo cual impide manejar altas potencias. Claro que, si analizamos -- las características de permeabilidad relativa inicial, las aleaciones de HIERRO-NIQUEL son excelentes, por lo que son utilizadas cuando se requieren bajas inducciones como se presenta en los equipos de comunicación de alta fidelidad y sensibilidad, así como en operaciones de audio-frecuencia y radio-frecuencia donde es necesario tener unas pérdidas sensiblemente bajas.

Las propiedades magnéticas de las ferritas blandas -- son presentadas en la tabla 3.2. Como se puede apreciar, -- estos materiales presentan una alta resistencia eléctrica, -- lo que reduce grandemente las pérdidas por corrientes parásitas en un núcleo de transformador (generalmente son menores a una millonesima parte que las de las aleaciones HIERRO-SILICIO típicas), ésto favorece su eficiencia, sin embargo, la inducción de saturación es demasiado baja por lo que imposibilita su uso en transformadores de potencia. Su mayor aplicación se presenta cuando se opera a frecuencias mayores a 10^6 c.p.s.

**TABLA 3.2 .PROPIEDADES MAGNETICAS
TIPICAS DE FERRITAS BLANDAS**

MATERIAL	PERMEABILIDAD RELATIVA INICIAL	INDUCCION DE SATURACION Gauss/cm	RESISTIVIDAD ELECTRICA $\Omega\text{-cm}$
Ferrita MnO NiO ZnO Fe ₂ O ₃	12	0.5	0.5×10^6
Ferrita NiO NiO ZnO Fe ₂ O ₃	60	0.25	10 ⁶
Ferrita NiO NiO ZnO Fe ₂ O ₃	100	0.25	10 ⁶

En suma, de los materiales ferromagnéticos blandos- que cubren las necesidades de alta potencia y bajas pérdi-- das en la elaboración del diseño del núcleo, son las alea-- ciones de HIERRO-SILICIO vistas anteriormente. Esto da co-- mo resultado el estudio de procedimientos, tratamientos, me-- joramiento de las características magnéticas, etc., encami-- nados a obtener una aleación de HIERRO-SILICIO lo más efi-- ciente posible.

ALEACIONES HIERRO-SILICIO. Como en éstas aleaciones existe un contenido de carbono, se les conoce comunmente como ACE-- ROS AL SILICIO O ACEROS DE GRANO ORIENTADO (un GRANO o CRIS-- TAL se compone estructuralmente de uno o varios dominios).

Generalmente el diseñador de transformadores recibe los aceros de GRANO ORIENTADO procedentes de la fábrica don-- de se produce éste tipo de acero. Sin embargo, se conside-- ra conveniente el conocimiento acerca de las formas, en que el productor mejora la calidad del acero teniendo en cuenta una alta inducción y bajas pérdidas. Pues al tener estos -- conocimientos se amplía el criterio de elección entre mate-- riales convenientes para el núcleo, así como para visuali-- zar la veracidad de las curvas presentadas por los fabrican-- tes. En algunos casos, estos conocimientos sirven como ba-- se para que el diseñador los pueda emplear nuevamente si es-- tos en alguna forma mejoran la calidad magnética de los -- aceros.

La estructura del ACERO AL SILICIO representa un -- conglomerado de GRANOS FERRITICOS, en cuya solución se en-- cuentran otros elementos que forman parte del acero.

En las especies modernas de ACERO AL SILICIO hay -- una pequeña adición de silicio, la que, en concordancia con su calidad la podemos clasificar como se muestra en la ta

bla 3.3 de acuerdo al autor M.P. Kostenko en su libro Máquina Eléctrica I

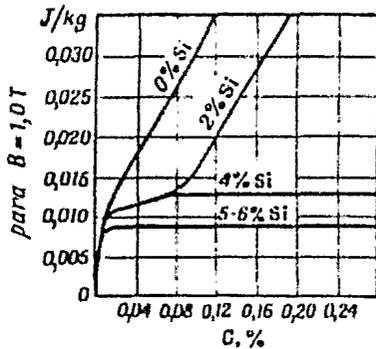
TABLA 3.3

Grado de aleación del acero	Contenido de silicio, %	Resistencia eléctrica, $\Omega \cdot \text{cm}^2 / \text{cm}^2$
De baja aleación	0,8-1,8	7,8
De aleación media	1,8-2,8	7,75
De aleación elevada:		
a) laminado en caliente	2,8-4,0	7,65
b) laminado en frío	2,5-3,5	7,62
De alta aleación	4-4,8	7,55

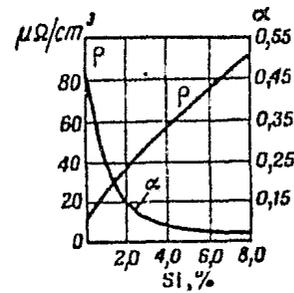
El SILICIO tiene dos objetivos. En primer lugar, -- contribuye al paso del carbono existente en el acero, de la cementita al grafito, lo que reduce las pérdidas por histéresis y en segundo lugar, aumenta la resistencia eléctrica del acero, lo cual disminuye las pérdidas por corrientes parásitas. En la figura 3.5(a) se muestran las pérdidas por histéresis en función del porcentaje de silicio y carbono en el acero.

En la figura 3.5(b) se da la resistencia eléctrica y el coeficiente de temperatura del ACERO AL SILICIO, en función del contenido de silicio en por ciento.

La adición de silicio aumenta la resistencia específica eléctrica del acero casi proporcionalmente al contenido de silicio y con ello contribuye a la disminución de las pérdidas por corrientes parásitas, que surgen en el acero al trabajar éste en un campo alternativo. Una adición de silicio por encima del 1.8% aumenta notoriamente la permeabili-



(a)



(b)

Figura 3.5 (a) Dependencia de las pérdidas por histéresis con el porcentaje de silicio y carbono en el acero (b) Influencia del silicio en la resistencia eléctrica y coeficiente de temperatura en el acero.

dad magnética del acero en campos pequeños, pero la disminuye algo en campos de alta intensidad. La presencia del silicio en el hierro hace más difícil la laminación delgada. El aumento del contenido de silicio más de 4-5% influye poco en la variación de las pérdidas magnéticas, pero en fuerte grado aumenta la fragilidad del material. Las impurezas ajenas en el material empeoran las propiedades magnéticas - en el acero y para lograr altas propiedades magnéticas con mínimas pérdidas, es necesario elegir correctamente el régimen de laminado y recocido que más adelante veremos.

Durante la fusión del hierro-silicio en el horno de arco eléctrico, se eliminan el azufre, fósforo, nitrógeno, carbono y oxígenos indeseables.

Una vez obtenida la aleación de hierro-silicio, es necesario laminar, pues los núcleos de transformadores de potencia son construidas con láminas de ACERO AL SILICIO.

De acuerdo a la manera de laminar, se tendrá una variación en las propiedades magnéticas del material - según el método del tratamiento, se distingue el ACERO LAMINADO EN CALIENTE y el ACERO LAMINADO EN FRIO TEXTUADO. Esto último tiene en comparación con el primero, mejores propiedades magnéticas, pero solamente en el caso en que el flujo magnético esté orientado en el sentido de laminación del -- acero. En dirección transversal a la laminación, las propiedades magnéticas del acero laminado en frío, son muy malas. En otras palabras, éste acero posee una anisotropía brusca. Es por esta razón que se emplea principalmente para la construcción de transformadores.

Si la laminación se controla cuidadosamente, se puede inducir la orientación preferente de los cristales (TEXTURADO).

En éste caso, las direcciones de fácil magnetización están en la trayectoria de laminación como se indica - en la figura 3.6.

Es más fácil imantar las láminas con TEXTURA de las figuras 3.6(b) y 3.6(c) en la dirección de laminación, que -- las láminas con TEXTURA caótica, pues los granos desfavorablemente orientados necesitan campos magnéticos más elevados.

La figura 3.7 ilustra la gran ventaja en permeabilidad del hierro silicio con textura caótica, sobre el hierro fundido ordinario (o acero con carbono corriente) y ventaja aún mayor del hierro-silicio con textura sobre la forma caó

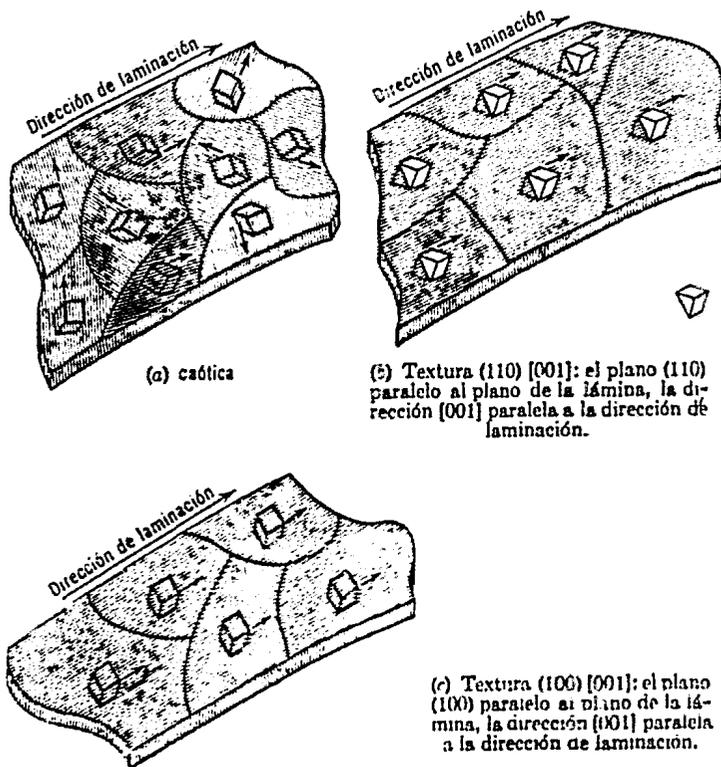


Figura 3.6 Orientación caótica y preferida en laminas de hierro-silicio policristalino. Los pequeños cubos indican la orientación de cada grano.

tica. Como la saturación más fácil de un material ferromagnético está también íntimamente acompañada de menor histéresis, es obvio que si deseamos reducir aún más las pérdidas en el núcleo debemos elegir el ACERO AL SILICIO LAMINADO EN FRIO TEXTURADO.

Observado, que el acero al silicio se obtiene por laminación, sus granos se estiran algo en dirección del laminado, lo que crea una heterogeneidad de las propiedades tanto mecánicas, como magnéticas y eléctricas. El fenómeno de estirado de los granos, que es el resultado del endurecimiento por deformación en frío durante el laminado, empeora

algunas características magnéticas y aumenta el "bucle" de histéresis, lo que aumenta las pérdidas magnéticas. Al mismo tiempo el endurecimiento por deformación en frío aumenta también la resistencia eléctrica, lo que reduce en cierto grado las pérdidas por corrientes parásitas, pero queda pre-

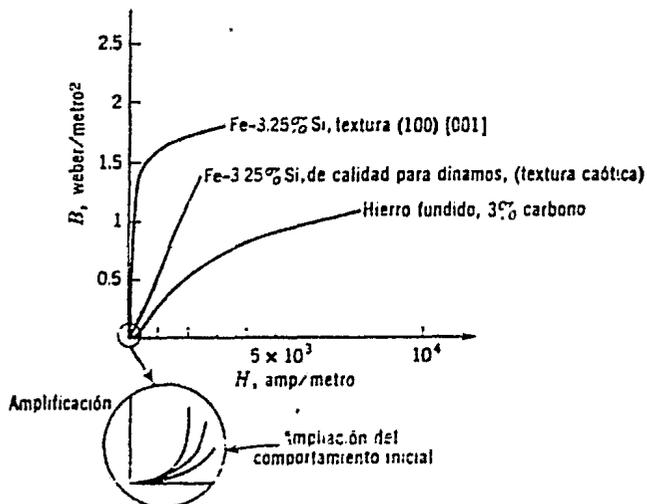


Figura 3.7 Comparación de la parte inicial de las curvas B-H de hierro fundido, hierro-silicio con textura caótica, y hierro-silicio con textura cúbica, todos previamente magnetizados. La ampliación del origen demuestra la permeabilidad inicial relativamente reducida de estas aleaciones.

dominante la influencia del aumento del "bucle" de histéresis.

Con el objeto de eliminar todos estos fenómenos perjudiciales y así obtener un número de pérdidas lo más reducido posible, después del laminado, el acero al silicio se somete a recocido a una temperatura de 800°C, lo que contribuye al engrandecimiento de los granos y con ello la reducción de las pérdidas por histéresis. El recocido se debe efectuar en una atmósfera de hidrogeno humedo y después en-

hidrogeno seco, para así eliminar el carbono y oxígeno residuales. Este tipo de proceso mejora la permeabilidad magnética del material.

Para evitar el contacto entre las chapas, éstas se aíslan una de otra con una capa fina de papel y laca de esmalte. Puesto que el aislamiento ocupa cierto espacio, se reduce el llenado del acero y el valor del factor de apilamiento varía dependiendo del espesor de las chapas y del tipo de aislamiento. La irregularidad del espesor de las propias chapas ejercen gran influencia en el llenado. Si en algunas zonas resultan por casualidad cortaduras más gruesas, elegidas por su longitud, y en otras más finas, esto crea un debilitamiento local del encajado, ocasionando vibraciones de las chapas y corrosión por contacto. El fenómeno de corrosión por contacto conduce al deterioro del aislamiento, al aumento de las pérdidas y al debilitamiento del encajado.

b) REDUCCION DE PERDIDAS EN LOS DEVANADOS

La reducción de éstas pérdidas tienen una importancia singular, ya que son las más significativas dentro de las pérdidas totales del transformador, por lo que se hará en análisis cuidadoso sobre dichas pérdidas.

Para reducir las pérdidas en los devanados por efecto joule debido a la corriente de carga, se analizará la expresión 2.38 que relaciona las pérdidas con la corriente que circula a través de un conductor y su resistencia asociada como se percibe a continuación.

$$P = RI^2$$

Una observación de ésta expresión nos dice que las pérdidas en los devanados por efecto joule, son directamente proporcional al cuadrado de la corriente, por lo tanto, cual

quier disminución de ésta produce una reducción de las pérdidas en el conductor. Ahora bien, se sabe que los transformadores son diseñados para alimentar cargas que por lo general demandan una corriente de magnitud aleatoria ó pre establecida. Es por ello que la corriente en un transformador depende de la carga, lo que crea una imposibilidad de reducción en éstas pérdidas por medio de dicha corriente, pues la reducción de dichas pérdidas dependerían de la carga y no del diseñador, es más, cuando se vio la máxima eficiencia fué calculado el valor que debe tener la corriente de carga para reducir al máximo las pérdidas, teniendo en cuenta el punto de operación o la variabilidad de dicha carga.

Continuando con el análisis de la expresión 2.38 se observa que el único parámetro por medio del cual se pueden reducir las pérdidas en los devanados del transformador, es la resistencia de éstos, y, como dicha resistencia es directamente proporcional a las pérdidas, consecuentemente una baja de la resistencia producirá reducción en las pérdidas por efecto joule en los conductores de los devanados.

Ahora veremos como se puede disminuir la resistencia del conductor en los devanados.

Cuando se estudio las pérdidas en los devanados vimos que la resistencia de cualquier conductor depende de su longitud, del área de su sección transversal, de su resistividad y de la temperatura a que se encuentre. Las tres primeras se encuentran relacionada con la resistencia, como se vio anteriormente, por medio de la ecuación 2.40.

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

Por lo tanto, para bajar la resistencia se tendrá que analizar dicha expresión.

Viéndolo bien, podemos decir que existen varias posibilidades para efectuar la reducción, pero algunas serán más viables que otras, produciéndose así la necesidad de conocer cual de ellas reduce en forma significativa la resistencia de los devanados del transformador.

Si se piensa en una posible reducción de pérdidas (bajando la resistencia) por intermedio de la longitud del conductor, debemos disminuir ésta, ya que es directamente proporcional a la resistencia.

Antes de proceder a la reducción de la longitud del conductor, se debe aclarar que ésta se encuentra íntimamente relacionada con el número de vueltas del embobinado, así como con el área de la sección transversal del núcleo, siendo éstos dos últimos parámetros mucho más importantes en el diseño del transformador, que la longitud del conductor que compone los devanados. Por todo esto, la aplicación de los métodos para reducir las pérdidas a través de la longitud de los conductores en los circuitos eléctricos, se debe, hacer de tal manera que no se perjudiquen parámetros mucho más importantes como son los mencionados anteriormente. También se debe tener en cuenta que la reducción de la resistencia proporcionado por la longitud, es muy pequeño, por lo que es necesario recurrir a un análisis de costos, antes de proceder con la disminución de la longitud.

Habiéndose tenido en cuenta la aclaración anterior, daremos los posibles métodos para reducir la longitud del conductor de las bobinas.

Se puede disminuir la longitud del conductor, eligiendo entre alambres de iguales características eléctricas, aquel que tenga un aislamiento de menor espesor, pues así se estará reduciendo el radio medio de la bobina-

y por consiguiente la longitud del conductor como se muestra en la figura 3.8

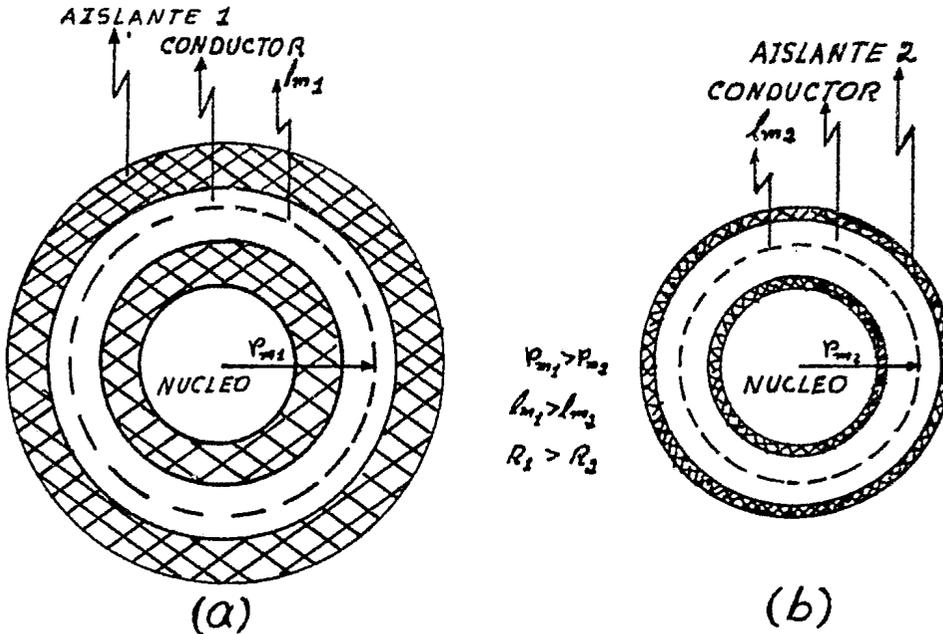


Figura 3.8 Espiras de devanados que tienen un (a) espesor aislante grande y (b) un espesor aislante pequeño.

Otra alternativa que se presenta para reducir la longitud del conductor y por consiguiente las pérdidas en el mismo, se efectúa de la siguiente manera.

En un transformador, la forma de la sección transversal del núcleo puede ser rectangular, cuadrado o cruciforme. En los transformadores de potencia se utilizan secciones transversales cruciformes como se ilustra en la figura 3.9. Hemos de observar que ésta sección está formada por escalones circunscritos al círculo que se muestra. A medida que se aumenta el número de escalones para un mismo círculo, el área de la sección transversal aumentará ya que se aproxima a la del círculo. Ahora bien, para un área de sección transversal efectiva del núcleo de-

terminada, se pueden tener círculos circunscritos menores aumentando cada vez más el número de escalones como se muestra en la figura 3.9

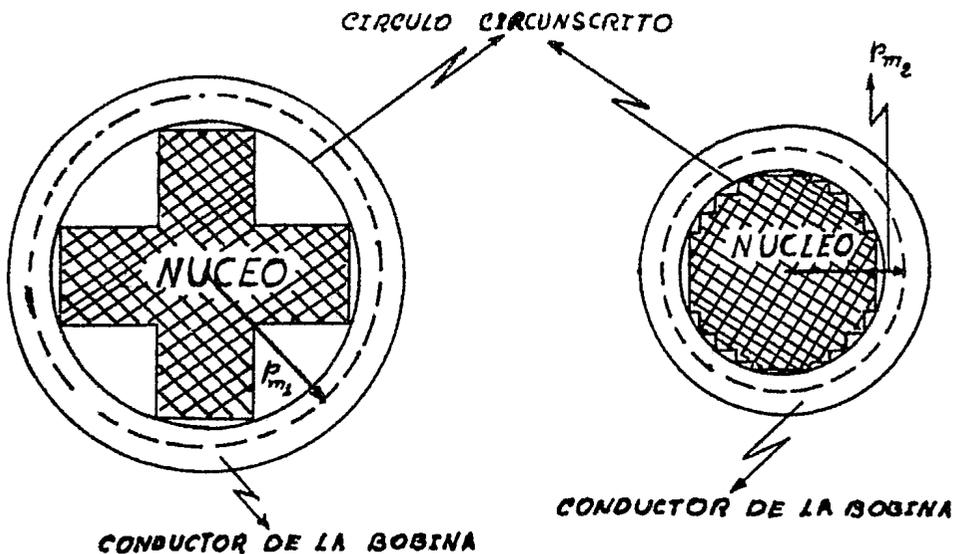


Figura 3.9 Núcleos cruciformes con radios medios diferentes.

Al disminuir el círculo circunscrito, se estará reduciendo el radio medio de la bobina y así la longitud del conductor. Al reducir la longitud de dicho conductor se estará disminuyendo su resistencia y por lo tanto bajarán las pérdidas en los devanados.

De las dos formas dadas anteriormente para reducir las pérdidas en base a la longitud de los conductores, la más significativa es la que emplea una sección transversal cruciforme en el núcleo, ya que en ésta se obtiene una reducción de longitud mucho mayor, que cuando se utilizan conductores con aislamiento de espesor delgado, pues éstos espesores son muy pequeños comparados con las restantes dimensiones del conductor.

La reducción de pérdidas por medio de la longitud del conductor en los devanados, es menos importante que la que se consigue mediante la sección transversal de éste, la cual estudiaremos a continuación.

Una de las posibilidades más factibles y práctica por medio de la cual se reduce la resistencia de un conductor, es a través del área de su sección transversal. Atendiendo a la expresión 2.40 se ve que el área es inversamente proporcional a la resistencia, por lo tanto, un aumento de dicha área, hara disminuir significativamente la resistencia del conductor.

Siguiendo con el estudio de la fórmula 2.40, apreciaremos que la resistividad del material es directamente proporcional a la resistencia. Como consecuencia, si se tiene un material con baja resistividad, obtendremos por consiguiente bajas pérdidas (o resistencia). Esta es otra de las formas viables para bajar la resistencia en los devanados del transformador, o sea, utilizando materiales de buena calidad conductiva.

Por último, para analizar la relación de la resistencia con la temperatura, recurriremos a la expresión -- 2.45

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (t_2 - t_1)]$$

observando diremos, que la resistencia se reduce si se elige un material con un coeficiente de temperatura bajo, o una alta temperatura inferida de acuerdo a la ecuación 2.44. La diferencia en el aumento de resistencia por temperatura entre distintos materiales conductores de acuerdo a su coeficiente de temperatura, no es muy significativo, por lo que se debe reservar el derecho de tener en cuenta una reducción de pérdidas en los conductores a través de éste coeficiente. Con esto queremos decir que, es

más importante tener en cuenta para una reducción de pérdidas en los devanados, el área del conductor y su resistividad.

Las dos últimas formas para reducir la resistencia, dependen de la característica natural del material y es por ésto que daremos alguna pequeña información generalizada de diferentes materiales.

Las características resistivas de los materiales -- presentados en la tabla 3.4, muestra que la plata, el cobre,

TABLA 3.4
La resistividad de diversos materiales

Material	ρ (CM-ohms/pie) @ 20 °C
Plata	9.9
Cobre	10.37
Oro	14.7
Aluminio	17.0
Tungsteno	33.0
Níquel	47.0
Hierro	74.0
Constantán	295.0
Nicromo	600.0
Calorita	720.0
Carbono	21 000.0

el oro y el aluminio son los que presentan características eléctricas más ventajosas, si se desea construir devanados con bajas pérdidas. Pero la plata y el oro tienen un costo muy elevado comparado con el cobre. Esto hace que en la construcción de los conductores para transformadores de potencia, sea utilizado casi exclusivamente el cobre.

También es de tener en cuenta que las impurezas -- contenidas en los materiales de dichos conductores, in----

fluyen en su conductividad (ésta es el inverso de la resistividad). En la figura 3.10 se dan los datos de variación de la conductividad del cobre en dependencia del porcentaje de diferentes impurezas. El cobre destinado para los conductores utilizados en la ingeniería eléctrica, no debe contener más del 0.1% de impurezas, sobre todo son dañinas las impurezas de bismuto y antimonio,

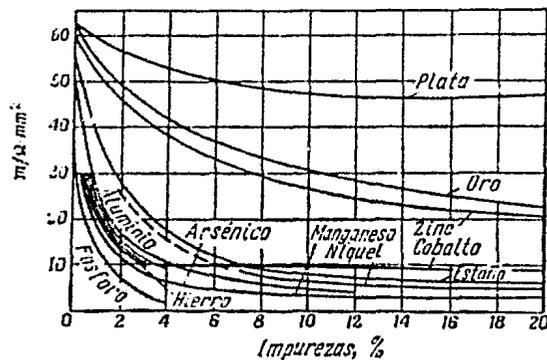


Figura 3.10 Curvas de variación de la conductividad del cobre en dependencia del porcentaje de diferentes impurezas

Durante el estirado en frío, el cobre se somete a endurecimiento haciéndose más duro y aumentando así su resistencia eléctrica. Debido a esto el cobre se tiene que recocer para que recupere sus propiedades conductivas. Es por ello que esta operación debe practicarse no solo en la fábrica de cables, también en la fábrica que construye los transformadores.

También presentaremos tablas de temperaturas absolutas inferidas y de coeficientes de temperatura para diferentes materiales. Como se indica en estas tablas, el (C) tiene coeficiente negativo, lo que quiere decir que la resistencia de éste disminuirá al aumentar la temperatura. También es bueno tener en cuenta que al aumentar el área -

TABLA 3.5

Temperaturas absolutas inferidas

<i>Material</i>	<i>Temperatura, °C</i>
Plata	-243
Cobre	-234,5
Oro	-274
Aluminio	-236
Tungsteno	-204
Niquel	-147
Hierro	-162
Constantán	-125 000
Nicromo	-2 250

TABLA 3.6

Coeficiente de temperatura de la resistencia para
diversos materiales a 20 °C

<i>Material</i>	<i>Coeficiente de temperatura (α)</i>
Plata	0.0038
Cobre	0.00393
Oro	0.0034
Aluminio	0.00391
Tungsteno	0.005
Niquel	0.006
Hierro	0.0055
Constantán	0.000008
Nicromo	0.00011
Carbono (c)	-0.0005

de la sección transversal del conductor, se disminuye la temperatura de éste, por lo que se obtendrán pérdidas menores.

Cuando se tiene la necesidad de diseñar, teniendo en cuenta una alta reducción de pérdidas (para obtener la-

mayor eficiencia posible) en los devanados del transformador, es importante adquirir la facilidad de comparar alternativas, entre los posibles conductores que forman dichos devanados. Por todo lo anterior, así como por el deseo de apegarnos a la realidad, se dara alguna información acerca de los alambres magnéticos producidos en México para transformadores de potencia, la cual anexaremos en el apéndice.

c) REDUCCION DE PERDIDAS ADICIONALES

Anteriormente se ha manifestado que éstas pérdidas resultan menos importantes que las del núcleo y devanados, pero en transformadores de potencia pueden en un instante dado ser significativas, teniendo en cuenta la magnitud de kilowatts ahorrados por medio de una reducción de éstas -- pérdidas.

Tratar de reducir las pérdidas en un transformador es una tarea difícil de llevar a cabo, pues la falta ----- de expresiones matemáticas para su cuantificación, impide visualizar los parámetros que se deben tener en cuenta para el desarrollo de su reducción y es por ello que éste campo se encuentra muy limitado. La gran mayoría de lo que se ha efectuado actualmente en pro de la reducción de pérdidas -- adicionales, se ha hecho por métodos empíricos basados en -- la experimentación a nivel industrial.

En esta tesis se estudiará la reducción de pérdidas adicionales teniendo en cuenta los métodos empíricos aplicados en la industria mencionados anteriormente. También -- trataremos, cuando sea posible, tener en cuenta algunos parámetros disponibles si se tiene la certeza que su valor de -- termina una influencia en las pérdidas adicionales.

Hay que tener mucho cuidado en los métodos utilizados para la reducción de éstas pérdidas, ya que su implemen --

tación puede llevarnos a costos muy elevados, comparados -- con el beneficio minúsculo que una disminución de ellas -- produciría en la eficiencia del transformador. Sin embargo, la gran mayoría de las formas para reducir las pérdi-- das adicionales que se dan en esta tesis, son métodos aplicados prácticamente y que ya han proporcionado un benefi-- cio real habiéndose sometido previamente a un análisis de-- costos.

Para llevar un orden y ser compatibles con el inciso de pérdidas adicionales, empezaremos por describir la -- forma como se puede reducir las pérdidas dieléctricas, continuando con las restantes.

c.1) REDUCCION DE PERDIDAS DIELECTRICAS

Previamente a la reducción de pérdidas en los aislantes que componen un transformador, se deben tener en -- cuenta los compromisos que tienen estos materiales con la-- RIGIDEZ DIELECTRICA y la VIDA UTIL que deben tener los --- transformadores.

La destinación fundamental de los materiales ais-- lantes, es aislar eléctricamente los organos conductores -- de corriente eléctrica, es por ello que la exigencia principal planteada a éstos materiales, es su alta rigidez dieléctrica.

También la vida útil del transformador (que depende de la variabilidad de las pérdidas a través del tiempo) és ta en función de la eficiencia de su aislamiento para re-- sistir los efectos perjudiciales del calor y la humedad, -- así como a los esfuerzos físicos y dieléctricos a que és ta sometido en condiciones de trabajo. Por tanto, un aislamiento apropiado constituye la característica más impor--

tante en la construcción del transformador bajo los conceptos de rigidez dieléctrica y vida útil.

En adelante, todo lo que se efectúa con el propósito de reducir las pérdidas dieléctricas, se debe llevar a cabo después que se han cumplido las exigencias más importantes de los aislantes mencionadas anteriormente.

Análizando la cuantificación de las pérdidas dieléctricas, se puede afirmar que existe una estrecha analogía (respecto a la frecuencia y el volumen) con las pérdidas en el núcleo y su forma de reducción también guardan una similitud.

Las pérdidas dieléctricas del transformador dependen en forma directa de la frecuencia, pero ésta no la podemos disminuir, ya que durante toda la tesis se ha dicho que es constante en los transformadores de potencia dependiendo solamente de la planta generadora.

También las pérdidas dieléctricas son directamente proporcionales al volumen del aislante, por lo que una disminución de éstas acarreará la baja sensible en las pérdidas de los aislamientos. Una manera muy común de reducir el volumen, es utilizando materiales con alta rigidez dieléctrica, pues, cuando en los transformadores se utilizan dichos materiales, el espesor de éstos disminuye llevando consigo una baja en el volumen y en las pérdidas dieléctricas.

En todas las expresiones matemáticas que cuantifican las pérdidas dieléctricas, se puede notar que presentan una dependencia directa con el cuadrado del gradiente. En consecuencia, si se elige un gradiente adecuado para cada aislante, tendremos una reducción de pérdidas adicionales que puede ser significativa. Como explicación de este procedimiento, nos basaremos en un ejemplo sencillo que daremos a continuación.

Generalmente en los transformadores los aislantes-sólidos se encuentran en serie con el aceite como mostramos en la figura 3.11

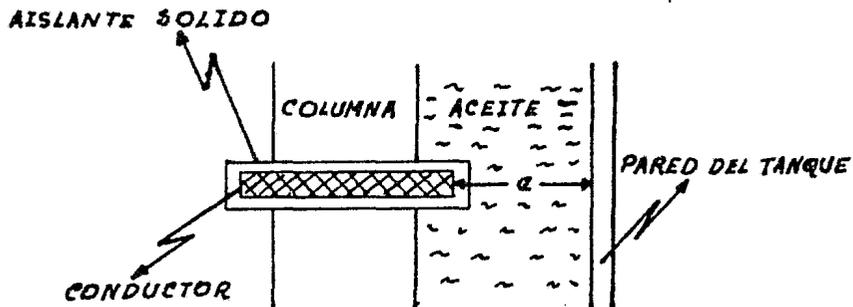


Figura 3.11 Disposición del conductor, aislante sólido y aceite dentro de un transformador donde se muestra el voltaje e , que se reparten el sólido y el aceite.

Si se emplea la ecuación 2.52, tenemos que el gradiente para el aislante sólido y el aceite son

$$g_s = \frac{e}{X_o \left(\frac{\epsilon_s}{\epsilon_o} \right) + X_s}$$

$$g_o = \frac{e}{X_s \left(\frac{\epsilon_o}{\epsilon_s} \right) + X_o}$$

donde los subíndices s representan los valores del sólido y o los del aceite. Ahora bien, si se elige el papel como aislante sólido, éste tiene una permitividad $\epsilon_s = 4$ y el valor para el aceite es $\epsilon_o = 2$. supongamos que respecto a los espesores de los aislantes se piensa en dos opciones, que $X_s = 2$ y $X_o = 4$ o que $X_s = 4$ y $X_o = 2$. Reemplazando los valores de la primera opción tendremos:

$$g_s = \frac{e}{4\left(\frac{4}{2}\right) + 2} \Rightarrow g_s = \frac{e}{10}$$

$$g_o = \frac{e}{2\left(\frac{2}{4}\right) + 4} \Rightarrow g_o = \frac{e}{5}$$

si reemplazamos los valores de la segunda opción, se obtendrá:

$$g_s = \frac{e}{2\left(\frac{4}{2}\right) + 4} \Rightarrow g_s = \frac{e}{8}$$

$$g_o = \frac{e}{4\left(\frac{2}{4}\right) + 2} \Rightarrow g_o = \frac{e}{4}$$

Análizando los resultados obtenidos, es evidente que la opción que más disminuye las pérdidas, es la primera, porque el gradiente del sólido es más pequeño y las pérdidas dieléctricas de éste son mucho más significativas que las del aceite.

En conclusión, siempre se debe distribuir el espesor de los aislantes de tal manera que produzcan en el sólido un gradiente lo más bajo posible.

Aunque las pérdidas por conducción de aislamiento no son muy elevadas comparadas con las de histéresis dieléctricas, éstas pueden ser reducidas teniendo un material aislante con alta resistencia ohmica, ya que así disminuirá la corriente de conducción y con ello la baja en las pérdidas dieléctricas.

También se pudo apreciar, cuando cuantificamos éstas pérdidas que una elevación de la temperatura las amentará, por lo tanto, una baja en dicha temperatura reducida dichas pérđidas dieléctricas.

La disminución de la temperatura se puede conse--guir utilizando aislantes con alta conductividad termica - o a través de medios refrigerantes. Por lo general, los - aislantes son malos conductores termicos, lo que imposibi--lita un mejoramiento de la eficiencia referida a ésta op--ción. Ahora bien, es temerario tratar de bajar las pérdi--das dieléctricas por medios refrigerantes, ya que éstos --son muy costosos y seria absurdo incluirlos exclusivamente con el objeto de bajar las pérdidas.

Los medios refrigerantes son diseñados con el propósito principal de mantener la temperatura del transformador, a un cierto régimen y así tener una vida útil y rigi--dez dieléctrica adecuada. Lo que se puede hacer, es apro--vechar éstos medios refrigerantes para maximizar la efi--ciencia del transformador.

Existen gran cantidad de aislante para transformadores de potencia. En la tabla 7 se puede apreciar el valor de la -- constante dieléctrica para diferentes aislantes. También--presentamos algunas curvas de pérdidas para distintos ais--lantes teniendo en cuenta su dependencia con el gradiente--de voltaje y la temperatura.

Sobre los aislantes solidos existentes en México, se puede consultar el apendice, y, respecto a los aceites--utilizados se puede decir que PEMEX surte la demanda nacional.

TABLA 3.7

Material	Dielectric Constant or Permittivity
Air	1
Asphalt	2.5
Bakelite	4.5
Varnished cambric	4 to 5
Fiber (horn), dry	2.5
Fiber (horn), oiled	4.5 to 5
Glass (crown)	6
Glass (heavy flint)	10
Gutta percha	3.5 to 4
Herkolite	3.7 at 25°C.
Herkolite	3.85 at 50°C.
Herkolite	4.4 at 75°C.
Herkolite	5.0 at 100°C.
Mica	5 to 7
Oil (linseed)	3.5
Oil (transformer oil)	2 to 2.5
Pyranol	4 to 5
Paper (dry cable)	6.0
Paper (paraffined)	3.5
Paper (oiled)	4 to 4.5
Paraffin	2 to 2.3
Pressboard (dry)	3
Pressboard (oiled)	4 to 5
Porcelain	4.5 to 5
Rubber (hard)	3
Rubber (vulcanized)	2.5
Shellac	3
Sulphur	4
Wood (treated)	3 to 3.5

Reference for most of above materials, p. 249, *Dielectric Phenomena in High Voltage Engineering*.³

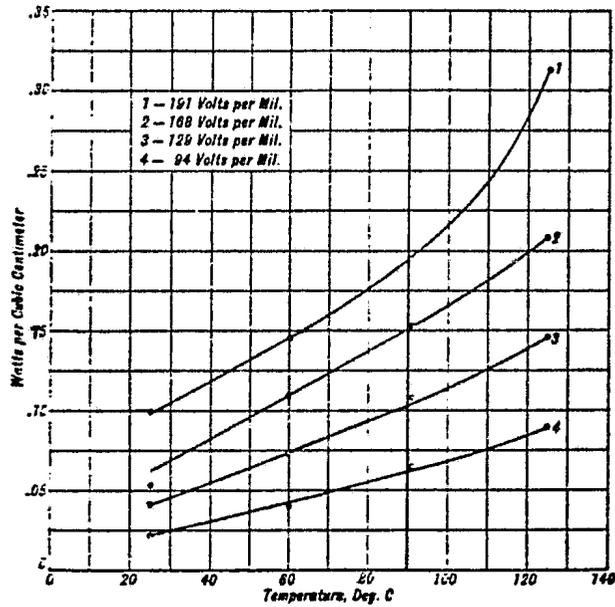


Figura 3.12 Perdidas dieléctricas vs temperatura de 0.034 de pulgada de un papel especial impregnado de aceite. La prueba fue efectuada con discos de 10 pulgadas. Ancho total, 0.203 pulgadas, a 60 ciclos

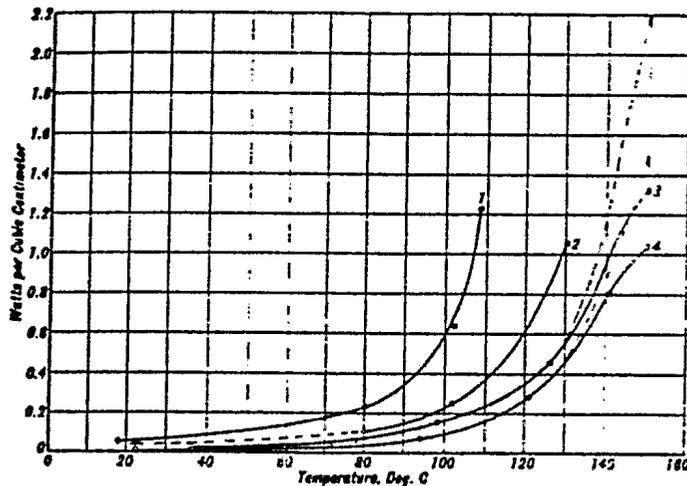


Figura 3.13 Dielectric loss vs. temperature of 0.012-in black varnish cambric. Tested between 13-in. flat disks; 60 cycles.

- No. 1—Sample No. 1—0.150 in. thick; 257 volts per mil.
- No. 2—Sample No. 1—0.150 in. thick; 175 volts per mil.
- No. 3—Sample No. 2—0.162 in. thick; 162 volts per mil.
- No. 4—Sample No. 3—0.152 in. thick; 142 volts per mil.
- Point at 141°C. was taken at 131 volts per mil.
- Point at 150°C. was taken at 124 volts per mil.

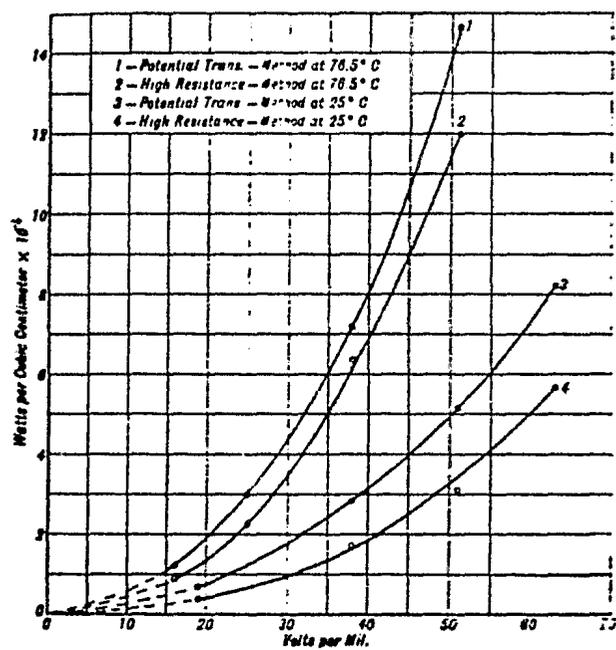


Figure 3.14 Dielectric loss in transformer oil; 4-cm. brass plates 0.157 in. apart, 60 cycles.

c.2) REDUCCION DE PERDIDAS ADICIONALES EN LOS DEVANADOS

Cuando estudiamos las pérdidas adicionales en los devanados vimos que estas se deben a dos fenómenos fundamentales. Al efecto superficial y a las corrientes parásitas generadas por los flujos dispersos que atraviesan dichos conductores.

Primero analizaremos la reducción de pérdidas debido al efecto superficial y diremos que para tener este efecto más tenue se procede a seccionar el conductor y aislar dichas secciones como vemos a continuación.

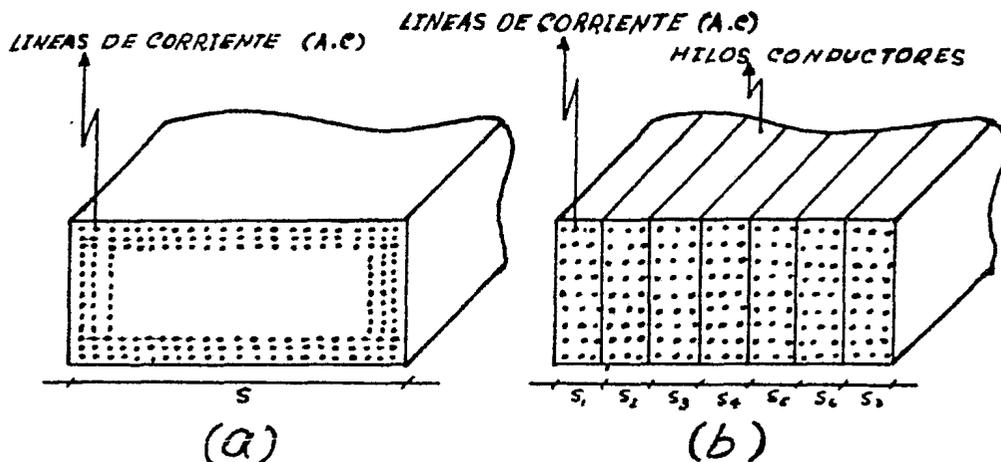


Figura 3.15 (a) Sección transversal de un conductor sin seccionar, donde aparecen -- las líneas de corriente alterna saliendo -- del plano de la hora (b) conductor seccionado.

Como apreciamos en la fig. 3.15 (b) las líneas de -- flujo de corriente alterna se distribuyen más regularmente -- cuando tenemos el conductor seccionado. Esto hace que el -- área del conductor sea aprovechado en casi su totalidad au-- mentando así el área efectiva y disminuyendo la resistencia-- con la consecuente disminución de las pérdidas por efecto --

joule en los devanados del transformador. Este seccionamiento se puede conseguir fácilmente, ya que el productor de conductores proporciona los hilos que componen éstos conductores (los cuales son llamados soleras como lo vimos en la parte de reducción de pérdidas en los devanados) y luego en la fábrica de transformadores los unen, en un número determinado de ---- acuerdo al diseño, para formar un solo conductor.

Las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados pueden ser reducidas por medio de dos caminos: (1) Reduciendo el espesor del conductor S que es la dimensión perpendicular al flujo disperso e incrementar las otras dimensiones del conductor para evitar reducir la sección transversal de éste; y (2) subdividir al conductor en hilos y transponerlos.

El método (1) está muy limitado porque este tiende a cambiar los valores de otros parámetros de diseño como son -- las dimensiones de la bobina, reactancia fuerza mecánica etc. Además con el segundo método estaríamos atenuando el efecto superficial descrito anteriormente. Es por ello que en caso de fuertes pérdidas por corrientes parásitas en los devanados debemos recurrir al segundo método para su reducción.

Como siempre lo hemos venido haciendo trataremos de -- analizar la expresión para éstas pérdidas (aunque son para el cobre su función didáctica sería la misma que una expresión -- generalizada) la cual viene dada por la expresión 2.60

$$P_{c.u} = (62.5)(10^{-11})(Sf)^2 \frac{B_1^2 + B_2^2 + B_1 B_2}{3}$$

Hemos venido diciendo que no podemos bajar las pérdidas a través de la frecuencia f , porque ésta se considera constante y proporcionada por la planta generadora de energía.

Ahora bien, podemos decir que disminuyendo los flujos dispersos reduciríamos las pérdidas, pero éstos ya están establecidos y dependen fundamentalmente de la calidad del acero-

y de la inducción que se tenga.

La forma más viable es reduciendo el espesor S del conductor y es por ésto que lo seccionamos en partes iguales. Ahora, bien, cada una de las secciones no recibirá el mismo número de líneas de flujo disperso debido a la desuniformidad de éste a lo largo del espesor del conductor; además para cada sección tendríamos un B_1 y B_2 diferente.

Para evitar esto se hace una transposición de tal forma que a cada hilo le corresponda el mismo número de líneas de flujo y así utilizar el mismo $B_{\text{máx}}$ y el mismo espesor S de cada hilo para reducir las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados.

Esto se ve claramente en la figura 3.16 donde tenemos un conductor seccionado en tres hilos con iguales espesores - los cuales hemos enumerado.

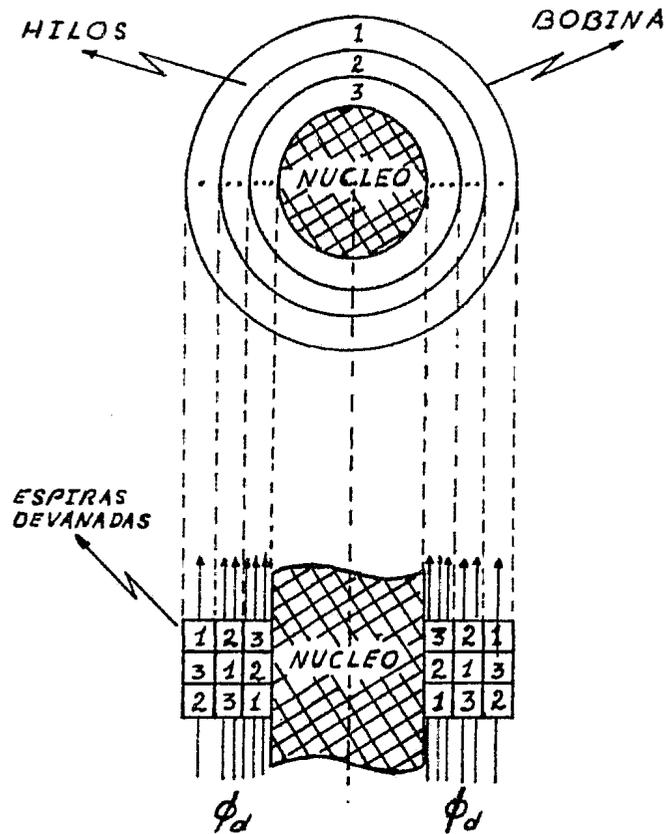


Figura 3.16 Transposición de hilos en un devanado de tres espiras y -- conductor de tres hilos.

Si apreciamos la figura anterior observaremos que se trata de una bobina de tres espiras en la que el hilo más cercano al núcleo es atravesado por tres líneas de flujo disperso, el siguiente por 2 y el último por 1. Si analizamos detenidamente vemos que a lo largo de toda la bobina los hilos 1, 2 y 3 son atravesadas por seis líneas de flujo disperso y como todos tienen las mismas dimensiones, entonces el $B_{\text{máx}}$ será el mismo para cada hilo.

Teóricamente la transposición ideal, requiere que los hilos cambien su posición en cada vuelta. Esto puede ser estrechamente aproximado a un trenzado de los cables, lo cual, sin embargo será antieconómico el desperdicio de espacio y mecánicamente débil para el uso del transformador. Tales medidas extremas de trenzado no son necesarias, si el conductor es moderadamente subdividido y los hilos transpuestos entre planos de simetría a lo largo del campo disperso. Por ejemplo si el conductor es subdividido en dos hilos aislados y transpuestos en puntos convenientes, las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados serán divididas por 4.

Frecuentemente grandes beneficios pueden ser obtenidos aun por transposiciones parciales.

TRANSPOSICION NORMAL SIMPLE

La figura 3.17 presenta una sección transversal del devanado sobre un núcleo de dos piernas; en que los hilos del conductor se han retorcido en forma de U como se puede apreciar.

En este tipo de transposición las líneas de flujo disperso que atraviesan a los hilos 1 y 4 son iguales, así como a los hilos 2 y 3. Sin embargo, el de 1 ó 4 no es perfectamente igualado con el de 2 ó 3, así que ésta transposición no es una transposición ideal para un conductor de 4 hilos y por lo tanto no puede dividir las corrientes parásitas por 16, ella divide las pérdidas por corrientes parásitas por 4 a causa de la transposición parcial entre 1 y 2 con respecto a 3 y 4.

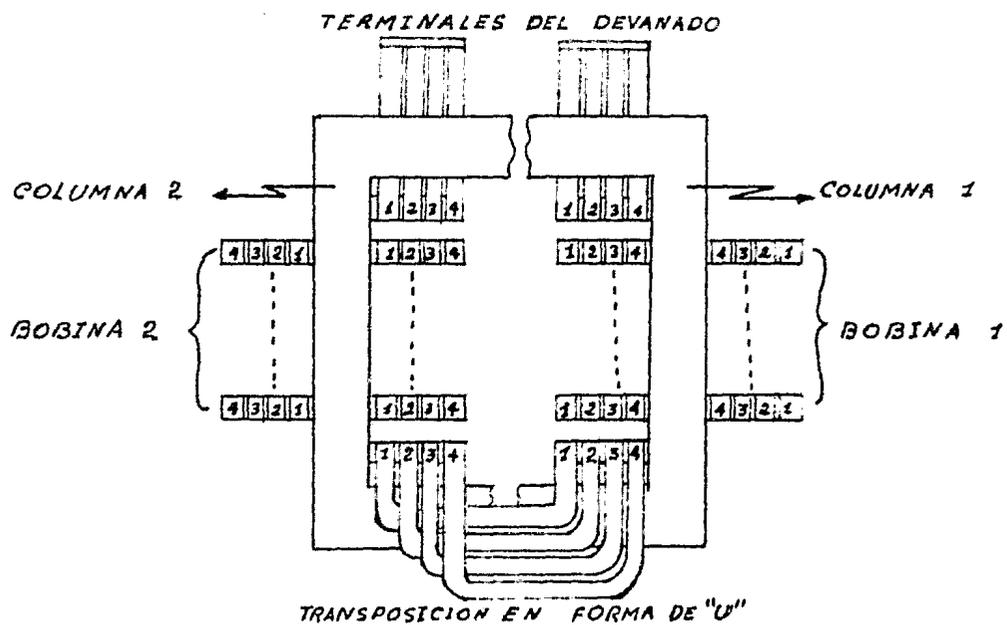


Figura 3.17 Transposición natural simple de una bobina que se enrolla en dos piernas.

En diseños de una sola bobina por fase la transposición se tiene que hacer en la mitad de la bobina. Así la torsión del conductor sería difícil, incomoda, de espacio reducido y también dañará el aislamiento. La mecánica de la transposición es conducida como se ilustra en la figura-3.18

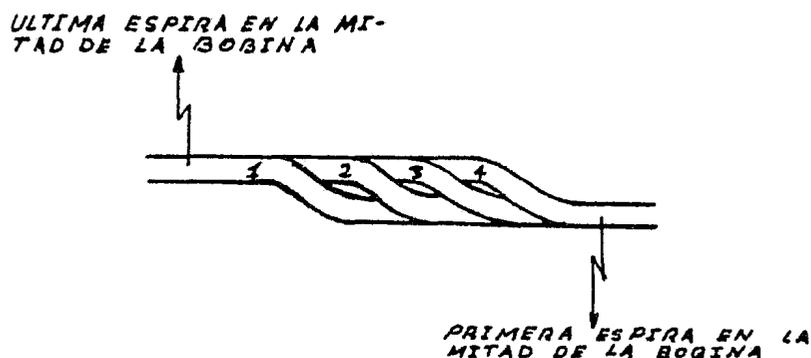


Figura 3.18 Transposición simple normal en la mitad de una bobina

Una perfecta transposición de 4 hilos puede ser realizada en 3 pasos como veremos a continuación.

TRANSPOSICION DE 4 HILOS EN TRES PASOS.

Si en un diseño de 2 piernas semejante al de la figura 3.17 los hilos son transpuestos en la mitad de cada bobina de acuerdo con la figura 3.19

Con la transposición en forma de U entre las dos -- piernas ilustradas en la figura 3.18, además de la descrita por la figura 3.17 en la mitad de cada bobina, la transposi



Figura 3.19 Transposición en la mitad de las piernas en un devanado de 2 --- piernas

ción de los 4 hilos es asegurada en su totalidad y las pérdidas por corrientes parásitas debido al campo magnético disperso axial son divididas por 16 comparadas con un conductor que no se transpone. En la figura 3.19 los hilos 1 y 2 no cambian su posición relativa (o sea, el hilo 1 --- siempre está encima del hilo 2), lo mismo sucede con los hilos 3 y 4.

Todo el proceso completo es mostrado a continuación en la figura 3.20

Si hay solamente una bobina por fase, una transposición completa se lleva a cabo haciendo una transposición como la indicada en la figura 3.19 a la mitad de la bobina y dos transposiciones como las de la figura a un 25% y 75% de la longitud de la bobina respectivamente.

Si los hilos son más de 4 el beneficio de las tres transposiciones anteriores será amortiguado grandemente.

La transposición de cualquier número de hilos se -- realizamejor por transposiciones progresivas como lo describiremos enseguida.

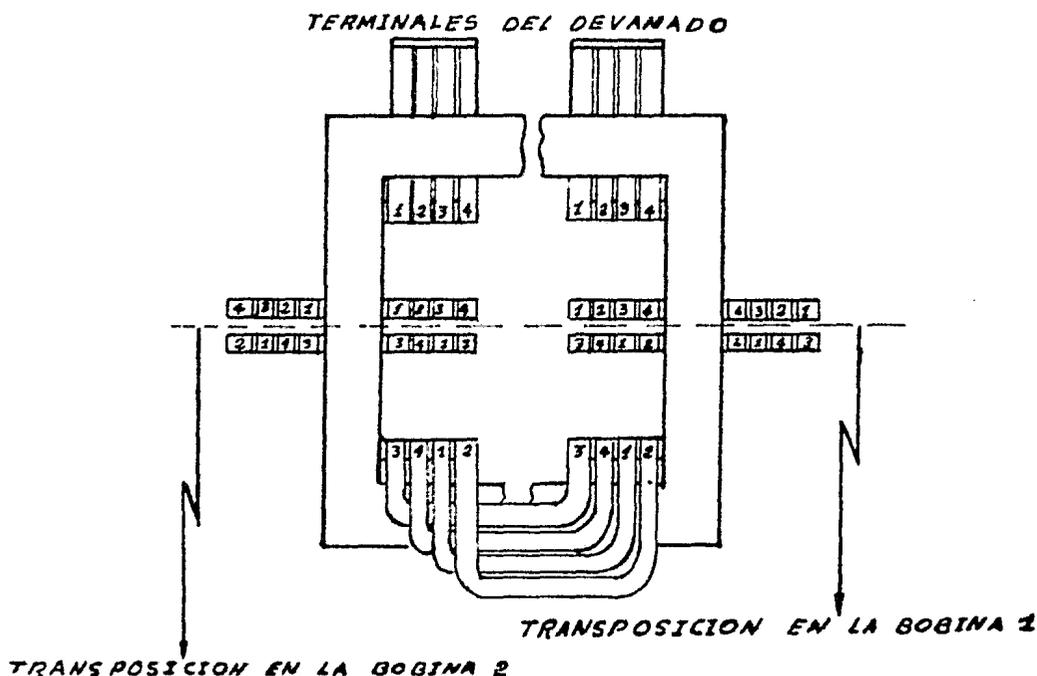


Figura 3.20 Transposición de 4 hilos en tres pasos de un devanado de 2 bobinas en 2 piernas.

TRANSPOSICION PROGRESIVA PARA CUALQUIER NUMERO DE HILOS

Supongamos que el conductor se divide en 5 hilos a través del espesor de su sección transversal y en 2 hilos a través de la otra dimensión. Así el conductor quedará seccionado en 10 hilos. Las transposiciones necesarias pueden ser conducidas por el uso de intervalos frecuentes los cuales se presentan en el esquema de la figura 3.21

En la sección transversal, las transposiciones de a) a d) se obtienen a través de las operaciones c) y d) de-

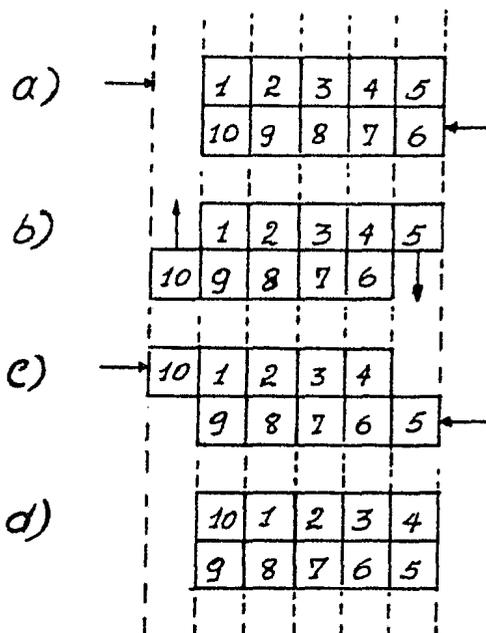


Figura 3.21 Transposición progresiva de un conductor compuesto por 10 hilos

acuerdo con las flechas.

Haciendo una observación detenida de la figura 3.21 vemos que el número de transposiciones en forma perfecta -- que se pueden llevar a cabo es $\frac{N}{2}$ (para este caso serán $\frac{10}{2}$) donde N es el número de hilos del conductor. Esto se debe a que al cambiar un hilo de posición en forma vertical, no tiene ningún efecto en la cantidad de líneas de flujo disperso que lo atraviesan. En este tipo de transposición se obtiene la división por $(\frac{N}{2})^2$ de las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados.

La división en 2 hilos del conductor como vimos nos trae ningún beneficio en las pérdidas debido al flujo disperso pero si lo tiene disminuyendo el efecto superficial.

c.3) REDUCCION DE PERDIDAS POR TRATAMIENTO MECANICO.

Como se vio cuando se estudio la reducci3n de p3rdidas en el n3cleo, sin duda alguna, siempre que se trate del empeoramiento de las cualidades magn3ticas debido a --tratamientos mec3nicos durante la construcci3n del n3cleo; la influencia favorable del recocido para recuperar las --cualidades magn3ticas p3rdidas, se hace manifiesta.

Para utilizar de lleno las mejores cualidades magn3ticas de los n3cleos para transformadores, es necesario darles a las laminaciones recortadas o punzonadas, o el n3cleo encordado, un temple de tensi3n relevante o temperaturas moderadas.

Para dicho temple se utilizan hornos continuos y caj3n o el horno tipo cochura. Los hornos continuos han sido usados sucesivamente para temple en gran escala de n3cleos encordados. Partes uniformales son expuestas a la radiaci3n y la atm3sfera de temple, produciendo as3 gran uniformidad de temperaturas en todas las partes templadas. Esto reduce el tiempo necesario para temple. A3n as3, en per3odos limitados, la operaci3n en hornos continuos son -- algunas veces una desventaja por su costo. El tipo cochura o caj3n son los m3s usados com3nmente incluyendo el horno campana.

En hornos tipo caj3n o cochura la carga el3ctrica debe ser apilada para que la variaci3n de temperatura en -- la carga de temple est3 razonablemente baja. Los hornos -- de caj3n tienen 3sta falta: La parte de abajo de la carga a un centro geom3trico que algunas veces se mueve lentamente tras el resto de la carga en temperatura. Esta lenti-- tud en la temperatura debe ser detenida a un m3nimo. To-- das las cubiertas y bases de templeamiento, placas apila---

das, mandriles y cubiertas interiores deben ser hechos con cantidades de carbón muy bajas. Las placas apiladas del -horno deben ser planas. Esto es de importancia particularmente en las laminaciones recortadas o en la tensión relevada para transformadores de fuerza, las bases torcidas y placa apiladas afectaron lo plano de las laminaciones templadas.

c.4) REDUCCION DE PERDIDAS POR DISTRIBUCION IRREGULAR DE -
FLUJO.

La reducción de pérdidas en el núcleo por la distribución irregular del flujo que se encuentra dentro de él, se puede llevar a cabo por las siguientes métodos:

1) Cuando la distribución irregular del flujo es causada por los agujeros para los pernos sujetadores que dan resistencia mecánica al núcleo, lo mas conveniente es evitarlos durante el diseño en la medida que sea posible. En su lugar se utilizan métodos especiales para fijar las chapas, como son el cinchado o flejado, utilizando para este proceso cintas de vidrio o acetato de celulosa como mostramos en la figura 3.22

Es de anotar también que estos materiales utilizados son aislantes y deben ser colocados antes de montar los devanados en el núcleo. Cuando los transformadores son de alta potencia, donde los pernos se hacen inevitables, los agujeros para introducir éstos pernos se deben hacer en zonas neutras, entendiéndose por zonas neutras, aquellas partes del núcleo donde el flujo es nulo o existe muy poca cantidad de él.

En la industria mexicana se ha desarrollado un diseño óptimo de éstos agujeros para un transformador trifásico de columna de alta potencia como se ilustra en la fi-

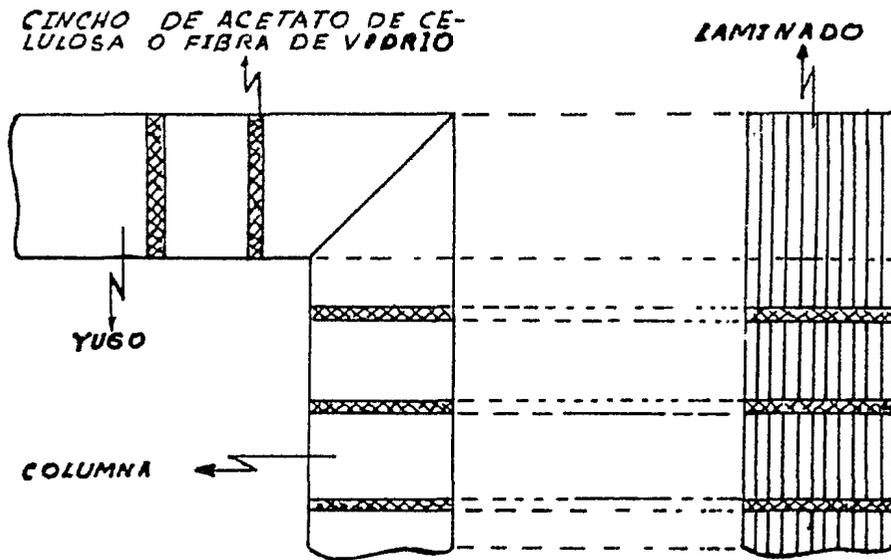


Figura 3.23 Núcleo del transformador ajustado por cinchos de fibra de vidrio o acetato de celulosa

gura (3.23).

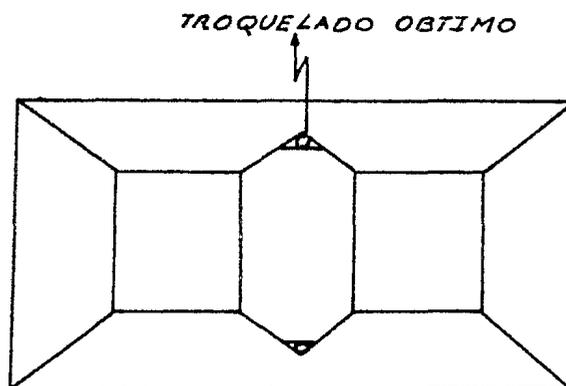


Figura 3.23 Troquelado para un transformador trifásico de columnas de alta potencia.

(2) Cuando las pérdidas por distribución de flujo desuniforme son causadas por motivos tecnológicos al construir el yugo y la columna con distintas áreas de sección transversal, su reducción se lleva a cabo solo cambiando el diseño de sus secciones transversales, haciendo que ésta sea uniforme en todo el núcleo, pero esto es poco probable, ya que el diseño del área de la sección transversal del núcleo está comprometida con muchos parámetros de diseño, por lo que éstos sufrirán modificaciones conduciéndonos a un problema mayúsculo.

(3) Cuando el flujo magnético que se encuentra dentro del núcleo, tiene que cambiar forzosamente su dirección en ciertos puntos del núcleo, lo ideal para reducir las pérdidas causadas por las direcciones diferentes del grano orientado y el flujo magnético en estas zonas, es tener un núcleo compacto o sea que la lámina del yugo sea continua con la lámina de la columna como mostramos en la figura (3.24 (a)).

Cuando es imposible tener un núcleo compacto, entonces en las uniones del yugo con la columna se deben hacer cortes, los cuales pueden ser de ángulos diferentes como se muestra en la figura (3.24 (b)).

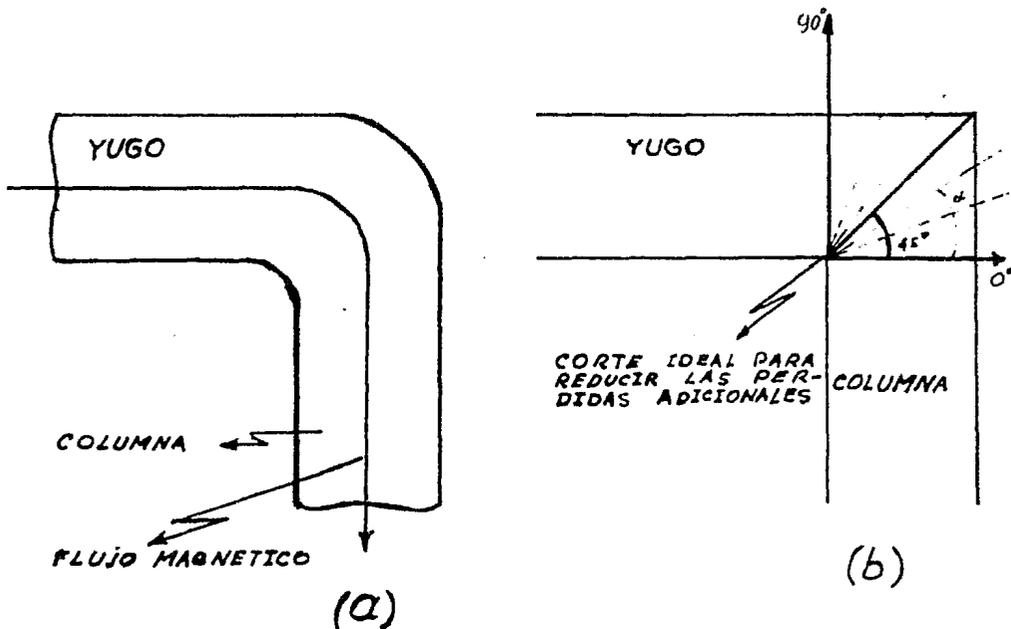


Figura 3.24 (a) núcleo compacto (b) núcleo con corte entre el yugo y la pierna.

Si se desea tener el mínimo de pérdidas en estas zonas de empalme los cortes se tienen que efectuar a un ángulo $\alpha = 45^\circ$ como mostramos en la figura anterior. Después de realizado el corte es recomendable recocer el núcleo para aliviar el agrietamiento que se produce por el corte en sí, el cual estudiamos en las pérdidas adicionales por esfuerzos mecánicos.

En la figura 3.25 vemos un núcleo trifásico con cortes a 45° el cual me reduce las pérdidas adicionales pero se despendicia de un 4% a un 6% el material de la lámina.

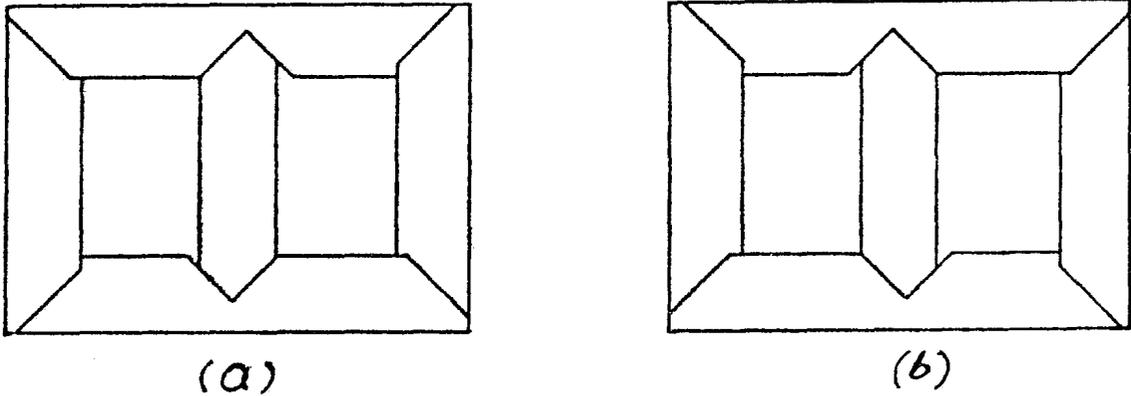


Figura 3.25 (a) Núcleo trifásico con cortes a 45° , (b) continuación del laminado de (a).

c.5) REDUCCION DE PERDIDAS EN LAS PIEZAS DE CONSTRUCCION.

Cuando la corriente que pasa por los bornes de baja tensión del transformador produce calentamiento en las zonas de la tapa del tanque que rodea estos bornes produciendo pérdidas, una forma práctica y que se efectúa con frecuencia para bajar estas pérdidas, es colocar un material no magnético en dicha zona para que así no se contribuya a aumentar el campo magnético producido por la corriente de carga.

Es de aclarar, que disminuyendo la corriente I de carga se podrá obtener una reducción de éstas pérdidas adicionales, pero hemos dicho ya que la corriente en los devanados solo está comprometida con la carga que alimenta el transformador.

Para bajar las pérdidas producidas por el flujo -- disperso en las piezas de construcción, se necesita un material ferromagnético con alta resistencia mecánica el --- cual nos brinda bajas pérdidas.

También se puede efectuar una disminución de estas pérdidas construyendo las piezas de materiales no ferromagnéticos, pero se debe tener en cuenta que el principal objetivo de estas piezas, es la resistencia mecánica para -- así darle una rigidez mecánica al núcleo del transformador como un cuerpo compacto.

En suma, un factor importante para reducir este -- conjunto de pérdidas se basa en el avance que se obtenga - en la tecnología de materiales.

c.6) REDUCCION DE PERDIDAS POR IMPERFECCIONES CONSTRUCTIVAS.

Las fuentes de errores que proporcionan un aumento en las pérdidas adicionales y que se cometen durante la -- construcción del transformador, dependen en gran medida de la precisión de los instrumentos de trabajo que se emple-- en, así como del conocimiento que tenga el material humano que realiza los procesos, por lo que la ausencia de pérdidas por imperfecciones, constructivas se fundamenta en la -- utilización de personal altamente calificado en el ensam-- blaje del transformador y proporcionando un buen manteni-- miento a las máquinas cortadoras, pulidoras, barnizadoras, etc.

Para tener una buena uniformidad en el aislante -- del conductor, el diseñador puede pedir una prueba de continuidad, la cual consiste en aplicar una diferencia de po-- tencial a dos conductores entrelazados con una longitud de -- terminada, como se muestra en las figura (3.26).

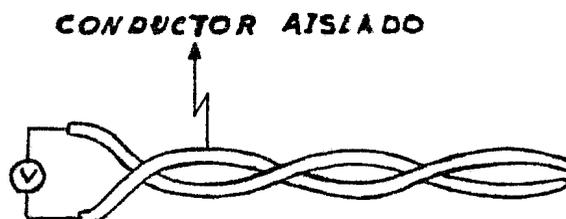


Figura 3.26 Prueba de continuidad en un conductor para bobinas de transformadores.

Al terminar, no deben ser más de un número determinado de puntos de ruptura, los cuales son especificados -- por la norma según el conductor, pero si se desea rebajar aún más estas pérdidas, el diseñador puede exigir un número menor de estos puntos de ruptura (teniendo en cuenta -- siempre el beneficio-costos).

Cuando los conductores tienen imperfecciones en -- sus radios de curvatura, también se deben exigir pruebas -- para que estos conductores tengan las tolerancias específicas de acuerdo al diseño en dichas imperfecciones. Se debe tener en cuenta que la exigencia que va más allá de la establecida por las normas, incrementan el costo del conductor.

Cuando se quiere que el conductor no tenga o se reduzcan el número de microporos, éste se somete a la siguiente prueba:

Introducimos el conductor en un recipiente que contenga agua de sal y luego agregamos fenolftaleina (colorante) como se ilustra en la figura (3.27). Luego se hace pasar una corriente a través del conductor. Si el aislante-

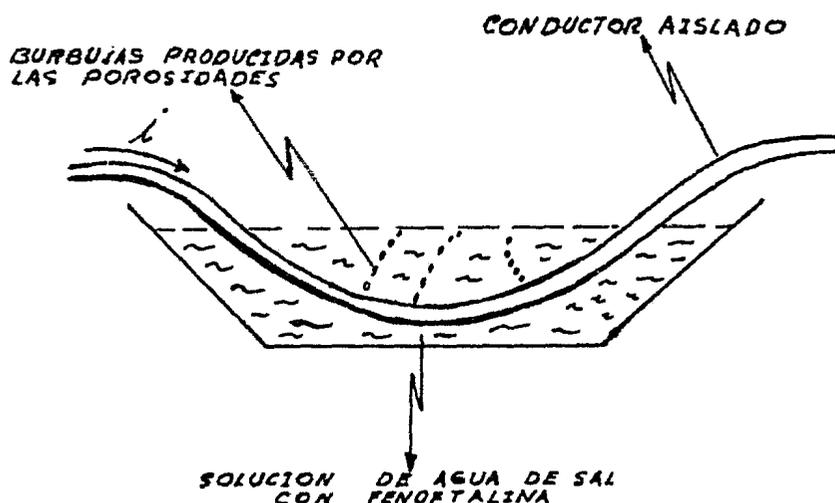


Figura 3.27. Prueba que detecta las porosidades.

contiene microporos, se producirán corrientes de fuga, las cuales reaccionan químicamente con la solución salina formando burbujas visibles que parten de estas porosidades.

También es conveniente checar la tensión mecánica a que se está sometiendo el conductor al momento de devanar, porque una sobretensión mecánica elongaría el conductor, enpequeñeciendo así el área de su sección transversal trayendo consigo un crecimiento de las pérdidas por imperfecciones constructivas en los devanados.

Con el objeto de quitar las rebabas que aparecen en las láminas del núcleo al ser cortadas y destruir la -- continuidad eléctrica que aumenta las pérdidas adicionales en el núcleo, se rebabea, ésto es, se hace como especie de lijado en los bordes de las láminas.

Cuando el montaje del núcleo del transformador se hace a tope produciendo pérdidas por la imprecisión entre el contacto de las láminas como se describio anteriormente, estas se pueden eliminar haciendo un diseño que tenga un -- montaje por entrelaminación como mostramos en la figura -- (3.28)

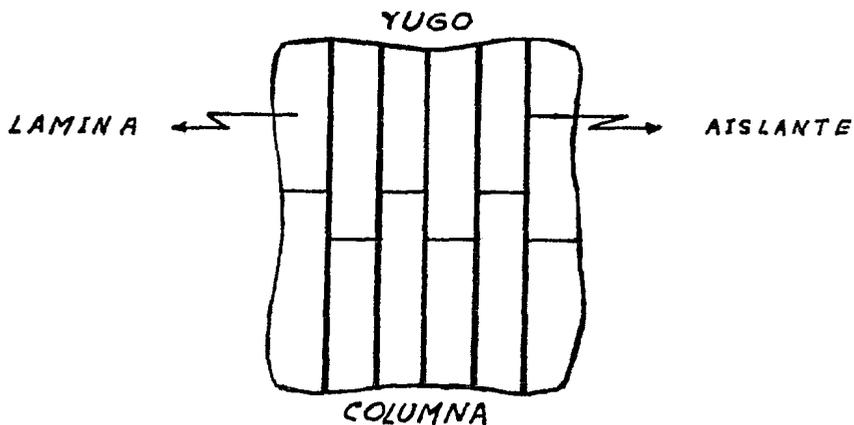


Figura 3.28 Montaje del núcleo por entrelaminación

Otra manera de eliminar esta fuente de pérdidas, es colocando entre el yugo y la columna una junta aislante para evitar la continuidad eléctrica como se ilustra en la -- figura (3.29)

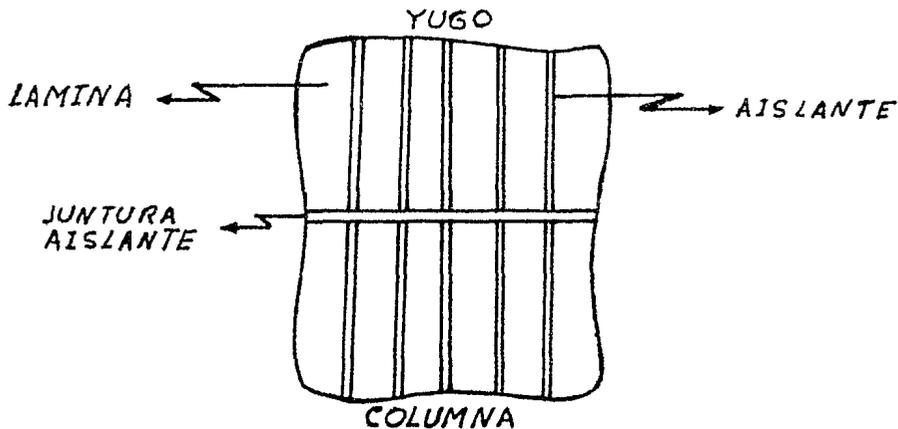


Figura 3.29 Junta aislante que elimina la continuidad eléctrica.

c.7) REDUCCION DE PERDIDAS POR FLUJO DE TERCER ARMONICO:

Primeramente es bueno aclarar que bajo el punto de vista de conexiones en un transformador, estas pérdidas no se presentan cuando se tienen conexiones Delta-estrella o estrella-Delta.

Bajo el punto de vista del diseño del transformador la solución está en hacer circular el flujo de tercer armónico, en el interior del núcleo para que éste no se desvie hacia las paredes del tanque.

Un diseño de este tipo es el que utiliza sistemas individuales para cada fase como se muestra en la siguiente figura (3.30)

Otro diseño que también presenta esta solución es el que utiliza un núcleo acorazado de cinco piernas como mostramos en la figura 3.31

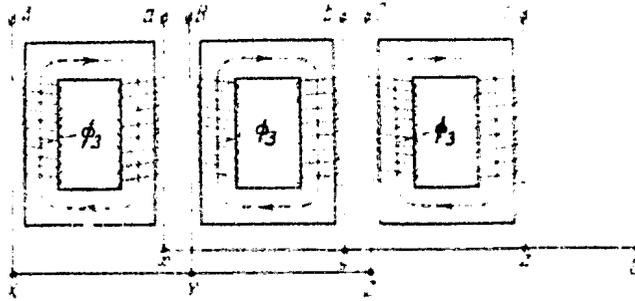


Figura 3.30 Transformador trifásico con sistemas magnéticos independientes.

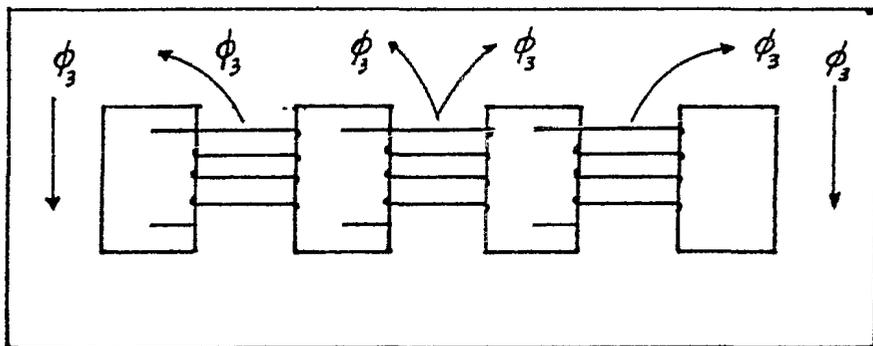


Figura 3.31 Transformador trifásico acorazado de 5 columnas.

c.3) REDUCCION DE PERDIDAS POR EL EFECTO DE MAGNETOS-
TRICCION.

Como pudimos apreciar cuando estudiamos este tipo de pérdidas, solo dependen de la estructura del material ferromagnético, por lo que se tendrían que estudiar tratamientos especiales teniendo en cuenta que éstos no perjudiquen las cualidades magnéticas del material. También es importante saber que estas pérdidas son muy pequeñas, se puede decir insignificantes comparadas con las del núcleo, por lo que una reducción de ellas implicaría un fuerte análisis beneficio - costo.

También se pudo ver que el movimiento mecánico depende de la intensidad magnética aplicada, pero la variación del campo magnético tiene compromisos mucho más importantes para variarlo fundamentado en éstas pérdidas.

A continuación mostramos la gráfica de magnetos-
tricción para el hierro (Figura 3.32).

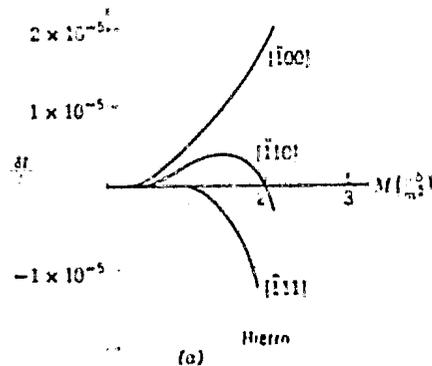


Figura 3.32: Datos de magnetotricción para monocristales de Hierro.

A P E N D I C E A

ACEROS ELECTRICOS COMERCIALES

La información que a continuación se presenta, se basa en la fábrica de ACEROS ELECTRICOS ORIENTADOS ARMCO, la que produce aceros al silicio para transformadores.

Se presentaran 4 tipos diferentes de estos aceros -- que son:

- ARMCO ORIENTADO M-4
 espesor - 0.011" (0.27 mm)
- ARMCO ORIENTADO M-5
 espesor - 0.012" (0.30 mm)
- ARMCO ORIENTADO M-6
 espesor - 0.014" (0.35 mm)
- ARMCO TRAN-COR H-2.
 espesor - 0.012" (0.30 mm)

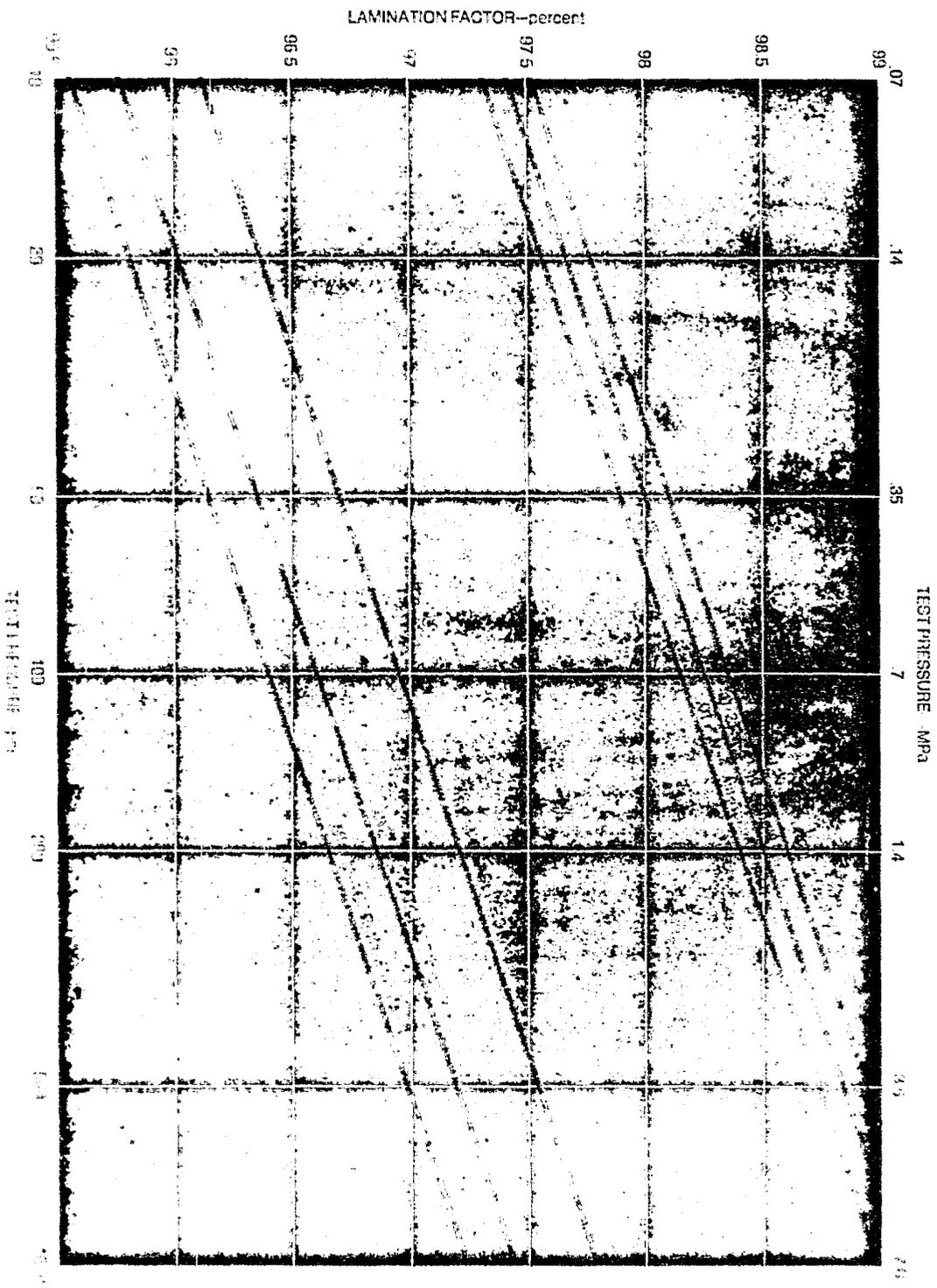
Estos cuatro tipos de aceros pueden ser revestidos - con 3 clases de aislamientos que son: (1) Mill-ANNEAL, (2) CARLITE 3, y (3) PUNCH IN QUALITY CARLITE. De estos el más usado para transformadores de potencia es el CARLITE 3 ya que tiene una resistencia eléctrica mucho mayor que los demás.

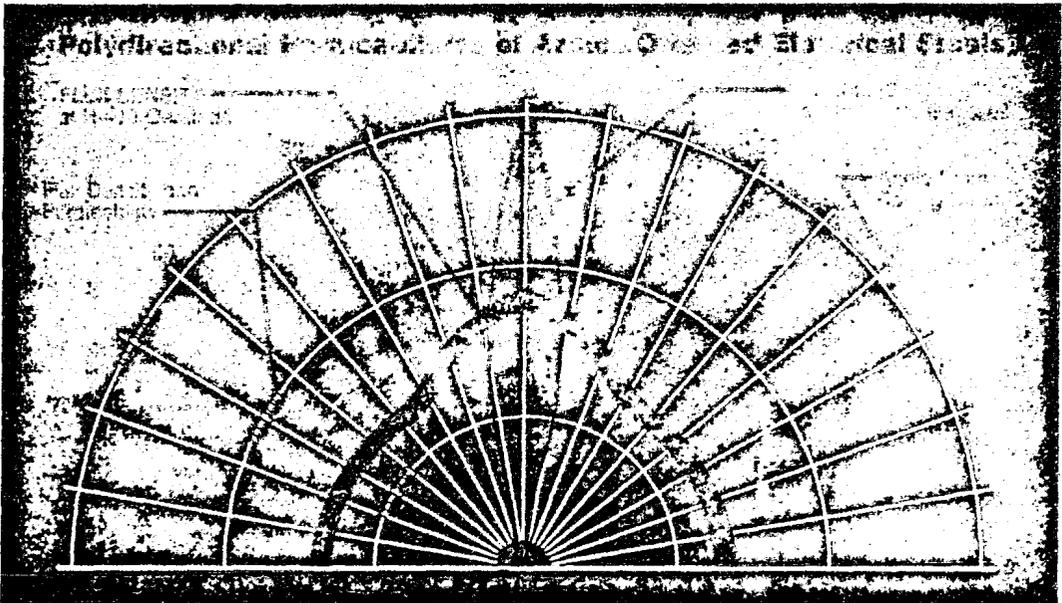
A continuación son mostrados los principales tipos - de requerimientos para aliviar esfuerzos, en el recocido.

De éstos aceros de acuerdo al tipo de aislamiento -- que tengan.

	Acabado MILL-ANNEAL (Para Núcleos Devanados).	Acabado tipo CARLITE (Para laminaciones delgadas)	CARLITE 3.
Temperatura Máxima de carga	1550 °F (845°C)	1450°F (790°C)	1500°C (820°C)
Temperatura Mínima de carga	1550°F (790°C)	1400°F (760°C)	
Atmósfera	Nitrogéno Seco con 5 a 10% H2	Nitrogéno seco con 0 a 2% H2	95% de Nitrogeno seco con 5% de H2.
Tiempo	El tiempo deben ser el mínimo necesario para alcanzar la temperatura de carga en las partes frías sin llegar a esfuerzos térmicos muy grandes por excesivos gradientes de calentamiento y enfriamiento.		
Precauciones especiales.	Evitar minuciosamente la oxidación así como la carburización. Usar siempre en el interior tapas en hornos de Hornado.	Conservar el apilamiento de las placas delgadas y dar estricta atención para evitar excesivos gradientes de temperatura de carga dentro de un rango de 1300 - 1450°C (704-790°C). Evitar atmósfera de Hidrogeno superiores al 2% (5% carlite 3).	

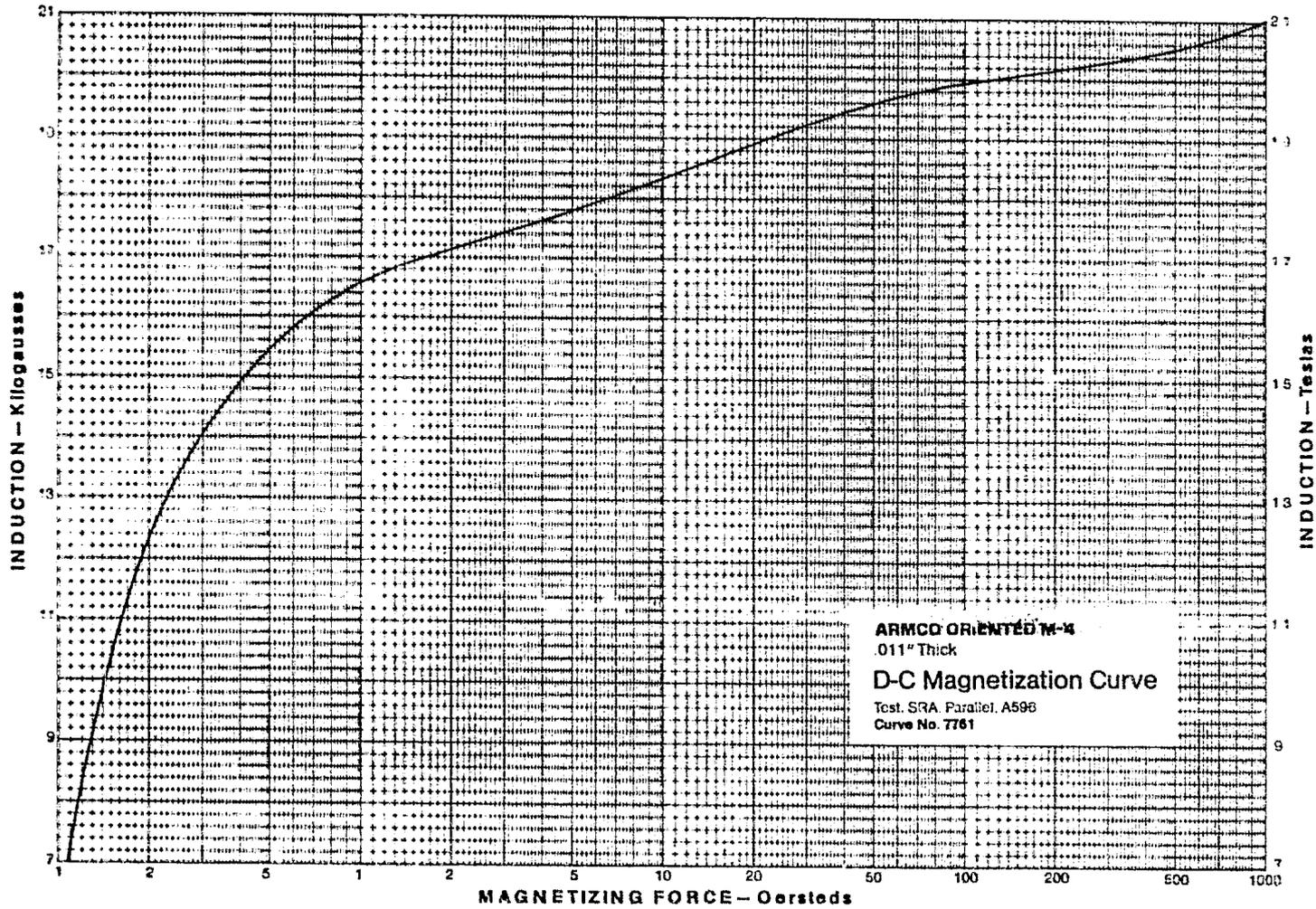
En las siguientes figuras se dará la información de la variación del factor de apilamiento con la presión, la trayectoria del flujo magnético con la dirección de laminación, limite máximo de pérdidas en el Núcleo y las curvas de magnetización, pérdidas, etc. de los aceros mencionados.



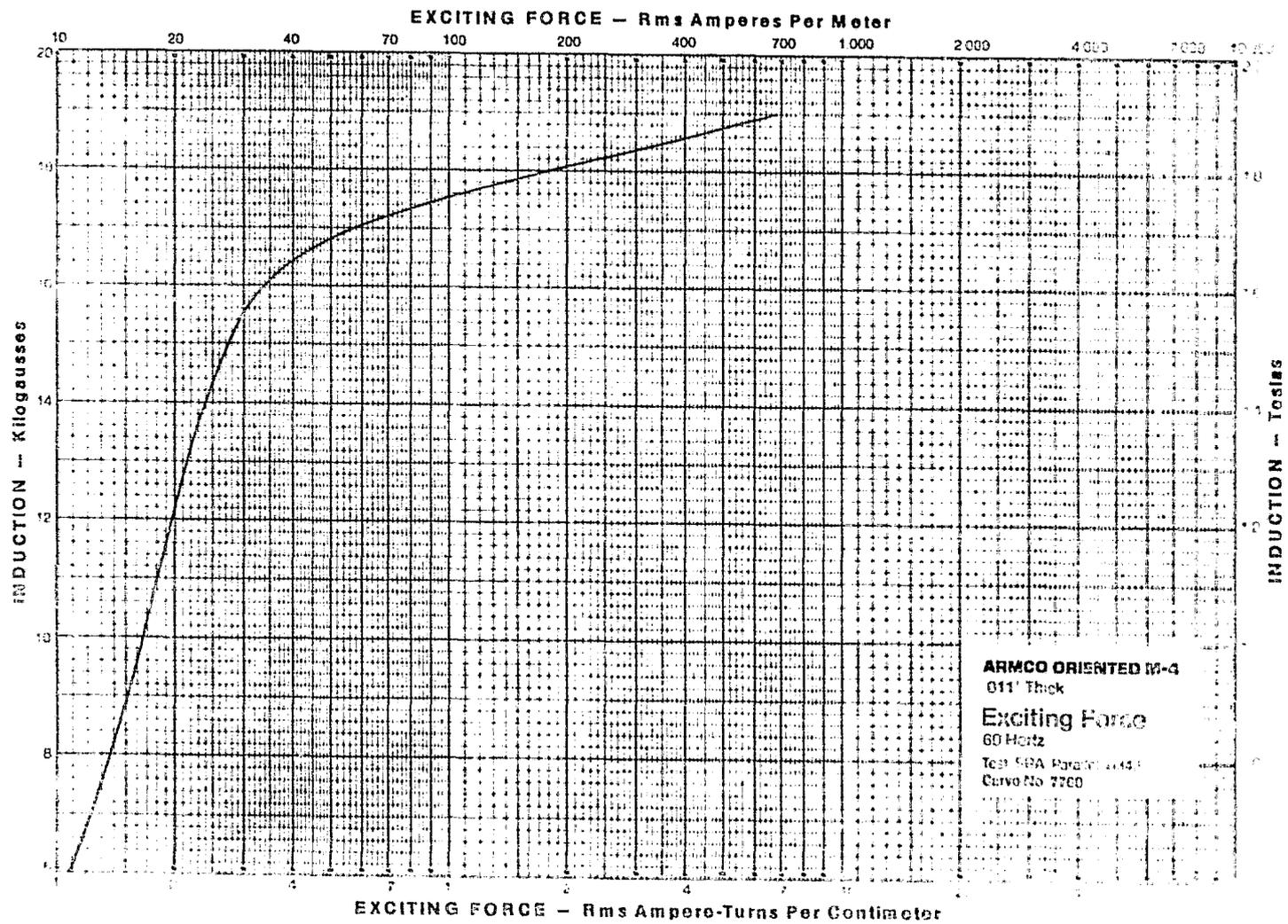


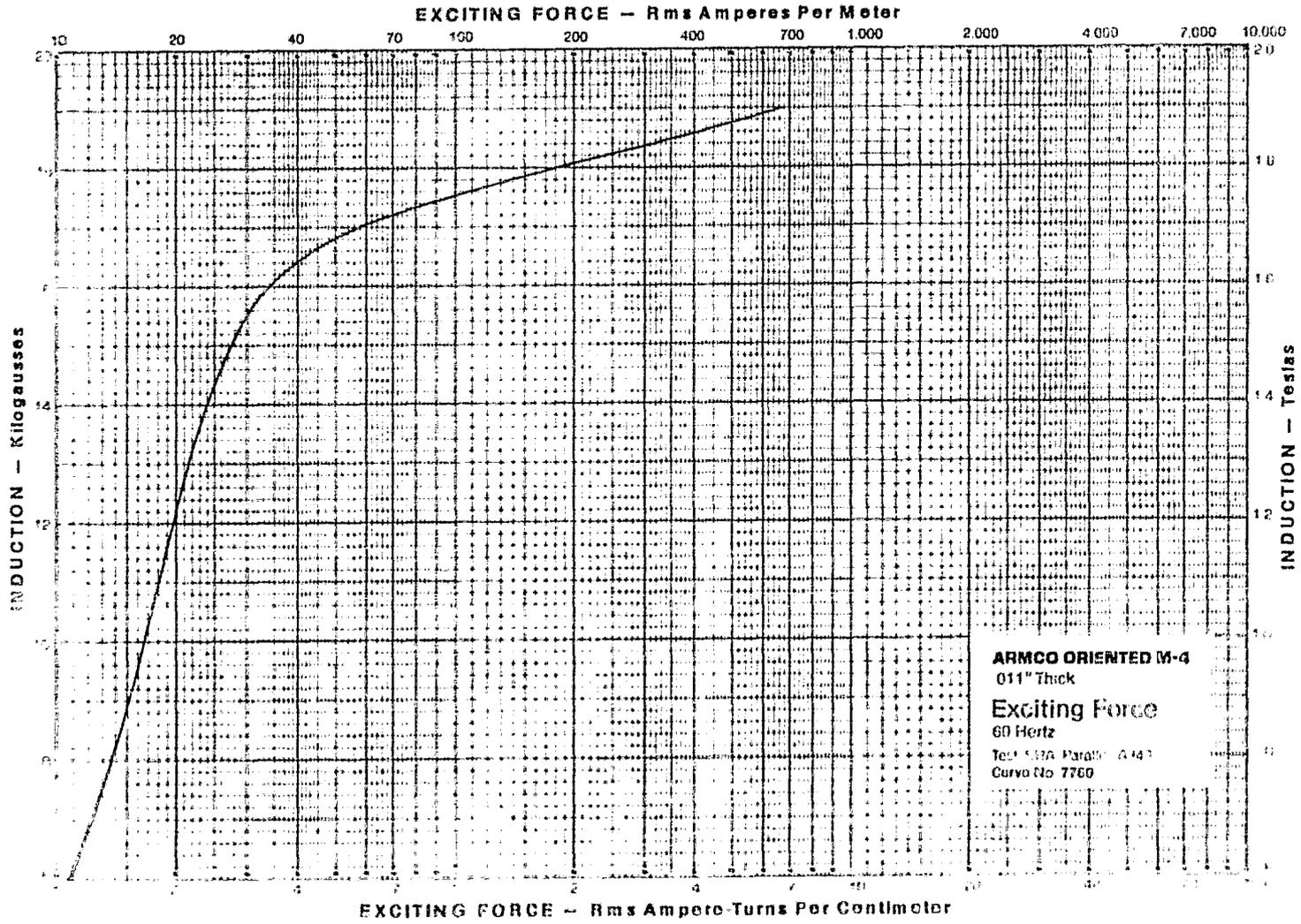
LIMITE MAXIMO DE PERDIDAS EN EL NUCLEO

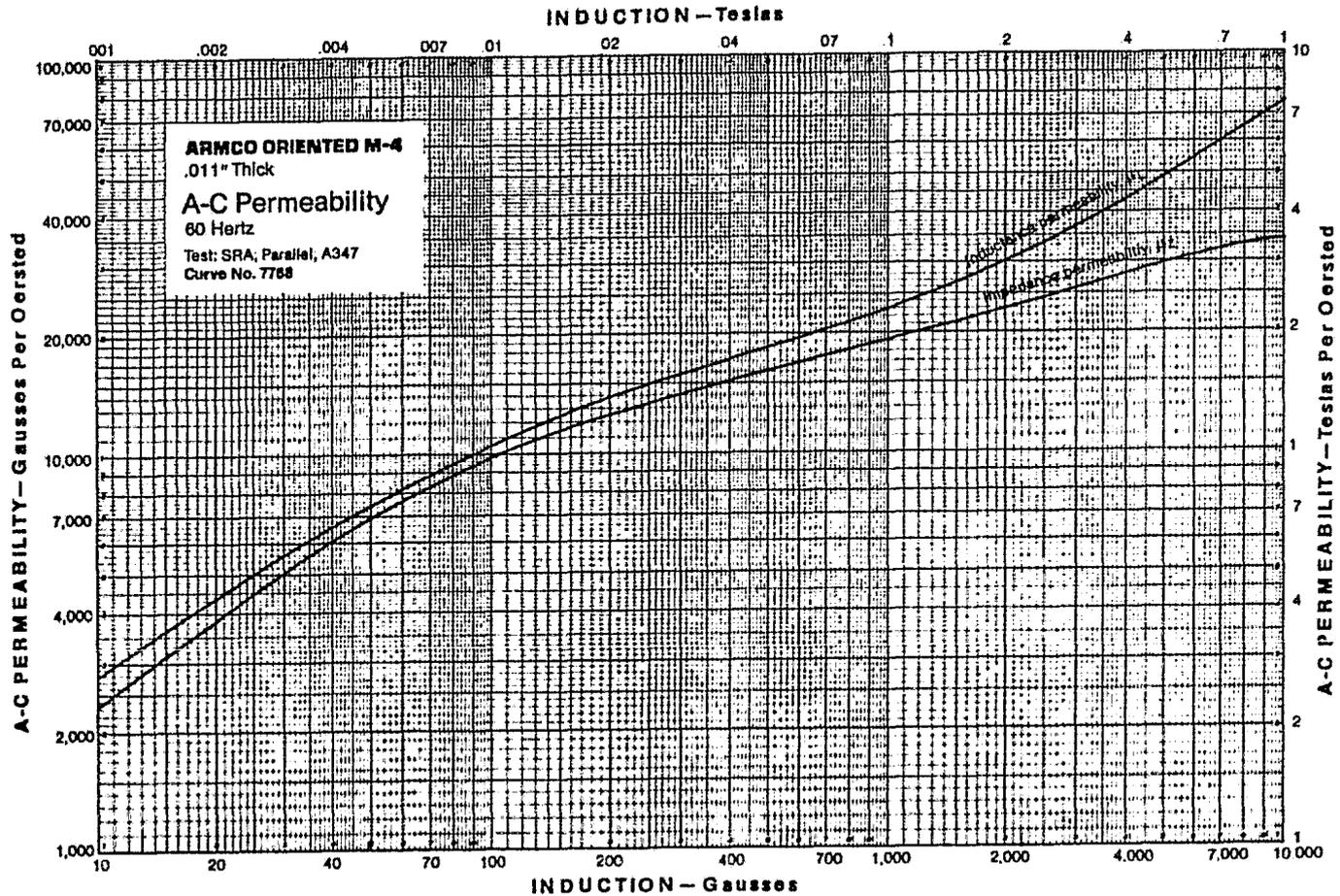
Material	espesor en pulgadas	60H2				50H2			
		Watts por libra		Watts por kilogramo		Watts por libra		Watts por kilogramo	
		15kg	17kg	15kg	17kg	15kg	17kg	15kg	17kg
M-4	0.11	0.53	0.76	1.17	1.68	0.40	0.58	0.89	1.27
M-5	0.012	0.58	0.83	1.28	1.83	0.44	0.63	0.98	1.89
M-6	0.014	0.66	0.94	1.46	2.07	0.50	0.78	1.11	1.57
M-2	0.12	-	0.70	-	1.54	-	0.53	-	1.17

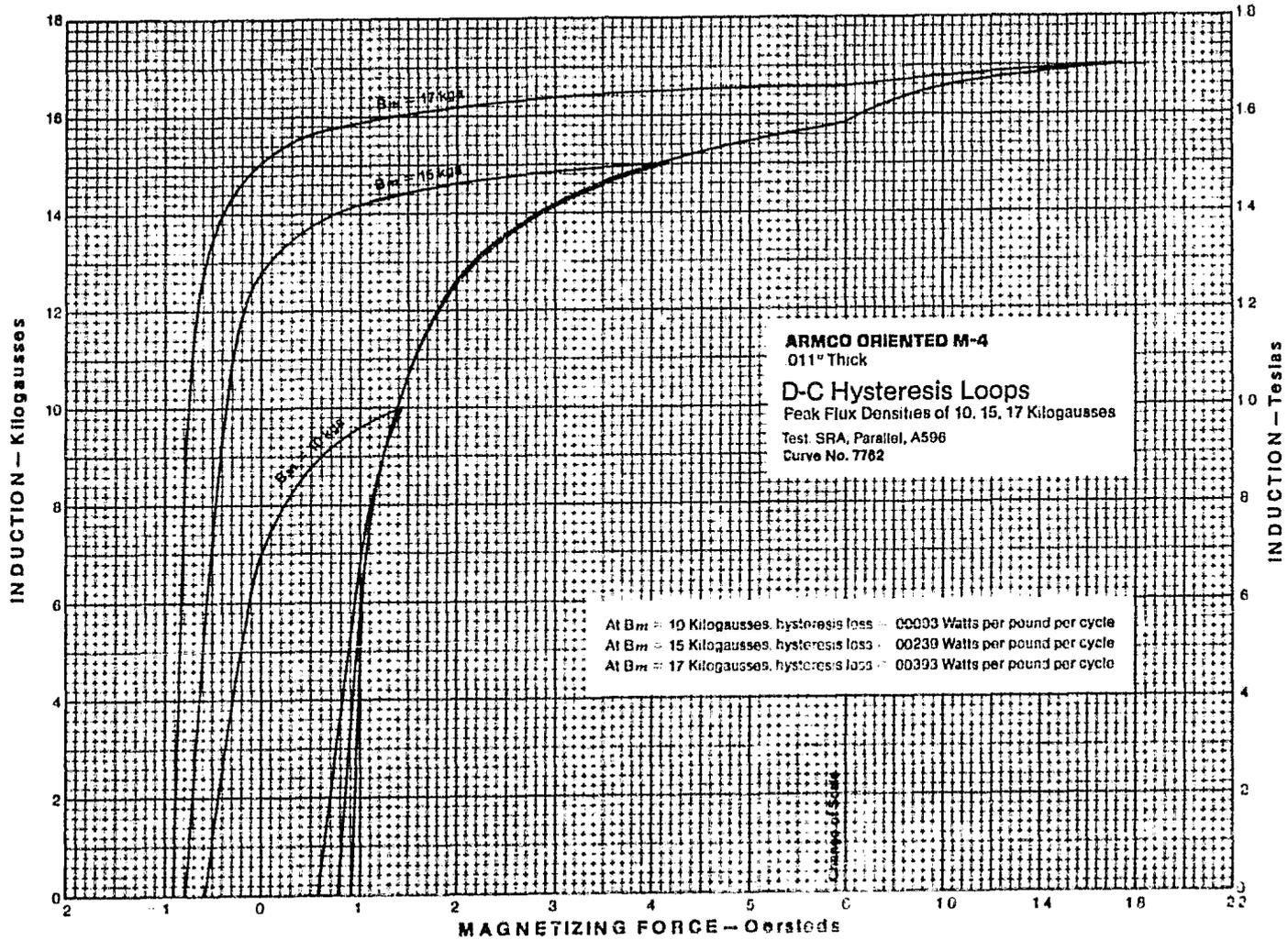


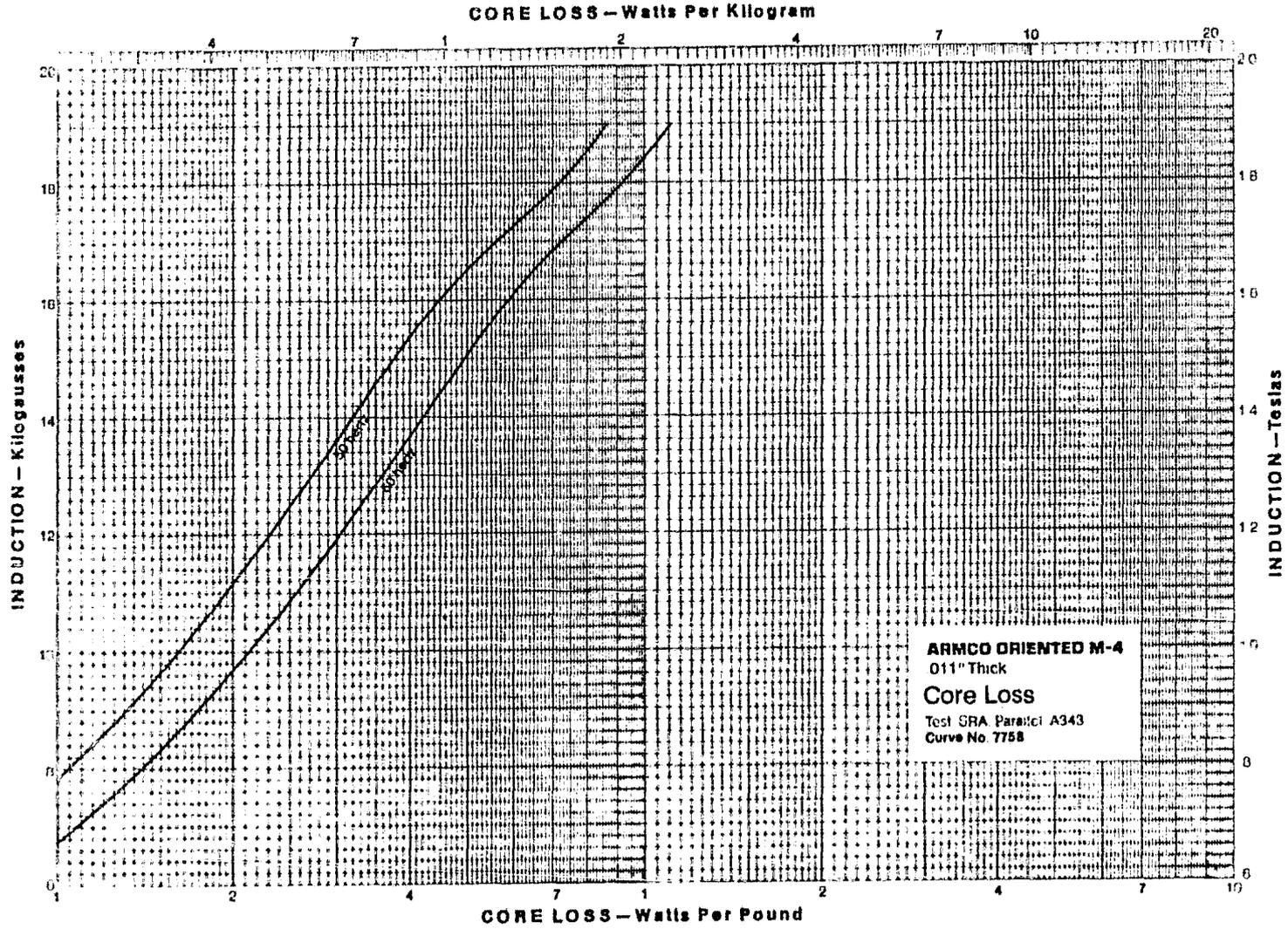
483

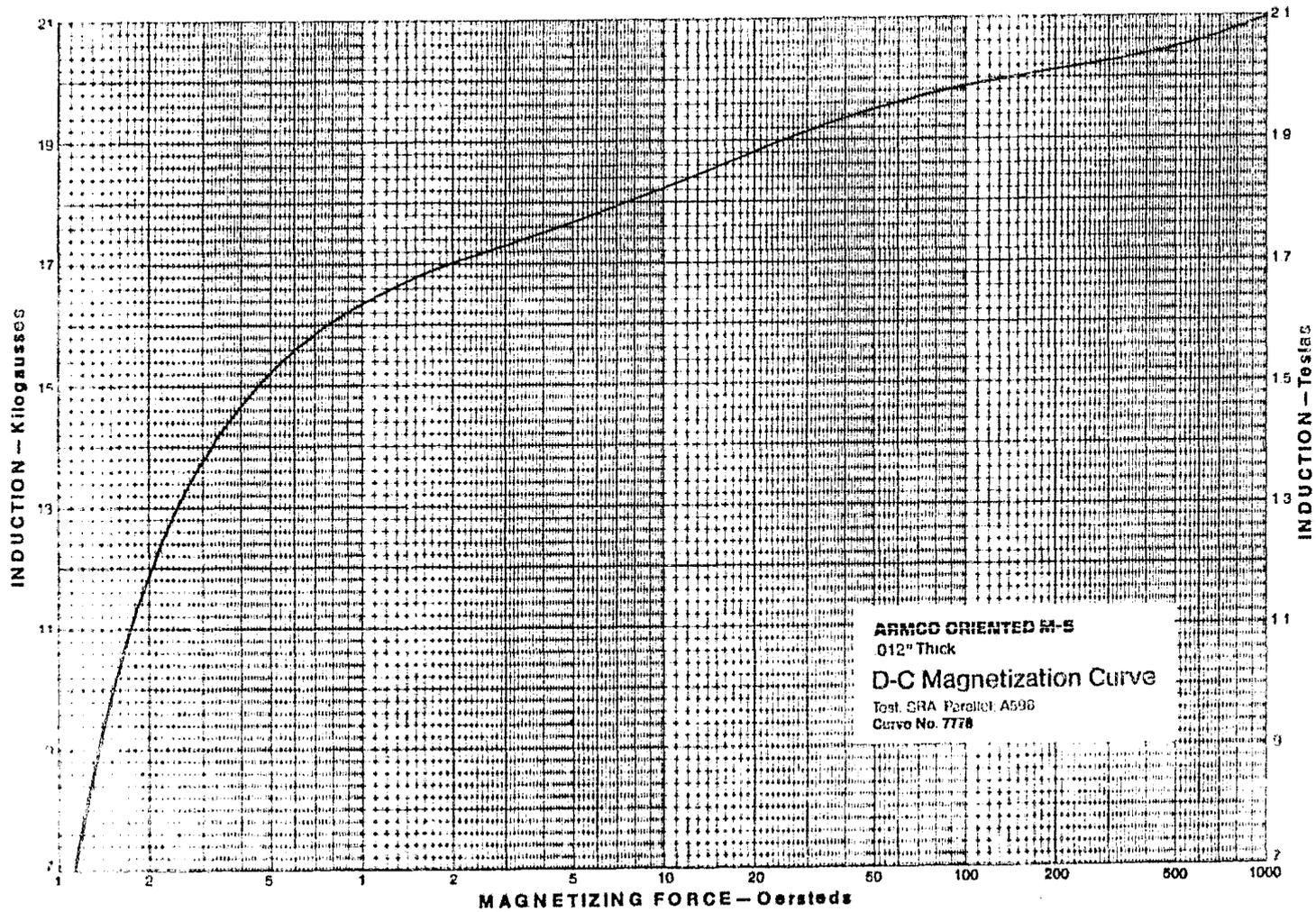


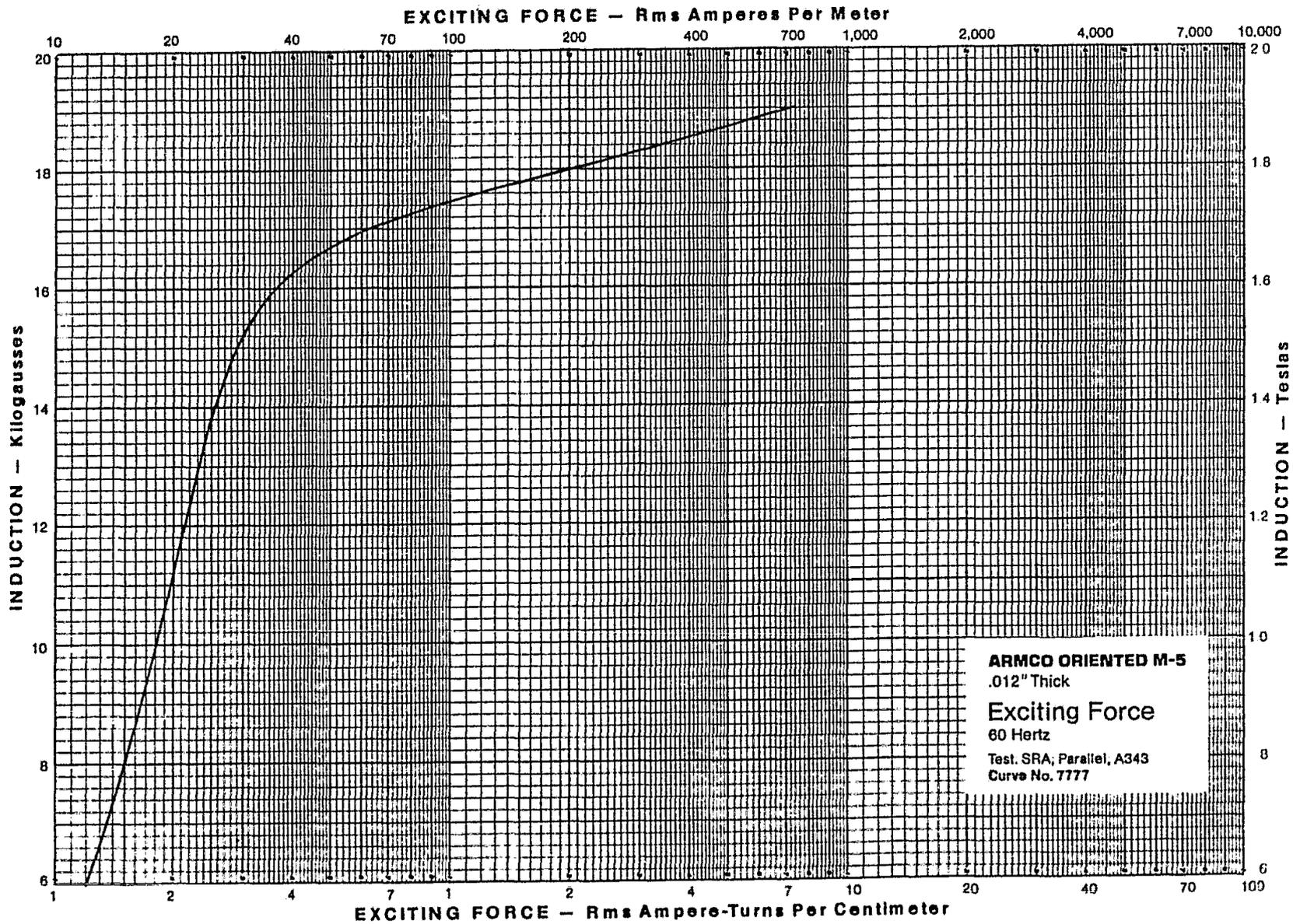


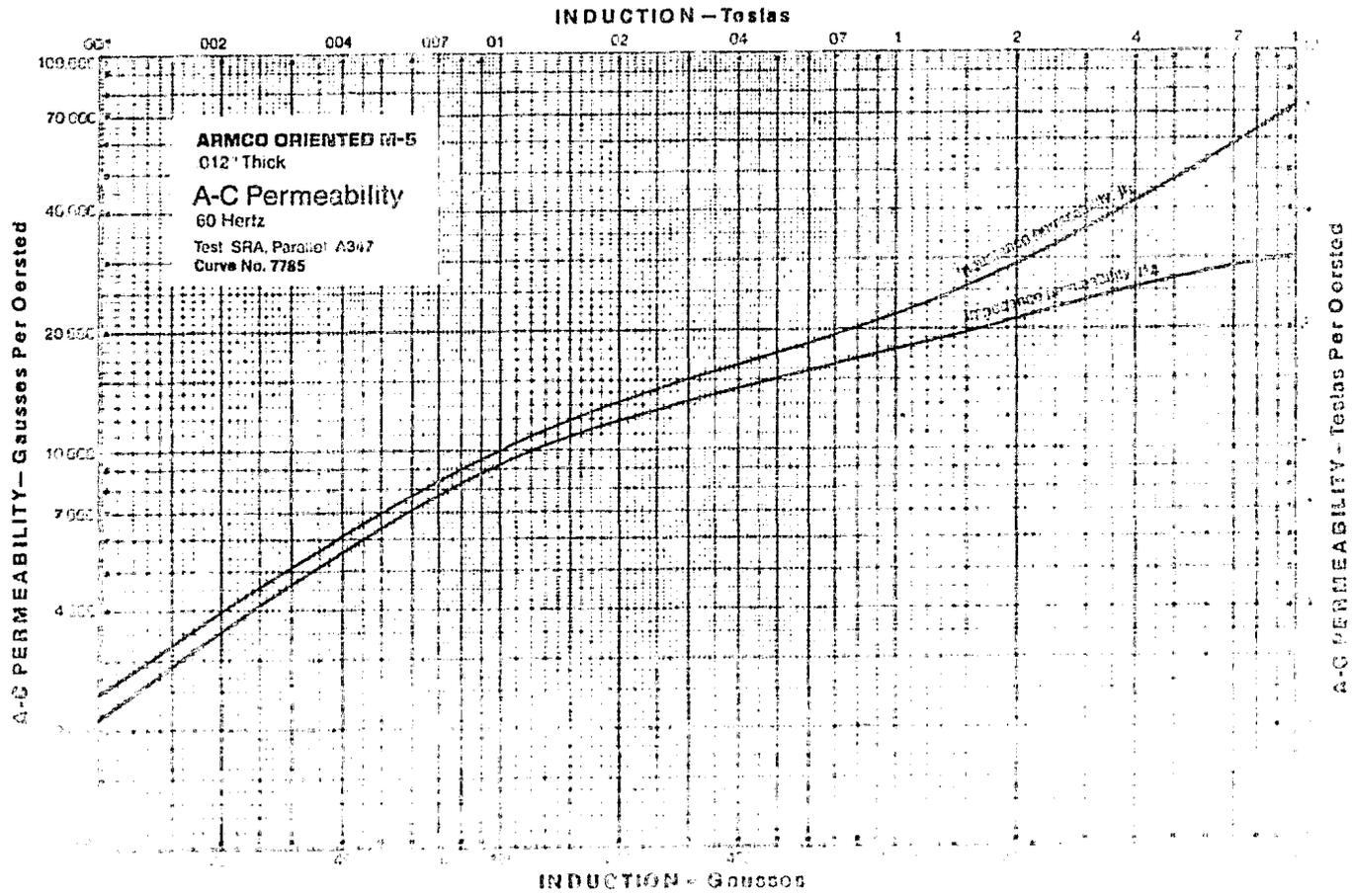


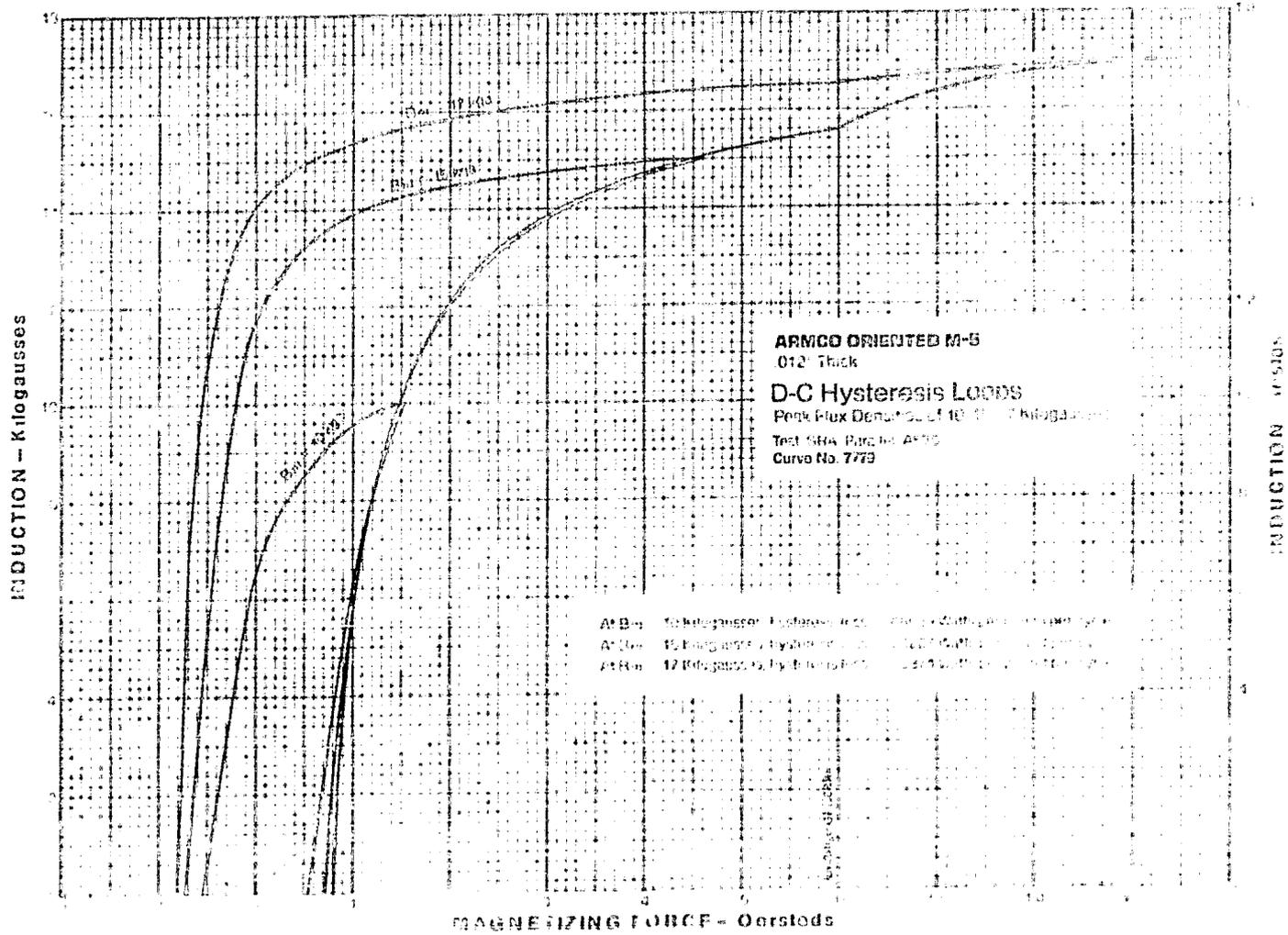


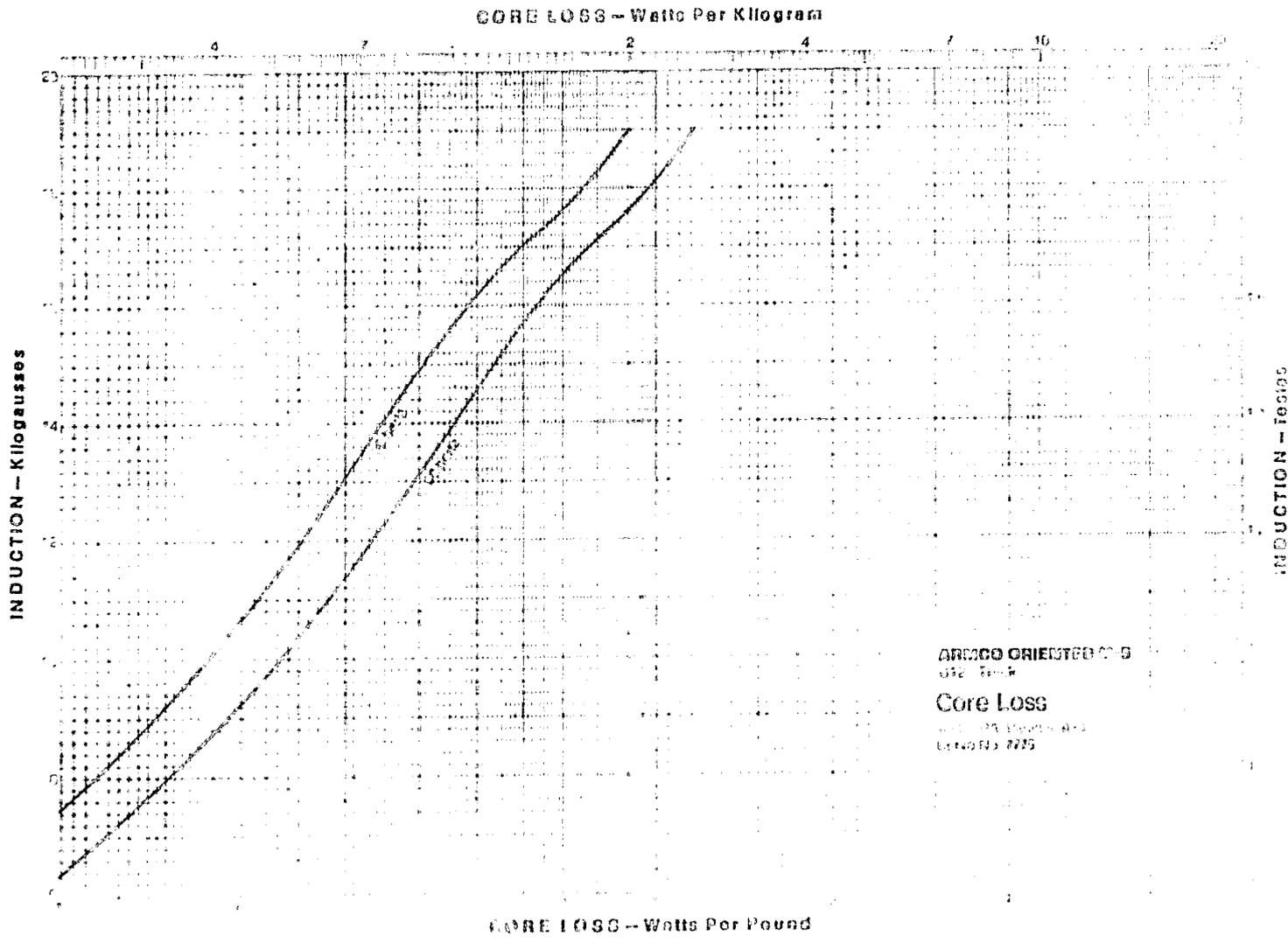


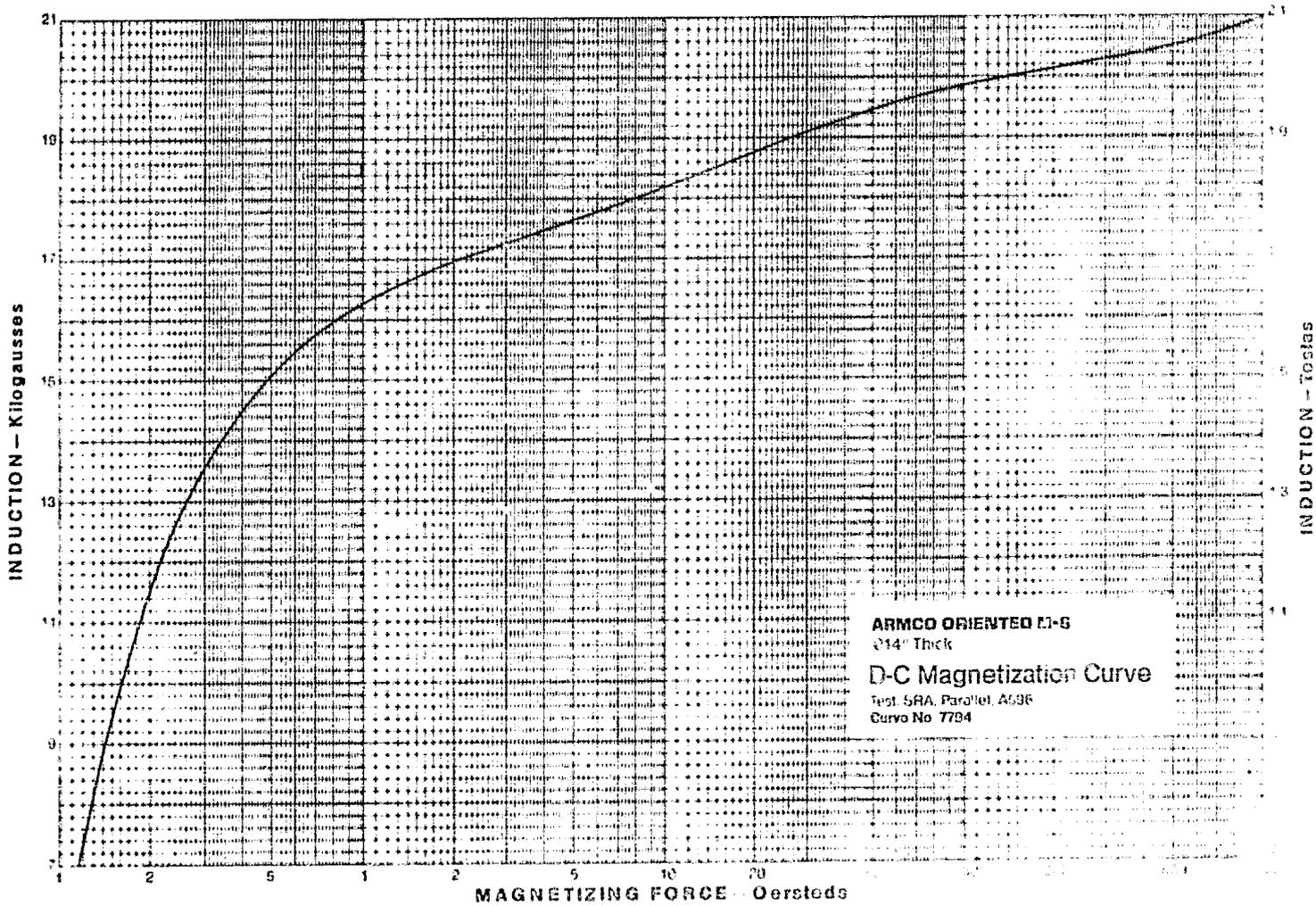


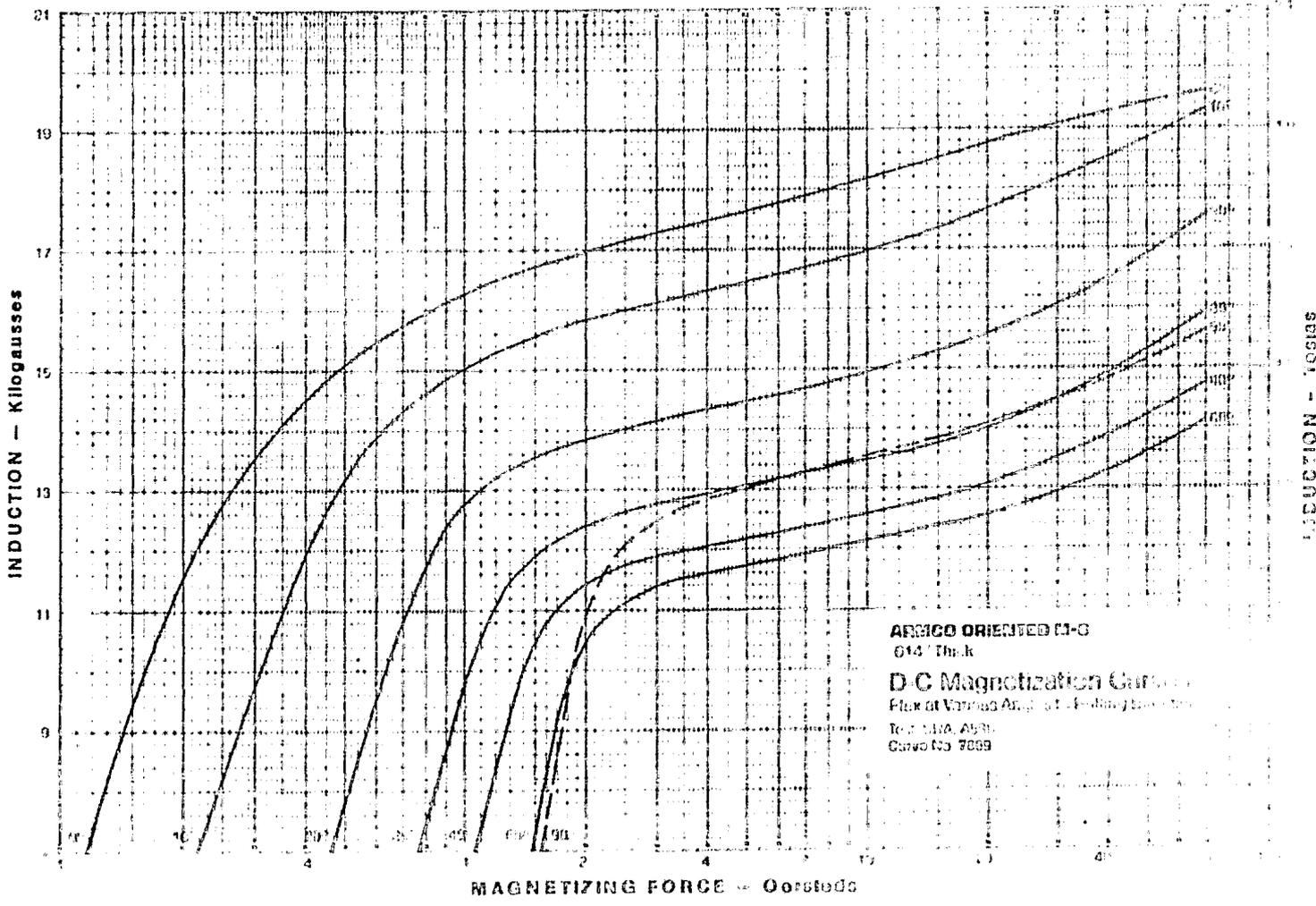


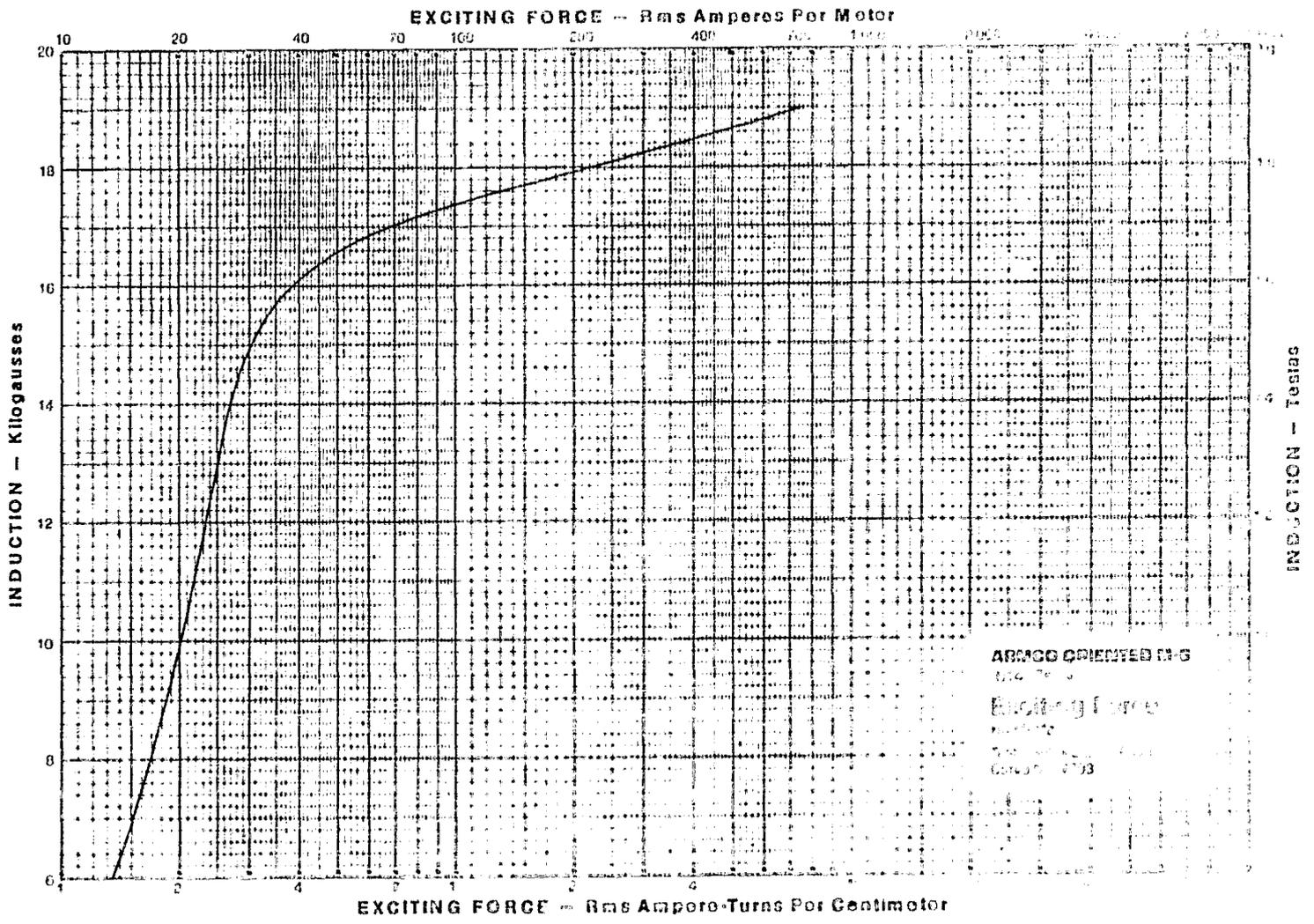


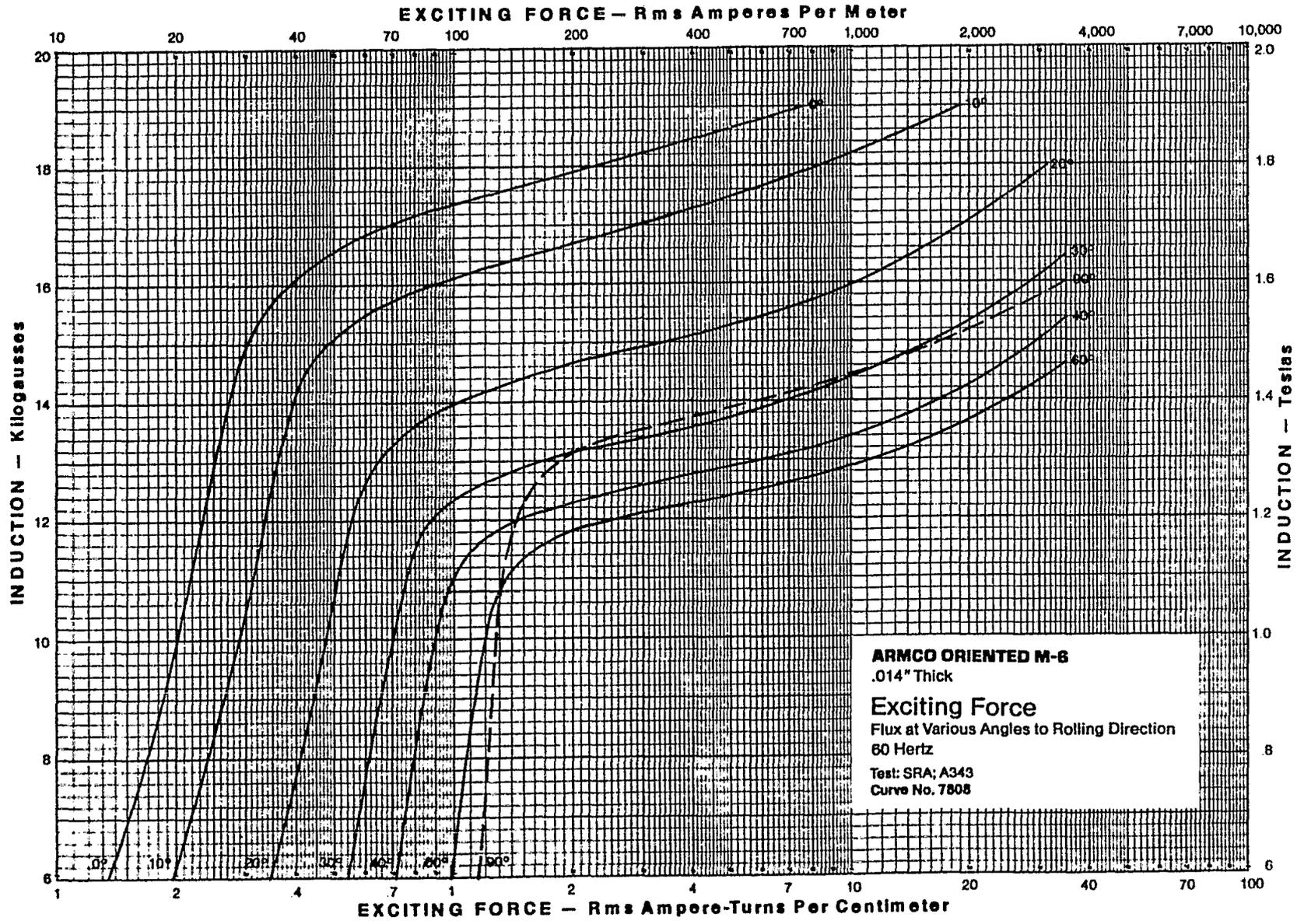


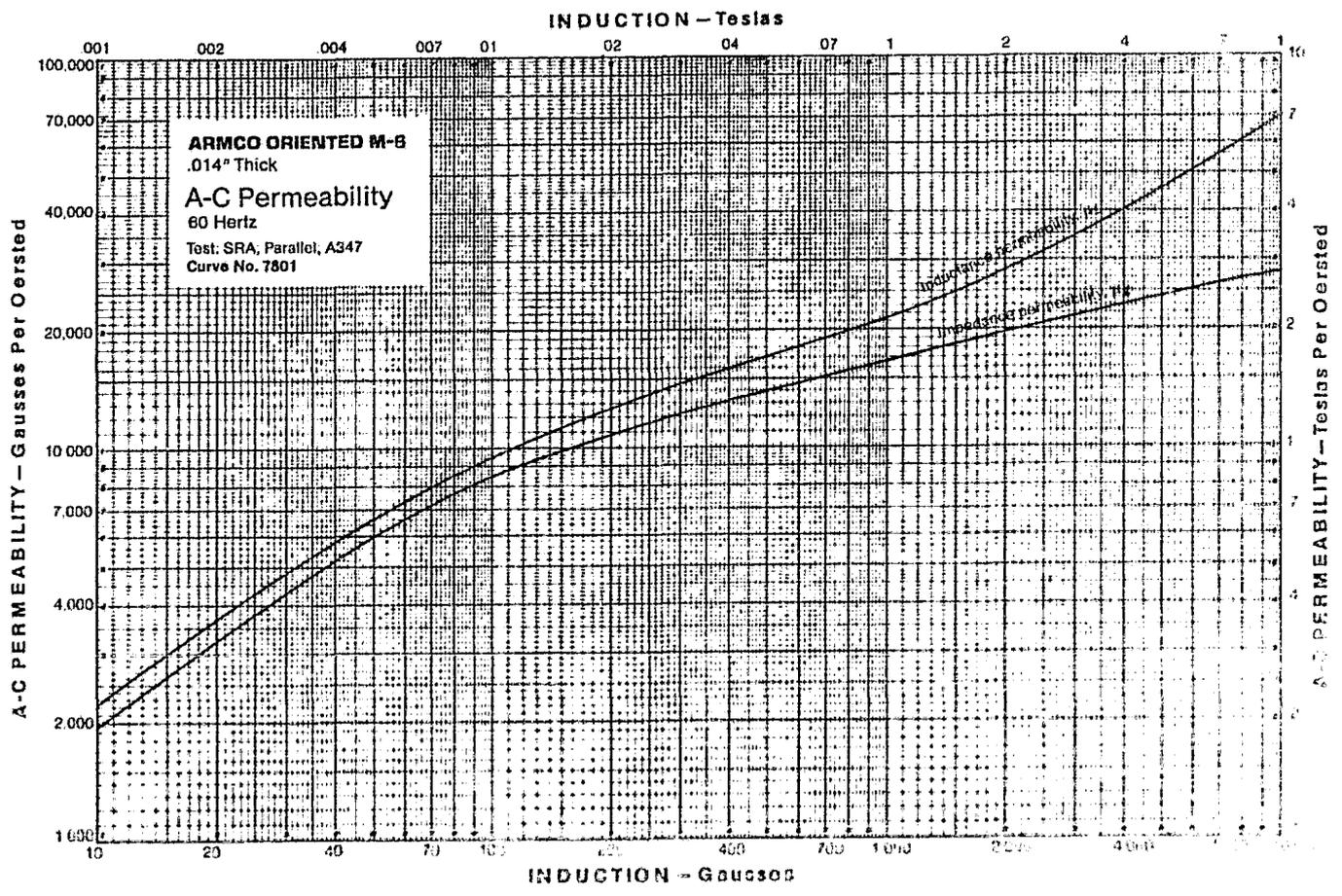


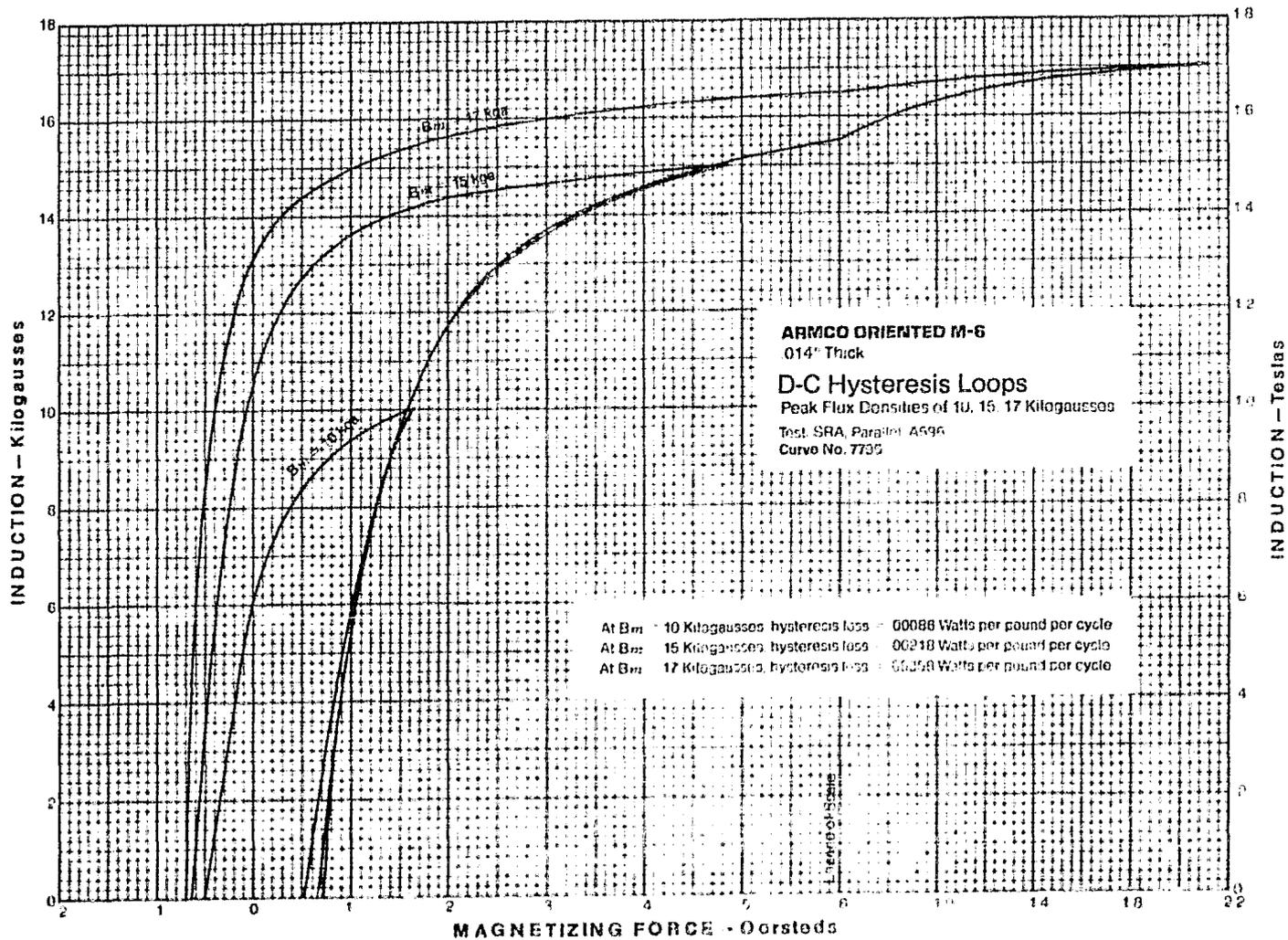


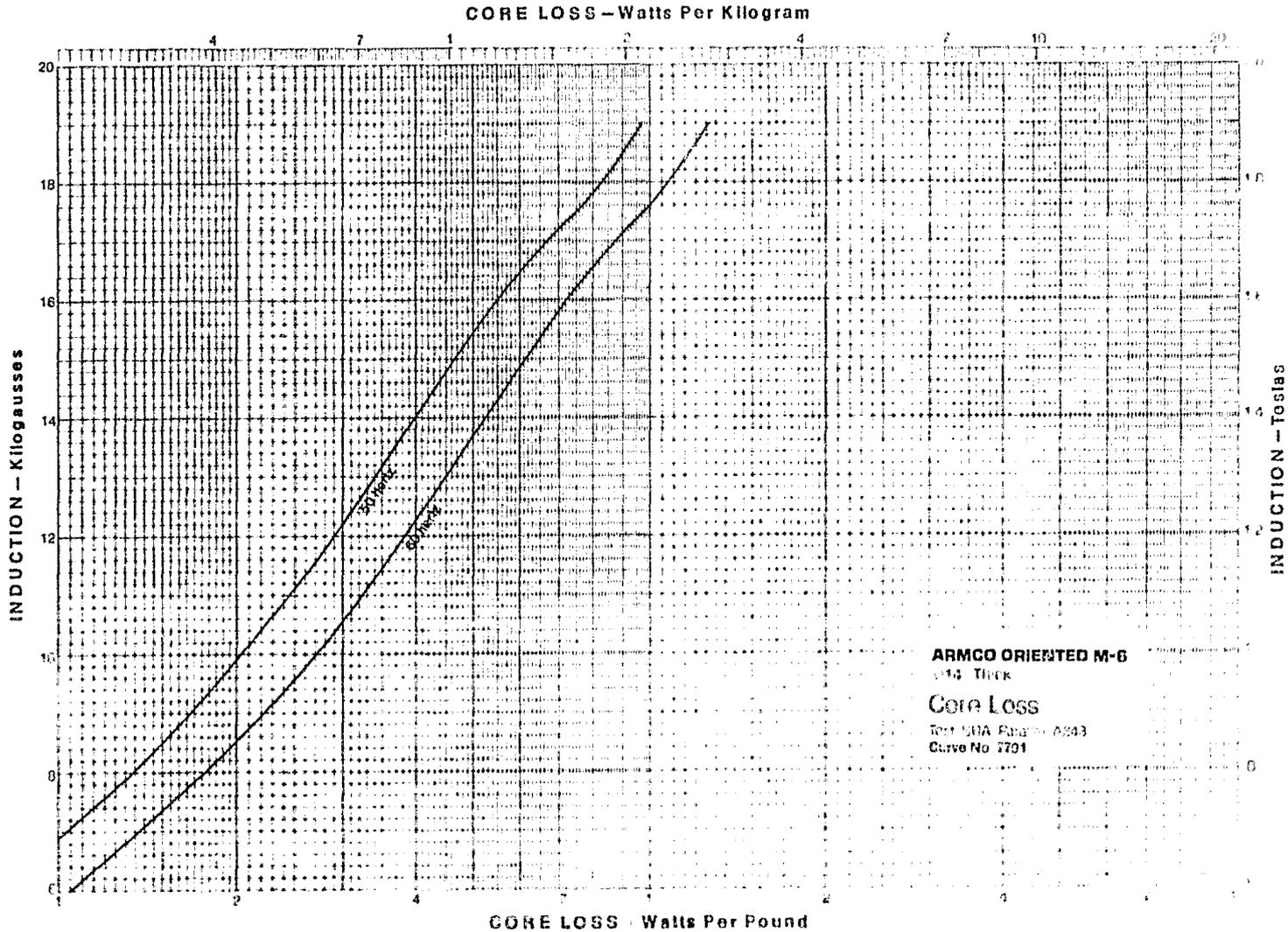


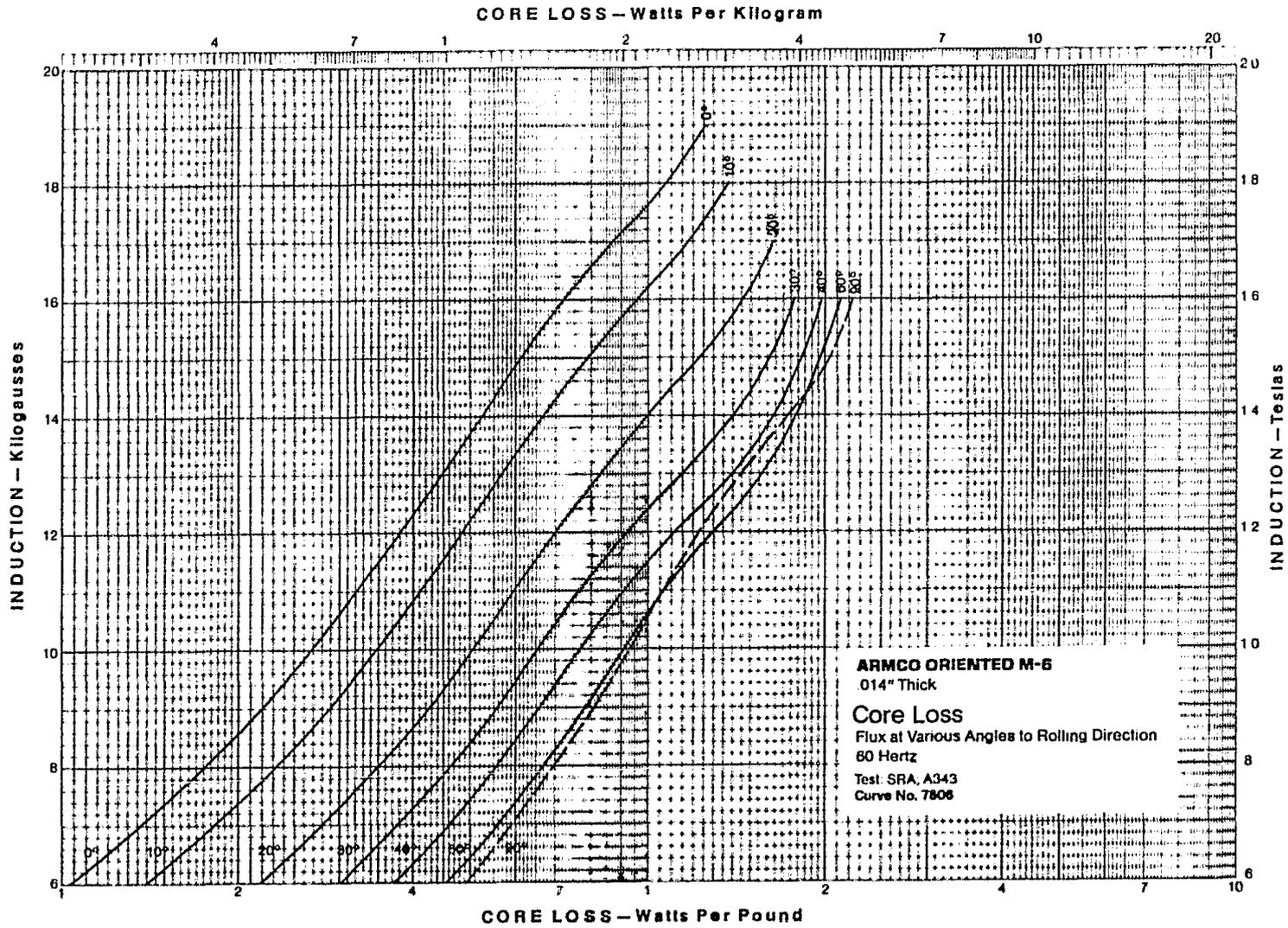


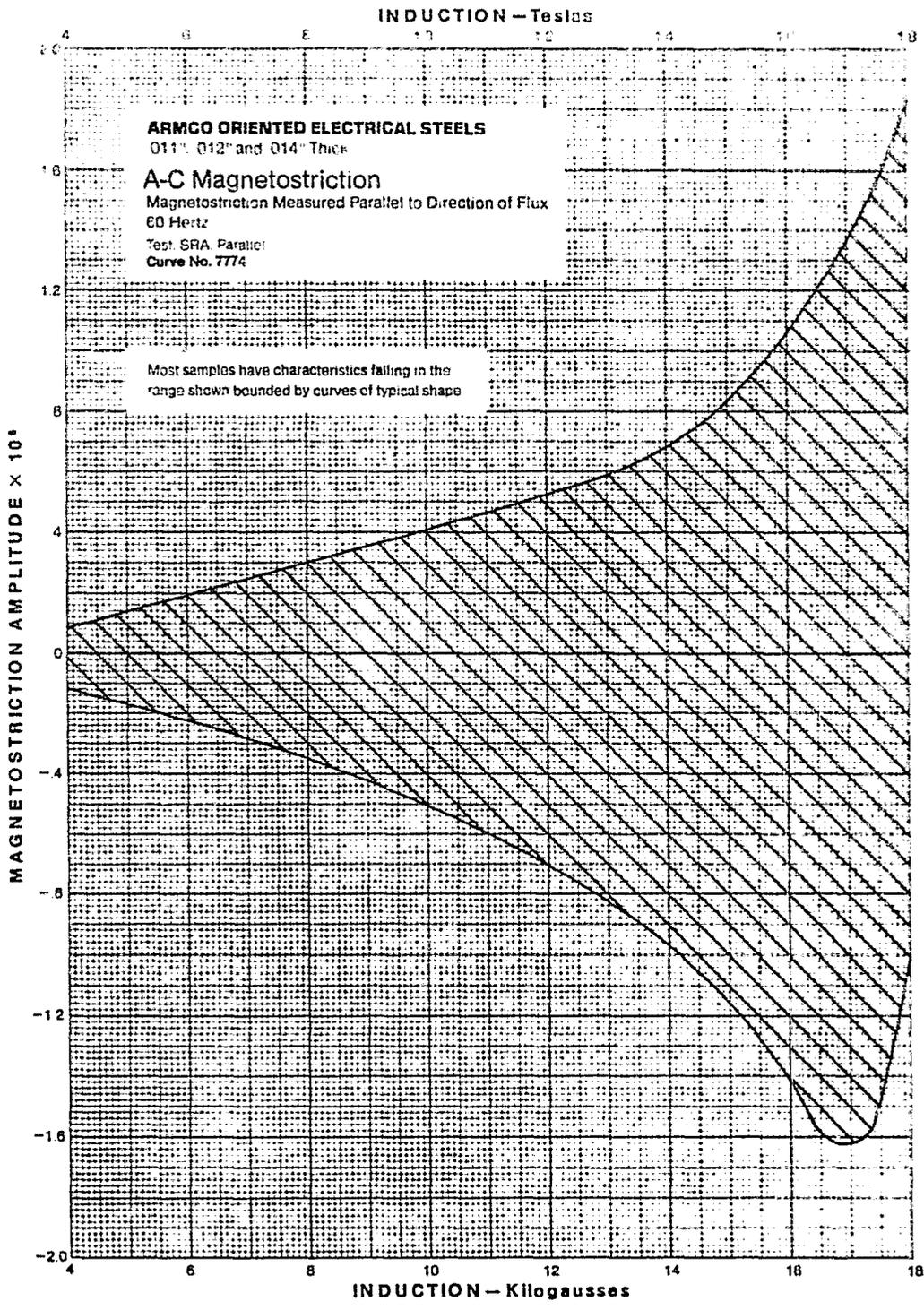


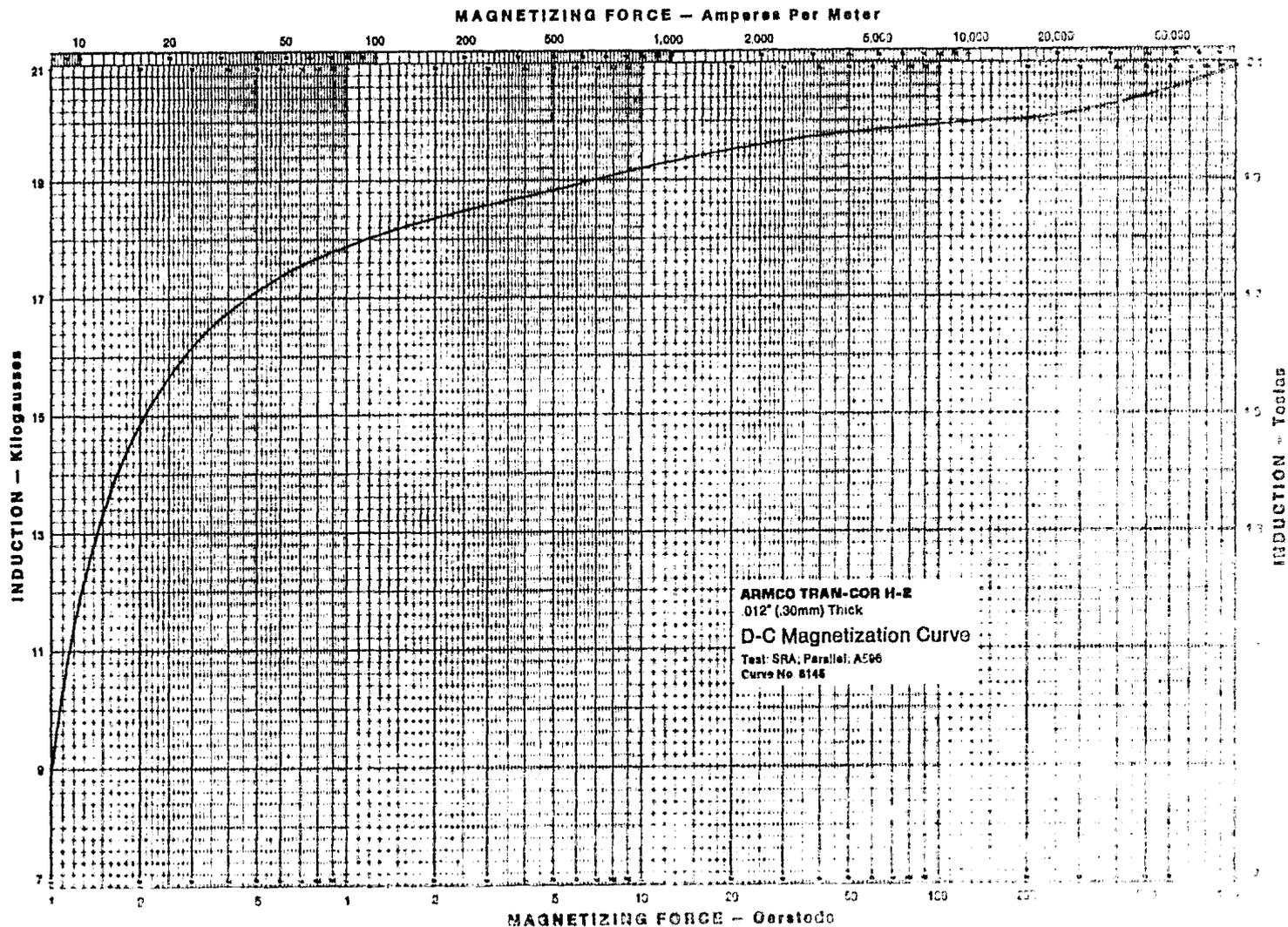


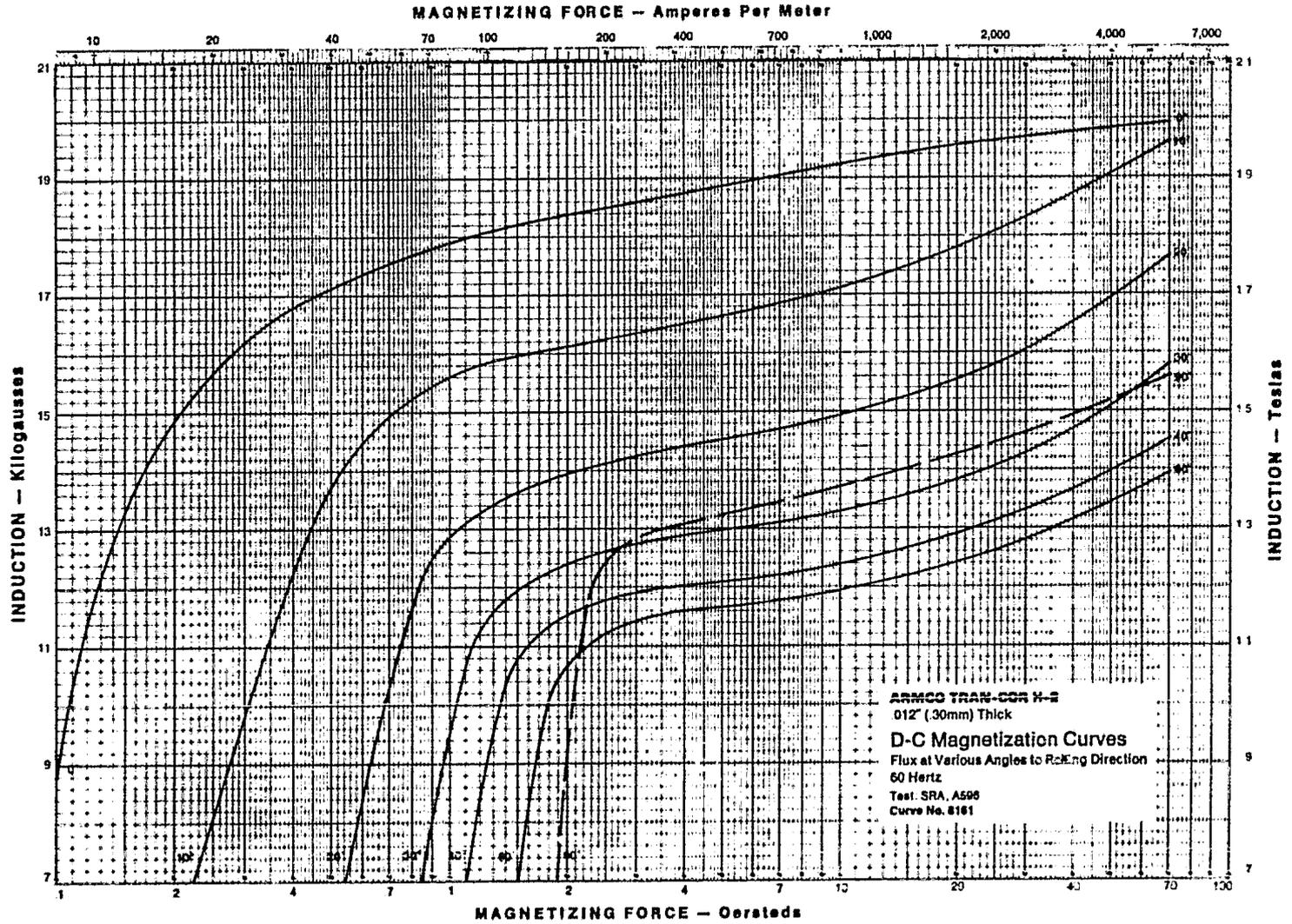


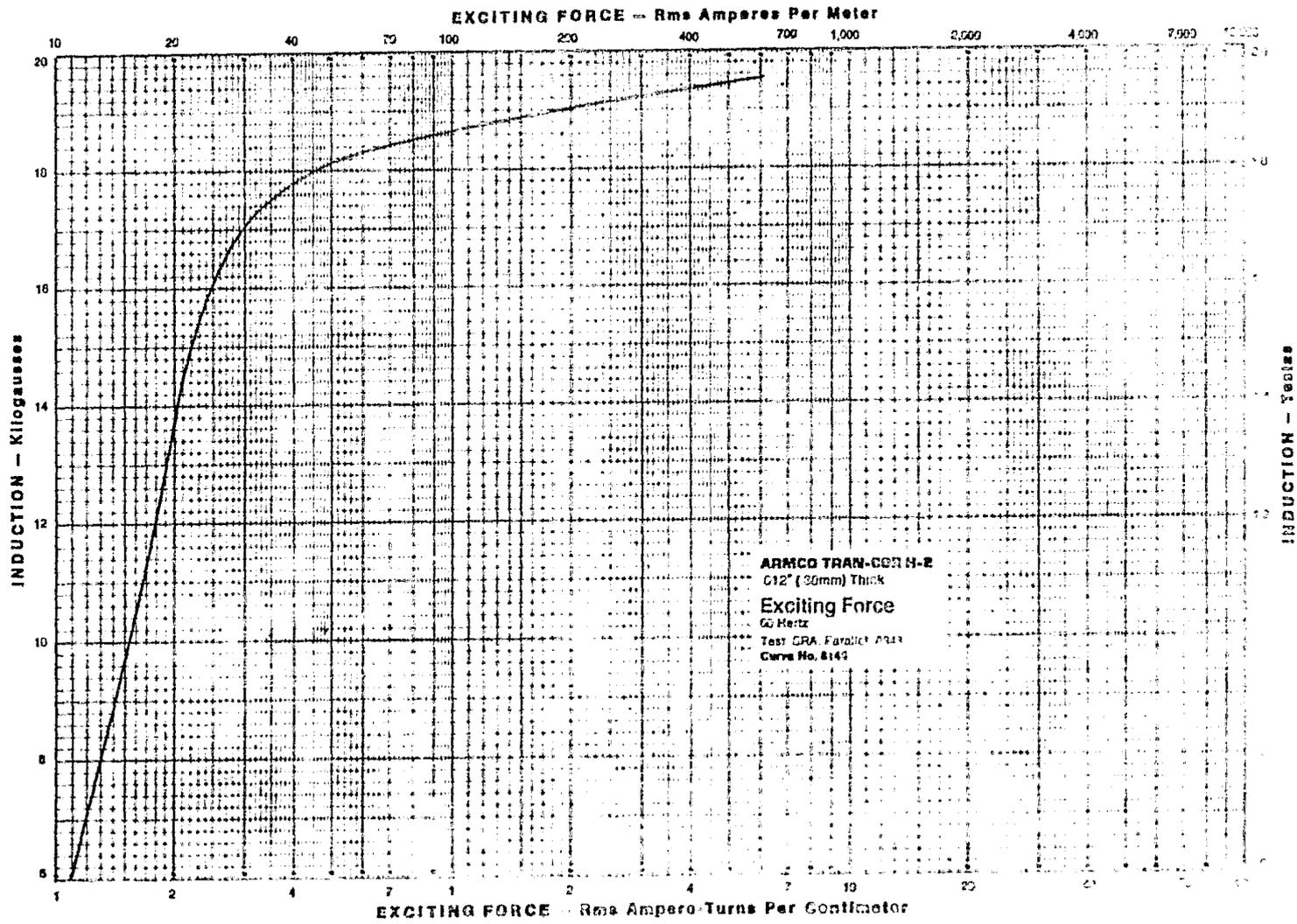


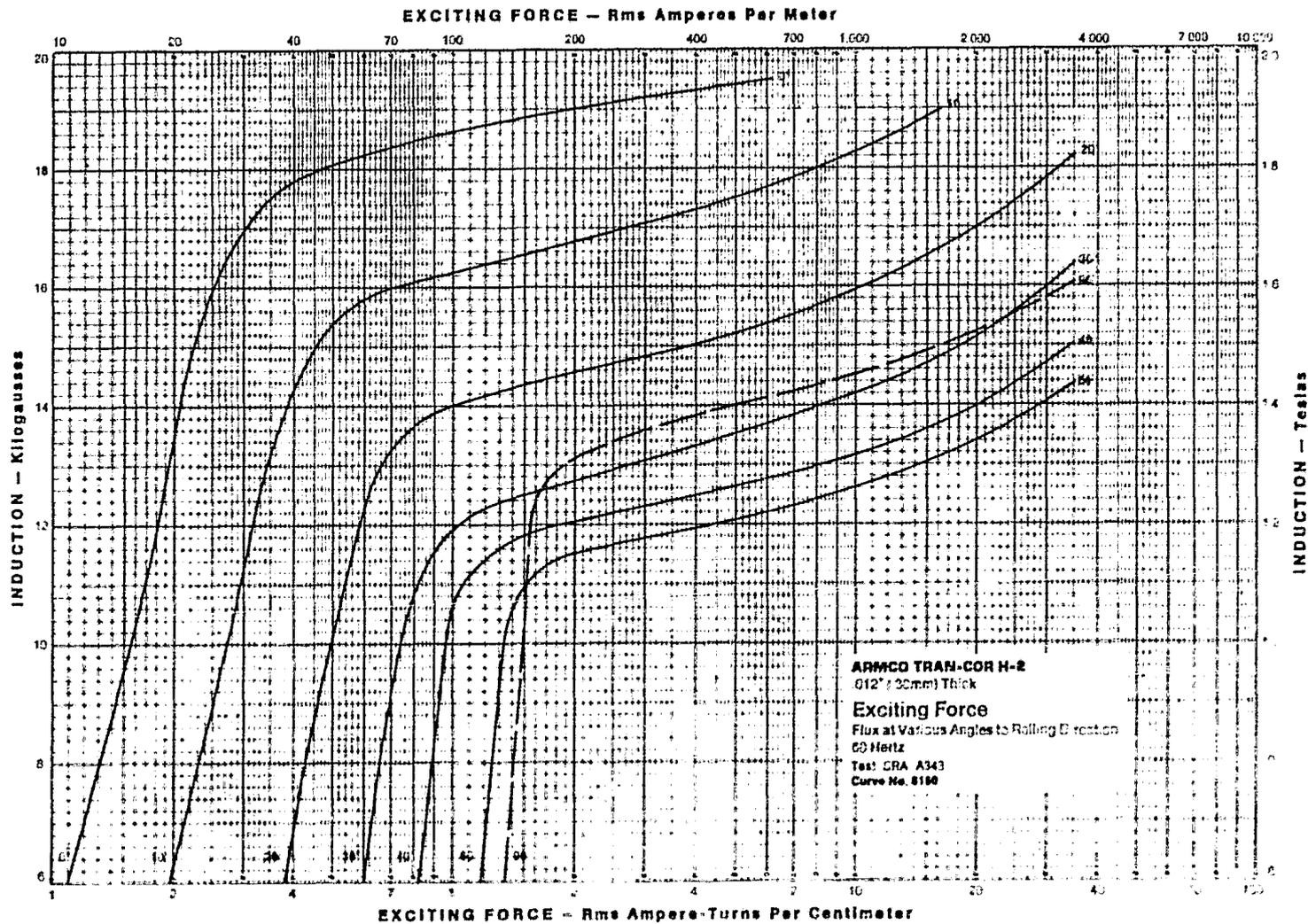


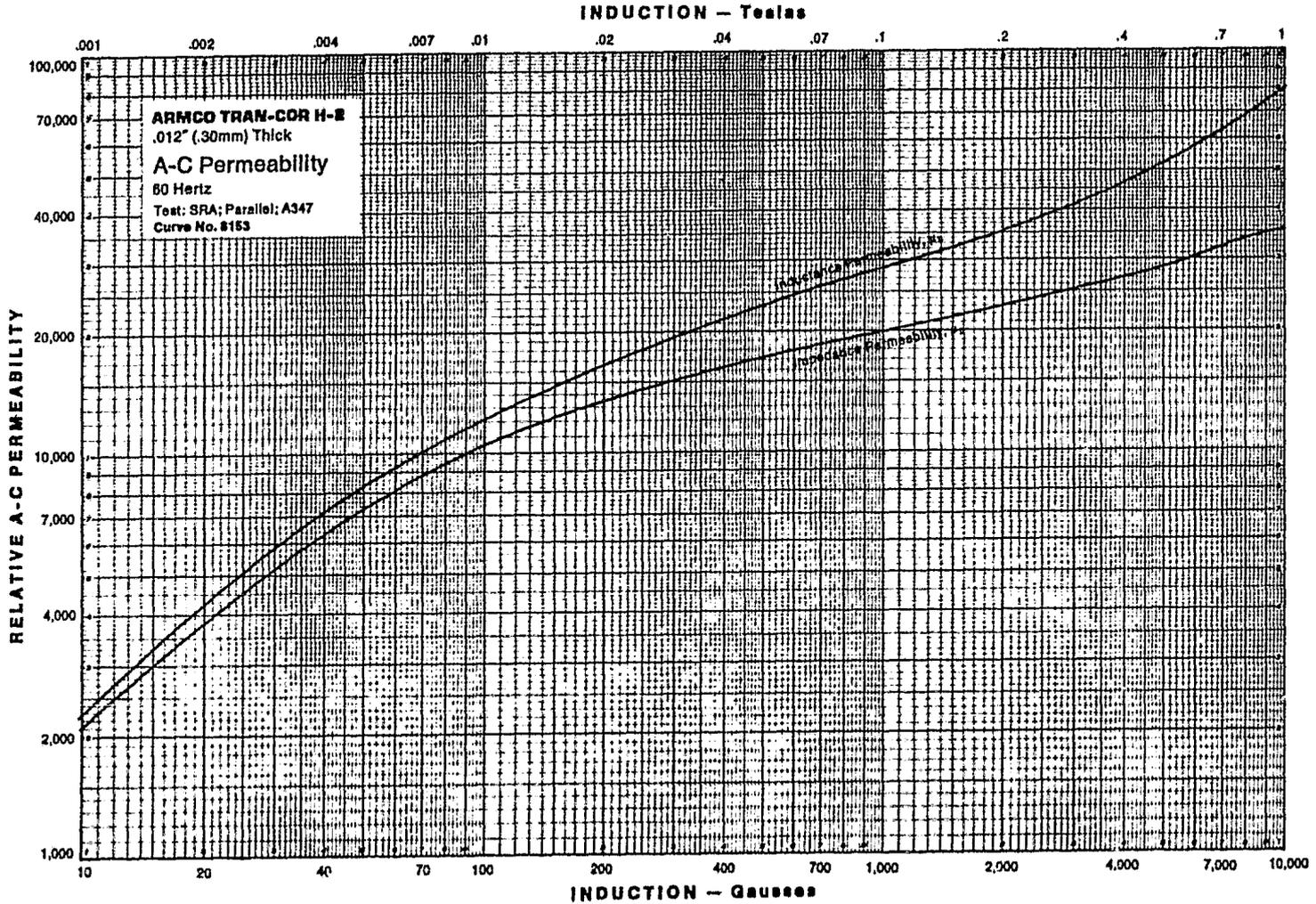


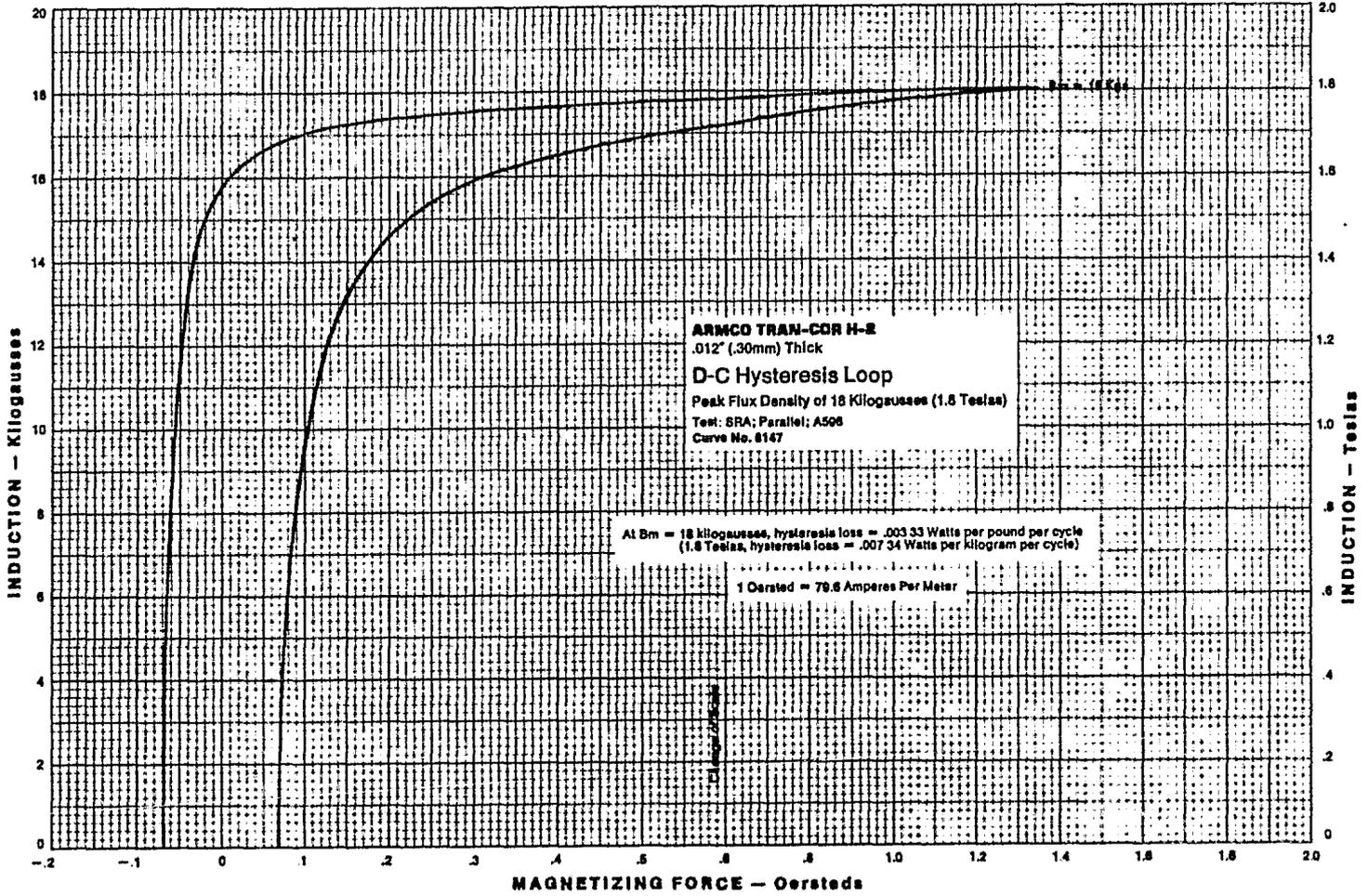


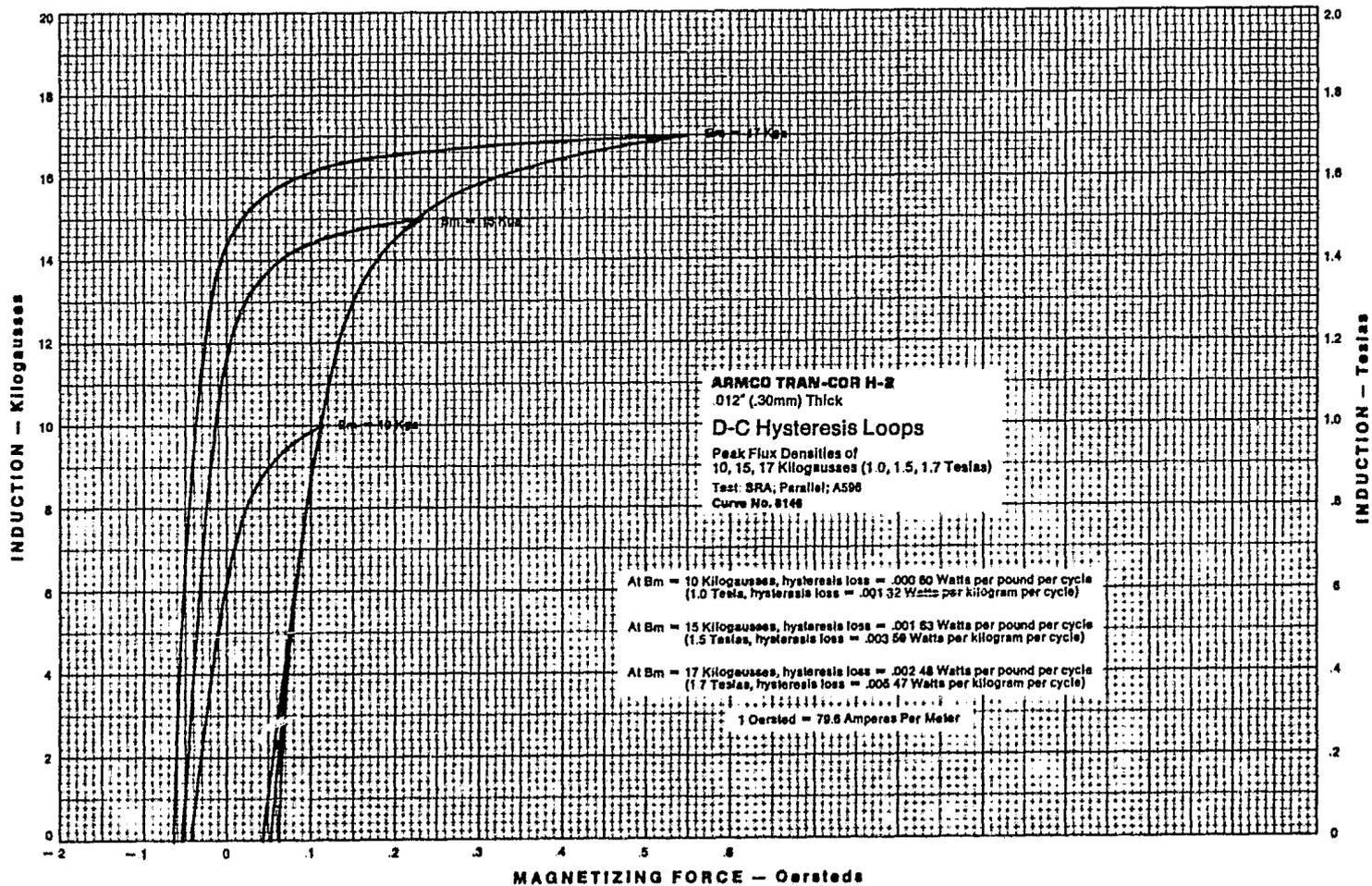


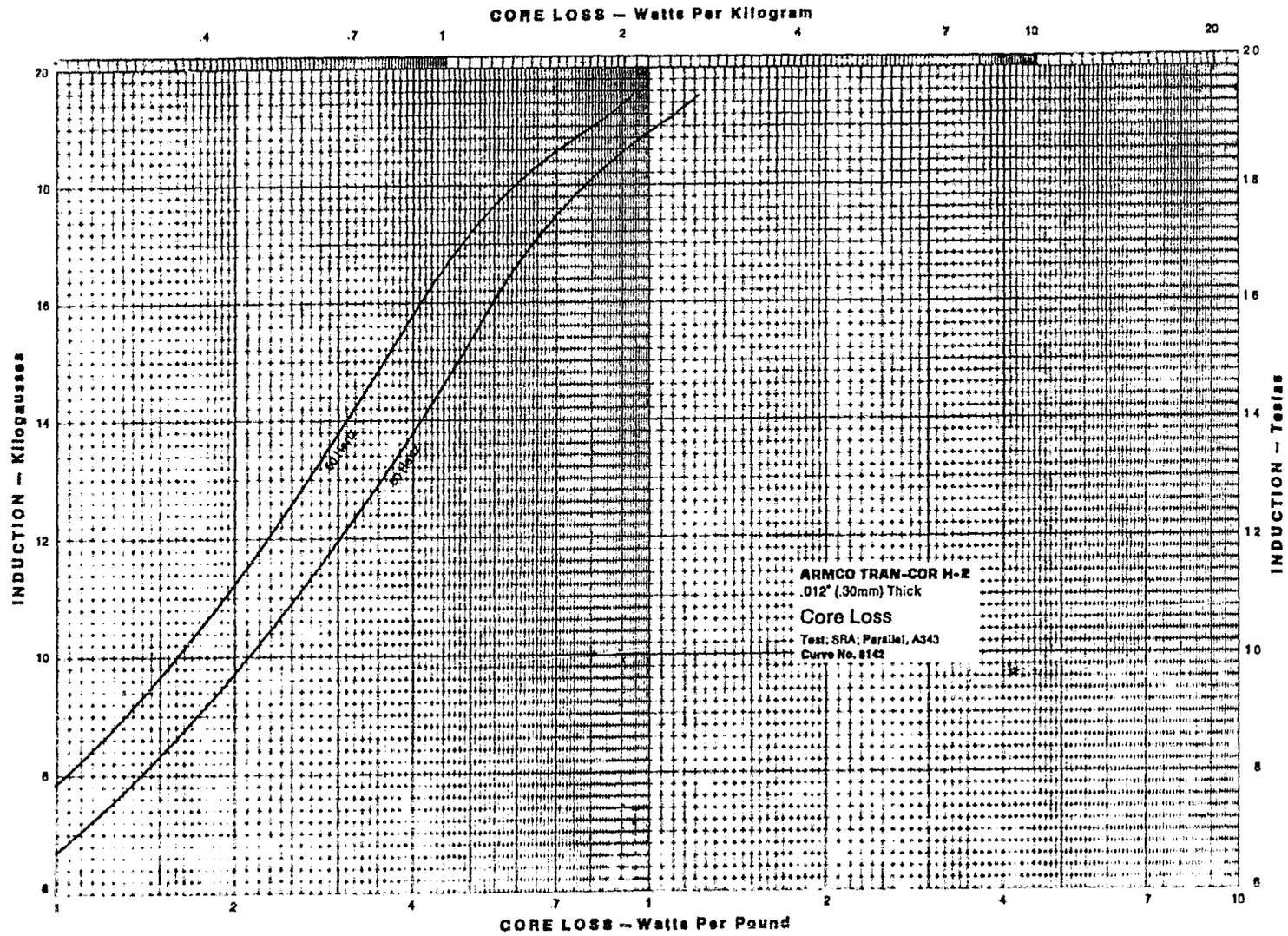


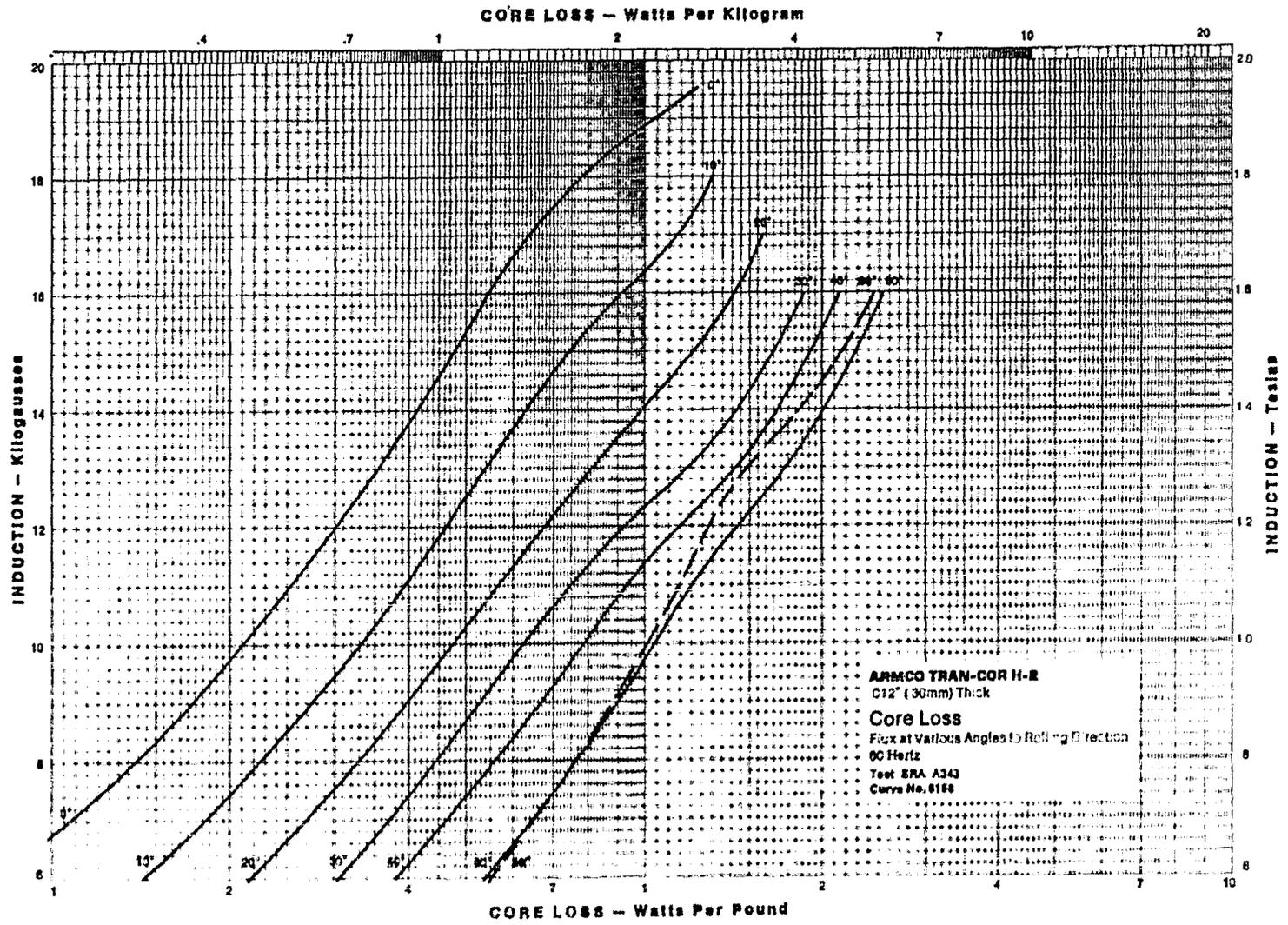


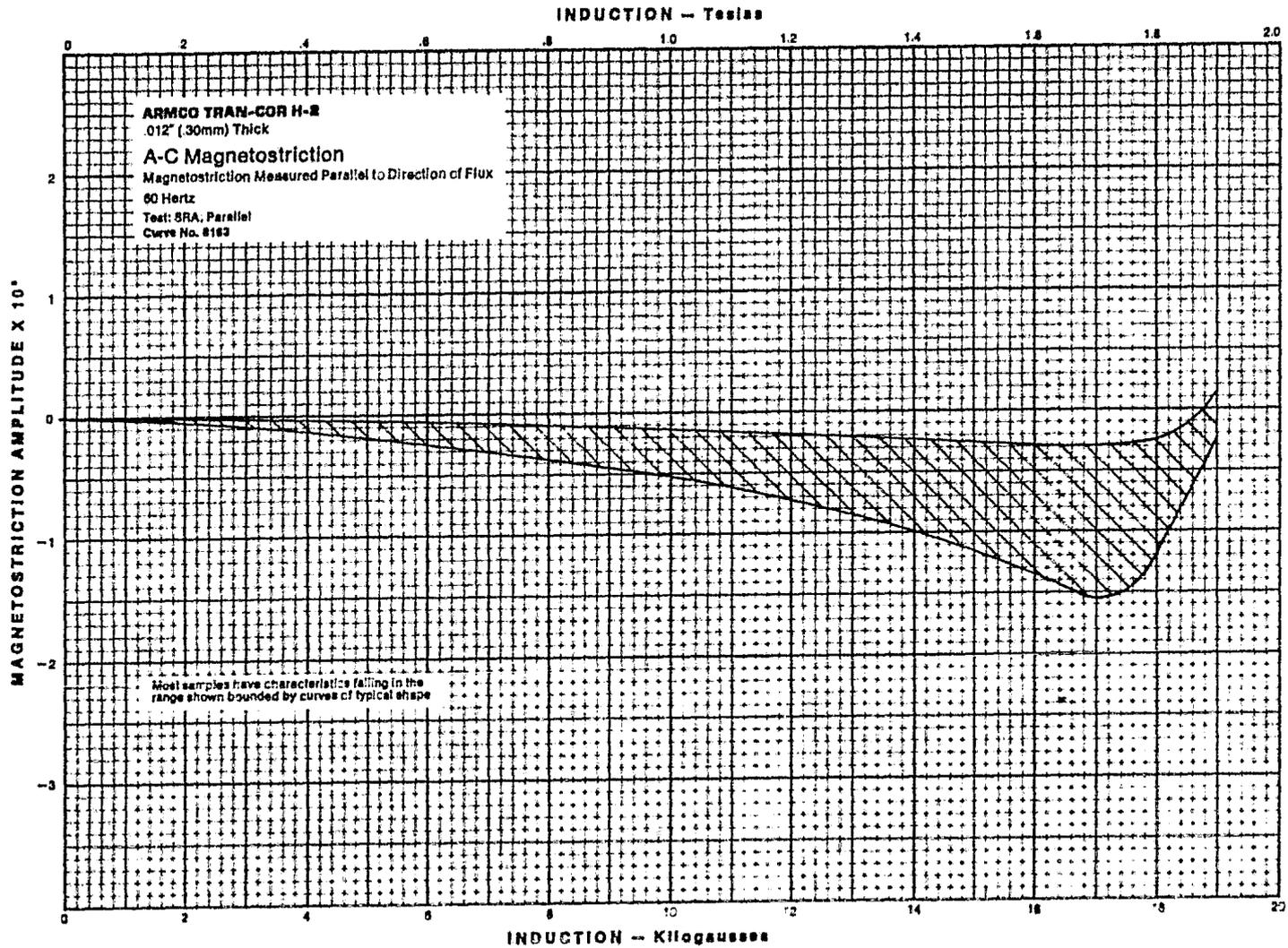












A P E N D I C E B

CONDUCTORES COMERCIALES PARA BOBINAS

Toda la información presentada en éste apéndice se, basa en la fábrica de conductores eléctricos condumex.

Los conductores eléctricos utilizados en la construcción de transformadores de potencia , reciben el nombre de alambres magnetos, los cuales son conductores aislados cuya finalidad es producir un campo magnético.

Estos alambres se construyen con dos tipos de materiales que son cobre y aluminio.

SECCION TRANSVERSAL. Teniendo en cuenta la forma de su sección transversal, pueden ser conductores redondos a soleras, siendo ésta última de forma cuadrada o rectangular como se ilustra en la figura siguiente.

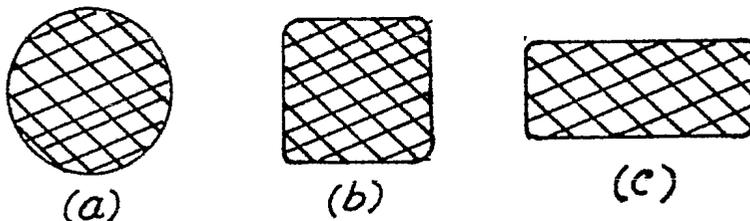


Figura A. a) Conductor redondo b) Solera cuadrada c) Solera rectangular.

El calibre de los conductores va de acuerdo al área

de su sección transversal, teniendo presente que a mayor calibre, menor área.

La construcción de todos los calibres de los --- alambres magnetos, es efectuada con el mismo tipo de cobre o de aluminio.

AISLAMIENTO. Los revestimientos aislantes que cubren a estos conductores pueden ser ESMALTADOS, FORRADOS a una combinación de éstos, los cuales tienen una clase térmica que representa un rango de aumento de temperatura, dentro del cual los aislamientos no pierden sus propiedades naturales. Las clases del aislamiento comprenden los siguientes rangos.

Clase 90	90°C	a	104°C
clase 105	105°C	a	129°C
clase 130	130°C	a	154°C
clase 155	155°C	a	179°C
clase 180	180°C	a	199°C
clase 200	200°C	a	219°C
clase 220	220°C	a	00°C

Los aislantes disponibles para revestir los conductores (ya sean redondos o soleras) que se producen en esta fábrica son:

	Formanel
	Formanel Hermetico
	Formanel cementado
	soldanel
ESMALTADOS	soldanel Nylon
	Termanel Nylon
	Amidanel
	Amidanel cementado

	Algodón
	Papel
FORRADOS	Silanel Dacrón
	Termapel

De los aislamientos anteriores, los más utilizados en transformadores de potencia son:

como esmalte, el FORMANEL, y, como forrado; el PAPEL o ALGODON.

ALAMBRE MAGNETO FORMANEL ^{M R} 105^o

DESCRIPCION:

Alambre Magneto esmaltado con resinas de polivinil formal clase térmica 105^o (A). También se fabrican el Formanel tipo hermético y el tipo cementable, el cual lleva adicionalmente una sobrecapa de resina termoplástica.

PROPIEDADES:

Su balance de propiedades mecánicas, eléctricas, térmicas y químicas hacen que este producto sea considerado de uso universal en clase 105^o (A). El Formanel hermético presenta adicionalmente la característica de ser químicamente resistente al Freón 12 y 22.

La resina termoplástica del Formanel cementado fluye al aplicársele temperatura y presión y al enfriarse une firmemente las vueltas del embobinado donde se utiliza.

APLICACIONES:

Motores, transformadores en aceite y en general bobinas clase 105^o. El Formanel hermético es utilizado en motocompresores herméticos y el tipo cementado se utiliza para fabricar bobinas autoportadas como yugos para televisión.

En aplicaciones donde se requiera impregnación se recomienda utilizar barnices de Condumex clase 105^o ó 155^o, con el fin de obtener un sistema Formanel-Barniz de Impregnación confiable.

DATOS PARA PEDIDOS:

Especificar calibre ó dimensiones, construcción, empaque y cantidad en kilogramos.

RECOMENDACIONES GENERALES:

Debe evitarse que el Formanel entre en contacto con solventes polares tales como el alcohol y la acetona ya que pueden agrietar la película aislante.

ESPECIFICACIONES:

NOM J 72 1975, NEMA MW 1000 15 C (Alambres Redondos)
NEMA MW 1000 18 C (Alambres Cuadrados y Rectangulares).

REGISTRO. NOM I

CARACTERISTICAS CONSTRUCTIVAS :

ALAMBRES MAGNETO REDONDOS	FORMANEL	SENCILLO 18 - 47 AWG	DOBLE 4 - 23 AWG		
	FORMANEL HERMETICO		DOBLE 14 - 23 AWG		
	FORMANEL CEMENTADO	GRADO 1-24 - 29 AWG	GRADO 2-24 - 29 AWG		
ALAMBRES MAGNETO RECTANGULARES	FORMANEL	ESPESOR		ANCHO	
		MINIMO	MAXIMO	MINIMO	MAXIMO
		1.0 mm (0.040 in)	5.1 mm (0.200 in)	2.5 mm (0.100 in)	14.0 mm (0.550 in)
ALAMBRES MAGNETO CUADRADOS	FORMANEL	MINIMO		MAXIMO	
		2.0 mm x 2.0 mm (0.080 in x 0.080 in)		5.1 mm x 5.1 mm (0.200 in x 0.200 in)	

CARACTERISTICAS TECNICAS

Método de Prueba : NEMA MW 1000 Parte 3
Producto: Doble Formanel^{MR} Calibre 18 AWG

PROPIEDADES	CARACTERISTICAS	VALORES TÍPICOS EXEMPLES
TERMICAS	Choque Térmico (20 S x Ø 30 mm)	150%
	Espes. Termoplástico (2000g, 500 mm)	20%
	Resistencia Sol. (emp) (Emp. de 45 mm)	4%
MECANICAS	Empaque (Emp. de 45 mm)	40%
	Resistencia (454g, 5.02 mm Ø)	45%
	Atracción y Flexión (20 x 9.3 x Ø)	Sin Agrietamientos en el Espalte
	Atracción Líquida (689g, 6", 120" y 240")	1-20 prom
ELECTRICAS	Estados Diferenciales (Parámetro a temperatura ambiente)	1.5% mm 1.50 V mil
	Continuidad (Emp. de 45 mm)	Mayor que los constructivos
QUIMICAS	Resistencia a la pérdida de transformación (Emp. de 45 mm, 1000 g, 120" y 240")	Mayor que los constructivos exp. de 10 prom
	Estados de Humedad (Emp. de 45 mm, 1000 g, 120" y 240")	Mayor que los constructivos

ALAMBRES MAGNETO FORRADOS CON ALGODON O PAPEL

DESCRIPCION:

Alambres Magneto de sección circular, cuadrada ó rectangular, forrados con hilos de algodón, ó cintas de papel aplicados helicoidalmente sobre el conductor. Se clasifican como clase 90° (O) cuando están secos y como clase 105° (A) cuando están impregnados con aceite.

PROPIEDADES.

Las propiedades mecánicas de éstos productos forrados hacen que resistan adecuadamente las vibraciones de los equipos donde se utilizan. Por ser materiales higroscopicos permiten que los impregnantes como aceites de transformador ó barnices, penetren llenando todos los huecos del aislamiento a la vez que elevan su clase térmica a 105° (A).

APLICACIONES.

Transformadores en aceite de potencia y distribución; motores y generadores para la industria automotriz.

DATOS PARA PEDIDO:

Especificar calibres ó dimensiones, construcción ó norma deseada, empaque y cantidad en kilogramos.

RECOMENDACIONES GENERALES:

En aplicaciones en aceite no se recomienda utilizar adicionalmente barniz impregnante. Cuando las aplicaciones requieran radios de curvatura muy pequeños y/o alta rigidez dieléctrica se recomienda utilizar productos esmaltados forrados.

ESPECIFICACIONES:

PAPEL

NEMA MW 1000 33 C (Alambres Cuadrados y Rectangulares).

NEMA MW 1000 31 C (Alambres Redondos).

ALGODON

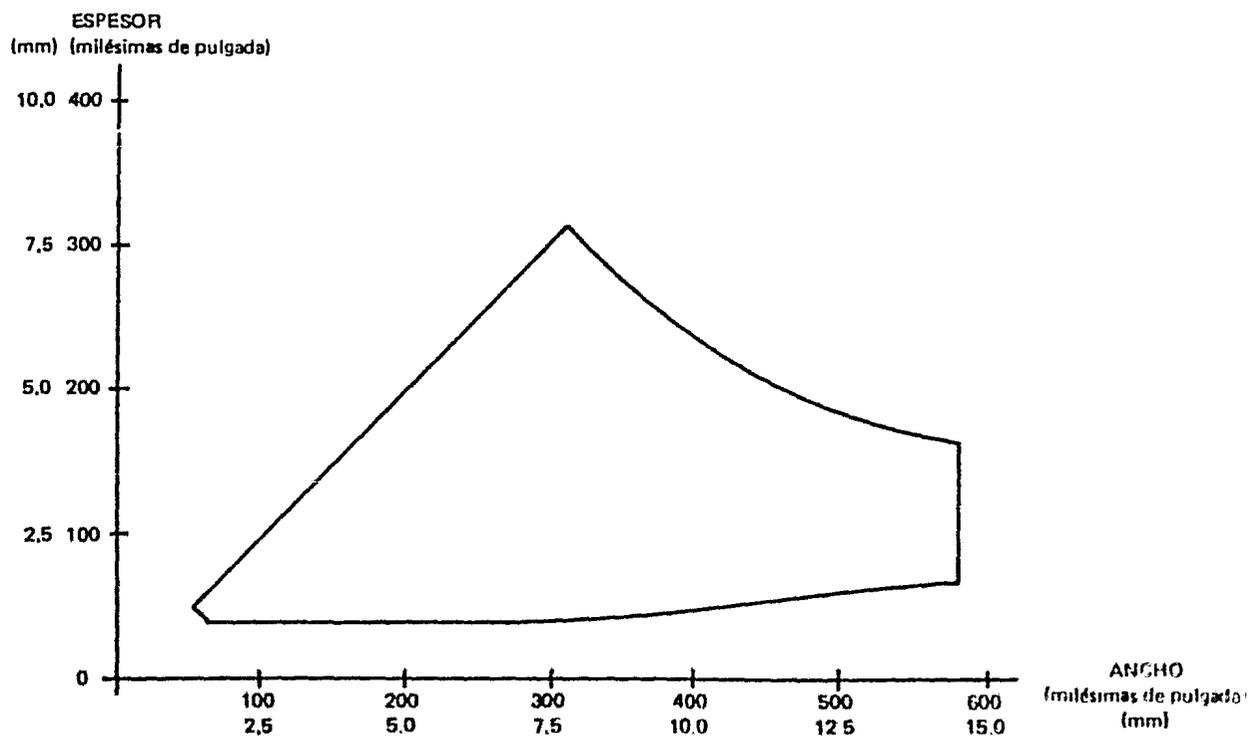
NEMA MW 1000 11 C (Alambres Redondos).

REGISTRO: NOM-I

CARACTERISTICAS CONSTRUCTIVAS :

ALAMBRES MAGNETO REDONDOS	FORRADOS CON PAPEL		4 - 20 AWG	
	FORRADOS CON ALGODON		4 - 10 AWG	
ALAMBRES MAGNETO RECTANGULARES FORRADOS CON ALGODON O PAPEL	E S P E S O R		A N C H O	
	MINIMO	MAXIMO	MINIMO	MAXIMO
	1.0 mm (0.040 in)	7.6 mm (0.300 in)	1.5 mm (0.060 in)	14.7 mm (0.580 in)
ALAMBRES MAGNETO CUADRADOS FORRADOS CON ALGODON O PAPEL	M I N I M O		M A X I M O	
	1.5 mm x 1.5 mm (0.060 in x 0.060 in)		7.6 mm x 7.6 mm (0.300 in x 0.300 in)	

GRAFICA DE RANGO DE FABRICACION DE SOLERAS FORRADAS CON PAPEL O ALGODON



DATOS DE ALAMBRES DESNUDOS

SISTEMA INGLES

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE Y ALUMINIO

Resistencia a 20° C C.D. Conductividad 100%		Resistencia a 75° C C.D. Conductividad 61.8%		Peso				Calibre AWG
COBRE		ALUMINIO		COBRE		ALUMINIO		
nhms M	nhms lb	nhms M	nhms lb	lb M	Pie lb	lb M	Pie lb	
0 04901	0 00007659	0 0 437	0 0004072	640 5	1 561	194 7	5 135	4 0
06182	0001218	1000	0006482	507 8	1 969	154 4	6 478	3 0
07793	0001935	1261	001030	402 8	2 482	122 5	8 163	2 0
09825	0003075	1590	001637	319 5	3 130	97 14	10 29	1 0
1239	0004891	2005	002603	253 3	3 947	77 02	12 98	1
1563	0007781	2529	004141	200 9	4 978	61 08	16 37	2
1971	001237	3189	006584	159 3	6 278	48 44	20 65	3
2485	001967	4071	01047	126 3	7 915	38 40	26 04	4
3134	003130	5072	01666	100 2	9 984	30 47	32 87	5
3957	004975	6395	02647	79 44	12 59	24 15	41 41	6
4981	007907	8060	04206	63 03	15 87	19 16	52 19	7
6281	01257	1 016	06688	49 98	20 01	15 20	65 79	8
7925	02000	1 282	1065	39 62	25 24	12 05	82 99	9
0 9988	03160	1 616	1691	31 43	31 82	9 56	105	10
1 26	0506	2 04	269	24 9	40 2	7 57	132	11
1 59	0804	2 57	428	19 8	50 6	6 02	166	12
2 00	127	3 24	0 679	15 7	63 7	4 77	210	13
2 52	203	4 08	1 08	12 4	80 4	3 77	265	14
3 18	322	5 15	1 72	9 87	101	3 00	333	15
4 02	514	6 59	2 74	7 81	128	2 37	422	16
5 05	0 814	8 18	4 33	6 21	161	1 89	529	17
6 39	1 30	10 3	6 91	4 92	202	1 50	666	18
8 05	2 06	13 0	11 0	3 90	256	1 19	840	19
10 1	3 27	16 4	17 4	3 10	323	0 943	1060	20
12 8	5 19	20 7	27 6	2 46	407	748	1340	21
16 2	8 35	26 2	44 6	1 94	516	590	1690	22
20 3	13 1	32 9	69 9	1 55	647	471	2120	23
25 7	21 0	41 5	112	1 22	818	371	2700	24
32 4	33 4	52 4	178	0 970	1040	295	3390	25
41 0	53 6	66 4	285	765	1310	233	4290	26
51 4	84 3	83 2	449	610	1640	185	5410	27
65 3	136	106	724	481	2080	146	6850	28
81 2	210	141	1120	387	2590	118	8470	29
104	343	188	1830	303	3300	0921	10900	30
131	546	242	2910	240	4120	0730	13700	31
162	836	262	4450	194	5160	0590	16900	32
206	1350	333	7180	153	6590	0465	21500	33
261	2180	422	11600	120	8320	0365	27400	34
331	3480	538	18500	0949	10500	0289	34600	35
415	5480	691	29200	0757	13200	0230	43500	36
512	8360			0611	16300			37
648	13400			0484	20600			38
847	22900			0371	27000			39
1080	37100			0291	34400			40
1320	55700			0237	42100			41
1660	87700			0189	52300			42
2140	146000			0147	68100			43
2590	214000			0121	87600			44

Resistencia a 20° C
C.D. Conductividad 100%
Resistencia a 75° C
C.D. Conductividad 61.8%

SISTEMA INGLES

DATOS DE ALAMBRES DESNUDOS

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE Y ALUMINIO

ALAMBRE CALIBRE	DIAMETRO EN PULGADAS			AREA SECCION TRANSVERSAL		
	AWG	minimo	nominal	maximo	circular mils	pulg ²
4/0	0 4554	0 4600	0 4646	211600	0 1662	166200
3/0	4055	4096	4137	167800	1318	131800
2/0	3612	3648	3684	133100	1045	104500
1/0	3217	3249	3281	105600	08291	82910
1	2864	2893	2922	83690	06573	65730
2	2550	2576	2602	66360	05212	52120
3	2271	2294	2317	52620	04133	41330
4	2023	2043	2053	41740	03278	32780
5	1801	1819	1828	33090	02599	25990
6	1604	1620	1628	26240	02061	20610
7	1429	1443	1450	20820	01635	16350
8	1272	1285	1292	16510	01297	12960
9	1133	1144	1150	13090	01028	10280
10	1009	1019	1024	10380	008155	8155
11	0898	0907	0912	8230	00646	6460
12	0800	0808	0812	6530	00513	5130
13	0713	0720	0724	5180	00407	4070
14	0635	0641	0644	4110	00323	3230
15	0565	0571	0574	3260	00256	2560
16	0503	0508	0511	2580	00203	2030
17	0443	0453	0455	2050	00161	1610
18	0399	0403	0405	1620	00128	1280
19	0355	0359	0361	1290	00101	1010
20	0317	0320	0322	1020	000804	804
21	0282	0285	0286	812	000638	638
22	0250	0253	0254	640	000503	503
23	0224	0226	0227	511	000401	401
24	0199	0201	0202	404	000317	317
25	0177	0179	0180	320	000252	252
26	0157	0159	0160	252	000199	199
27	0141	0142	0143	202	000158	158
28	0125	0126	0127	159	000125	125
29	0112	0113	0114	128	000100	100
30	0099	0100	0101	100	0000785	785
31	0088	0089	0090	79 2	0000622	622
32	0079	0080	0081	64 0	0000503	503
33	0070	0071	0072	50 4	0000396	396
34	0062	0063	0064	39 7	0000312	312
35	0055	0056	0057	31 4	0000246	246
36	0049	0050	0051	25 0	0000196	196
37	0044	0045	0046	20 2	0000153	153
38	0039	0040	0041	16 0	0000126	126
39	0034	0035	0036	12 2	00000962	962
40	0030	0031	0032	9 61	00000755	755
41	0027	0028	0029	7 84	00000616	616
42	0024	0025	0026	6 25	00000491	491
43	0021	0022	0023	4 94	00000380	380
44	0019	0020	0021	4 00	00000314	314

Nota: en

1. Especificación ASTM A 131 para cobre suave.
2. Especificación ASTM B 230 para la resistencia de alambre de aluminio.
3. Especificación ASTM B 230-65 para diámetro de alambre de aluminio de 1/8" a 4/0, y alambre de aluminio de 4/0 a 44 AWG.

Condiciones de cobre alambre de cobre rojo, en la especificación de alambre de aluminio desnudo en las tablas de AWG.
Para rangos de calibres especificados en las tablas de especificación.

SISTEMA METRICO DATOS DE ALAMBRES DESNUDOS

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE Y ALUMINIO

Alambre Calibre AWG	Diametro en milimetros			Area Seccion Transversal		Resistencia a 20 C C.B. 100% conductividad	
	minimo	nomina	maximo	mm ²		COBRE	
				mm ²	cm ²	ohms/km	ohms/mg
4	11.567	11.684	11.801	136.51	107.21	1608	0004587
5	10.300	10.404	10.508	108.24	85.01	2028	0005684
6	9.174	9.266	9.357	85.86	67.43	2557	0007266
7	8.171	8.251	8.331	68.10	53.49	3220	0008779
8	7.275	7.348	7.422	53.39	42.41	4066	001078
9	6.477	6.541	6.605	42.81	33.62	5128	001315
10	5.768	5.821	5.884	33.95	26.67	6466	001728
11	5.138	5.189	5.215	26.93	21.15	8152	002316
12	4.575	4.620	4.644	21.34	16.77	1028	006980
13	4.074	4.115	4.155	16.92	13.30	1297	01007
14	3.630	3.669	3.708	13.43	10.55	1644	01742
15	3.231	3.264	3.297	10.85	8.467	2081	02770
16	2.878	2.909	2.941	8.445	6.532	2680	04410
17	2.561	2.588	2.611	6.666	5.261	3277	07006
18	2.281	2.304	2.316	5.308	4.169	414	112
19	2.032	2.052	2.067	4.211	3.337	521	17
20	1.811	1.827	1.843	3.345	2.627	656	281
21	1.613	1.628	1.646	2.650	2.082	824	447
22	1.435	1.450	1.458	2.107	1.651	104	711
23	1.278	1.290	1.298	1.664	1.307	132	113
24	1.138	1.151	1.158	1.323	1.040	165	179
25	1.013	1.024	1.029	1.045	823	210	286
26	902	912	917	832	653	264	455
27	805	813	818	661	519	332	520
28	716	724	728	524	412	419	114
29	635	643	645	413	324	527	184
30	569	574	577	329	254	666	270
31	505	511	514	261	205	847	463
32	450	455	457	207	163	106	736
33	399	404	406	163	128	135	118
34	358	362	365	130	102	164	186
35	317	321	323	102	80.01	214	300
36	284	287	289	80.4	63.17	266	463
37	251	254	257	63.4	50.2	340	755
38	224	227	229	50.1	39.1	436	1200
39	201	204	206	39.7	31.4	561	1840
40	178	181	183	31.1	24.5	675	2970
41	157	160	162	24.2	19.1	857	4720
42	140	142	145	19.0	15.0	1070	7680
43	124	126	128	15.1	11.7	1360	11000
44	112	114	116	11.7	9.03	1680	18400
45	101	103	104	9.03	7.08	2130	29500
46	90	92	94	7.08	5.52	2740	40300
47	80	82	84	5.52	4.24	3500	53300
48	71	73	75	4.24	3.27	4440	70000
49	63	65	67	3.27	2.54	5680	93000
50	56	58	60	2.54	1.97	7240	124000
51	50	52	54	1.97	1.52	9160	164000
52	44	46	48	1.52	1.17	11500	214000

DATOS DE ALAMBRES DESNUDOS

SISTEMA METRICO

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE Y ALUMINIO

Resistencia a 20°C C.A. 61.8% conductividad		Peso				Alambre Calibre AWG
ALUMINIO		COBRE		ALUMINIO		
ohms/km	ohms/km	kg/km	m/gr	kg/km	m/gr	
2502	0098977	953.2	001049	289.7	003451	4.0
3281	001423	755.8	001323	229.8	004353	3.0
4137	002271	599.5	001668	182.3	005485	2.0
5217	003609	475.5	002103	144.6	006915	1.0
6578	005739	377.0	002652	114.6	008722	1
8297	009129	298.9	003345	90.90	01100	2
1046	01452	237.1	004218	72.09	01388	3
1319	02108	188.0	005310	57.15	01750	4
1664	02873	149.0	006702	45.34	02205	5
2098	03839	118.2	008459	35.94	02783	6
2644	05274	93.80	01065	28.51	03507	7
3333	1473	74.38	01344	22.62	04421	8
4206	2148	58.95	01696	17.93	05577	9
5302	3228	46.77	02178	14.2	0706	10
669	593	37.1	0270	11.3	0887	11
843	944	29.4	0340	8.96	.112	12
1063	150	23.4	0428	7.10	141	13
1339	238	18.5	0540	5.61	178	14
1690	379	14.7	0681	4.46	224	15
213	604	11.6	0860	3.53	284	16
268	955	9.24	108	2.81	355	17
338	152	7.32	137	2.23	448	18
426	242	5.81	172	1.77	564	19
538	384	4.61	217	1.40	712	20
679	608	3.66	273	1.11	900	21
860	981	2.88	347	878	114	22
108	154	2.30	435	701	142	23
136	247	1.82	549	552	181	24
172	392	1.44	697	439	228	25
218	628	1.14	878	347	288	26
273	990	908	110	275	354	27
348	1520	715	140	217	460	28
430	2470	575	174	137	569	29
551	4000	450	222		732	30
		357	280			31
		288	347			32
		227	440			33
		179	569			34
		141	703			35
		113	885			36
		0912	110			37
		0721	139			38
		0532	181			39
		0433	231			40
		0353	283			41
		0282	355			42
		0218	459			43
		0180	555			44

DATOS DE ALAMBRES ESMALTADOS

SISTEMA INGLES

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE

DOBLE ESMALTE

Alambre Calibre AWG	Diámetro sobre aislamiento en pulgadas		Accion Norma C. gadas	Peso		Resistencia a 20°C 6000 lb
	milim.	milim.		M	ft	
4	0.2043	0.2109	0.1555	7.813		001049
5	0.1843	0.1909	0.1456	9.001		001101
6	0.1674	0.1740	0.1346		10.49	001214
7	0.1529	0.1595	0.1244		12.74	001272
8	0.1406	0.1472	0.1143		15.84	001325
9	0.1298	0.1364	0.1042		19.82	001383
10	0.1204	0.1270	0.0941		24.67	001448
11	0.1122	0.1188	0.0840		30.37	001524
12	0.1051	0.1117	0.0740		36.90	001607
13	0.0990	0.1056	0.0640		44.26	001700
14	0.0938	0.1004	0.0540		52.44	001804
15	0.0894	0.0960	0.0440		61.44	001920
16	0.0857	0.0923	0.0340		71.26	002048
17	0.0826	0.0892	0.0240		81.90	002188
18	0.0799	0.0865	0.0140		93.36	002340
19	0.0775	0.0841	0.0040		105.64	002504
20	0.0754	0.0820	0.0040		119.74	002680
21	0.0735	0.0801	0.0040		135.66	002868
22	0.0718	0.0784	0.0040		153.40	003068
23	0.0703	0.0769	0.0040		172.96	003280
24	0.0690	0.0756	0.0040		194.34	003504
25	0.0678	0.0744	0.0040		217.54	003740
26	0.0667	0.0733	0.0040		242.56	004000
27	0.0657	0.0723	0.0040		269.40	004272
28	0.0648	0.0714	0.0040		308.06	004560
29	0.0640	0.0706	0.0040		358.54	004872
30	0.0633	0.0700	0.0040		421.84	005208
31	0.0627	0.0694	0.0040		498.06	005568
32	0.0622	0.0689	0.0040		588.20	005952
33	0.0617	0.0684	0.0040		692.26	006360
34	0.0613	0.0680	0.0040		810.24	006792
35	0.0609	0.0676	0.0040		943.14	007248
36	0.0605	0.0672	0.0040		1092.06	007728
37	0.0602	0.0669	0.0040		1258.00	008232
38	0.0600	0.0666	0.0040		1441.06	008760
39	0.0597	0.0664	0.0040		1642.24	009312
40	0.0595	0.0662	0.0040		1861.54	009888
41	0.0593	0.0660	0.0040		2099.96	010488
42	0.0591	0.0658	0.0040		2367.50	011112
43	0.0589	0.0656	0.0040		2665.16	011760
44	0.0587	0.0654	0.0040		3003.94	012432

REFERENCIA NORMAS NEMA MW 100

DATOS DE ALAMBRES ESMALTADOS SISTEMA METRICO

ALAMBRES REDONDOS DE COBRE

DOBLE ESMALTE

Alambre Calibre AWG	Dimensiones sobre aislamiento en milímetros		Adición mínima mm	Peso		Resistencia a 20°C C.D. ohms/kg
	máximo	mínimo		kg km	m R	
4	5.14	5.14	0.44	189.7	00527	004297
5	4.81	4.81	0.41	150.3	00665	006841
6	4.48	4.44	0.44	114.1	00833	010988
7	4.15	3.97	0.46	94.5	01057	01778
8	3.82	3.82	0.44	75.0	01333	02747
9	3.49	3.02	0.41	63.48	01681	04372
10	3.16	2.69	0.39	52.21	02118	06940
11	2.83	2.408	0.36	42.5	0267	1103
12	2.50	2.151	0.34	33.8	0336	1753
13	2.17	1.923	0.31	25.7	0423	278
14	1.84	1.733	0.28	19.2	0534	461
15	1.51	1.44	0.26	14.3	0672	701
16	1.18	1.144	0.24	11.2	0847	112
17	1.04	1.019	0.21	9.41	10.5	176
18	0.90	0.881	0.18	7.74	13.4	260
19	0.76	0.74	0.16	6.42	16.4	445
20	0.63	0.61	0.14	5.21	20.0	683
21	0.50	0.48	0.12	4.25	24.7	110
22	0.40	0.38	0.10	3.47	30.6	174
23	0.32	0.31	0.09	2.83	37.8	260
24	0.25	0.24	0.08	2.31	46.0	400
25	0.20	0.19	0.07	1.88	55.0	600
26	0.16	0.15	0.06	1.54	65.0	880
27	0.12	0.11	0.05	1.20	76.0	1280
28	0.10	0.09	0.04	0.96	88.0	1840
29	0.08	0.07	0.03	0.76	100.0	2560
30	0.06	0.05	0.02	0.60	112.0	3520
31	0.05	0.04	0.02	0.48	125.0	4800
32	0.04	0.03	0.01	0.38	138.0	6400
33	0.03	0.02	0.01	0.30	150.0	8400
34	0.02	0.01	0.01	0.24	162.0	11200
35	0.01	0.01	0.01	0.18	175.0	15000
36	0.01	0.01	0.01	0.14	188.0	20000
37	0.01	0.01	0.01	0.11	200.0	27000
38	0.01	0.01	0.01	0.08	212.0	36000
39	0.01	0.01	0.01	0.06	225.0	48000
40	0.01	0.01	0.01	0.05	238.0	64000
41	0.01	0.01	0.01	0.04	250.0	84000
42	0.01	0.01	0.01	0.03	262.0	112000
43	0.01	0.01	0.01	0.02	275.0	150000
44	0.01	0.01	0.01	0.02	288.0	200000
45	0.01	0.01	0.01	0.01	300.0	270000

REFERENCIA: NORMA NEMA MW 100B

SISTEMA INGLES DATOS DE ALAMBRES ESMALTADO

ALAMBRES REDONDOS DE ALUMINIO DOBLE ESMALTE

Alambre AWG	Diámetro sobre aislamiento en pulgadas		Adición mínima pulgadas	Peso		Resistencia a 20°C Conductividad 61.8%
	mínimo	máximo		lb M	Pie lb	
4	0.2061	0.2144	0.047	54.60	25.25	0103
5	0.1877	0.1957	0.046	41.27	31.04	0114
6	0.1714	0.1791	0.045	31.80	40.32	0125
7	0.1561	0.1634	0.044	23.84	50.81	0136
8	0.1425	0.1493	0.043	17.62	64.02	0147
9	0.1301	0.1364	0.042	13.20	80.64	0158
10	0.1187	0.1245	0.041	9.96	101	0169
11	0.1081	0.1134	0.040	7.47	127	0180
12	0.0992	0.1041	0.039	5.62	161	0191
13	0.0911	0.0955	0.038	4.22	201	0202
14	0.0837	0.0876	0.037	3.17	257	0213
15	0.0769	0.0803	0.036	2.34	319	0224
16	0.0707	0.0737	0.035	1.73	400	0235
17	0.0650	0.0676	0.034	1.27	500	0246
18	0.0600	0.0622	0.033	0.93	625	0257
19	0.0554	0.0572	0.032	0.68	781	0268
20	0.0511	0.0525	0.031	0.50	980	0279
21	0.0471	0.0482	0.030	0.37	1238	0290
22	0.0433	0.0441	0.029	0.27	1544	0301
23	0.0397	0.0402	0.028	0.20	1911	0312
24	0.0364	0.0367	0.027	0.14	2433	0323
25	0.0333	0.0334	0.026	0.10	3077	0334

REFERENCIA: NORMAS NFMA MW 1000

SISTEMA METRICO

Alambre Cable AWG	Diámetro sobre aislamiento en milímetros		Adición mínima mm	Peso		Resistencia a 20°C Conductividad 61.8%
	mínimo	máximo		kg	m	
4	5.242	5.379	0.44	58.93	0170	0225
5	4.666	4.755	0.41	46.55	0215	0257
6	4.143	4.244	0.39	35.21	0271	0299
7	3.716	3.787	0.36	26.29	0341	0350
8	3.315	3.387	0.34	19.24	0430	0401
9	2.939	3.020	0.31	14.45	0542	0452
10	2.642	2.695	0.29	10.67	0679	0503
11	2.357	2.409	0.26	7.71	0851	0554
12	2.106	2.151	0.24	5.76	108	0610
13	1.882	1.923	0.21	4.40	135	0666
14	1.684	1.722	0.19	3.21	169	0722
15	1.511	1.547	0.16	2.36	214	0778
16	1.351	1.384	0.14	1.72	269	0834
17	1.209	1.240	0.12	1.28	336	0890
18	1.080	1.110	0.10	0.93	420	0946
19	0.954	0.983	0.08	0.68	525	1002
20	0.841	0.862	0.07	0.50	655	1058
21	0.732	0.752	0.06	0.37	832	1114
22	0.649	0.664	0.05	0.27	1033	1170
23	0.571	0.583	0.04	0.20	1290	1226
24	0.504	0.512	0.03	0.14	1635	1282
25	0.441	0.446	0.02	0.10	2068	1338

REFERENCIA: NORMAS NFMA MW 1000

S O L E R A S

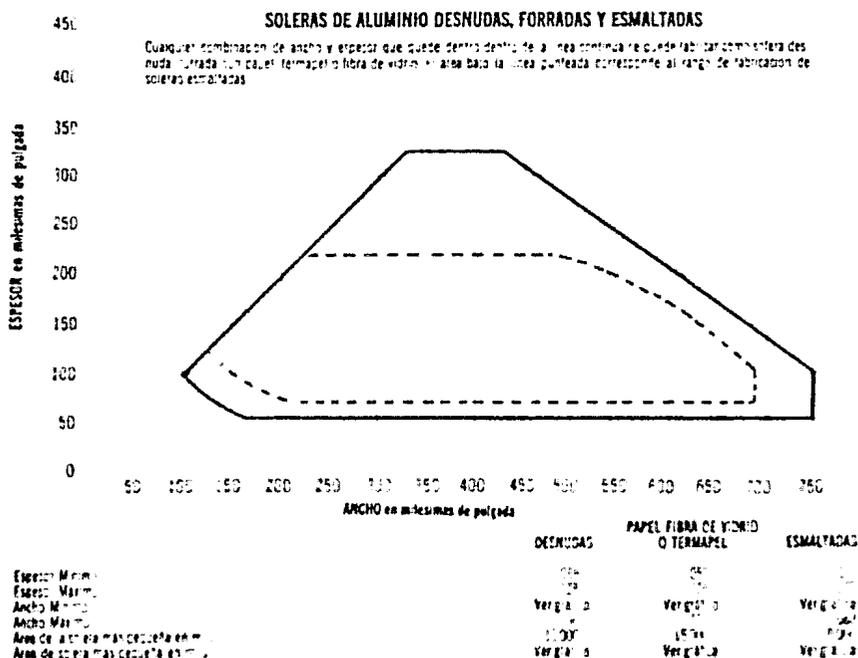
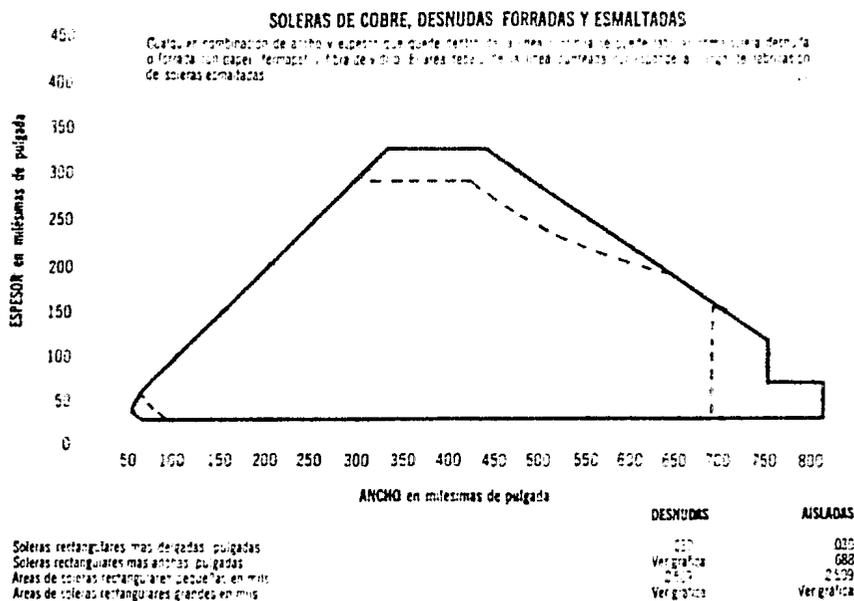
Como se dijo al principio, existen soleras cuadradas y rectangulares, las cuales son usadas cuando se tiene limitación de espacio y las necesidades de potencia son altas. Esta situación ocurre frecuentemente en el diseño de transformadores de potencia, donde se desea aprovechar y utilizar al máximo el espacio del devanado logrando la mejor relación posible del volúmen del conductor con el volúmen del aislante.

CONDUMEX ofrece soleras rectangulares tanto en cobre como en aluminio. Las soleras cuadradas y rectangulares de cobre desnudo están fabricadas de acuerdo con las especificaciones industriales ASTM B 48 soleras cuadradas y rectangulares de cobre suave desnudo para conductores eléctricos. El cobre está recocido y tiene una conductividad mínima del 100% de acuerdo con IACS.

Las especificaciones de la industria para soleras cuadradas y rectangulares de aluminio son las ASTM B - 324 61.8% fue la conductividad mínima elegida para los conductores de aluminio por IACS.

Las soleras de cobre y aluminio rectangulares desnudas, forradas o esmaltadas se ofrecen en medidas Standards del conductor. Estas medidas están basadas en R=20 serie de número para espesor y R=40 serie de número para el ancho.

SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE COBRE Y ALUMINIO LIMITES DE MANUFACTURA PARA SOLERAS



DATOS SOBRE ALAMBRES DESNUDOS

SISTEMAS INGLES Y METRICO

SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE COBRE Y ALUMINIO

VARIACIONES EN DIMENSIONES DE SOLERAS DESNUDAS

Ancho o Espesor		Variación máxima permisible en Ancho o espesor		
Pulg	mm	Pulg	%	mm
0.501 y más	12.73 y más	—	± 1	—
500 A 301	12.70 A 7.65	± 0.003	± 1	± 0.076
300 A 101	7.62 A 2.57	—	± 1	—
100 o menos	2.54 o menor	± 0.001	—	0.025

Basado en ASTM B 48 68

*Que no exceda de 0.41 mm (0.16 pulg.)

RADIO DE LAS ESQUINAS PARA ALAMBRES RECTANGULARES

Espesor de Alambre Especificado		Radio de esquinas para anchos abajo de 17.50 mm (689 pulg.)		Radios Permisibles Tolerancia por ciento
pulg	mm	pulg	mm	
menor 033	menor 84	Cantos redondos	Cantos redondos	± 25
033 060	84 152	Cantos redondos si la relación ancho espesor es mayor que 19:1, 016 si es menor que 19:1	Cantos redondos si la relación ancho espesor es mayor que 19:1, 041 mm si es menor que 19:1	
061 095	155 241	020	51	± 25
095 125	244 318	026	66	± 25
125 165	320 419	032	81	± 25
165 325	422 826	040	102	± 25

RADIO DE LAS ESQUINAS PARA ALAMBRES CUADRADOS

Alambre Calibre AWG	Radio de esquina		Radio Permisibles Tolerancia por ciento
	pulg	mm	
1 05	040	102	± 25
6 8	032	81	± 25
9 10	026	66	± 25
11 12	020	51	± 25
13 14	016	41	± 25

Basado en ASTM B48 68

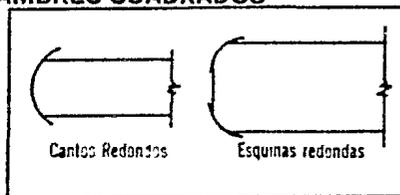


Fig. 3 Sección de alambres con cantos redondos y esquinas redondeadas

TABLA 4 — PERDIDA DE AREA Y PESO EN LAS ESQUINAS

Radio de las esquinas	Área perdida en las 4 esquinas	Peso perdido en las 4 esquinas					
		COBRE			ALUMINIO		
		lb	lb/M	Kg Km	lb	lb/M	Kg Km
0.40	1.8	0.8861	5.242	7.8769	1.609	2.3944	
0.30	1.8	0.5671	3.388	5.0454	1.0301	1.5330	
0.25	1.8	0.3744	2.237	3.3236	0.6800	1.0119	
0.20	1.8	0.2145	1.324	1.9207	0.4024	0.5988	
0.15	1.8	0.1414	0.8471	1.2571	0.2575	0.3814	

Basado en ASTM B 48 68

**SISTEMA INGLES DATOS DE SOLERAS DESNUDAS
SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE COBRE
FORMULAS BASICAS PARA EL CALCULO DE:
AREA, PESO Y RESISTENCIA
FORMULA PARA EL CALCULO
DEL AREA**

Para determinar el área de la sección transversal de una solera desnuda rectangular o cuadrada, multiplique el ancho por el espesor y reste el área perdida por esquinas correspondientes al radio de esquinas correcto utilizando la siguiente fórmula.

$A = a \times e - Ae$
 en donde:
 A = área buscada mils²
 a = ancho de la solera mils
 e = espesor de la solera mils
 Ae = área perdida en esquinas mils²
 (TABLA 4)

El área perdida por cantos redondos es equivalente a:
 $A_c = 0.2146 \times e^2$ mils²
 en donde:
 e = espesor de la solera mils
 Ae = área perdida por cantos redondos mils

Los siguientes son factores de conversión útiles en diseño
 mils² × 1.273 = circular mils.
 Circular mils × 0.7854 = mils².

FORMULA PARA EL CALCULO DEL PESO

Para calcular el peso de soleras desnudas cuadradas o rectangulares de cobre se puede usar la siguiente fórmula.

$P = e \times a \times 0.003854 - Pe$ lb
 en donde:
 e = espesor de la solera mils
 a = ancho de la solera mils
 Pe = pérdida de peso por

esquinas como en la tabla 4, Pág. 33

La pérdida de peso por cantos redondos es:

$Pe = 0.0009854 \times Ae$ lb
 $Pe = 0.000827 \times e^2$ lb
 donde:
 Pe = pérdida de peso por cantos redondos lb
 Ae = área perdida por cantos redondos mils²
 e = espesor de la solera mils

Los pies por libra de solera se pueden calcular dividiendo las lb/1000 ft o dividiendo 259460 por el área en mils²

FORMULA PARA CALCULAR LA RESISTENCIA

Las siguientes fórmulas pueden utilizarse para calcular la resistencia de soleras cuadradas o rectangulares de cobre.

TABLA 5 — FORMULAS PARA EL CALCULO DE SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE COBRE

UNIDADES	Temperatura	
	°C	°F
ohms M	81467 A	
pie ohm	0.12277 x A	
ohms lb	2.1135 x 10 ⁶ A ²	
lb. ohm	0.45150 x 10 ⁻⁶ x A ²	

A = Área de la sección de solera
 Conductividad de cobre a 20°C
 Fórmula basada en ASTM especificación

SOLERAS CUADRADAS DE COBRE DESNUDAS

Alambre Calibre	Dimensiones de alambre desnudo en pulgadas			Área* neta mils ²	Peso neto		resistencia a CD 20 C 68 F		Alambre Calibre
	Mínimo	Nominal	Máximo		COBRE		COBRE		
					ohms lb	Pie lb	lb M	ohms lb	
10	0.219	0.249	0.3279	104187	431.5	2.496	0.07818	0.001047	10
9	0.264	0.2893	0.2922	82331	317.3	3.150	0.09495	0.003114	9
8	0.315	0.3376	0.2602	64384	250.5	3.937	0.12277	0.004914	8
7	0.375	0.394	0.2317	51791	197.5	5.061	0.1584	0.006146	7
6	0.442	0.463	0.2063	40355	155.6	6.478	0.2018	0.00747	6
5	0.501	0.519	0.1837	31714	122.2	8.195	0.2593	0.008901	5
4	0.584	0.600	0.1636	25368	97.76	10.22	0.3211	0.010784	4
3	0.684	0.704	0.1457	20341	76.96	13.01	0.4046	0.01310	3
2	0.807	0.828	0.1298	16111	60.15	16.60	0.5011	0.015948	2
1	0.947	0.974	0.1155	12611	48.00	20.75	0.6210	0.01936	1
0	1.104	1.019	0.1029	9971	37.98	26.47	0.7857	0.02344	0
00	1.27	0.901	0.0917	7889	30.4	33.9	0.991	0.02840	00
000	1.46	0.808	0.0818	6196	23.8	43.9	1.251	0.03430	000
0000	1.67	0.720	0.0730	4954	19.1	57.2	1.581	0.04168	0000
00000	1.90	0.641	0.0651	3984	15.0	75.0	2.001	0.05000	00000

*Basado en ASTM especificación B48-63
 †Circular mils = mils cuadrados × 1.27324
 Esto está en conformidad con este sitio a las referencias anteriores de especificación

SOLERAS CUADRADAS DOBLE ESMALTE

Alambre Calibre AWG	Dimensiones sobre aislamiento en pulgadas		Adición* de Esmalte pulgadas	Peso		Resistencia 20°C. C.D. ohms/lb	Alambre Calibre AWG
	mínimo :	máximo		lb M'	Pie lb		
1	0 2894	0 2972	0030	318 4	3 141	0 0003106	1
2	2580	2652	0030	251 5	3 976	0004988	2
3	2301	2367	0030	198 4	5 040	0008009	3
4	2053	2113	0030	156 3	6 398	001291	4
5	1831	1887	0030	122 8	8 143	002089	5
6	1634	1686	0030	98 25	10 18	003268	6
7	1469	1507	0030	77 34	12 93	005280	7
8	1302	1348	0030	60 74	16 46	008575	8
9	1163	1205	0030	48 67	20 55	01338	9
10	1039	1079	0030	38 17	26 20	02177	10
11	0927	0967	0030	30 7	32 5	0336	11
12	0828	0868	0030	24 0	41 7	0549	12
13	0740	0780	0030	19 3	51 8	0850	13
14	0661	0701	0030	15 2	65 8	138	14

*Excepto para doble calibre restar 0.0005

*Excepto para doble calibre mínimo 0.0025

La dimensión mínima se calcula por la suma de la adición mínima permisible de esmalte más la dimensión mínima del cobre desnudo la dimensión máxima me diante la suma de la adición máxima de esmalte más la máxima dimensión del cobre desnudo

Los pesos y las resistencias de estas tablas están calculadas en los diámetros nominales de los alambres a 20°C. por lo tanto se pueden esperar variaciones de es tos valores en la práctica

ADICIONES PARA SOLERAS ESMALTADAS RECTANGULARES

Tipo de esmalte	Límites permisibles para el aumento en dimensión			
	ANCHO		ESPESOR	
	mínimo	máximo	mínimo	máximo
DF, DA	0025 pulg	0045 pulg	0030 pulg	0050 pulg
DP	0020 pulg	0045 pulg	0025 pulg	0050 pulg

La adición mínima se puede exceder siempre y cuando la dimensión exterior de la solera aislada no exceda la suma de la dimensión máxima de la solera desnuda más la adición máxima de la película de aislamiento

DATOS DE SOLERAS DESNUDAS

SISTEMA INGLES

SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE ALUMINIO

FORMULAS BASICAS PARA EL CALCULO DE PESOS Y RESISTENCIAS

FORMULA PARA EL CALCULO DEL AREA

Para determinar el área de la sección transversal de una solera desnuda, rectangular o cuadrada, multiplique el ancho por el espesor y reste el área perdida por esquinas correspondiente al radio de esquina correcto utilizando la siguiente fórmula.

$$A = a \times e - Ae.$$

en donde:

- A = área buscada mil²
- a = ancho de la solera mils
- e = espesor de la solera mils
- Ae = área perdida en esquinas mil²

El área pérdida por cantos redondos es equivalente a:

$$Ae = 0.2146 \times e^2$$

en donde:

- e = espesor solera mils
- Ae = pérdida por cantos redondos mils

Los siguientes son factores de conversión útiles en diseño.

$$\text{mils}^2 \times 1.273 = \text{circular mils}$$

$$\text{circular mils} \times 0.7854 = \text{mils}^2$$

FORMULA PARA EL CALCULO DEL PESO

Para calcular el peso de soleras desnudas cuadradas o rectangulares de aluminio se puede usar la siguiente fórmula.

$$P = e \times a \times 0.0011718 - Pe$$

en donde:

- e = espesor de la solera
 - a = ancho de la solera
 - Pe = Pérdida de peso por las esquinas
- lb como en la tabla 4
M

La pérdida de peso por cantos redondos

$$Pe = 0.00025147 \times e^2$$

en donde:

- e = espesor mils
- Pe = pérdida de peso por cantos redondos en lb
M

Para encontrar el peso de un alambre de aluminio cuando se conoce el peso de un alambre equivalente de cobre, multiplique el peso del alambre de cobre por 0.30405

FORMULA PARA EL CALCULO DE LA RESISTENCIA

Las siguientes fórmulas pueden utilizarse para calcular la resistencia de soleras cuadradas o rectangulares de aluminio.

TABLA 6 — FORMULA PARA LA RESISTENCIA DE SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES

Unidades	Temperatura	Aluminio Suave
	C	Fórmula
ohms/M'	20	$\frac{13181}{A}$
pes/ohm	20	$075866 \times A$
ohms/lb	20	$\frac{11248 \times 10^{-6}}{A^2}$
lb/ohm	20	$088900 \times A^2 \times 10^6$

A = área de la sección transversal Mils
Conductividad del aluminio en " ADCU = 100%
Fórmula basada en ASTM especificación B 304

SOLERAS DESNUDAS CUADRADAS DE ALUMINIO

SISTEMA INGLES

Alambre Calibre	Dimensiones de soleras desnudas en pulgadas			Area* Neta mils***	Peso Neto		Resistencia a 20 C CD Conductividad 61.8%		Alambre Calibre
	Mínimo	Nominal	Máximo		ALUMINIO		ALUMINIO**		
					lb/M'	Fie/lb	ohms/M'	ohms/lb	
10	3219	3249	3279	10414	101.68	8.218	1265	001640	10
1	2864	2893	2922	8220	96.16	10.40	1661	001665	1
2	2550	2576	2602	6438	78.90	13.17	2028	002671	2
3	2271	2294	2317	5124	69.98	16.70	2572	004297	3
4	2023	2043	2055	4036	47.10	21.14	3265	006902	4
5	1801	1819	1837	3174	37.16	26.91	4156	01118	5
6	1604	1620	1636	2526	29.70	33.65	5197	01749	6
7	1429	1443	1457	1994	23.37	42.79	6604	02824	7
8	1272	1285	1298	1563	18.40	54.59	8431	04607	8
9	1133	1144	1155	1220	14.40	68.21	1054	0719	9
10	1007	1019	1029	980	11.49	87.03	1345	1171	10
11	0897	0907	0917	788	9.11	109	171	181	11
12	0798	0808	0818	618	7.11	139	213	225	12
13	0710	0720	0730	494	5.79	173	266	459	13
14	0631	0641	0651	384	4.54	220	339	745	14

*Basado en ASTM especificación B 304
**Basado en ASTM especificación B 304
***Calculado en mils cuadrados = 100 mil²

SOLERAS CUADRADAS DE ALUMINIO DOBLE ESMALTE

Alambre Calibre AWG	Dimension sobre aislamiento en pulgadas		Adicion* minima Pulgadas	Peso		Resistencia a 20 C C G Conductividad 61.8% ohms/lb	Alambre Calibre AWG
	mínimo**	máximo		lb	Pre		
				M	lb		
1	2894	2972	0030	97 26	10 28	001646	1
2	2580	2652	0030	76 92	13 00	002637	2
3	2301	2367	0030	60 76	16 46	004233	3
4	2053	2113	0030	48 00	20 83	006802	4
5	1831	1887	0030	37 76	26 48	01101	5
6	1634	1686	0030	30 21	33 10	01720	6
7	1469	1507	0030	23 85	41 93	02771	7
8	1302	1348	0030	18 80	53 19	04485	8
9	1163	1205	0030	15 13	66 09	06966	9
10	1039	1079	0030	11 88	84 18	1132	10
11	0927	0967	0030	9 51	105 2	176	11
12	0828	0868	0030	7 41	135 0	287	12
13	0740	0780	0030	5 99	166 9	444	13
14	0661	0701	0030	4 75	210 5	714	14

REFERENCIA: NORMAS NEMA MW 1000

* La dimension minima se calcula por la suma de la adicion de esmalte minima permisible más la dimension minima del cobre desnudo. La dimension maxima más la suma de la adicion maxima del esmalte a 20 C 68 F más la maxima dimension del cobre desnudo.

** Excepto en doble PGLIMIGEL rectar 92% ** Excepto doble PGLIMIGEL minimo 92% los pesos y las resistencias de estas tablas están calculadas en los diámetros nominales de los alambres a 20 C por lo tanto se pueden esperar variaciones de estos valores en la práctica.

Estos valores son aproximados y están sujetos a las tolerancias normales.

ADICIONES PARA SOLERAS RECTANGULARES DE ALUMINIO ESMALTADAS, DOBLE ESMALTE

Tipo de esmalte	ANCHO		ESPESOR *	
	mínimo	máximo	mínimo	máximo
DF, DA	0025 pulg	0045 pulg	0030 pulg	0050 pulg

La adicion maxima se puede exceder siempre y cuando la dimension exterior de la solera asiada no exceda la suma de la dimension maxima de la solera desnuda más la adicion maxima de la película de aislamiento.

DATOS DE ALAMBRES FORRADOS

SOLERAS CUADRADAS Y RECTANGULARES DE COBRE Y ALUMINIO

FORRADAS CON PAPEL

Los alambres magneto cuadrados y rectangulares forrados con múltiples capas de papel han tenido muy buenos resultados a lo largo del tiempo en los devanados de altos voltajes por lo que se utilizan mucho en los equipos de potencia. Los productos forrados con papel ofrecen buenas características de factor de espacio y un alto esfuerzo dieléctrico.

Las construcciones para alambres forrados con papel más ampliamente usados consisten de capas múltiples por lo general cuatro o más con un espesor de 0.0015" a 0.003" las que se traslapan de 1/16" a 1/64" como estándar. El espesor de papel más comúnmente usado es el de 0.0025". Para el cálculo de la adición máxima de papel en los alambres cuadrados o casi cuadrados con varias capas se puede utilizar la siguiente fórmula.

$$A = (2n + 1) Ep \tag{1}$$

donde:

- A = Adición mm o pulg.
- n = número de cintas de papel
- Ep = Espesor de papel . . . mm o pulg.

Cuando la relación de ancho a espesor en el alambre desnudo aumenta, los valores de adición en el espesor aumentan mientras que los valores de adición en el ancho disminuyen. Como sería impráctico tabular la adición para todos los diseños con diferentes traslapes para cada una de las soleras que ofrecemos. Aquellas dimensiones donde no se puede calcular con suficiente exactitud por medio de la ecuación (1) conviene preguntar directamente al depto. técnico.

Además de los traslapes estándar de los alambres forrados, también se cuenta con un número mayor de construcciones con traslapes más grande como son los de 1/2, 2/3 y 3/4 de traslapo entre capa sencilla o

capas múltiples. De estas construcciones un papel con traslapo de 3/4 se utiliza comúnmente para soleras cuadradas y rectangulares.

Una construcción de mucha utilidad emplea el intercalado de múltiples capas de papel, donde dos o más cintas de papel perfectamente bien registradas son aplicadas simultáneamente en la misma capa. Por ejemplo, cuatro capas de papel intercaladas, que viene siendo la construcción más ampliamente usada, consiste de cuatro cintas de papel aplicadas como una unidad en la cual cada cinta se coloca traslapada aproximadamente un 75% del ancho de la cinta de papel que le precede.

Una cinta de papel traslapada 3/4 y cuatro cintas de papel intercaladas están consideradas como construcciones intercambiables. La primera es usada preferentemente para soleras cuadradas o casi cuadradas y la segunda es para soleras rectangulares o muy anchas. Ambas construcciones se pueden manejar fácilmente durante los devanados y son de mucha conveniencia como equivalente a los aislamientos de dos capas de papel y algodón.

Adiciones máximas aproximadas para soleras cuadradas o casi cuadradas de acuerdo con las construcciones arriba mencionadas (Ejem. otros que los traslapes estándar) pueden ser calculadas por la siguiente ecuación:

$$A = 2n N ep \tag{2}$$

- A = Adición mm o pulg.
- n = Número de cintas de papel
- N = Número equivalente de espesores Tabla IX
- Ep = Espesor del papel . . mm o pulg.

La misma relación en ancho y espesor para adición de soleras rectangulares usada en la ecuación (1), se aplica a la ecuación (2).

**TABLA IX
EQUIVALENTE ESPESOR DE PAPEL**

Traslape	Número equivalente de espesor de papel (Factor de traslapo)
0	1
1/2	2
2/3	3
3/4	4

Valores de N: *en caso de*

La tabla IX es el número equivalente del espesor de la cinta de papel para distintos grados de traslapo desde cero hasta el traslapo de 3/4. En el traslapo de 3/4 los valores de N están en ecuación (2) y en el traslapo de 3/4 los valores de N están en ecuación (1). Los traslapes de 1/2, 2/3 y 3/4 se refieren a los traslapes de una sola capa y no a los traslapes de varias capas.

DATOS DE ALAMBRES FORRADOS

SISTEMA INGLÉS

SOLERAS CUADRADAS DE COBRE FORRADAS DE PAPEL

CUATRO CAPAS DE PAPEL INTERCALADAS O UNA TRASLAPADA 75% (PAPEL DE 0.0025")

Alambre Calibre AWG	Dimensión sobre aislamiento en pulgadas		Peso		Resistencia a 20°C (68°F) C D	Alambre calibre AWG
	mínimo	máximo	lb M'	Pie lb	ohms lb	
0	0.338	0.348	405.0	2.469	0.0001931	0
1	302	312	320.0	3.125	0003091	1
2	271	280	253.3	3.948	0004948	2
3	243	252	200.0	5.000	0007946	3
4	218	226	157.8	6.337	001279	4
5	196	204	124.2	8.052	002067	5
6	176	184	99.55	10.05	003226	6
7	159	166	77.46	12.91	005272	7
8	141	148	61.65	16.22	008450	8
9	127	134	49.53	20.19	01315	9
10	115	121	38.84	25.77	02141	10
11	104	110	31.4	31.85	03292	11
12	092	098	24.6	40.65	05355	12
13	083	089	19.9	50.25	08244	13
14	076	081	15.7	63.69	1337	14

REFERENCIA: NORMAS IEEE BW 33-C

La dimensión mínima se calcula por la suma de la adición mínima permisible del papel más la dimensión mínima del cobre; la dimensión máxima mediante la suma de la adición máxima del papel más la máxima dimensión del cobre.

Los pesos y las resistencias de este table están calculados en los diámetros nominales de los alambres a 20°C por lo tanto se pueden esperar variaciones de estos valores en la práctica.

Estos valores son aproximados y están sujetos a las tolerancias de fabricación.

DATOS DE ALAMBRES FORRADOS

SISTEMA INGLÉS

SOLERAS CUADRADAS DE ALUMINIO

PAPEL, 4 CAPAS DE PAPEL INTERCALADAS O UNA TRASLAPADA 75% (PAPEL DE 0.0025")

Alambre Calibre AWG	Dimensión sobre aislamiento en pulgadas		Peso		Resistencia 20 C C D Conductividad 61.8%	Alambre Calibre AWG
	mínimo	máximo	lb M'	Pie lb	ohms lb	
0	0.338	0.348	128.1	7.81	0009475	0
1	302	312	101.9	9.81	001571	1
2	271	280	78.72	12.70	002576	2
3	243	252	62.16	16.24	004124	3
4	218	226	48.49	20.20	006594	4
5	196	204	38.16	25.54	011741	5
6	176	184	31.51	31.73	01871	6
7	159	166	25.78	39.29	02864	7
8	141	148	19.72	50.11	04332	8
9	127	134	15.49	63.24	06527	9
10	115	121	12.45	79.88	1071	10

DENSIDADES DE CORRIENTE CIRCULAR MILS POR C/AMPERE

	170	200	230	300	350	400	450	500
TEMP. DE RANGO	220	200	180	155	130	120	---	105
AVG	CORRIENTE EN AMPERES							
4/0	1245	1058	806	705	605	529	470	423
3/0	987	839	672	559	480	420	373	336
2/0	783	666	532	443	380	333	296	266
0	621	528	424	352	302	264	235	211
1	492	418	336	278	238	209	185	167
2	390	333	266	222	190	167	148	133
3	310	262	208	175	150	131	116	105
4	246	208	266	139	119	104	93	83
5	195	166	132	110	95	83	74	66
6	154	131	104	87	75	65	58	52
7	122	104	83	69	59	52	46	41
8	97	82	65	55	47	41	37	33
9	77	65	52	43	37	33	29	26
10	61	52	41	35	30	26	23	21
11	48	41	33	27	23	21	18	16
12	38	33	26	22	18	17	14	13
13	30	20	21	17	15	13	12	10
14	24	21	16	14	12	11	9.1	8.2
15	19	17	13	11	9.4	8.5	7.3	6.6
16	15	13	10	8.7	7.4	6.5	5.8	5.2



CONDUMEX, S. A. DE C. V.

TENSION RECOMENDADA PARA EL DEVANADO
DE ALAMBRES MAGNETO DE COBRE

CONTROL DE
CALIDAD
MAGNETO

AWG	TENSION NOMINAL		TENSION MAXIMA	
	LBS.	KGS.	LBS.	KGS.
10	40.660	18.333	61.000	27.500
11	32.330	14.660	48.500	22.000
12	25.660	11.660	38.500	17.500
13	20.330	9.230	30.500	13.850
14	16.000	7.266	24.000	10.500
15	12.660	5.733	19.000	8.600
16	10.000	4.533	15.000	6.800
17	7.330	3.333	11.000	5.000
18	6.333	2.866	9.500	4.300
19	5.000	2.266	7.500	3.400
20	4.000	1.800	6.000	2.700
21	3.333	1.500	5.000	2.250
22	2.500	1.133	3.750	1.700
23	2.000	0.900	3.000	1.350
24	1.600	0.733	2.400	1.100
25	1.266	0.566	1.900	0.850
26	1.000	0.466	1.500	0.700
27	0.800	0.366	1.200	0.550
28		0.287		0.431
29		0.226		0.340
30		0.159		0.272
31		0.142		0.212
32		0.114		0.171
33		0.090		0.135
34		0.071		0.106
35		0.056		0.084
36		0.045		0.067
37		0.036		0.054
38		0.029		0.043
39		0.022		0.033
40		0.017		0.025
41		0.014		0.021
42		0.011		0.017
43		0.009		0.013
44		0.007		0.011

NOTA: ESTOS VALORES FUERON CALCULADOS, TOMANDO COMO BASE EL VALOR DE 5,000 Lb/Plg². Y 7,500 LB/Plg². QUE SON LA TERCERA PARTE Y MITAD RESPECTIVAMENTE DEL ESPUEZO NECESARIO PARA QUE EL ALAMBRE DE COBRE SUAVE EMPIECE A SUFRIR UNA BLONGACION PERMANENTE.

FRS.

FECHA: 3 ABRIL/72.	SUSTITUYE A:	PREPARO: F. González	REVISO: Ing. Fco. J. Reed	APROBO: J. Reed	PAG. 1 DE 1
-----------------------	--------------	-------------------------	------------------------------	--------------------	-------------

C O N C L U S I O N E S

Las pérdidas en un transformador, para una mayor - facilidad de entendimiento, se dividen en tres grandes gru-- pos: (1) pérdidas en los devanados, (2) pérdidas en el nú-- cleo y (3) pérdidas adicionales. Cuantitativamente hablando, las más importantes son las primeras, continuando con las se-- gundas y con una menor importancia las terceras.

Por supuesto, cuando se trate de obtener un trans-- formador lo más eficiente posible, se debe tomar en cuenta - la reducción de las pérdidas a través del diseño y no pensa-- do en el punto de operación, lo que se explico en párrafos - anteriores.

La reducción de pérdidas por medio del diseño debe tener un orden de prioridad atendiendo la importancia cuanti-- tativa mencionada anteriormente. Es por ello que se debe em-- pezar primeramente con la reducción de las pérdidas en los - devanados, continuando con las del núcleo y por último las - adicionales, sin perder de vista los compromisos que entre - ellas se presentan algunas veces.

Es evidente concluir que la reducción de pérdidas-- teniendo en cuenta los parámetros de sus expresiones matemá-- ticas, es veraz, pues, ésto se manifiesta al hacer un análi-- sis lógico (como el efectuado en este trabajo) de dichas --- ecuaciones, cuyo resultado es tomando en cuenta al construir transformadores eficientes.

En la realidad los transformadores de potencia pre-- sentan una alta eficiencia (alrededor del 98%), cuando la --- gran mayoría de los métodos para reducir pérdidas aquí des--

critos, son tomados en cuenta.

Ahora bien, analizando la información que se tiene de las pérdidas en los devanados y el núcleo, así como la gran tecnología empleada en su reducción, podemos afirmar que la elevada eficiencia de estos transformadores, es proporcionada en casi su totalidad, por la reducción de las pérdidas en los devanados y núcleo como se ilustra en la figura B.

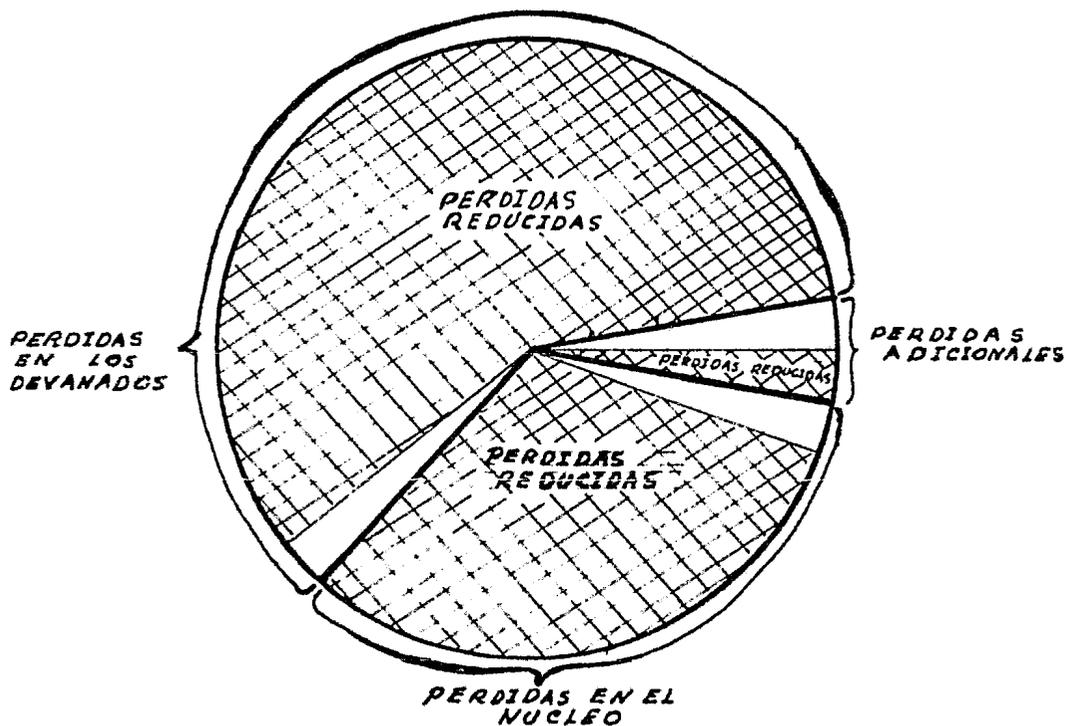


Figura B Círculo que representa las pérdidas totales.

Apreciando dicha figura podemos ver que el 2% restante para completar la eficiencia ideal (100%), es proporcionado por la suma de las partes blancas de cada pérdidas. Estas partes blancas presentan un equilibrio cuanti-

tativo, lo que implica que a una alta eficiencia las pérdidas adicionales por reducir, tienen la misma importancia que las no reducidas del núcleo y devanados. Para nosotros esto tiene una singular importancia cuando se trata de aumentar la eficiencia arriba del 98%, ya que primordialmente tendríamos que recurrir al estudio más profundizado, en la reducción de pérdidas adicionales, pues, continuar con la reducción de las pérdidas en los devanados y núcleo, es prácticamente imposible por el alto costo que implicaría, así como por los materiales existentes actualmente, estando atendida dicha reducción a los avances tecnológicos con bajos costos, que se puedan presentar en los materiales utilizados para el núcleo y bobinas.

Finalmente queremos manifestar la carencia de información referente a las pérdidas efectuadas en los materiales donde se llevan a cabo las pérdidas adicionales, así como la falta de escritos informantes de estas pérdidas, lo cual hace que se presenten lagunas en la ingeniería eléctrica.

B I B L I O G R A F I A

- 1.- M.P. Kostenko, L.M. Piotrovski Máquinas eléctricas I -
2° edición editorial, -
Mir Moscú 1979

- 2.- Robert L. Boylestad Analisis introductorio-
de circuitos, editorial,
trillas México 1980

- 3.- Venku Gourishankar Conversión de energía -
electromecánica, edito--
rial; representaciones-
y servicios de ingenie-
ría, S.A. 1975.

- 4.- Langsdorf Teoría de las máquinas-
de corriente alterna 2°
edición Mc. Granw-Hill-
1979.

- 5.- Jacinto Viqueira Landa Redes eléctricas primera
parte, representaciones y
servicios de Ingeniería,
S.A. 1970.

- 6.- Marcelo Alonso Edward d. Finn. Física vol. II campos -
y ondas fondo educativo
interamericano, S.A. 1970.

- 7.- Halliday - Resnick Física parte II
Compañía editorial continenu
tal, S.A. 1974.

- 8.- Enrique Harper Manual de instalaciones eléctricas residenciales e industriales, editorial Limusa 1980.
- 9.- Pedro Cararena A. Transformadores eléctricos industriales, 2° edición C.E.C. S.A. 1974
- 10.- Robert M. Rose
Laurence A. Shepard
John Wulff Propiedades eléctricas editorial Limusa 1978
- 11.- Manual Arceo Oriented And tran - cor H - eléctrica Steels 1979
- 12.-Condumex división magneto Manual de alambre magneto
- 13.- Aurelio Nostezuma Garduño Vademecum de la tecnología - de los materiales eléctricos- editorial Trillas 1973.
- 14.- John H. Kuhlmann Diseño de aparatos eléctricos Editorial continental S.A. -- 1959.
- 15.- Enrique Ras Oliva Transformadores de potencia - editorial Marcombe 1973.
- 16.-L.F. Blume A. Boyajian
G. Camilla
T.C. Lennox
S. Minneci
V.M. Montsinger Transformer Engineering Editorial John Wiley Ana Sons, Inc. 1951
- 17.- A.E.Fitzgerald
David E. Higginbotham Fundamentos de Ingeniería eléctrica editorial Mc. Gran-Hill 1970
- 18.- Clarence V. Christie Electrotecnia General, editorial Bhar-- 1946.