

**ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA  
DEL LITORAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

**"PERDIDAS EN VACIO DE LOS TRANSFORMADORES  
DE DISTRIBUCION"**

Tesis de Grado

Previa a la obtención del título de

**INGENIERA EN ELECTRICIDAD  
ESPECIALIZACION POTENCIA**

Presentada por:

**JANET MARIA MUÑOZ ESPIN**

**GUAYAQUIL - ECUADOR**

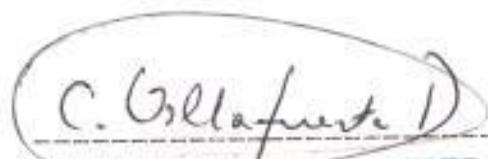
1988

## AGRADECIMIENTO

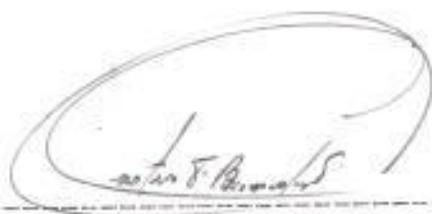
- Al Ing. GUSTAVO BERMUDEZ F., Director de Tesis, por sus sabios consejos y valiosa ayuda que me brindó sin la cual esta tesis no hubiera sido posible culminarla.
- A toda la COMUNIDAD POLITECNICA, PROFESORES, COMPAÑEROS y AMIGOS, en especial al Ing. Luis Torres Pinos, que de una u otra forma me brindaron su colaboración para la realización de este trabajo.

## DEDICATORIA

- **A MIS PADRES** motivos de la existencia mia a ellos por sus sacrificios y abnegaciones, a ellos dedico la culminación feliz de mi carrera profesional. Con la venia de mi querida madre, a tí padre mio modelo de virtudes, tú que moldeaste mi vida y me conduciste por el camino del bien para tí esta alegría mia por una sonrisa tuya.
- **A MIS HERMANAS** a quienes espero les sirva como ejemplo la culminación de mi etapa estudiantil, a ellas por su felicidad y la felicidad de mis padres cuando cumplan con las metas que se han propuesto.
- A los seres que comparten mi vida **MI ESPOSO, FREDDY** y **NUESTRO PEQUENO HIJO FREDDICITO** a ellos que bajo la inspiración de sus sombras y al calor del amor que me prodigan, se ha cristalizado el común anhelo; a mi esposo, por la ayuda constante dándome ánimos para continuar adelante y en especial a mi hijo Freddicito y a los hijos que Dios mediante vendrán mi vida toda y mis triunfos se los brindo.



ING. CARLOS VILLAFUERTE P.  
SUB-DECANO DE LA FACULTAD  
DE INGENIERIA ELECTRICA



ING. GUSTAVO BERMUDEZ F.  
DIRECTOR DE TESIS



ING. ALBERTO HANZE B.  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL



ING. JORGE FLORES M.  
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS Y DOCTRINAS EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE; Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA A LA ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).

  
-----  
JANET MARIA MUNOZ ESPIN

## RESUMEN

En el presente trabajo se considera el tema de las pérdidas cuando el transformador funciona sin carga y los efectos que las producen, se hace un análisis y una revisión general de las pérdidas en vacío para conocer sus efectos y las causas que las originan.

En el Capítulo I, se habla en general de los materiales ferromagnéticos y sus propiedades elemento constitutivo y fundamental de los transformadores. Se considera el efecto del factor de carga sobre las pérdidas en los transformadores debido a la influencia que ejerce sobre los costos anuales.

En el Capítulo II, se analiza de manera general las pérdidas en vacío, estudiando los tres grandes tipos en que se dividen las pérdidas de potencia total: las pérdidas estáticas de Histéresis, las pérdidas de Corriente de Eddy clásicas y las pérdidas anómalas. Se revisan los métodos para corregir los errores en la medición de las pérdidas de vacío causadas por la

distorsión del voltaje de excitación y la temperatura. Estos métodos dependen de la habilidad para separar las pérdidas de vacío en sus componentes: Pérdidas de Histéresis, y Pérdidas por Corriente de Eddy; por lo tanto, los métodos usados para separar las pérdidas de vacío en sus partes constituyentes así como los métodos de corrección son revisados.

En el Capítulo III, se realizan y se explican las pruebas para obtener las pérdidas en vacío en los transformadores de distribución así como los métodos para separarlas tanto en forma experimental como teórica; y se muestran los resultados obtenidos.

# INDICE GENERAL

	<u>PAGS.</u>
RESUMEN .....	VI
INDICE GENERAL .....	VIII
INDICE DE FIGURAS .....	XIII
INDICE DE TABLAS .....	XVII
INTRODUCCION .....	19
CAPITULO I	
PROPIEDADES MAGNETICAS DE LOS TRANSFORMADORES DE	
DISTRIBUCION	
1.1. FERROMAGNETISMO .....	22
1.1.1. Propiedades Magnéticas de los Mate- riales Ferromagnéticos .....	22
1.1.2. Importancia de los Materiales Ferro- magnéticos .....	23
1.1.3. Propiedades Generales de los Mate- riales Magnéticos.....	26
1.1.4. Utilización Técnica de los Materiales Ferromagnéticos .....	30
1.2. EL CIRCUITO MAGNETICO .....	35

1.2.1. Analogías entre Circuitos Eléctricos y Magnéticos .....	37
1.2.2. Circuitos Magnéticos con Entrehierros	49
1.2.3. Flujo Disperso y de Pérdidas .....	54
1.2.4. Energía del Campo Magnético .....	56
1.3. PERDIDAS EN EL CIRCUITO MAGNETICO .....	62
1.4. EFECTO DEL FACTOR DE CARGA EN LOS VALORES DE PERDIDAS DE LOS TRANSFORMADORES .....	69

## CAPITULO II

### ANALISIS GENERAL DE LAS PERDIDAS EN VACIO

2.1. PERDIDAS POR HISTERESIS .....	83
2.2. PERDIDAS POR CORRIENTE DE EDDY .....	86
2.3. PERDIDAS ANOMALAS .....	90
2.3.1. La Existencia de Paredes de Dominio y de Angulo de Paredes de Dominio .....	92
2.3.2. Movimiento de las Paredes del Domi- nio, No Sinusoidal, No Uniforme, y No Repetitivo .....	93
2.3.3. Falta de Penetración del Flujo y Curvatura de las Paredes del Dominio	94
2.3.4. Densidad de Flujo No Lineal y Varia- ción Localizada de la Densidad de	

Flujo .....	96
2.3.5. Interacción entre Texturas, Tamaño de la Textura, y Efectos de la Densidad de la Muestra .....	96
2.3.6. Nuclearización y Aniquilación de las Paredes del Dominio .....	98
2.4. ANALISIS DE LOS EFECTOS DE DISTORSION DE ONDA .....	99
2.4.1. Analisis del Trabajo de Asner .....	101
2.4.2. Analisis del Trabajo de Nakata .....	106
2.4.3. Analisis del Trabajo de Lavers y Biringer .....	110
2.4.4. Analisis del Trabajo de Newbury .....	115
2.5. EFECTO DE LA TEMPERATURA EN LAS PERDIDAS EN VACIO .....	119
2.6. METODOS PARA LA SEPARACION DE LAS PERDIDAS DE VACIO .....	120
2.6.1. Método de las Dos Frecuencias .....	122
2.6.2. Método del Factor de Forma .....	125
2.6.3. Método de la Temperatura .....	128
2.6.4. Método de Histéresis DC .....	132
2.7. METODO DE CORRECCION DE LAS PERDIDAS EN VACIO .....	134

2.7.1. Método de Corrección de las Pérdidas en Vacío para una Onda Seno Básica ..	135
2.7.2. Método Alternativo .....	136
CAPITULO III	
PRUEBA EN VACIO DE LOS TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCION	
3.1. PROCEDIMIENTOS EXPERIMENTALES .....	145
3.1.1. Prueba de las Perdidas en Vacío en los Transformadores de Distribución Monofásicos .....	146
3.1.2. Prueba de las Pérdidas en Vacío en los Transformadores de Distribución Trifásicos .....	148
3.1.3. Prueba de Epstein .....	152
3.2. SEPARACION DE LAS PERDIDAS DE HISTERESIS Y DE CORRIENTE DE EDDY .....	160
3.2.1. Gráficamente .....	160
3.2.2. Cálculos .....	162
3.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES .....	163
3.3.1. Pruebas en Vacío .....	163
3.3.2. Separación de las Pérdidas en Vacío .	166

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	176
BIBLIOGRAFIA .....	182

## I N D I C E   D E   F I G U R A S

<u>No.</u>		<u>PAGS.</u>
CAPITULO I		
1.1.	FORMAS CORRIENTES DE CHAPA TROQUELADA ..	29
1.2.a.	CURVAS DE IMANACION NORMAL EN C.C. PARA DIVERSOS MATERIALES MAGNETICOS .....	31
1.2.b.	CICLOS DE HISTERESIS DE MATERIALES PARA IMANES PERMANENTES .....	32
1.3.a.	ESTRUCTURAS MAGNETICAS DE TRANSFORMA- DORES (TRANSFORMADOR TIPO DE NUCLEO) ...	38
1.3.b.	ESTRUCTURAS MAGNETICAS DE TRANSFORMA- DORES (TRANSFORMADOR ACORAZADO) .....	38
1.3.c.	ESTRUCTURA MAGNETICA DE UN RELE .....	38
1.3.d.	ESTRUCTURA MAGNETICA DE UNA DINAMO TE- TRAPOLAR .....	38
1.4.	ANALOGIA IDEALIZADA ENTRE LOS CIRCUITOS ELECTRICOS Y MAGNETICOS .....	41
1.5.	ESQUEMAS QUE MUESTRAN LAS FUERZAS ELEC- TRO Y MANETOMOTRIZ LOCALIZADAS DE LOS CIRCUITOS HOMOLOGOS ELECTRICO Y MAGNETI- CO .....	45

<u>No.</u>		<u>PAGS.</u>
1.6.	REPRESENTACIONES DE CIRCUITOS HOMOLOGOS ELECTRICO Y MAGNETICO IDEALIZADOS .....	46
1.7.	CURVAS B(H) PARA UNA MUESTRA INICIALMEN- TE DESIMANADA .....	48
1.8.a.	TRANSFORMADOR TIPO NUCLEO .....	52
1.8.b.	TRANSFORMADOR TIPO ACORAZADO .....	53
1.8.c.	TRANSFORMADOR TIPO ACORAZADO DISTRIBUIDO	54
1.9.	CIRCUITO MAGNETICO DE UNA BOBINA CON NUCLEO DE HIERRO CON ENTREHIERRO, PU- DIENDOSE VER LOS FLUJOS DISPERSO Y DE PERDIDAS .....	55
1.10.	COMBINACION DE CIRCUITOS ELECTRICOS Y MAGNETICOS PARA EL ESTUDIO DE LAS RELA- CIONES DE ENERGIA .....	58
1.11.	TRAYECTORIAS DE FACIL MAGNETIZACION DE UN CRISTAL DE ACERO CON SILICON. LAS TRAYECTORIAS DE MAS FACIL MAGNETIZACION SON AQUELLAS QUE SIGUEN LA DIRECCION DE LAS ARISTAS DEL CUBO .....	64
1.12.	TRANSFORMADOR TIPO NUCLEO DE TRES RAMAS	69
1.13.	TRANSFORMADOR EN CONDICIONES DE CARGA ..	71
1.14.	CURVAS QUE MUESTRAN EL EFECTO DEL FACTOR DE CARGA DEL TRANSFORMADOR SOBRE EL FACTOR DE CARGA DE PERDIDAS Y EL FACTOR	

<u>No.</u>		<u>PAGS.</u>
	DE FORMA DE LA CORRIENTE .....	74
CAPITULO II		
2.1.	DIVISION DE LAS PERDIDAS TOTALES EN LOS TIPOS QUE LA CONSTITUYEN .....	82
2.2.	LAZO TIPICO DE HISTERESIS PARA MATERIALES FERROMAGNETICOS .....	84
2.3.	CALCULO DE LAS PERDIDAS POR CORRIENTE DE EDDY .....	88
2.4.	POSICION PICO DE LAS PAREDES DEL DOMINIO CONTRA LA DENSIDAD DE FLUJO PICO MOSTRANDO PAREDES EN HUECO.....	94
2.5.	DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL FENOMENO DE CURVATURA DE LAS PAREDES.....	95
2.6.	COMPARACION DE LOS VALORES MEDIDOS Y ESTIMADOS DE LAS PERDIDAS POR CORRIENTE DE EDDY EN POR UNIDAD.....	114
2.7.	COMPARACION DE VALORES MEDIDOS Y ESTIMADOS DE PERDIDAS DE HIERRO PRODUCIDAS POR UN FLUJO NO-SINUSOIDAL ..	119
2.8.	FACTOR DE CORRECCION DE TEMPERATURA DE PERDIDAS EN VACIO .....	142

<u>No.</u>		<u>PAGS.</u>
CAPITULO III		
3.1.	CONEXION DEL EQUIPO UTILIZADO PARA MEDIR LAS PERDIDAS EN VACIO .....	147
3.2.	METODO DE LOS DOS VATIMETROS UTILIZADO PARA MEDIR LAS PERDIDAS DE HIERRO Y LA CORRIENTE EN VACIO.....	149
3.3.	APARATO DE EPSTEIN PARA PERDIDAS EN EL NUCLEO UTILIZADO EN EL LABORATORIO DE MEDIDAS ELECTRICAS DE MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.....	153
3.4.	ESQUEMA DE CONEXIONES PARA EL ENSAYO DE PERDIDAS EN EL NUCLEO DE EPSTEIN .....	155
3.5.	METODO GRAFICO DE LA SEPARACION DE LAS PERDIDAS DE HISTERESIS Y DE CORRIENTE DE EDDY.....	165
3.6.	CONEXION DEL EQUIPO UTILIZADO PARA REALIZAR LAS PRUEBAS INDICADAS EN LA SECCION 3.3.2. CUYOS RESULTADOS CONSTAN EN LAS TABLAS IV Y V.....	167

## I N D I C E   D E   T A B L A S

<u>No.</u>		<u>PAGS.</u>
I	PROPIEDADES REPRESENTATIVAS DE LOS MATERIALES FERROMAGNETICOS.....	33
II	COMPARACION DE VALORES MEDIDOS Y CALCULADOS POR EL METODO DE CORRECCION DE TEMPERATURA PARA MUESTRAS DE EPSTEIN CON $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ , $T_1 = 20^{\circ}\text{C}$ , $T = 100^{\circ}\text{C}$ , $\alpha = 0.001 \text{ 1}/^{\circ}\text{C}$ .....	144
III	PERDIDAS Y CORRIENTES EN VACIO DE TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCION MARCA ECUATRAN DE DIFERENTES CAPACIDADES.....	166
IV	VALORES DE PERDIDAS OBTENIDOS A DIFERENTES FRECUENCIAS MANTENIENDO EL VOLTAJE CONSTANTE.....	168
V	VALORES DE PERDIDAS OBTENIDOS A DIFERENTES FRECUENCIAS MANTENIENDO LA CORRIENTE CONSTANTE.....	169
VI	VALORES DE LAS PERDIDAS DE HISTERESIS Y DE EDDY QUE RESULTAN DE LA SEPARACION DE	

No.PAGS.

LAS MISMAS.....

175

## I N T R O D U C C I O N

Se podría comenzar una breve discusión sobre unas pocas razones del porque ha ido en aumento el interés en reducir las pérdidas en los transformadores de distribución desde los pasados diez años hasta el día de hoy.

La industria de potencia Eléctrica ha sido acosada con enormes presiones económicas, estas presiones económicas han forzado a la utilidad industrial a examinar todos los componentes en los sistemas de distribución de potencia para determinar donde el ahorro adicional o las reducciones de las pérdidas podrían realizarse.

Innegablemente, el transformador de distribución es la gran fuente de pérdidas de los sistemas de distribución. Estimando que sobre el 20% de las pérdidas en el sistema total de distribución son causadas por los transformadores de distribución. Hasta los pasados años 60 cuando el costo de la energía fué bajo, el esfuerzo para reducir esas pérdidas no fueron costos

efectivos, así que pequeños esfuerzos fueron hechos para reducirlos.

Uno de los más importantes desarrollos producidos de esos esfuerzos fué la alta eficiencia del transformador. Tenemos un mejoramiento en la eficiencia de los transformadores normales de hoy en relación con los de 10 años atrás. Hay transformadores cuyas pérdidas totales son casi la mitad de aquellas de los transformadores normales de 10 años atrás. Sin embargo, esos diseños viejos, con altas pérdidas, son todavía aprovechables, es importante comprender las consideraciones económicas antes que el transformador sea adicionado al sistema de distribución. Una parte importante de cualquier programa de reducción de pérdidas es la adquisición y evaluación de los datos de pérdidas del transformador.

Los datos de las pérdidas podrían ser pedidos a los fabricantes para todos los transformadores nuevos adquiridos. Si los transformadores son comprados con valores de pérdidas obtenidos en pruebas de fábrica, entonces podrían ser hechas pruebas para verificar los datos de pérdidas suministrados por el fabricante en cada lote de transformadores nuevos. Usualmente, mediante la aplicación de muestreo se puede seleccio-

nar uno o varios transformadores de un lote a fin de realizar los ensayos y verificar si los resultados se encuentran en los rangos de prueba establecidos.

En la mayoría de las empresas, la práctica de reparar, rebobinar, o reconstrucción de los transformadores de distribución viejos es un procedimiento normal. La mayoría de esos programas de acondicionamiento arrancaron previo el énfasis de los presentes días sobre la reducción de pérdidas y no pudiendo considerar el servicio del transformador basado en su eficiencia. Después que un transformador es procesado a través de una de esas facilidades de reparar, las pruebas para encontrar las pérdidas podrían ser ejecutadas para establecer la eficiencia del transformador.

Algunas industrias pueden no estar completamente enteradas de lo extenso de las pérdidas de sus transformadores de distribución viejos, por lo que un programa de pruebas es recomendado para sacar los transformadores de servicio debido a los programas de conversión de voltaje, aumento de carga, o por otras razones. Como podemos ver, un programa de prueba llega a ser una herramienta de evaluación necesaria con la cual recogemos y documentamos los datos de pérdidas de los transformadores nuevos y los existentes.

## C A P I T U L O 1

### PROPIEDADES MAGNETICAS DE LOS TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCION

#### 1.1. FERROMAGNETISMO

##### 1.1.1. Propiedades magnéticas de los materiales ferromagnéticos

Toda sustancia en la que aparezca una gran inducción magnética, al aplicarle un campo magnético determinado o que haga posible constreñir el flujo a caminos convenientes bien definidos, será siempre de valor inestimable para el diseñador de transformadores. Estas propiedades se encuentran en ciertos tipos de hierro y sus aleaciones con cobalto, wolframio, níquel, aluminio y otros metales. A dichos tipos de hierro y a las aleaciones a que se ha hecho referencia se les da el nombre de

materiales ferromagnéticos.

Las propiedades magnéticas de los materiales ferromagnéticos quedan muy afectadas por pequeñas variaciones de la composición química, por el tratamiento térmico y por la manipulación mecánica.

#### 1.1.2. Importancia de los materiales ferromagnéticos

La importancia comercial de los materiales ferromagnéticos nos la indican los miles de toneladas producidas anualmente y la gran variedad de propiedades físicas y magnéticas.

Los campos de aplicación de estos materiales, son tan vastos y los requisitos de cada aplicación tan diferentes que los ingenieros, físicos y metalúrgicos se han visto obligados a desarrollar gran cantidad de aleaciones ferromagnéticas, cada una de las cuales tiene cualidades especiales precisas para aplicaciones específicas.

El aumento de capacidad y el gran rendimiento logrado en el funcionamiento de las máquinas potentes se deben en gran parte a las mejoras de las propiedades magnéticas y de otras propiedades físicas de los aceros y a una mejor comprensión de estas propiedades por parte de los ingenieros.

La utilización técnica de los dispositivos eléctricos que contienen materiales ferromagnéticos precisa la descripción cuantitativa de los parámetros de circuito que representan el comportamiento de estos dispositivos en el circuito eléctrico. En presencia de materiales ferromagnéticos, un elemento de circuito eléctrico tiene un parámetro de resistencia que no solamente depende de la intensidad de la corriente que circula por el circuito, sino también de la manera en que varía. El parámetro de inductancia no solamente que no es lineal, sino que ni siquiera es función uniforme de la intensidad de la corriente. Si además varía con el tiempo podrá apreciarse fácilmente la dificultad de describirlo exactamente.

El deseo de explicar los fenómenos del magnetismo y aumentar el conocimiento de muchas de las propiedades no lineales observadas en los materiales magnéticos ha dado lugar a varios intentos de ahondar en el conocimiento de la teoría del magnetismo. Uno de los investigadores fue AMPERE, quien sugirió hace cien años que la imanación de una sustancia se debe a la orientación de moléculas que contienen corrientes eléctricas. Aún cuando la idea de AMPERE era demasiado vaga para ser útil, salvo desde un punto de vista filosófico, resultó tan sorprendentemente próxima a la realidad que constituye la introducción a la teoría actual desarrollada durante los últimos años hasta el extremo de poder explicar cualitativamente gran número de los efectos observados e incluso, algunos de ellos cuantitativamente.

Los materiales ferromagnéticos pueden imanarse hasta inducciones magnéticas intrínsecas comprendidas entre 5000 y 25000 gauss, tienen permeabilidades relativas del orden de centenares o millares, pre-

sentan un efecto de saturación pronunciado y conservan parte de su imanación al suprimir el campo exterior.

### 1.1.3. Propiedades Generales de los materiales magnéticos

Los materiales ferromagnéticos se caracterizan por uno o varios de los siguientes atributos:

- a) Pueden imanarse mucho más fácilmente que los demás materiales. Esta característica viene indicada por una gran permeabilidad relativa  $\mu/\mu_0$ .
- b) Tienen una inducción magnética intrínseca máxima  $\beta_{\text{máx}}$  muy elevada.
- c) Se imanán de acuerdo al valor del campo magnético. Este atributo lleva a una relación no lineal entre los módulos  $B$  de la inducción magnética y  $H$  del campo magnético.
- d) Un aumento del campo magnético les

origina una variación de flujo diferente de la variación que originaría una disminución igual del campo magnético. Este atributo indica que las relaciones que expresan la inducción magnética y la permeabilidad como funciones del campo magnético, no son lineales ni uniformes.

- e) Conservan la imanación cuando se suprime el campo magnético.
- f) Tienden a oponerse a la inversión del sentido de la imanación una vez imantados.

De entre los materiales de que se dispone, el hierro es el más utilizado. Su permeabilidad es grande y su costo por unidad de peso es el más bajo de todos los materiales ferromagnéticos disponible. Se lo emplea frecuentemente en las estructuras de muchas máquinas, también se lo emplea como elemento básico en casi todas las aleaciones ferromagnéticas. La aleación producida

en mayor cantidad es, probablemente, la compuesta por hierro esencialmente puro con 1-4% de Silicio, dependiendo este porcentaje del fin a que se destine el material. Dando a esta aleación un tratamiento térmico adecuado, se obtiene un material que, comparado con el hierro, tiene mejores propiedades magnéticas para campos magnéticos débiles y una resistividad mayor. Esta aleación se lamina en chapas y flejes, principalmente de espesores comprendidos entre 0.35 y 0.635 mm., recocidos. La chapa es muy conveniente para troquelarla en diversas formas utilizadas en la construcción de aparatos electromagnéticos. En la figura No. 1.1. pueden verse varias de estas formas.

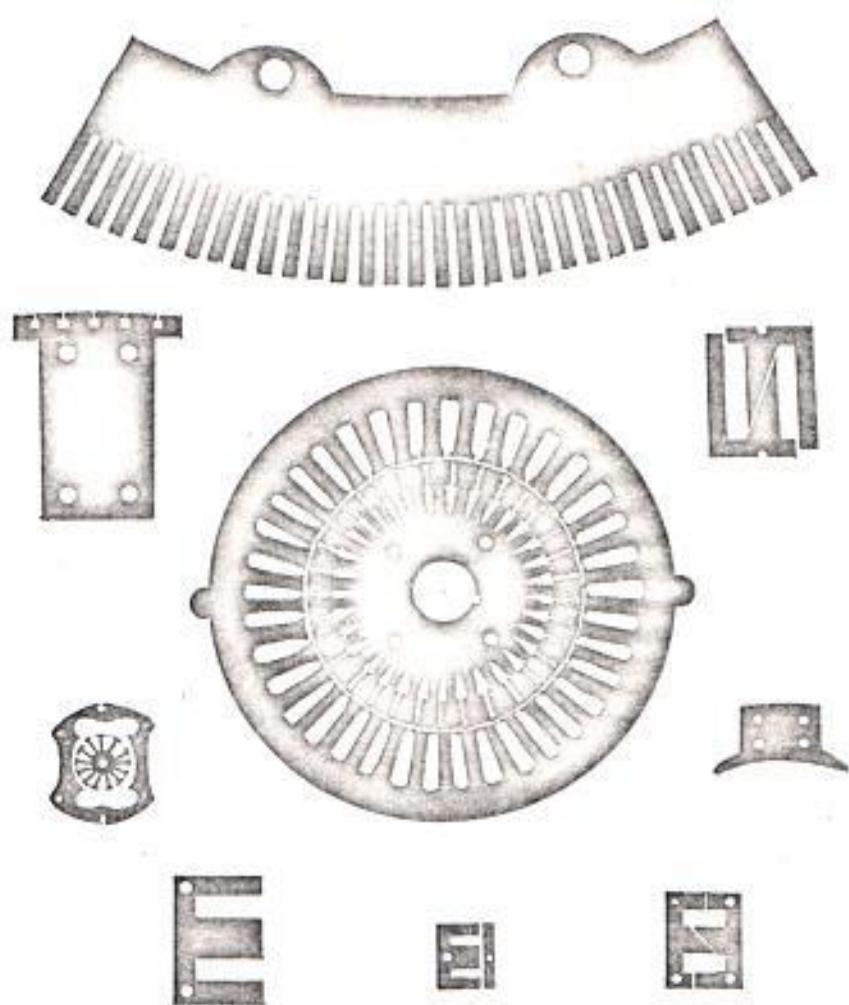


FIG. N<sup>o</sup> 1.1. Formas corrientes de chapa troquelada.

#### 1.1.4. Utilización Técnica de los materiales ferromagnéticos

El estudio de las figuras No. 1.2.a. y No. 1.2.b. y de la Tabla No. I indica que las diversas aleaciones mencionadas tienen características que se apartan en forma más o menos marcada de las características típicas de los materiales ferromagnéticos. El predominio de ciertas características determina la utilidad de un material dado para un fin específico.

Se pueden reducir las pérdidas de Foucault construyéndose núcleos ferromagnéticos con láminas aisladas entre sí mediante una laca aislante para evitar el óxido que se forma en sus respectivas superficies. Otro procedimiento para reducir las corrientes de Foucault consiste en pulverizar el material y luego aislar entre sí las partículas con una sustancia aislante suficientemente tenaz para resistir las fuerzas de compresión ejercidas al moldear el polvo formando núcleos de diversas formas.



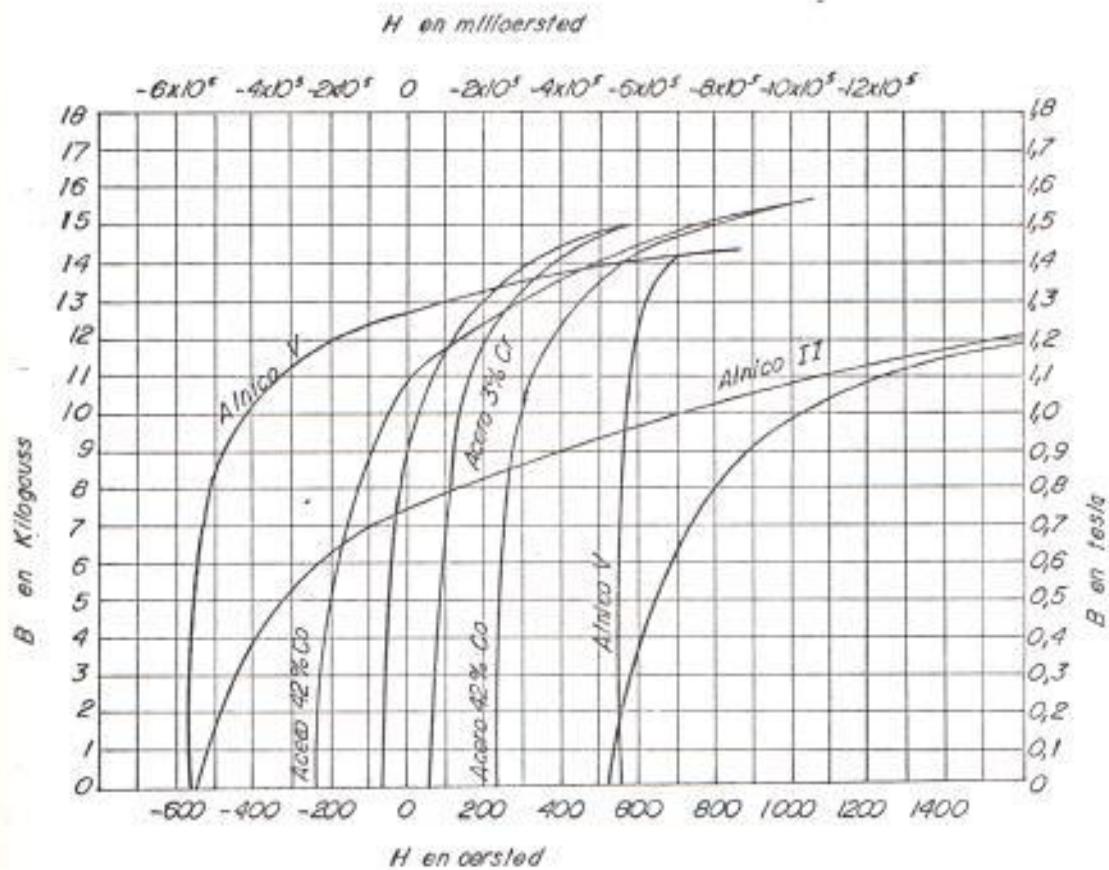


FIG. N<sup>o</sup> 1.2. b. Ciclos de histéresis de materiales para imanes permanentes.

T A B L A No. 1

PROPIEDADES REPRESENTATIVAS DE LOS MATERIALES FERROMAGNETICOS

Materiales magnéticamente blandos	Elementos	Composición	Saturación Intrinsic	Inducción residual Br	Coeficiente de campo magnético He	Permeabilidad máxima	Permeabilidad inicial	Costo
		% aprox.	KG	KG	Oe	KG/Oe	KG/Oe	centavos de dolar/libra
Hierro magnético (Purificado en H)	Fe	99,98	21,5	13,6	0,05	275,	25,	7
Sandust	Fe, Si, Al	85; 9,5; 5,5	10,0	5,0	0,05	120,	30,	3
Permalloy 78,5	Ni, Fe, Mn	78,5; 20,9; 0,6	10,7	6,0	0,05	105,	9,	28
Hicernik	Fe, Ni	50; 50	15,0	7,5	0,06	90,	6,	18
Musental	Ni, Fe, Cu, Mn	74; 20; 5; 1	8,5	6,0	0,05	80,	7,	27
Mo-Permalloy 4-79	Ni, Fe, Mo, Mn	79; 15,4; 4; 0,6	8,5	5,0	0,05	72,	22,	32
Acero rico en silicio	Fe, Si	95,5; 4,5	19,0	5,04	0,54	8,3	0,750	8
Acero pobre en silicio	Fe, Si	99; 1	21,0	6,54	0,74	5,2	0,350	7
Perendur	Fe, Co	50; 50	24,5	14,0	2,0	5,0	0,800	69
Perainvar 7-70	Ni, Fe, Co, Mn	70; 22,4; 7; 0,6	12,5+	2,4+	0,6+	4,0+	0,850	35
Perainvar 4-45	Ni, Fe, Co, Mn	45; 29,4; 25; 0,6	15,5+	3,3+	1,4+	1,8+	0,365	50
Concernik	Fe, Ni	50; 50	15,0	.....	.....	1,0	0,175	18
Acero de fundición	Fe, C	.....	20,0	.....	5,04	1,0	0,175	1
Fundición de hierro recocida	Fe	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
Mo-Permalloy 12,5-80	Ni, Mo, Fe	80; 12,5; 7,5 (Pierde	16,0	5,5	11,04	0,3	0,125	1

\* Br y He a partir de Bmax = 10 KG en lugar de a partir de la saturación

+ Estos son las condiciones en las cuales es útil el Perainvar

T A B L A No. I

## PROPIEDADES REPRESENTATIVAS DE LOS MATERIALES FERROMAGNETICOS

(Continuación)

Materiales magnéticamente duros	Elementos	Composición	Reten- tividad	Coer- tici- vidad	(BH) <sub>max</sub>	Costo
		% aprox.	KG	Oe		centavos de dólar/libra
Fundición de Alnico V.....	Fe, Co, Ni, Al, Cu	51; 24; 14; 8; 3	12,5	550	4,5 x 10	56
Metal Honda.....	Fe, Co, Ni, Ti, Al	45; 27; 18; 6,7; 3,3	7,1	780	2,0	53
Fundición de Alnico II.....	Fe, Co, Ni, Al, Cu	54,5; 17; 12,5; 10; 6	7,2	540	1,6	26
Fundición de Alnico I.....	Fe, Ni, Al, Co	63; 20; 12; 5	7,3	430	1,4	17
Metal Mishiva.....	Fe, Ni, Al	58; 29; 13	6,0	550	1,4	14
Resalloy.....	Fe, Ni, Co	71; 17; 12	10,5	250	1,1	33
Acero al caballo.....	Fe, Co, C	64; 35; 1	9,5	260	1,05	62
Acero al Wolframo.....	Fe, W, C	93; 6; 1	10,0	80	0,34	9
Acero al Cromo.....	Fe, Cr, C, Mn	96; 3; 1; 0,4	9,7	65	0,30	1

Dependiendo de la parte de la máquina donde se encuentre el elemento es el material del que está constituido pues las propiedades tienen que variar para cumplir las características deseadas.

En algunos dispositivos tales como relés, resistencias y transformadores, se puede utilizar ventajosamente un material que tenga propiedades magnéticas muy sensibles a la temperatura. Las propiedades magnéticas de muchos materiales ferromagnéticos varían gradualmente con el tiempo, fenómeno conocido con el nombre de envejecimiento. Todos los aceros se comportan de esta manera hasta un cierto punto, ya que sus compuestos hierro-carbono no son estables, sino que cambian con el tiempo de una forma a otra.

## 1.2. EL CIRCUITO MAGNETICO

Cuando en la práctica se desea tener un flujo magnético en una región, suelen utilizarse estructuras de material ferromagnético de forma especial y conductores de la corriente eléctrica

situados adecuadamente, o se colocan imanes permanentes en lugares apropiados. Para solucionar muchos problemas es preciso poder calcular la intensidad del campo magnético  $H$  y la inducción magnética  $B$  en todo punto de dicha estructura. En general,  $H$  y  $B$  son funciones del espacio y del tiempo determinados por la geometría de los conductores y de la estructura magnética, por las propiedades e historia del material magnético y por los valores, derivados de las frecuencias de las corrientes o de las intensidades de los imanes. Se tiene pues, un problema de campo que contiene materiales de características no lineales. Determinadas hipótesis simplificativas hacen posible, en algunos casos, la reducción del problema general de campo a otro más sencillo que lleve consigo el concepto de circuito.

Al variar las corrientes y los flujos en el tiempo y en las tres coordenadas del espacio, el problema es general y su solución puede resultar muy difícil, por lo que se puede requerir las técnicas de las aproximaciones sucesivas. Para simplificar las cosas, se limitarán las condiciones a corrientes de intensidad constante o lentamente variable. Lo mismo se supondrá de los

flujos. A este estado se le da el nombre de **quasi-estacionario**. En muchas aplicaciones prácticas se puede reducir el problema tridimensional general a un problema unidimensional mediante una aproximación satisfactoria. Esta reducción lleva consigo una simplificación enorme por medio de la cual el campo tridimensional se transforma en un **circuito unidimensional**; llamado **circuito magnético**. En general, un circuito magnético consiste en la mayor parte de su longitud en un material de gran permeabilidad, de sección sustancialmente uniforme y en el cual queda confinado, principalmente el flujo magnético.

En las figuras No. 1.3.a., No. 1.3.b., No. 1.3.c. y No. 1.3.d. pueden verse ejemplos de estructuras magnéticas.

#### 1.2.1. Análisis entre Circuitos Eléctricos y Magnéticos

El concepto de circuito magnético se basa en la idea que un flujo constante o lentamente variable tiende a confinarse en los caminos de permeabilidad elevada de una

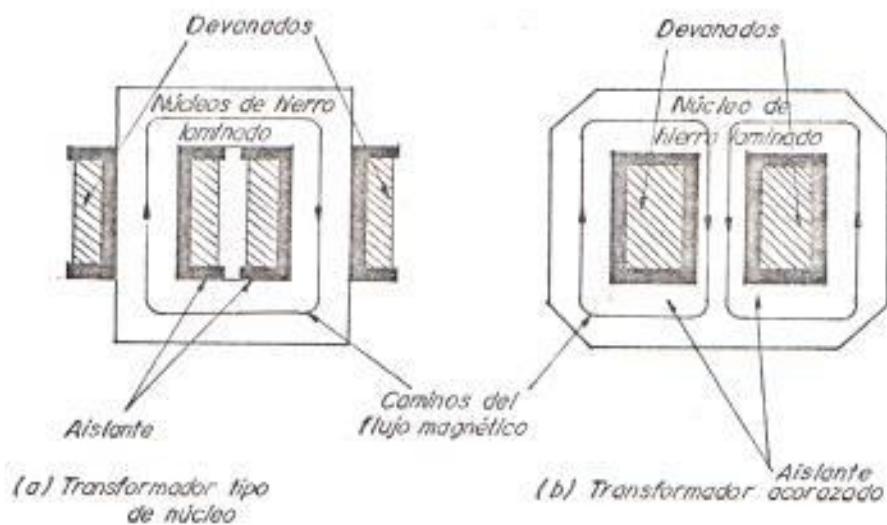


FIG. 1.3. Estructuras magnéticas de transformadores.

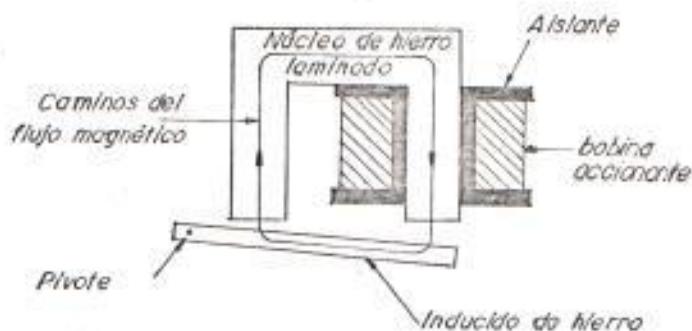


FIG. 1.3.c. Estructura magnética de un relé.

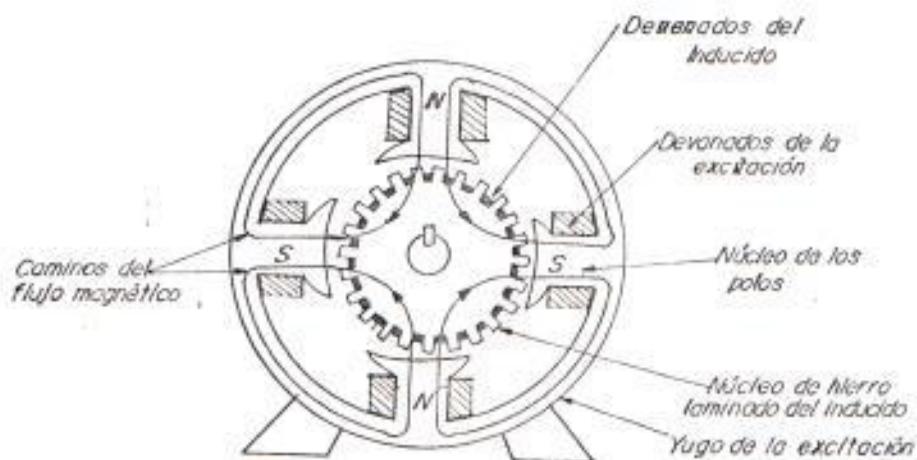


FIG. 1.3.d. Estructura magnética de un dínamo tetrapolar.

estructura ferromagnética de manera parecida a cómo tienden las corrientes constantes o lentamente variables a confinarse en las trayectorias de gran conductibilidad de un circuito eléctrico. Este concepto lleva a realizarse ciertas analogías entre el comportamiento de un circuito resistivo no lineal con corrientes constantes o lentamente variables y el comportamiento de un circuito ferromagnético, que es no lineal de por sí, con flujo constante o lentamente variable.

Sin embargo el circuito magnético difiere del análogo eléctrico en el material aislante que cubre a los conductores, el cual los separa entre sí. Un aislador regularmente bueno tiene una conductividad de 10 veces menor que la del cobre es por esto que la corriente que circula por el material aislante es insignificante frente a la que circula por los conductores; en cambio no existe un material aislante magnético con estas propiedades. En la práctica se utiliza el aire como aislante magnético, siendo su permeabilidad unas

10.000 veces menor y a veces sólo 100 veces menor que la de los materiales ferromagnéticos. Surge otra complicación del hecho de que el camino magnético deseado deba atravesar, a veces, un entrehierro, que está magnéticamente en paralelo con otro entrehierro, que puede tener un efecto aislante diferente como de 5 o 10 veces mayor que el del entrehierro. Esta acción hace que se desvie del camino una fracción considerable de flujo magnético, yendo a pasar por el entrehierro situado en paralelo, el cual es inútil. Esta acción de derivación da origen a una condición conocida con el nombre de pérdidas de flujo.

En la figura No. 1.4. puede verse una configuración magnética y una configuración eléctrica estrechamente análoga.

En la figura No. 1.4.a. puede verse un toroide conductor eléctricamente homogéneo atravesado por un flujo magnético dirigido hacia adentro del papel. Para toda superficie limitada por una línea tal como la

a'b'c' interior al toroide, el flujo es:

$$\varphi = \int B \cdot n \, ds \quad (1.1)$$

Derivando respecto al tiempo, se obtiene la ley de Faraday de la inducción, para

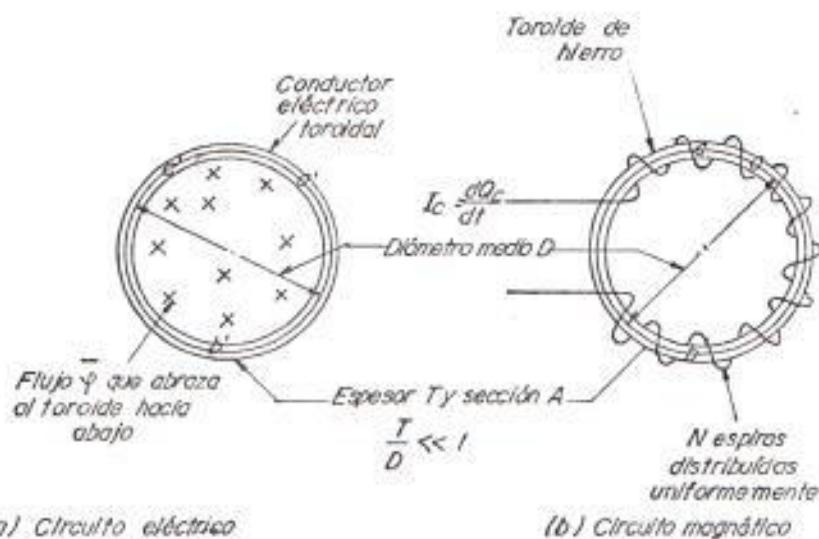


FIG. N° 1.4. Analogía idealizada entre los circuitos eléctricos y magnéticos

cualquier camino cerrado similar a'b'c'a' será:

$$E = \oint E \cdot dl = - \frac{d}{dt} \int B \cdot n \, ds \quad (1.2)$$

O sea:

$$E = - \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.3)$$

E recibe el nombre de fuerza electromotriz, y es proporcional a la derivada temporal del flujo que abraza el toroide.

La figura No. 1.4.b. es un circuito magnético análogo. El toroide es de hierro o de otro material ferromagnético, y tiene devanada  $N$  espiras que transportan una corriente  $I_c$ . A lo largo del camino cerrado  $abca$ , la integral curvilínea de la componente tangencial al camino del campo magnético  $H$  es, para una corriente constante o lentamente variable:

$$F = \oint H \cos \theta \, dl \quad (1.4)$$

siendo,  $dl$  la longitud de un elemento del camino  $abca$  de integración, y  $\theta$  el ángulo que forma dicho elemento de camino con el vector  $H$ . En notación vectorial

$$F = \oint H \cdot dl \quad (1.5)$$

De la ecuación de Ampere y aplicando el Teorema de Stokes, resulta:

$$F = 4\pi \int_c J \cdot n \, ds = 4\pi NI_c \quad (1.6)$$

$J_c$  es la densidad de corriente en el deva-

nado

$$F = 4\pi N \frac{dQc}{dt} = 4\pi \frac{dQ}{dt} \quad (1.7)$$

Por analogía con la fuerza electromotriz  $E$  de las ecuaciones (1.2) y (1.3), a la cantidad  $F$  de las ecuaciones (1.6) y (1.7) se le dá el nombre de fuerza magnetomotriz y se la abrevia escribiendo  $fmm$ .

Si los dos toroides se consideran como circuito eléctrico y magnético respectivamente, las analogías pueden extenderse más y comparar los efectos de  $E$  y  $F$  sobre sus respectivos circuitos. Si la intensidad del campo eléctrico es uniforme a lo largo del camino  $a'b'c'a'$  de la figura No. 1.4.a., la magnitud de la intensidad del campo eléctrico será:

$$\mathcal{E} = \frac{E}{1} = \frac{E}{\pi D} \quad (1.8)$$

$l$  = longitud del camino.

$D$  = diámetro medio.

El campo eléctrico origina una densidad de

corriente  $J$  que es función de la intensidad de campo eléctrico y de la resistividad del material del toroide:

$$J = \frac{E}{\rho} \quad (1.9)$$

Si el coeficiente entre el espesor  $T$  del toroide y su diámetro medio  $D$  es tan pequeño que pueda considerarse el mismo valor de 1 para todos los caminos.

$$J = \frac{E}{l\rho} \quad (1.10)$$

la intensidad de la corriente total del toroide es:

$$I = AJ = A \frac{E}{l\rho} = \frac{E}{R} \quad (1.11)$$

$A$  es el área de la sección recta del toroide y  $R$  su resistencia eléctrica. En referencia a la corriente que circula por el conductor, la configuración toroidal que abraza un flujo derivable con respecto al tiempo es análoga a un generador de fuerza electromotriz  $E$ , conectado en serie con un camino de resistencia  $R$ . La mag-

nitud de la tensión del generador es  $\frac{d\phi}{dt}$   
 en el circuito externo del generador la  
 caída de potencial eléctrico  $V_{a'b'}$  es:

$$V_{a'b'} = \int_{a'}^{b'} E \cdot dl \quad (1.12)$$

$$V_{a'b'} = I R_{a'b'} \quad (1.13)$$

donde  $R_{a'b'}$  es la resistencia entre  $a'$  y  
 $b'$ . En las figuras No. 1.5.a. y No.  
 1.6.a. se ilustran estas condiciones.

Para la configuración magnética de la  
 figura No. 1.4.b. pueden escribirse rela-  
 ciones análogas, matemáticamente, a las

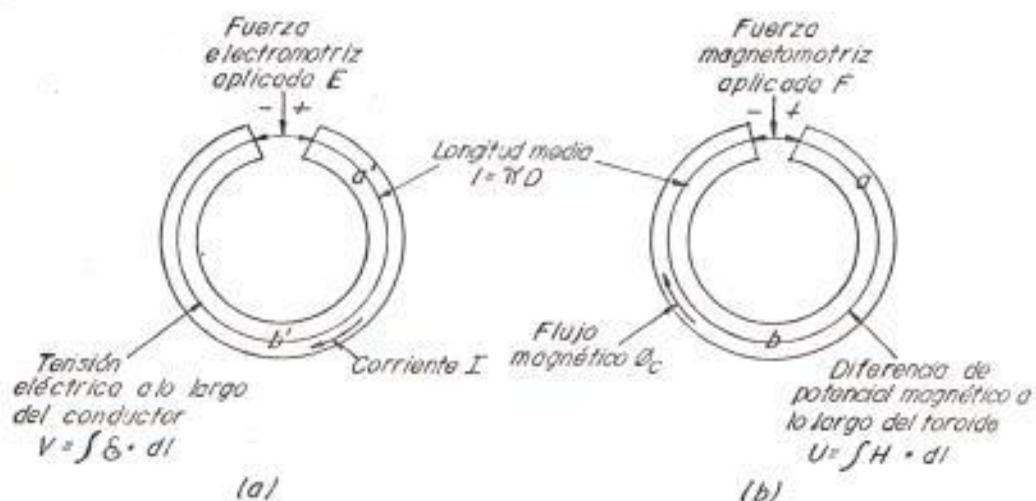


FIG. N° 1.5. Esquemas que muestran las fuerzas electro y magnetomotriz localizadas de los circuitos homólogos eléctrico y magnético.

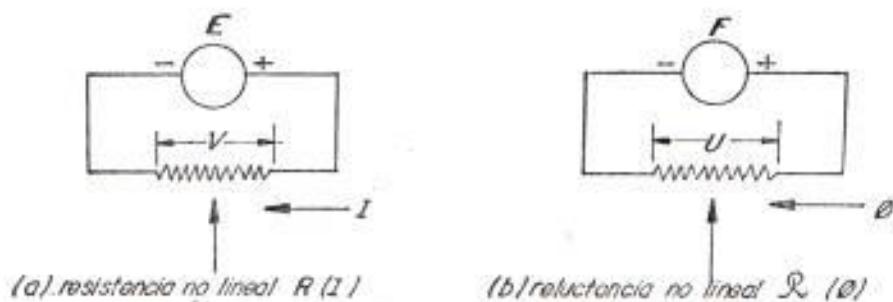


FIG. N° 1.6. Representaciones de circuitos homólogos eléctrico y magnético idealizados

ecuaciones comprendidas entre la (1.8) y la (1.13), ambas inclusive. El módulo del campo magnético  $H$  en todo punto de un camino  $abca$  de la figura No. 1.4.b., si  $abca$  es la circunferencia media, es:

$$H = \frac{F}{\mathcal{R}D} = \frac{F}{l} = \frac{4\pi N I c}{l} \quad (1.14)$$

siendo  $I_c$  la intensidad de la corriente que circula por cada una de las  $N$  espiras del toroide.

La intensidad del campo magnético crea una inducción magnética  $B_c$  función de  $H$  y de la permeabilidad del material ferromagnético.

$$B_c = \mu H \quad (1.15)$$

En el caso de materiales ferromagnéticos, rara vez puede considerarse lineal esta función, por lo que se la expresa con una curva determinada experimentalmente, como la de la figura No. 1.7. Si el coeficiente entre  $T$  y  $D$  es tan pequeño se puede considerar el mismo valor de  $B_c$  para todos los caminos.

$$B_c = \mu \frac{F}{l} \quad (1.16)$$

el flujo total en el núcleo es:

$$\phi_c = A B_c = A \mu \frac{F}{l} = \frac{F}{\mathcal{R}} \quad (1.17)$$

donde,

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (1.18)$$

y  $\mathcal{R}$  recibe el nombre de reluctancia del camino magnético. La reluctancia del toroide de hierro es homóloga a la resistencia del toroide del conductor eléctrico. De las ecuaciones (1.17) y (1.18) se observa que con respecto al flujo en el hierro, el toroide de hierro

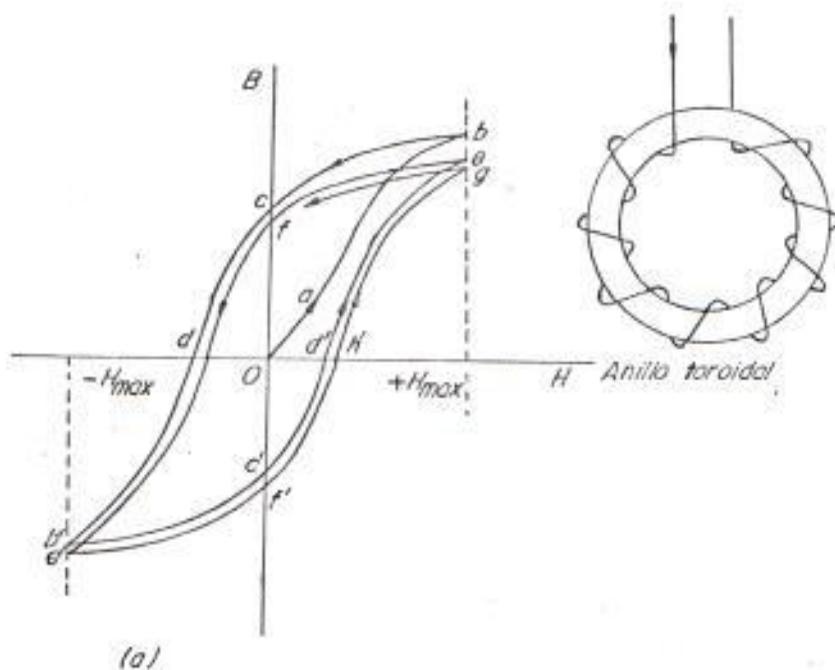


FIG. N.º 1.7. Curvas  $B(H)$  para una muestra inicialmente desmagnetada.

que lleva un devanado distribuido uniformemente y transporta una corriente  $I_c$  es equivalente a un generador de fuerza magnetomotriz  $F$  conectado en serie con un camino magnético de reluctancia  $\mathcal{R}$ . La magnitud del generador de fuerza magnetomotriz  $F$  es:

$$4\pi \frac{dQ}{dt}$$

La caída de potencial magnético  $V_{ab}$  de un

punto "a" a otro punto "b" es:

$$V_{ab} = \int_0^b H \cdot dl \quad (1.19)$$

En las figuras No. 1.5.b. y No. 1.6.b. se ilustran estas condiciones.

### 1.2.2. Circuitos magnéticos con entrehierros

Los circuitos magnéticos de muchos dispositivos contienen entrehierros en serie con el camino ferromagnético del flujo. Un entrehierro no es más que un espacio de aire intercalado en el circuito magnético y su existencia puede deberse a razones mecánicas o de construcción, a la necesidad de modificar el comportamiento magnético del circuito a fin de que el dispositivo funcione de manera especial, o a la necesidad de crear un campo magnético en el aire en alguna región determinada.

Siempre que se intercale un entrehierro en serie en un circuito magnético de material ferromagnético, se produce un incremento de la reluctancia del camino magnético. En determinados dispositivos como los

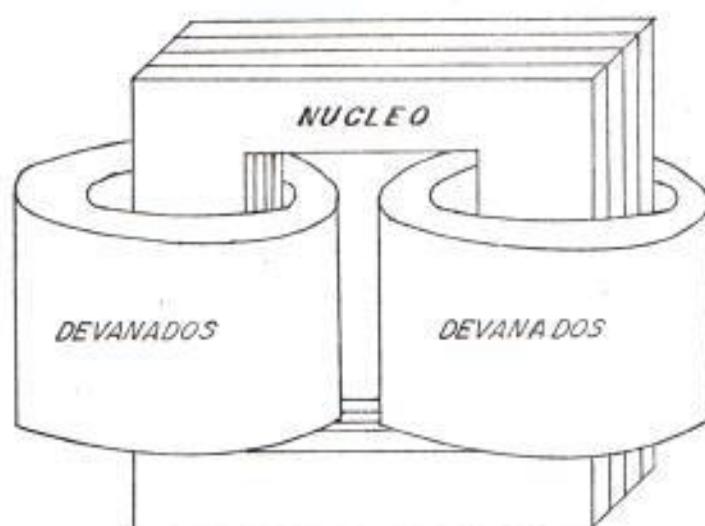
transformadores, en los núcleos, para evitar este aumento de reluctancia, se los construye de láminas en forma de marco rectangular o de corona circular, si bien, a causa de las complicaciones que presenta devanar una bobina sobre un núcleo magnético cerrado, dichos núcleos se emplean tan solo cuando los efectos dañinos de los entrehierros, en las uniones de las láminas superan el costo adicional que entraña el devanado sobre núcleo cerrado.

Los núcleos de la mayoría de los transformadores se forman con tiras de chapas de láminas solapadas, apiladas. Las bobinas se devanan aparte y se deslizan por las ramas del núcleo antes de que se conjunten las láminas de un extremo. Incluso en el caso de constituir el núcleo con láminas solapadas, aparecen pequeños entrehierros entre los extremos de las láminas y se tendrá que tomar en cuenta su efecto sobre la reluctancia total cuando se efectúe el diseño. En la actualidad se han desarrollado, en escala industrial, métodos para la construcción de núcleos de transforma-

dores de distribución consistentes en hacer pasar una tira continua de material a través de las bobinas ya devanadas. Este método proporciona un núcleo cuya reluctancia es esencialmente la del hierro y en la cual los caminos del flujo se mantienen en la dirección del grano. Otro método consiste en devanar en espiral una cinta sobre un mandril, impregnándola de un aislante y abriendo luego el núcleo así formado, de manera que sobre el núcleo puedan deslizarse bobinas ya formadas. Este núcleo tiene entrehierros, pero los caminos del flujo se mantienen en la dirección del grano, también pueden mantenerse los caminos del flujo en la dirección del grano con un esquema especial de chapas conjuntadas que tienen ángulos de interconexión de 45 grados.

Los dos tipos fundamentales de estructura de transformador son el tipo núcleo, en el cual dos grupos de devanados abrazan a un núcleo único, según se indica en la figura No. 1.8.a. y el tipo acorazado en el cual el flujo que atravieza a un único grupo de

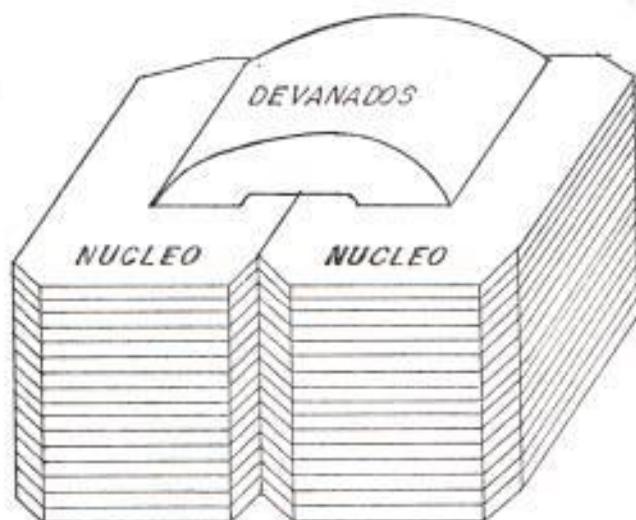
devanados esta compuesto, al menos, por dos componentes existentes en circuitos magnéticos en paralelo, como se ve en la figura No. 1.8.b. Una modificación de



*FIG. N° 1.8.a. Transformador tipo núcleo*

este tipo es el llamado tipo acorazado distribuido, indicado en la figura No. 1.8.c., corrientemente empleado en transformadores de distribución de determinada potencia. Este tipo de núcleo se utiliza corrientemente en transformadores grandes de distribución para alta tensión y en transformadores de potencia.

En los tipos tradicionales indicados en las figuras No. 1.8.a., No. 1.8.b. y No. 1.8.c., se emplea generalmente acero al



*FIG. N° 1.8.b. Transformador tipo acorazado*

silicio que contiene un 4% de silicio, puesto que este material proporciona un buen compromiso entre el costo, facilidad de manipulación, pérdidas pequeñas por Histéresis y por Corrientes de Foucault y gran permeabilidad a inducciones magnéticas relativamente elevadas.

Los núcleos en los cuales el flujo magné-

tico es casi paralelo a la dirección de laminación del acero en todos los puntos del núcleo se reducen mucho los entrehierros y se ahorra trabajo de ensamblado.

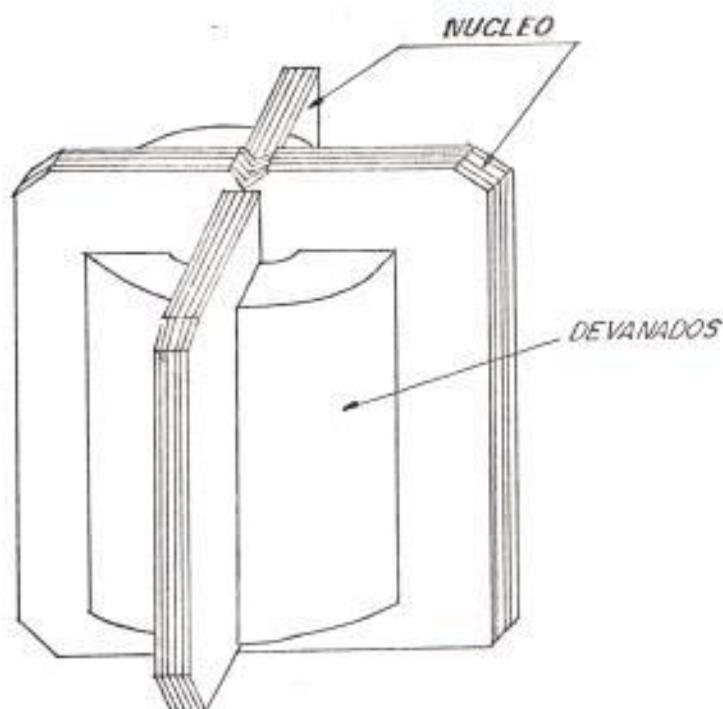
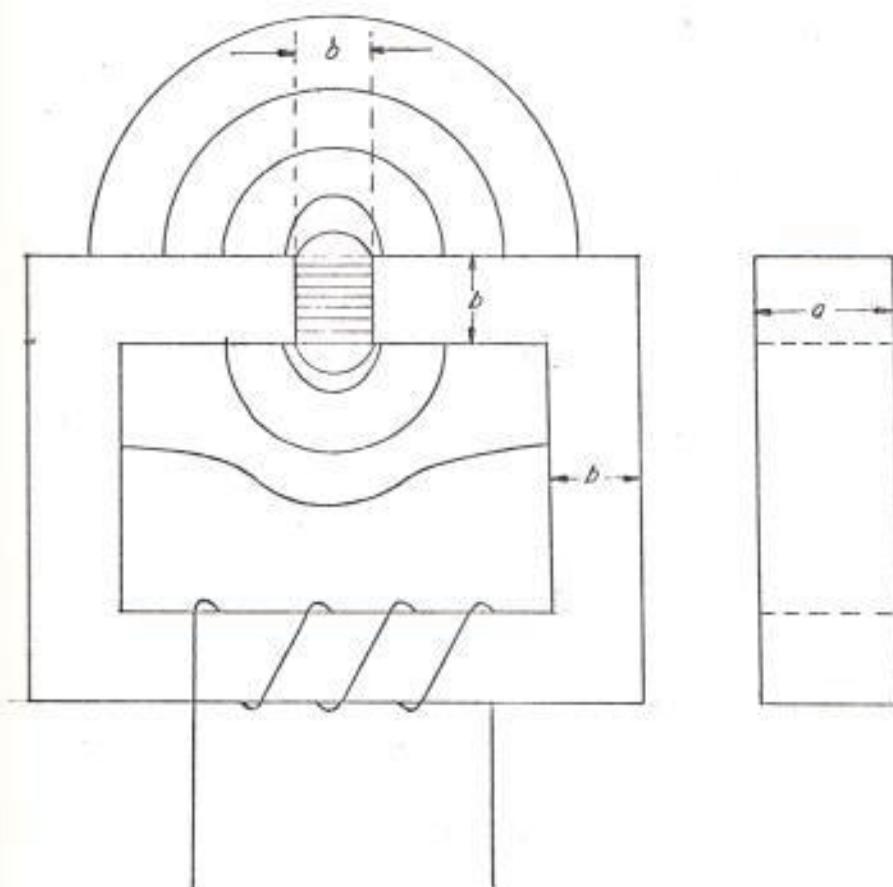


FIG. N°1.8.c. Transformador tipo ocrizado distribuido

### 1.2.3. Flujo disperso y de pérdidas

Cuando se intercala un entrehierro en un circuito magnético, el flujo se dispersa por las cercanías del entrehierro en la forma indicada por las líneas de fuerza de

la figura No. 1.9. y la inducción magnética en el entrehierro se distribuye en forma no uniforme. El flujo que termina



**FIG. N.º 1.9.** Circuito magnético de una bobina con un núcleo de hierro con entrehierro, pudiéndose ver los flujos disperso y de pérdidas

cerca de los bordes del entrehierro recibe el nombre de flujo disperso. Debido a esta dispersión del flujo, la reluctancia aparente del entrehierro no es la del espacio de aire de iguales dimensiones que el entrehierro.

Cuando la permeabilidad del hierro suele ser cientos de veces mayor que la del aire, la reluctancia de un entrehierro, incluso siendo corto, suele ser grande frente a la de la parte del hierro del circuito magnético. Por lo tanto, entre las partes del núcleo no inmediatamente adyacentes al entrehierro podrán existir diferencias de potencial magnético relativamente grandes. Estas diferencias de potencial crean un flujo en el aire entre dichas partes del núcleo, al que se da el nombre de flujo de pérdidas, que frecuentemente tiene un valor apreciable y origina un aumento considerable de la inducción magnética en ciertas partes del núcleo. El cálculo de los efectos de los flujos disperso y de pérdidas debe realizarse con precisión al diseñar muchas piezas.

#### 1.2.4. Energía del campo magnético

La existencia de un campo eléctrico o magnético indica siempre una acumulación de energía. Según la teoría de Maxwell enseña, que ambos campos son mutuamente

dependientes y en donde quieran que se establezcan, se suministra energía a la región en que existen.

En toda pieza de un aparato en la que existan los campos eléctricos y magnéticos, los procesos de acumulación y liberación de energía, no son totalmente reversibles, cierta cantidad de energía se disipa en el campo en forma de calor y aunque en algunos casos esta energía es despreciable en otros no resulta así. Consideremos para fines de estudio, una configuración sencilla como es un circuito magnético de forma toroidal para desarrollar la teoría general de campo magnético.

Considerando que las dimensiones del núcleo de la figura No. 1.10. son tales que el espesor  $T$  del núcleo es mucho menor que el diámetro medio  $D$  del toroide, con lo cual se consigue que los caminos de flujo concéntrico sean iguales.

infinita, con lo cual serán despreciables las corrientes circulatorias inducidas por la variación de flujo, pues su presencia significa una energía disipada en el núcleo en forma de calor, la cual no se puede devolver al circuito de excitación que suministra la energía.

Al distribuirse uniformemente el devanado de excitación alrededor del núcleo y despreciando el flujo magnético de pérdida,

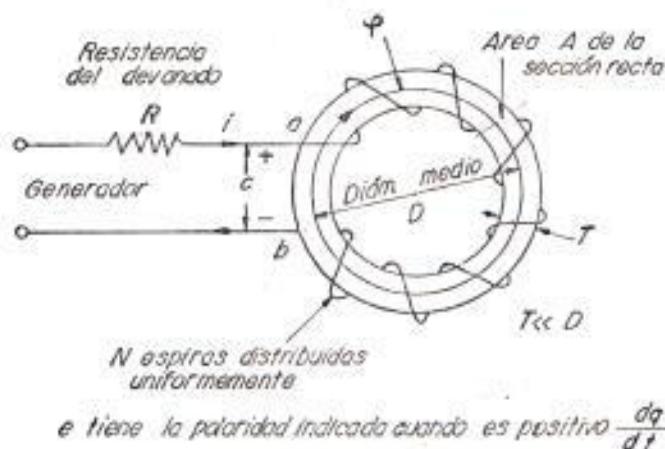


FIG. N<sup>o</sup> 1.10. Combinación de circuitos eléctricos y magnéticos para el estudio de las relaciones de energía.

se considerará que todo el flujo abraza a cada una de las  $N$  espiras del devanado de excitación. Si además se considera despreciable la resistencia de la bobina, o se considera localizada fuera de los ter-

minales a y b de la figura No. 1.10., la diferencia de potencial entre los terminales a y b será la debida a la variación del flujo  $d\psi/dt$ . Si en un instante dado atravieza el devanado una corriente de intensidad i, a consecuencia de ella aparecerá una fuerza magnetomotriz e que produce un flujo  $\psi$  en el núcleo, luego la tensión instantánea e vendrá dada por:

$$e = N \frac{d\psi}{dt} \quad (1.20)$$

La potencia entregada en los terminales:

$$P_{ab} = ei = Ni \frac{d\psi}{dt} \quad (1.21)$$

Como el grosor del núcleo es pequeño comparado con el diámetro del toroide, puede considerarse uniforme la inducción magnética en toda la sección recta, por lo tanto:

$$\psi = AB \quad (1.22)$$

$$\frac{d\psi}{dt} = A \frac{dB}{dt} \quad (1.23)$$

donde A es el área constante de la sección

recta del núcleo y  $B$  la densidad de flujo.  
Además,

$$H = 4\pi \frac{Ni}{l} \quad (1.24)$$

$H$  = intensidad del campo magnético.

$l$  = longitud media del núcleo.

En un sistema de unidades racionalizadas será:

$$Ni = Hl \quad (1.25)$$

Reemplazando en la ecuación (1.21) la (1.25) y (1.23) se obtiene:

$$P_{ab} = \frac{HlA}{4\pi} \frac{dB}{dt} = \frac{\mathcal{V}}{4\pi} H \frac{dB}{dt} \quad (1.26)$$

donde  $\mathcal{V} = lA$  es el volumen del núcleo.

En un tiempo pequeño  $dt$ , la energía entregada al campo magnético  $dW$  es:

$$dW = P_{ab} dt = \frac{\mathcal{V}}{4\pi} H \frac{dB}{dt} dt = \frac{\mathcal{V}}{4\pi} HdB \quad (1.27)$$

De esta última ecuación se puede deducir que la energía  $dW$  depende solamente de la

variación de  $B$  y no de la velocidad con que se produce dicha variación. La energía  $W$  entregada al campo cuando varía desde un valor  $B_1$  a un valor  $B_2$  es:

$$W = \frac{\gamma}{4\pi} \int_{B_1}^{B_2} H \, dB \quad (1.28)$$

La energía por unidad de volumen será:

$$w = \frac{1}{4\pi} \int_{B_1}^{B_2} H \, dB \quad (1.29)$$

Para realizar esta integración se necesita conocer  $H$  en función de  $B$ . A fin de deducir ciertos resultados interesantes se considerará la permeabilidad del medio constante por lo tanto la histéresis es despreciable.

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (1.30)$$

donde:

$\mu$  = Permeabilidad

La energía absorbida por unidad de volumen del campo magnético considerando que parte desde cero será:

$$w = \frac{B^2}{8\mu_0} \quad (1.31)$$

Esta energía queda almacenada en el campo magnético y es devuelta al circuito de excitación al ser anulada la inducción magnética, cuando el medio presenta fenómenos de histéresis entonces no toda la energía es devuelta al circuito de excitación.

### 1.3. PERDIDAS EN EL CIRCUITO MAGNETICO

Antes se usaban láminas de acero de baja calidad en la construcción de los transformadores lo cual ocasionaba gran cantidad de problemas, con el envejecimiento de estos las componentes de histéresis en las pérdidas de hierro en el circuito magnético triplicaban su valor durante los años de vida del transformador. En estudios realizados se encontró que pequeñas cantidades de silicio aleado con acero de bajo contenido de carbón producía un material con bajas pérdidas de histéresis y alta permeabilidad.

Se descubrió posteriormente (1.930) que el lami-

nado en frío mejora las propiedades magnéticas de los materiales. Esta mejora en las propiedades magnéticas se debe a la fácil magnetización de ciertas direcciones en el cristal de acero con silicón y el alineamiento de esos cristales para ciertas laminaciones en frío y procesos de tratamiento caliente. Las propiedades magnéticas de las hojas se derivan de las propiedades magnéticas de los cristales individuales y algunas de esas son una función de la dirección del cristal en el cual ha sido medido. Este efecto se muestra diagramáticamente en la figura No. 1.11.a. donde se observa que desde el punto de vista magnético, las direcciones importantes de un cristal de acero con silicón son aquellas a lo largo de los ejes del cubo pues esas son las direcciones de fácil magnetización. La figura No. 1.11.b. da una comparación gráfica en la forma de curva B/H, de las propiedades magnéticas del cubo en las tres direcciones mostradas en la figura No. 1.11.a.

Si una dirección exhibe propiedades magnéticas favorables en un cristal y esta dirección es paralela a la dirección del laminado en una hoja, se podrá conseguir un material magnético de mejor

calidad. Afortunadamente esto se puede conseguir con el laminado en frío y el recocimiento de las tiras de las laminas de silicon. Mientrás en la dirección del laminado se producen mejores propiedades en las láminas de silicon ordinario, en

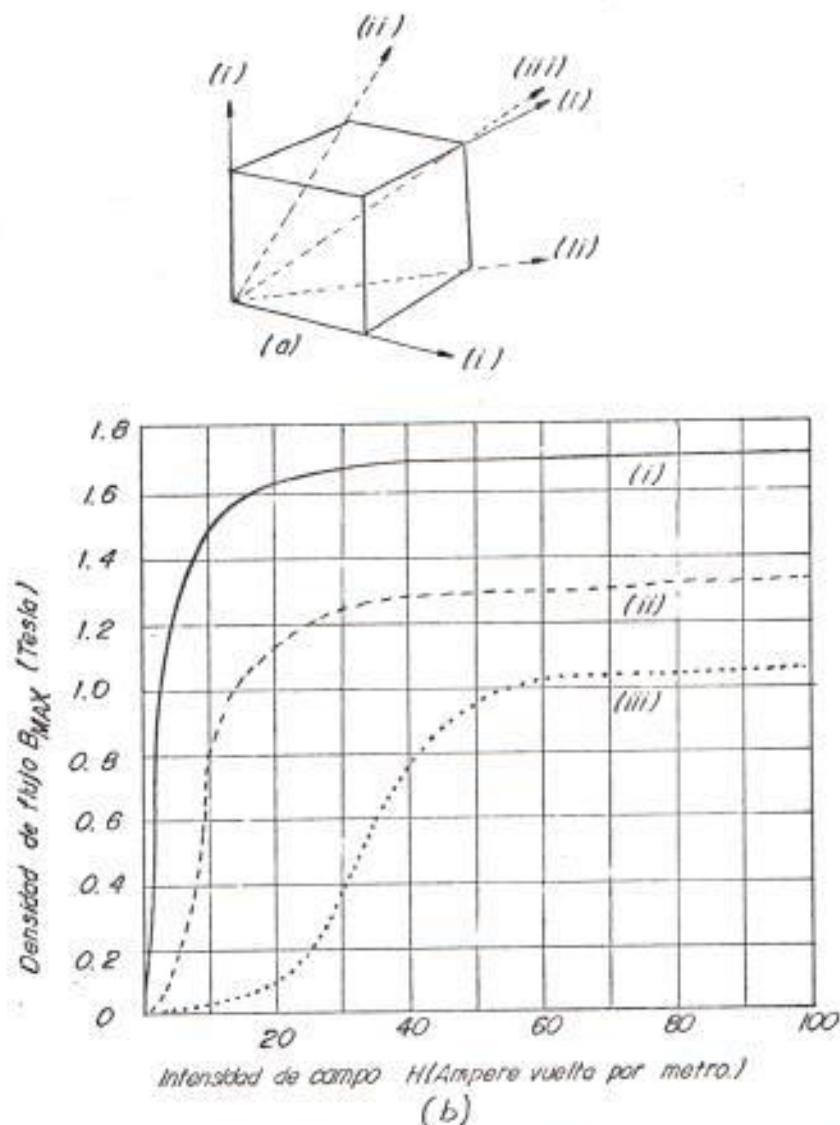


FIG. N° 1.11. Trayectorias de fácil magnetización de un cristal de acero con silicon. Las trayectorias de mas fácil magnetización son aquellas que siguen la dirección de las aristas del cubo.

las otras direcciones las propiedades no son tan favorables. Esta es la razón por la que hay que tener un cuidado especial en el diseño de las esquinas en la construcción de los núcleos. No todas las propiedades dependen de la dirección, se exceptúan la saturación de la densidad del flujo y la resistividad eléctrica. Otros elementos tienen un marcado efecto sobre la resistividad, el aluminio es el equivalente del silicón en este efecto. La resistividad eléctrica de las láminas se relaciona con la aleación total que tiene la lámina; por esta razón los fabricantes construyen las láminas en laminado en frío y procesos de tratamiento caliente que hacen que los granos que la constituyen se alineen aproximadamente en la dirección paralela al laminado. Si el flujo atravieza en la dirección de orientación "preferida" de los granos, alta permeabilidad y bajas pérdidas de histéresis pueden ser realizadas.

Los núcleos de láminas devanadas se fabrican devanando el material en forma de lámina continua, sobre un eje, este es un método de construcción que toma las características del material, siendo la dirección de preferencia la

orientación que coincide con el camino del flujo.

Después de tomar forma los núcleos son recocidos por 3 o 4 horas en una atmósfera que protege del contacto o penetración de gases sulfurosos o carburosos que oxidan el material.

Por alguna razón a veces el circuito magnético completamente cerrado no puede ser empleado, lo que ocasiona que haya un sacrificio en el comportamiento puesto que al unir dos mitades, éstas no se acoplan si no se realiza un esfuerzo y la introducción de dos o más entrehierros en el circuito magnético, la característica más afectada por el entrehierro es la corriente magnetizante. Frecuentemente el proceso de pulido puede reducir la longitud del entrehierro en muy pequeñas proporciones. También son afectadas las pérdidas totales en el hierro pero en menor grado.

Un tipo popular de corte de núcleo es el tipo "C", el cual como su nombre lo indica, involucra el corte de un núcleo devanado de tira rectangular que forma dos unidades en forma de "C".

Debido a los bajos valores de las pérdidas en hierro y los voltios amperios magnetizantes, transformadores de alta eficiencia, de pequeño tamaño y reducido ancho, pueden ser construidos para operar a frecuencias de potencia.

Se ha conseguido en los núcleos devanados en láminas cortadas o sin ellas en los transformadores de distribución una reducción en el ancho del orden del 10%, una economía en las pérdidas de más o menos el 30% y una mejora en la corriente magnetizante por una cantidad aproximada del 70%, comparando con las correspondientes características experimentadas con transformadores en las cuales el núcleo ha sido fabricado de laminaciones armadas intercalándose.

En los núcleos de laminación trifásica se utiliza la forma que resulta de la unión de dos componentes en forma de E, los núcleos de tipo E son hechos en tamaño normales y no-normales y más comunmente en láminas de espesor de 0.33 mm. y 0.10 mm. respectivamente, éstos son algo menor en el comportamiento a los núcleos cortados en forma de C, sin embargo, debido a su alta densidad de flujo, como resultado del flujo de tercera armó-

nica, hay un incremento en las pérdidas de hierro del orden del 25%, que resulta del hecho de que en el núcleo en E el flujo de cada bobina energizada es dividida en dos componentes separadas, condición por la cual puede elevarse la corriente magnetizante en aproximadamente 30%. Sin embargo, estas características son suficientes para facilitar la producción de pequeños y grandes transformadores trifásicos para usos en equipos electrónicos e industriales al igual que su instalación donde el tamaño y el ancho son factores limitantes.

En recientes desarrollos en el diseño de los núcleos devanados en láminas y trifásicos se han producido núcleos en los cuales bajas pérdidas y mejores características de corriente de excitación pueden ser obtenidas. Este tipo de núcleo es hecho de dos núcleos de sección cruciforme y en forma rectangular solidificado, cortando el segmento a través del punto medio de los lados cortos y ajustando tres de las unidades en forma de C resultando un ángulo de 120° en las fases cortadas. Las tres piezas C, cuando se las coloca juntas, forma un núcleo simétrico tipo Y en el cual no hay división del flujo, y en el cual hay

solamente un punto de unión común a todas las tres piernas. En la figura No. 1.12. se ilustra el núcleo Y.

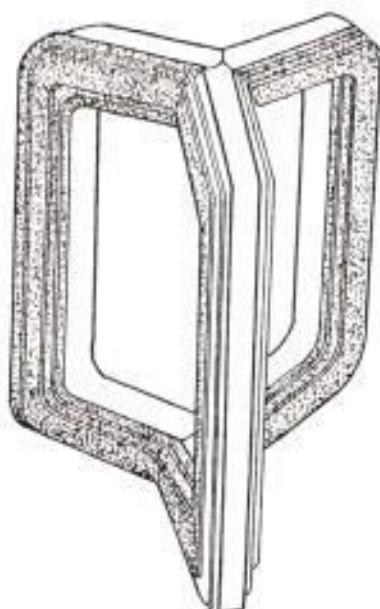


FIG N° 1.12: TRANSFORMADOR DE NUCLEO SIMETRICO TIPO Y

#### 1.4. EFECTO DEL FACTOR DE CARGA EN LOS VALORES DE PERDIDAS DE LOS TRANSFORMADORES

Para obtener una apreciación exacta del valor capital de los costos anuales en las pérdidas de los transformadores, se debe tomar en cuenta el

factor de carga de los mismos lo cual involucra una consideración del factor de carga de las pérdidas separadas. Para este propósito sólo es necesario considerar las pérdidas de hierro y las pérdidas de cobre a plena carga, pues otras pérdidas como las que ocurren en el dieléctrico y las pérdidas de cobre debido a la corriente en vacío, son de un valor insignificante.

Las pérdidas de hierro en un transformador son constantes para una excitación dada, o sea para un determinado voltaje, el factor de carga de las pérdidas de hierro tiene un valor constante del 100% durante todo el período en el cual permanece el transformador conectado a la fuente. Las pérdidas de hierro son prácticamente independiente de la carga, sin embargo, el factor de carga de las pérdidas de hierro tiene el mismo valor desde el vacío hasta plena carga, asumiendo que el voltaje primario es mantenido constante.

Las pérdidas de cobre comprenden, además de las pérdidas óhmicas puras, las pérdidas en la carga producidas por la desigual distribución de la densidad de corriente en los conductores. Dicha desigualdad de corriente se supone que obedece a

las corrientes parásitas superpuestas a la densidad de corriente teóricamente uniforme, que solamente produciría pérdidas óhmicas puras.

En los devanados de los transformadores reales la densidad de corriente nunca es completamente uniforme. Los flujos de dispersión que aparecen en la figura No. 1.13., no actúan uniformemente sobre todas las partes de la sección de un conductor dado, resultando que en algunos sectores se asienten las fems inducidas de mayor valor que en otros, estableciéndose, por tanto diferencias

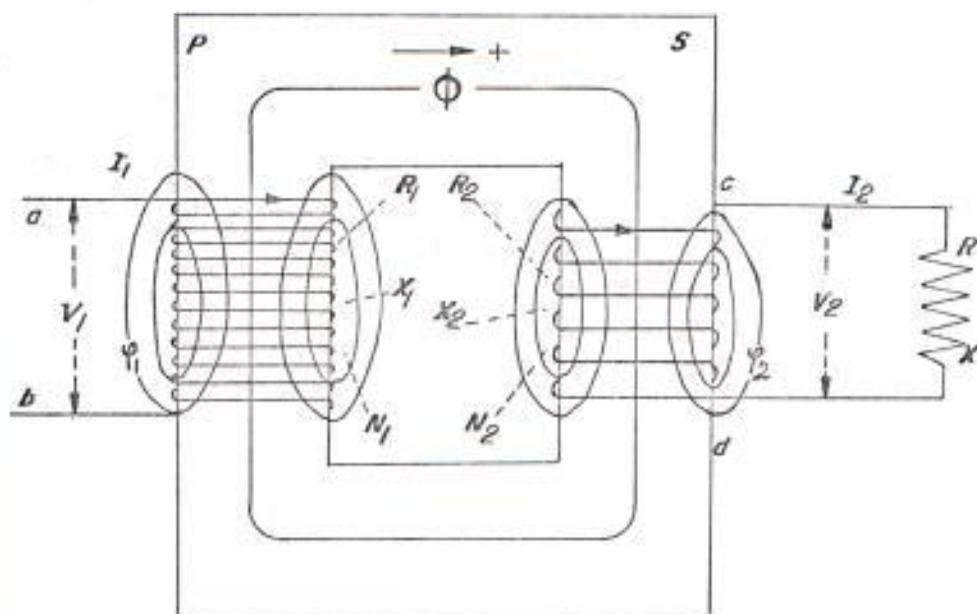


FIG. N° 1.13. Transformador en condiciones de carga.

de potencial entre diversos puntos de la sección. Las corrientes así establecidas son corrientes parásitas superpuestas sobre la corriente media uniformemente distribuida, lo que implica pérdidas adicionales en la carga que pueden ascender a una cantidad que oscila entre el 10 y el 30% de las pérdidas óhmicas puras. Estas pérdidas en la carga se reducen empleando devanados formados por dos o más conductores en paralelo, aislados ligeramente unos de otros excepto en sus bornas. El conductor exterior (si existen dos en paralelo) suele desarrollar una fem que difiere ligeramente de la del interior, por lo que si no se equilibra tal condición, fluirá una corriente circulatoria para igualar las diferencias de potencial, lo que producirá pérdidas; este inconveniente puede evitarse transponiendo las dos partes de la bobina, conectando el hilo exterior del devanado sobre una rama del núcleo al hilo interior de la otra mitad del devanado. La transición puede efectuarse fácilmente en el cruce de las conexiones entre las dos partes del devanado. Si el conductor está formado por tres hilos en paralelo, el hilo central no se transpone, pero los otros dos se cruzan como en el caso de dos conductores.

Evidentemente, las pérdidas en carga debidas a las corrientes parásitas en los devanados son inversamente proporcionales a la resistencia del devanado, por lo que disminuirán con el aumento de temperatura, mientras que la mayor parte de las pérdidas  $I^2 R$  para un valor dado de corriente aumentan con la temperatura.

Las pérdidas de cobre a plena carga dependen del cuadrado de la corriente de carga; de la relación que resulta de las pérdidas de carga  $I^2 R$  a pérdidas por Corriente de Eddy; y de la temperatura promedio de los devanados. El factor de carga de las pérdidas de cobre a plena carga dependen del cuadrado de la corriente de carga y de la forma de la curva de carga del transformador. La figura No. 1.14. muestra la curva que representa el extremo superior y el límite inferior de la relación entre el factor de carga del transformador y el factor de carga de las pérdidas, el cual corresponde a los casos donde (1) la máxima carga es sostenida por una fracción del tiempo total que es igual al valor del factor de carga; y (2) la máxima carga es alcanzada momentáneamente y solo una fracción de carga equivalente al valor del factor de carga es sostenida sobre el período

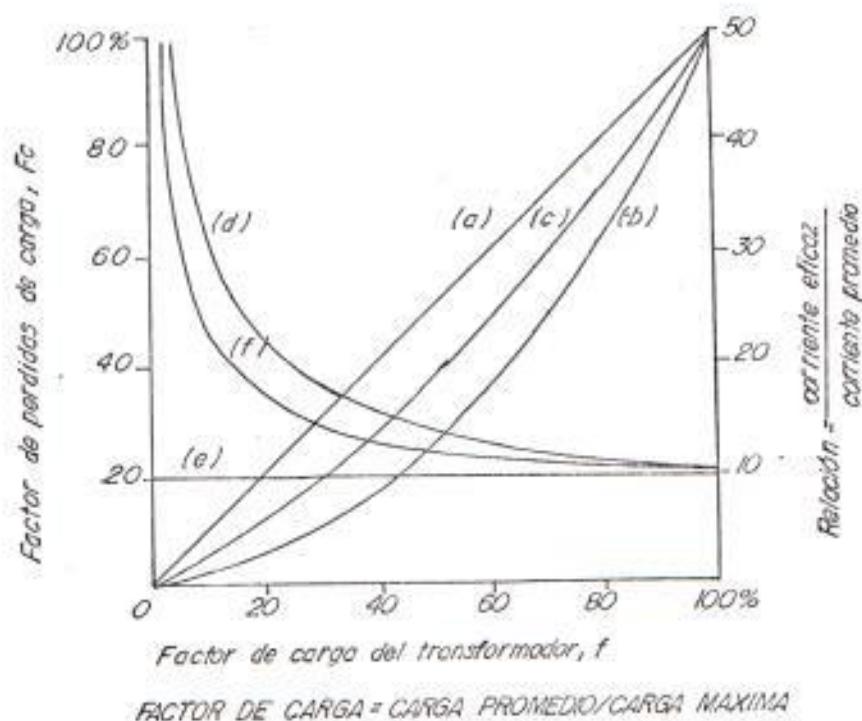


FIG. Nº 1.14. Curvas que muestran el efecto del factor de carga del transformador sobre el factor de carga de pérdidas y el factor de forma de la corriente.

Las pérdidas para un factor de carga producido como en el caso (a) son proporcionales al factor de carga.

Las pérdidas para un factor de carga producido como en el caso (b) son proporcionales al cuadrado del factor de carga.

Pérdidas para un factor de carga producido como en el caso (c) son proporcionales a la mitad de la suma del factor de carga y el cuadrado del factor de carga

Curva (a)  $F' = F$  (límite superior del factor de carga)

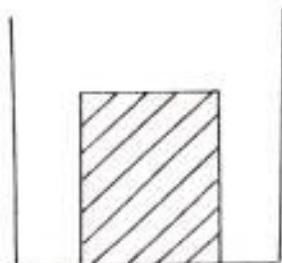
Curva (b)  $F' = \frac{F^2}{100}$  (límite inferior del factor de carga)

Curva (c)  $F' = \frac{1}{2}F + \frac{F^2}{100}$  (valores promedios típicos del factor de carga)

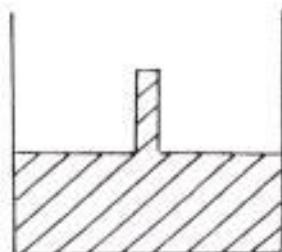
Curva (d)  $\frac{\text{Corr. R.M.S.}}{\text{Corr. Promed.}} = \frac{100}{F}$

Curva (e)  $\frac{\text{Corr. R.M.S.}}{\text{Corr. Promed.}} = 1.0$

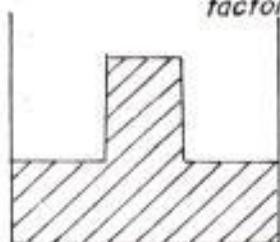
Curva (f)  $\frac{\text{Corr. R.M.S.}}{\text{Corr. Promed.}} = \frac{100 + F}{2F}$



*Carga máxima sostenida para una fracción de tiempo igual al factor de carga*



*Carga máxima momentánea relación de la carga equivalente fraccional sostenida al factor de carga*



*Carga promedio Típico*

**CONT. FIG N° 1.14 DIAGRAMAS EMPIRICOS CORRESPONDIENTE A LA CURVA PROMEDIO (C) SOLAMENTE**

total cubierto por el tiempo en consideración. La curva de carga típica con un factor de carga del 50% se muestra en los diagramas 1 y 2 de la figura No. 1.14. que ilustran esas condiciones.

Las curvas (a) y (b) ilustran los límites inferior y superior de la relación referida y las respectivas ecuaciones a las curvas dadas, son exactas. Entre esos límites es posible obtener cualquier valor para el factor de carga de pérdidas  $F_1$  para un valor del factor de carga del transformador  $F$ . La curva (c), la cual une la mitad entre las curvas (a) y (b), muestra la relación entre el factor de carga del transforma-

dor y el factor de carga de las pérdidas para la curva de carga promedio mostrada por el Diagrama 3 de la figura No. 1.14. La ecuación correspondiente a la curva (c) es empírica y difiere según la relación del factor de carga del transformador al factor de pérdida, variando de acuerdo a la forma de la curva (c). Para cualquier carga máxima dada, un factor de carga dado puede obtenerse con la curva de carga, teniendo la máxima carga sostenida una fracción de tiempo grande y una fracción de carga de pequeña magnitud sostenida durante un pequeño tiempo que se compara con la curva de carga típica promedio. De igual manera el mismo factor de carga puede ser obtenido con una curva de carga que tenga el mismo valor máximo sostenido por un periodo corto de tiempo comparado con el promedio típico y una fracción grande de carga de aquella promedio típica sostenida por una correspondiente longitud de tiempo grande.

Calculando los costos de las pérdidas de cobre a plena carga es importante tener en cuenta las pérdidas totales de cobre en todas las cargas involucradas en cada punto de la curva de carga considerando el hecho de que la relación entre

las pérdidas  $I^2 R$  y las pérdidas por Corriente de Eddy no son constantes a todas las temperaturas. Además, las variaciones de las pérdidas  $I^2 R$  y las pérdidas por Corriente de Eddy de sus valores respectivos a una carga total y temperatura están en direcciones opuestas. Osea, que mientras las pérdidas  $I^2 R$  aumentan al aumentar la temperatura las pérdidas por Corriente de Eddy disminuyen.

Los factores de carga de las pérdidas afectan considerablemente el costo capital y ocasionan una provisión adicional de la capacidad de planta para solventar el crecimiento de la carga.

El costo anual de las pérdidas de un transformador es mínimo cuando el costo anual de las pérdidas de hierro y de cobre son iguales.

## CAPITULO 2

### ANALISIS GENERAL DE LAS PERDIDAS EN VACIO

Las pérdidas del núcleo (o pérdidas de hierro) en equipos eléctricos, particularmente transformadores, son indeseables desde todo punto de vista, pues ellas representan una continua pérdida económica en el uso del equipo, y el diseño del mismo puede trazar formas de disipar el calor y limitar la elevación de temperatura a un valor en el cual no cause deterioro en el aislamiento.

Se explicará brevemente el concepto de dominio debido a que se utilizará con bastante frecuencia esta palabra.

Los materiales ferromagnéticos importantes están caracterizados por sus fuertes momentos magnéticos permanentes, incluso en ausencia de un campo  $B$  aplicado, Weiss postuló originalmente en 1907, y Better confirmó mucho después de manera experimental en fotomicrográ-

fias, que un material ferromagnético en un estado global no magnetizado en realidad consiste de muchos pequeños dominios esencialmente magnetizados totalmente, orientados al azar para cancelar el campo magnético neto. Se ha encontrado que los tamaños de los dominios van desde algunas micras hasta quizás un milímetro de ancho para muchos materiales ferromagnéticos.

Las pérdidas del núcleo no pueden ser eliminadas enteramente, se las puede minimizar a través del control de la estructura del dominio, el origen de las pérdidas es considerado en términos de reordenamientos fundamentales de las estructuras del dominio, y la manera en la cual las variables metalúrgicas, por ejemplo, tamaño de la textura, orientación, pureza, etc., afectan las pérdidas en el núcleo.

Las pérdidas que ocurren teóricamente en un transformador en vacío son las pérdidas de hierro, las pérdidas de cobre debido a la corriente en vacío que fluye en el devanado primario y las pérdidas de dieléctrico. En la práctica solamente las pérdidas de hierro son importantes en los transformadores y esas pérdidas son la suma de las pérdidas por Histéresis y por Corriente de Eddy las cuales son constantes para un voltaje

aplicado dado y no son afectadas por la carga del transformador. Las pérdidas dieléctricas son también función de los voltajes primario y secundario pero ellas varían ligeramente con la temperatura de los devanados y por la carga del transformador. Las pérdidas de cobre debido a la corriente en vacío son generalmente insignificantes e independientes de la carga para una excitación dada.

Las pérdidas medidas bajo condiciones de vacío en los transformadores consisten de: pérdidas por Corriente de Eddy y por Histéresis en las laminaciones del núcleo, las pérdidas  $I^2 R$  en los devanados debido a las corrientes en vacío, las pérdidas aisladas por Corriente de Eddy en las abrazaderas, pernos, etc. del núcleo, y en la estructura del núcleo, las pérdidas debido al flujo interlaminar (flujo que atravieza de una lámina a la próxima), y las pérdidas dieléctricas las cuales llegan a ser importante para los transformadores con voltajes que exceden los 50 kv.

La corriente de vacío en los transformadores de distribución, debido al tipo de construcción de las uniones y del devanado del núcleo usados a través de la industria, es generalmente cerca del 1% al 2% de la corriente promedio a plena carga. Las pérdidas  $I^2 R$

debido a esa corriente pueden ser consideradas insignificantes. Los transformadores de distribución no tienen voltajes cercanos a 50 kv y, por lo tanto, las pérdidas dieléctricas pueden ser insignificantes. Así, las pérdidas medidas en vacío durante las pruebas pueden asumirse que consisten esencialmente de pérdidas en el núcleo, por ejemplo, pérdidas por Corriente de Eddy y por Histéresis en las laminaciones del núcleo.

El criterio más importante del fabricante para el uso del acero en los transformadores es las pérdidas totales de potencia las cuales dependen del espacio entre las paredes del dominio y de su movilidad, los mismos que varían de acuerdo a: los efectos de la textura, las condiciones de esfuerzos y los defectos del material. La pérdida de potencia total bajo flujo alterno y condiciones de tensión aplicada cero puede ser dividida dentro de tres grandes tipos, las pérdidas estáticas de Histéresis, las pérdidas de Corriente de Eddy clásicas y las pérdidas anómalas. Este último tipo puede ser simplemente definido como las pérdidas que resultan después que las pérdidas de Histéresis estáticas y las pérdidas de Corriente de Eddy Clásica han sido sustraídas de las pérdidas de potencia total, como se observa en la figura No. 2.1.



*FIG. Nº 2.1. División de las pérdidas totales en los tipos que la constituyen*

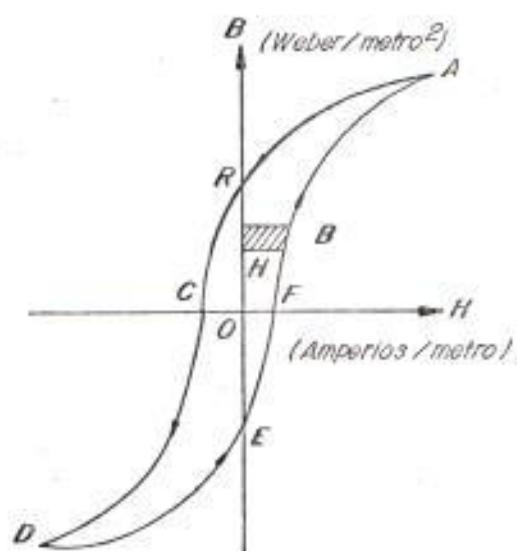
Las pérdidas por Corriente de Eddy son generalmente más altas que las calculadas en la teoría clásica. La suma de las pérdidas por Corriente de Eddy y de Histéresis es significativamente menor que las pérdidas medidas, la diferencia entre las pérdidas totales medidas y la suma de las pérdidas por Corriente de Eddy y por Histéresis calculada es calificada como pérdidas "anómalas". Podemos observar que el uso del nombre, pérdidas anómalas, es anacrónico puesto que estas pérdidas se las llama así debido a la carencia de conocimiento previo de las causas que las originan.

Las pérdidas anómalas reciben mucha atención puesto que pueden alcanzar el 50% de las pérdidas medidas en aceros de textura orientada.

## 2.1. PERDIDAS POR HISTERESIS

Si la fuerza de magnetización aplicada a una muestra ferromagnética se incrementa hasta la saturación y gradualmente se reduce de nuevo a cero, la curva de retorno B-H no se vuelve a trazar sobre la curva inicial, pero se unen en el extremo superior como se indica en la figura No. 2.2. Este retraso en la desmagnetización es consecuencia de inclusiones que impiden el movimiento de las paredes del dominio, este efecto es llamado Histéresis. El valor finito de B cuando H es cero, OR en la figura No. 2.2. es llamado la densidad de flujo residual (o remanente  $B_r$ ). Para desmagnetizar la muestra completamente, es necesario aplicar una fuerza de magnetización negativa representada por OC. Esta es llamada la fuerza coercitiva,  $H_c$ . Si la fuerza de magnetización se incrementa en esta dirección se obtiene la saturación en la dirección opuesta (Punto D en la figura No. 2.2.).

Si finalmente, la fuerza de magnetización es gradualmente reducida a cero, invertida, y se incrementa a su máximo valor en la dirección original, la curva DEFA se atrazará. La curva completa forma un lazo cerrado llamado lazo de histéresis. Se puede ver que tomando muestras a través de varios estados representados por este



*FIG. N° 2.2. Lazo típico de Histéresis para materiales ferromagnéticos.*

lazo, una fuerza magnetizante alternativa es requerida. Si esas alteraciones son mantenidas, y el valor máximo de  $B_m$  en la figura No. 2.2. es el mismo durante cada ciclo, la muestra continuará siguiendo la misma serie de cambios.

El lazo de histéresis puede ser considerado como

un diagrama indicador magnético. Durante cada ciclo, una cantidad de energía representada por el área encerrada por el lazo es consumida. Esto se muestra como sigue:

Suponer que la muestra es un anillo de circunferencia media,  $l$ , en metros, y área de sección transversal,  $A$ , en  $\text{m}^2$ . Asumir que una bobina de  $N$  vueltas esta devanada sobre la muestra. Si el valor de la corriente magnetizante en cualquier instante de tiempo,  $t$ , en segundos es,  $i$ , en amperios, la fuerza magnetizante  $H$  estará dada por la ecuación:

$$H = \frac{Ni}{l} \frac{\text{amp-vuelta}}{\text{metro}} \quad (2.1)$$

Si el valor de la inducción en el instante considerado es  $B$ , el voltaje inducido  $e$ , en la bobina es dada por la ecuación (2.2)

$$e = \frac{Nd\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \text{ volts} \quad (2.2)$$

donde:  $\phi$  = flujo

La corriente  $i$ , que fluye en ese instante será opuesta al voltaje inducido, por consiguiente, la potencia será puesta en orden de mantener el incremento en la corriente. Esta potencia

requerida es dada por la ecuación (2.3).

Potencia en cualquier instante:

$$e_i = 1 \text{ AH} \frac{dB}{dt} \text{ watts} \quad (2.3)$$

Trabajo hecho en el tiempo  $dt$ :

$$= 1 \text{ AH} \frac{dB}{dt} dt \quad \text{Joules} \quad (2.4)$$

Total de trabajo hecho en un ciclo:

$$= 1 \text{ A} \oint H dB \quad \text{Joules}$$

Se puede ver en la figura No. 2.2. que  $HdB$  es el área de una franja elemental de la curva B-H, y por lo tanto,  $\oint HdB$  (para un ciclo entero) es el área cerrada por el lazo. El volumen del anillo muestra es  $1\text{A}$ .

$$\frac{\text{Trabajo hecho}}{3 \text{ metro}} = \text{Area del lazo (Joules)}$$

## 2.2. PERDIDAS POR CORRIENTE DE EDDY

Un campo magnético variante en el tiempo en un conductor sólido, ferromagnético o no ferromagnético, produce un voltaje inducido en las cerca-

nias de cada camino cerrado que rodea las líneas de flujo magnético. Las corrientes que circulan en el conductor debido a esos voltajes son conocidas como Corrientes de Eddy, y resultan pérdidas por calor; que por lo general, son indeseables. En un esfuerzo para minimizar esas pérdidas en los transformadores, material magnético hecho de hojas o laminaciones son usados. Esas laminaciones están aisladas unas de otras y colocadas en paralelo al flujo. Las pérdidas por Corrientes de Eddy pueden ser calculadas usando la teoría clásica que se explica a continuación. Considerar un volumen elemental de una lámina de espesor  $t$ , en metros y profundidad de 1 mt cada una como se muestra en la figura No. 2.3. La densidad de flujo máximo,  $B_m$ , en la dirección mostrada es una pulsación sinusoidal con una frecuencia  $f$  en ciclos por segundo. El flujo a través del área limitada por el elemento diferencial sombreado es  $2 \times B_m$ . El voltaje inducido por la pulsación de flujo es dado por la ecuación:

$$e \text{ (instantaneo)} = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d}{dt} (2 \times B_m \sin \omega t)$$

$$E \text{ (RMS)} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f (2 \times B_m) \text{ volts}$$

La corriente en la franja  $dx$ , se muestra en la figura No. 2.3., es dada por la ecuación (2.5).

$$I = \frac{E}{\rho} = \frac{E dx}{2\rho} \quad (2.5)$$

Donde  $\rho$  es la resistividad eléctrica de la laminación del material en ohm-metro. La potencia  $P dx$ , disipada en el elemento diferencial  $dx$  es:

$$P dx = EI = \left( \frac{4\pi^2 f^2 B_m^2}{\rho} \right) x^2 dx$$

La potencia  $P$ , disipada en la laminación es:

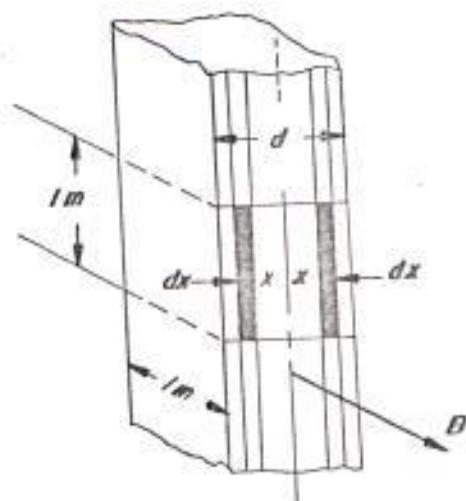


FIG. N.º 2.3. Cálculo de las pérdidas por corriente de Eddy

$$P = \int_0^{d/2} P \frac{dx}{dx} = \left( \frac{4\pi^2 f^2 B_m^2}{\rho} \right) \int_0^{d/2} x^2 dx$$

$$= \frac{\pi^2 f^2 B_m^2 t^3}{6\rho} \text{ watts}$$

y puesto que el volumen del elemento considerado es  $t$  en  $\text{mt}^3$  las pérdidas por Corriente de Eddy por unidad de volumen,  $P_{ec}$ , serán:

$$P_{ec} = \frac{(\pi^2 f^2 B_m^2 t^2)}{6\rho} \text{ watts/mt}^3 \quad (2.6)$$

Se nota que la pérdida por Corriente de Eddy es proporcional al cuadrado de la densidad  $d$ , de la laminación. Las pérdidas por Corriente de Eddy en las máquinas eléctricas son minimizadas por el uso de material laminado teniendo alta resistividad. El acero con silicon tiene una resistividad algunas veces más grande que las hojas de acero ordinario.

Si la curva cerrada B-H de un material ferromagnético laminado es obtenido con una fuerza magnetizante alterna, el área del lazo es igual a las pérdidas totales en el núcleo por unidad de volumen por ciclo. Estas pérdidas en el núcleo son

debido a la suma de las pérdidas por Corriente de Eddy y por Histéresis. Las pérdidas por Histéresis son proporcionales a la frecuencia y a la densidad de flujo máxima. Las pérdidas por Corriente de Eddy son proporcionales al cuadrado de la frecuencia, por lo menos en la teoría clásica.

### 2.3. PERDIDAS ANOMALAS

Se nota que las pérdidas por Corriente de Eddy clásica son calculadas asumiendo que el material es homogéneo y tiene permeabilidad constante, y el flujo penetra completamente en las laminaciones. Con el objeto de determinar los métodos de reducir estas pérdidas ha sido habitual separar las pérdidas totales medidas en las componentes de Corriente de Eddy y de Histéresis.

Las pérdidas totales por ciclo dibujadas frente a la frecuencia se muestran en la figura No. 2.1. Esto se obtiene midiendo la potencia de pérdidas sobre el rango de frecuencia de 20 a 1000 Hz y extrapolando la característica a la frecuencia cero. Las pérdidas por Corriente de Eddy clásica son calculadas por la ecuación (2.6). La suma de pérdidas por Histéresis extrapolada y el cálculo

de las pérdidas por Corriente de Eddy clásica es significativamente menor que las pérdidas medidas. La diferencia entre las pérdidas totales medidas y la suma de las pérdidas por Corriente de Eddy más las de Histéresis estimadas es llamada las pérdidas "anómalas". Un factor de anomalía,  $\eta$ , es definido en la ecuación (2.7) que expresa las pérdidas anómalas.

$$\eta = 1 + \frac{\text{Pérdidas anómalas}}{\text{Pérdidas por Corriente Eddy Clásica}} \quad (2.7)$$

El origen del exceso de las pérdidas anómalas ha sido atribuido a algunas causas:

- 1) La existencia de paredes de dominio y de ángulo de paredes de dominio.
- 2) Movimiento de las paredes del dominio, no sinusoidal, no uniforme y no repetitivo.
- 3) Falta de penetración del flujo e inclinación de las paredes del dominio.
- 4) Densidad de flujo no lineal y variación localizada de la densidad de flujo.
- 5) Interacción entre texturas, tamaño de la tex-

tura, orientación de la textura y efectos de la densidad de la muestra.

- 6) Nuclearización y aniquilación de las paredes del dominio.

### 2.3.1. La existencia de paredes de dominio y de ángulo de paredes de dominio

Las pérdidas por Corriente de Eddy son calculadas por las ecuaciones de Maxwell, asumiendo que el material es homogéneo y tiene una permeabilidad constante. Estas asunciones son correctas debido a la existencia de paredes en el dominio y a la naturaleza metalúrgica del material. El incremento de las pérdidas debido a la no aplicabilidad de las ecuaciones de Maxwell explican solamente parte de las pérdidas anómalas.

Estudios realizados demuestran que las paredes del dominio hacen un ángulo consistente con la superficie de la laminación debido a la orientación y a la energía de minimización requeridos, y estas restricciones modifican las pérdidas de

potencia.

2.3.2. Movimiento de las paredes del dominio, no sinusoidal, no uniforme y no repetitivo

La ocurrencia de inclusiones hacen que las paredes del dominio no se muevan sinusoidalmente, uniformemente en posición con el campo aplicado o de manera repetitiva a través del ciclo de magnetización, bajo condiciones de flujo sinusoidal.

Mediciones recientes del desplazamiento pico de las paredes a varios valores de la densidad de flujo pico aplicada, como se puede observar en la figura No. 2.4. se obtuvo como resultado que algunas paredes del dominio son golpeadas por parte del ciclo y compensadas por este movimiento no uniforme, otras paredes tienden a moverse después para satisfacer las condiciones de flujo aplicado. Las pérdidas de potencia son proporcionales al cuadrado de la velocidad del movimiento de las paredes del dominio y debido a eso pueden causar un incremento en las pérdidas de la potencia

total.

2.3.3. Falta de penetración del flujo y curvatura de las paredes del dominio

El hecho de que las paredes desaparezcan de la superficie del material antes que la saturación completa sea alcanzada es debi-

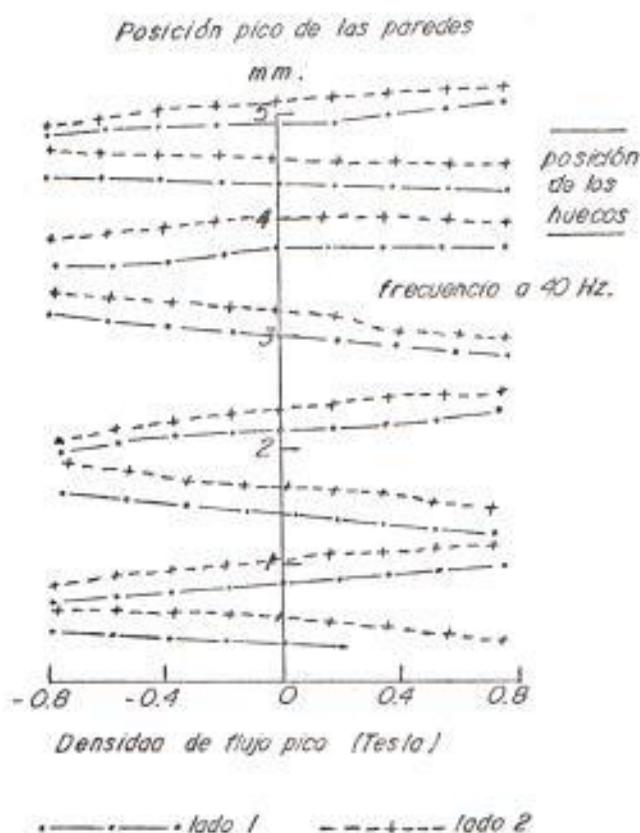


FIG. N.º 2.4. Posición pico de las paredes del dominio contra la densidad de flujo pico mostrando paredes en hueco

do a la curvatura de las paredes, como podemos observar en la figura No. 2.5. El verdadero grado de saturación magnética, se obtiene dividiendo la densidad de flujo pico, medida por la penetración de la bobina, ocasionada por la saturación de la densidad de flujo.

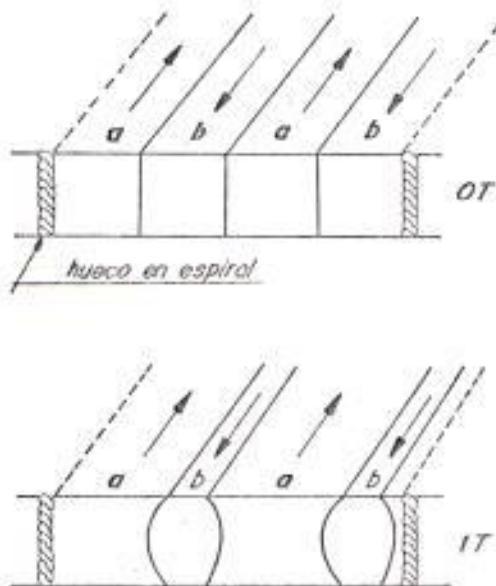


FIG. N<sup>o</sup> 2.5. Diagrama esquemático del fenómeno de curvatura de las paredes

El grado de curvatura de las paredes aumenta con la frecuencia y con la densidad de la muestra, lo cual está de acuerdo con la teoría de la falta de penetración del flujo.

#### 2.3.4. Densidad de flujo no lineal y variación localizada de la densidad de flujo

Se ha encontrado experimentalmente que la densidad de flujo localizada en una muestra varía no solamente en magnitud, fase y dirección sino también en su contenido armónico. El flujo en una muestra total puede ser en su valor total sinusoidal pero a su vez consiste de la suma de algunos flujos complejos; por lo que está sujeto a que esos flujos produzcan un alto valor de pérdidas de potencia que podrían ocurrir si el flujo fuera en todas partes sinusoidal como se asume en la predicciones teóricas de pérdidas de potencia.

#### 2.3.5. Interacción entre texturas, tamaño de la textura y efectos de la densidad de la muestra

A menudo se ha pensado que las pérdidas anómalas se deben a la iteración entre texturas próximas debido a que la variación de la orientación entre las texturas y el efecto de la desmagnetización causan

el valor del espacio de las paredes del dominio. Se ha encontrado que en el material bien orientado no hay discontinuidad en los espacios de los límites de la textura, y simplemente cambia de dirección de acuerdo a la orientación relativa de la textura adyacente, por lo tanto la extructura del dominio de cualquier textura en un grupo es dependiente en algún grado de la energía asociada con las texturas a su alrededor.

De predicciones teóricas, las pérdidas de potencia son proporcionales al espacio de las paredes del dominio el cual a su vez es proporcional al tamaño de la textura. El espacio de las paredes del dominio se ha encontrado que varía con la frecuencia y la densidad de la muestra. La forma de las pérdidas versus las características de la densidad está de acuerdo con la dependencia aproximada del espacio de las paredes del dominio versus la densidad de la muestra.

### 2.3.6. Nuclearización y aniquilación de las paredes del dominio

Hay evidencia experimental de que las paredes del dominio son nucleadas y destruidas a lo largo del ciclo de magnetización. Sin embargo, no es posible observar, usando el efecto de Kerr, el comportamiento de las paredes a densidad de flujo alta cuando es obvio que la mayoría de las paredes del dominio son eliminadas y re-nucleadas. Sin embargo mediciones recientes nos han mostrado que el factor de anomalía, incrementa con la densidad de flujo lo cual podría indicar que las pérdidas anómalas se deben a los cambios de energía extra requerida para la nuclearización y aniquilación de las paredes del dominio.

La causa principal de las pérdidas anómalas en el hierro-silicon de textura orientada es la existencia de paredes en el dominio y aproximadamente 75% de las pérdidas tienen este origen.

Por las causas expuestas anteriormente se debe corregir las pérdidas en vacío medidas bajo una base normalizada para comparación y evaluación de productos de diferentes fabricantes y diferentes condiciones de prueba.

Por lo general, la practica común divide las pérdidas en vacío dentro de pérdidas por Corriente de Eddy y por Histéresis.

La producción de pérdidas por Histéresis a pérdidas por Corriente de Eddy de un material dado, es una función de temperatura, frecuencia y densidad de flujo máxima Bm.

#### 2.4. ANALISIS DE LOS EFECTOS DE DISTORSION DE ONDA

Formas de onda sinusoidal o distorcionada del flujo magnético son comunes en la maquinaria eléctrica. Por ejemplo, en el núcleo de un transformador es posible que la forma de onda tenga una tercera armónica que contenga el 30% de la fundamental. Tales formas de onda presentan problemas, puesto que cuando se lleva a cabo el diseño de un trabajo es a menudo necesario cono-

cer con exactitud las pérdidas magnéticas producidas por ellas. Una predicción exacta es importante cuando esto se realiza puesto que una forma de onda distorsionada puede fácilmente producir pérdidas de hierro dos veces tan grande como el tamaño de una onda seno equivalente.

Cuando se mide las pérdidas en vacío del transformador, es posible que el voltaje aplicado pueda desviarse de la forma de onda sinusoidal. La causa de la distorsión del voltaje puede hacer remontar a la relación no-lineal de  $B$  y  $H$ , la cual produce corriente no-sinusoidal. La cantidad de la distorsión aumenta hasta valores de saturación que son aproximados, y también la impedancia del circuito de excitación aumenta.

La distorsión del flujo puede ser limitada automáticamente por el uso de las técnicas de Amplificador de retroalimentación, pero esto no siempre es practicable en una fábrica de producción de pruebas atmosféricas. Es necesario hacer una corrección apropiada de las pérdidas medidas con voltaje distorsionado. Como se describió en la sección anterior las pérdidas por Histéresis y Corrientes de Eddy son las únicas consideradas

importantes.

El cálculo de las pérdidas en materiales magnéticos para formas de onda de flujo distorsionado es bastante complejo. Algunos intentos han sido hechos en años recientes para convertir las pérdidas medidas bajo condiciones de excitación no sinusoidal a una base común de pérdidas bajo condiciones de excitación sinusoidal. Un informe analizado del trabajo de Asner, Nakata, Levers y Biringer, y Newbury es dado en la siguiente sección. El propósito es mostrar la complejidad de los problemas y no se quiere hacer un análisis completo.

#### 2.4.1. Análisis del Trabajo de Asner

Las pérdidas de Histéresis dependen solamente del valor pico de la densidad de flujo teniendo en cuenta que las pérdidas por Corriente de Eddy dependen del cuadrado de la densidad de flujo pico. La corrección de las pérdidas medidas llega a ser simple si el voltaje en vacío distorsionado es ajustado de manera que una porción de las pérdidas es hecha igual a

las pérdidas bajo voltaje sinusoidal. Manteniendo la densidad de flujo máxima con igual valor que bajo condiciones de voltaje sinusoidal, las pérdidas de Histéresis son igualadas en ambos casos.

Asumir un voltaje distorsionado con simples ceros en  $wt = 0$  y  $\pi$ . Formas de ondas con multiples ceros ocurre muy raramente en la práctica, y estos introducen lazos menores en los lazos de histéresis. Este análisis limita la onda de voltaje a una sin multiples ceros. La densidad de flujo,  $B$ , es dada como:

$$B = K \int v(wt) d(wt) \quad (2.8)$$

donde  $K$  es una constante de proporcionalidad.

En general, el voltaje distorsionado,  $v(wt)$ , de frecuencia angular fundamental,  $w$ , puede ser expresado en series de Fourier como:

$$v(wt) = V_1 \sin wt \pm V_3 \sin 3wt \pm \dots \dots \dots \\ \dots \pm V_{(2n+1)} \sin ((2n+1) wt) + \dots \quad (2.9)$$

Solamente armónicos impares aparecen debido a la simetría desviada del voltaje en vacío.

De la ecuación (2.8) la densidad de flujo puede ser escrita como:

$$B(\omega t) = K \left[ -V_1 \cos \omega t \pm \frac{V_3}{3} \cos 3\omega t \pm \dots \dots \pm \frac{V_{(2n+1)}}{(2n+1)} \cos ((2n+1)\omega t) \dots \right] \quad (2.10)$$

La magnitud del valor máximo,  $B_m$ , se encuentra resolviendo:

$$\frac{dB(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$$

y se obtiene para  $\omega t = \pi$

$$B_m = B_1 + \frac{B_3}{3} + \dots + \frac{B_{(2n+1)}}{(2n+1)} \quad (2.11)$$

El valor medio del voltaje distorsionado,  $V(\omega t)$  es:

$$V(\omega t) \Big|_{AVG} = \left| \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V(\omega t) d(\omega t) \right| = \frac{2}{\pi} \left\{ V_1 \pm \frac{V_3}{3} \dots \pm \frac{V_{(2n+1)}}{(2n+1)} + \dots \right\} \quad (2.12)$$

El valor medio de un voltaje sinusoidal  $V_0$   $\sin \omega t$  es:

$$V_0 / (\pi/2)$$

Si un voltaje sinusoidal tiene el mismo valor medio como el voltaje distorsionado de arriba, entonces la expresión del valor medio puede ser considerada equivalente:

$$V_0 / (\pi/2) = \frac{2}{\pi} \left\{ V_1 \pm \frac{V_3}{3} \dots \pm \frac{V_{(2n+1)}}{(2n+1)} \dots \right\} \quad (2.13)$$

Multiplicando por la constante de proporcionalidad,  $K$  tenemos:

$$B_0 = B_1 + \frac{B_3}{3} \dots + \frac{B_{(2n+1)}}{(2n+1)} + \dots \quad (2.14)$$

Donde  $B_0$  es la inducción máxima asociada con el voltaje sinusoidal.

Comparando las ecuaciones (2.11) y (2.14), se ve que la densidad de flujo máxima con voltaje sinusoidal es igual a la con voltaje distorsionado,  $B_0 = B_m$ . Así, ajustando el valor medio de la onda de voltaje distorsionado a la relación del valor medio, las pérdidas por histéresis son

determinadas correctamente.

Para obtener las pérdidas por Corriente de Eddy bajo excitación sinusoidal,  $P_{es}$ , la corrección puede ser aplicada a las pérdidas,  $P_{ed}$ , medida con voltaje distorsionado. Se ha probado que las pérdidas por Corriente de Eddy pueden ser representadas por una resistencia equivalente,  $R_e$ , y que ellas varían con el cuadrado del voltaje, con tal que la profundidad de penetración del flujo sea mayor que la densidad de la laminación. En el rango de las frecuencias de armónicas de interés, esta condición es siempre complicada; por lo tanto, las pérdidas por Corriente de Eddy bajo condiciones no-sinusoidales,  $P_{ed}$ , es:

$$P_{ed} = \frac{1}{R_e} \left[ V_1^2 + V_3^2 + \dots + V_{(2n+1)}^2 \right] = \frac{V_{RMS}^2}{R_e} \quad (2.15)$$

Con voltaje de excitación sinusoidal

$$P_{es} = \frac{V_o^2}{R_e} \quad (2.16)$$

En el cual  $V_{RMS}$  y  $V_o$  son los valores

RMS de los voltajes sinusoidal y distorsionado, respectivamente.

Bajo esas condiciones experimentales, solamente las pérdidas por Corrientes de Eddy medidas bajo condiciones de voltaje distorsionado necesitan corrección. La relación por unidad de pérdidas por Corrientes de Eddy y de Histéresis,  $P_1$  y  $P_2$  son determinadas independientemente de las ondas del seno en condiciones de excitación. Con la aproximación que aquellas son inalteradas, las pérdidas totales  $P_m$ , medidas con excitación distorsionada puede ser reducida a  $P$  bajo condiciones de onda seno como:

$$P = P_m \left[ P_1 + P_2 \frac{V_{\text{rms}}^2}{V_{\text{rms}}} \right] \quad (2.17)$$

#### 2.4.2. Análisis del Trabajo de Nakata

Asner estudia los efectos del factor de la forma de onda sobre las pérdidas de hierro experimentalmente. El factor de forma de onda define la forma de onda de voltaje.

Nakata, analiza la relación entre el factor de distorsión de la onda de flujo, y el efecto de la amplitud y magnitud de las armónicas sobre las características de lazo menor. Una fórmula es desarrollada la cual expresa la relación entre el factor de distorsión y las pérdidas de hierro.

El análisis de Asner es válido para desplazamiento de fase "cero" entre las componentes fundamentales y armónicas. Para una onda de flujo sinusoidal, la densidad de flujo máximo puede ser obtenida midiendo el voltaje promedio. Con solamente una componente de armónica, el enunciado de arriba guarda veracidad si el desplazamiento de fase entre la armónica y la fundamental es  $0^\circ$  o  $180^\circ$ . Para otros desplazamientos de fase, el enunciado de arriba no es verdadero. El efecto de la amplitud y el ángulo de fase de las ondas de armónicas sobre la densidad de flujo máximo, voltaje efectivo, factor de forma de la onda, factor de distorsión y la amplitud de lazo menor son analizados. El

resultado de las soluciones numéricas es presentado gráficamente. Condiciones para la generación del lazo menor son también presentadas.

La medición de las pérdidas de hierro basados en los datos de las pruebas de Epstein con la forma de onda de flujo distorsionado son suministrados para 4 condiciones experimentales:

- A) Experimento con la densidad de flujo máximo constante y el voltaje efectivo constante.

Bajo esta condición, las pérdidas de hierro totales producidas con una forma de onda de flujo distorsionado es la misma que la que se produce con flujo sinusoidal. La factibilidad y las condiciones requeridas para tener una forma de onda de flujo distorsionado son mostradas en el análisis.

- B) Experimento con la densidad de flujo máxima constante

Este experimento estudia la relación entre el voltaje efectivo y las pérdidas por Corriente de Eddy.

C) Experimento con el voltaje efectivo constante

El objetivo de este experimento es estudiar la relación entre la densidad de flujo máxima y las pérdidas de histéresis.

D) Experimento con el factor de amplitud de lazo menor constante

De los datos obtenidos en los experimentos de arriba (B) y (C), un método de separar las pérdidas de Histéresis y de Corriente de Eddy fué propuesto. Está basado en el hecho de que solamente las pérdidas por Corriente de Eddy varían en el experimento (B), y solamente las pérdidas por Histéresis varían en el experimento (C).

### 2.4.3. Análisis del trabajo de Lavers y Biringer

Lavers y Biringer han considerado dos componentes de las pérdidas totales, llamadas, una componente de Histéresis y una componente de Corriente de Eddy. La primera se asume que es independiente de la forma de onda distorsionada y depende solamente de la densidad de flujo pico. Las pérdidas por Corriente de Eddy en laminaciones magnéticas son analizadas usando el concepto de una capa de magnetización la cual se mueve a través de laminaciones. Las pérdidas anómalas no se incluyen en sus cálculos, pero no pueden ser ignoradas debido a que ellas forman gran parte de las pérdidas totales.

Cálculos hechos de las pérdidas de hierro considerando muestras del dominio y los resultados obtenidos, hacen que se considere una gran parte de las pérdidas anómalas. Las fórmulas derivadas de este análisis usualmente contienen dos términos distintos, uno en el cual la frecuencia es independiente y el otro de frecuencia

dependiente, el separar las pérdidas dentro de frecuencias dependiente e independiente se aplica a cualquier valor medido de pérdidas totales. Las pérdidas anómalas desaparecen al separarlas entre las dos partes. Tal separación es usada por Lavers y Biringer lo mismo que por otros.

Los efectos de la forma de onda de flujo distorsionado sobre las pérdidas de hierro son investigados por los autores usando aproximación semi-empírica para evitar el problema de las pérdidas "anómalas". Se asume que las componentes de las pérdidas por Corriente de Eddy y de Histéresis para condiciones de flujo sinusoidal son conocidas. Se asume que las pérdidas por Histéresis son solamente una función del valor pico del flujo,  $\Psi_p$ , sin considerar el contenido de la armónica de la forma de onda del flujo. Los efectos de las pérdidas de lazo menor son insignificantes. Un factor de corrección,  $P_{pu}$ , para pérdidas por Corriente de Eddy, es obtenido y dado por:

$$\frac{\text{Pérd. por Corr. de Eddy para el distorsionado } \psi_p}{\text{Pérd. de Corr. de Eddy sinusoidal para el mismo } \psi_p} \quad (2.18)$$

Soluciones usando la separación de superficies y métodos de diferencia finita que fueron desarrollados para las pérdidas con forma de onda de flujo distorsionado,  $\psi$  :

$$\psi = \sum_n \psi_n \sin (n\omega t + \gamma_n)$$

Las pérdidas normalizadas son creadas como una función de la forma de onda de flujo preescrito, e independiente de  $\psi_p$ . Los resultados también afirman que el flujo en una lámina delgada no es influenciado por los efectos de piel. Las pérdidas por Corriente de Eddy aumentan con el cuadrado del flujo armónico, sin tener en cuenta los efectos de saturación. Las pérdidas promedio por Corrientes de Eddy son obtenidas como:

$$P = (1/6\sigma) \sum_n (n\omega\psi_n)^2 \quad (2.19)$$

Donde P tiene unidades de vatios/metro<sup>3</sup>

La fórmula anterior no incluye los efectos de pérdidas anómalas. Las pérdidas de Corriente de Eddy por unidad son obtenidas

como:

$$P_{pu} = (\psi_1/\psi_p)^2 \sum_n (n\psi_n/\psi_1)^2 \quad (2.20)$$

Para una onda de flujo con solamente tres armónicas, la ecuación de arriba llega a ser:

$$P_{pu} = (\psi_1/\psi_p)^2 \left\{ 1 + (3\psi_3/\psi_1)^2 \right\} \quad (2.21)$$

Mientras  $\psi_1/\psi_p$  permanece constante, la ecuación (2.21) muestra que las pérdidas por unidad son independientes de  $\psi_p$  por segundo. Para el mismo valor de las componentes fundamental y armónica,  $\psi_1/\psi_p$  depende del ángulo de fase entre los dos. Las pérdidas por unidad dadas por la ecuación (2.20) pueden ser fácilmente calculadas. El valor de  $\psi_1/\psi_p$  ha sido determinado por la forma de onda del flujo.

Las pérdidas fueron medidas con excitación sinusoidal sobre láminas de 0.025" para frecuencias entre 60 y 660 Hz. Los datos fueron usados para separar las pérdidas por Histéresis y Corriente de Eddy para diferentes densidades de flujo. Entonces, las pérdidas fueron medidas con distorsión

de terceras armónicas de 15% a 30% en ángulos de fases de las armónicas de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  y  $180^\circ$ . Las pérdidas por Corriente de Eddy con flujo distorsionado son deducidas de esas mediciones. Factores de corrección calculados de la ecuación (2.21) son comparados con los obtenidos de mediciones. La figura No. 2.6. muestra los

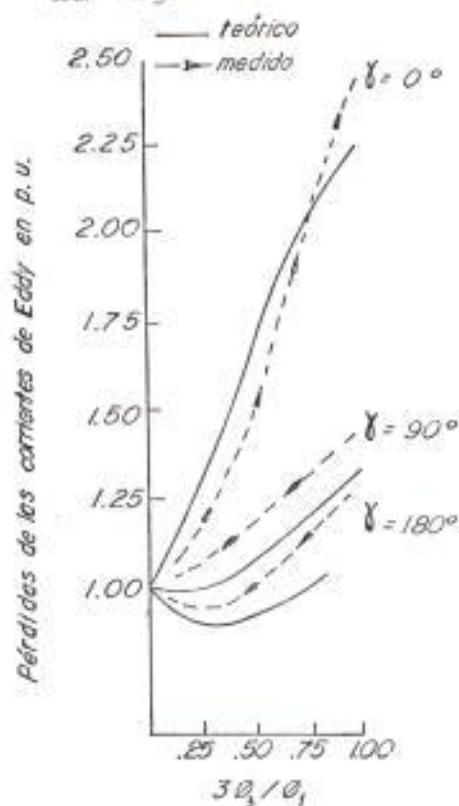


FIG. N° 2.6. Comparación de los valores medidos y estimados de las pérdidas por corriente de Eddy en par unidad.

factores de corrección medidos y calculados para distorsión de terceras armónicas para ángulos de fase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ , y  $180^\circ$ .

Note que las pérdidas aumentan notablemente cuando la tercera armónica y la fundamental están en fase (onda de flujo aplanaada).

#### 2.4.4. Análisis del trabajo de Newbury

Una aproximación semiempírica es usada por el autor para el análisis y la predicción de pérdidas en acero con silicio de formas de onda distorsionada. Las pérdidas anómalas no se incluyen en el análisis de Lavers y Biringer descrito en la sección anterior. Como se indicó anteriormente estas pérdidas podrán ser un gran porcentaje de las pérdidas totales.

En este análisis, las pérdidas están divididas dentro de dos partes: 1)  $W_i$ , la parte independiente de la frecuencia, y 2)  $W_d$ , la parte dependiente de la frecuencia. Las pérdidas totales se representan como sigue:

$$\begin{aligned}
 W &= W_i + W_d \\
 &= W_i + k \sum_1^{\infty} f(n B_n) \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

donde  $k$  es una constante que depende de los parámetros de las láminas,  $f$  es la frecuencia fundamental,  $n$  es el número de armónicos, y  $B_n$  es la magnitud de la  $n$ -ésima armónica.

La frecuencia independiente de las pérdidas,  $W_i$ , tiene similar comportamiento a los valores de pérdidas de Histéresis encontrados por mediciones D.C.  $W_i$  depende solamente de  $B_p$  (densidad de flujo pico), y no es afectada por la forma de la onda. Esta ignora el lazo menor de histéresis el cual puede ocurrir. Cálculos de la frecuencia dependiente de las pérdidas,  $W_d$ , de los campos de muestra resultan en una fórmula cuyas variables básicas son las mismas como en la fórmula clásica para pérdidas por Corriente de Eddy. Las constantes son diferentes.

La ecuación (2.22) puede ser simplificada. El término  $KfB_n^2$  representa  $W_d$  para un valor de densidad de flujo de  $B_n$  y puede ser escrita como  $W_d n$ . Sustituyendo en la ecuación (2.22) da:

$$W = W_i + \sum_{n=1}^{\infty} n^2 W_{dn}$$

$$= W_i + W_{d1} + 9W_{d3} + 25W_{d5} + \dots$$

Esta es la fórmula final, e insertando valores convenientes de  $W_i$  y  $W_{dn}$ , las pérdidas para forma de onda distorsionada pueden ser pronosticadas.

Dos métodos para determinar las constantes,  $W_{dn}$ , se describen a continuación. En el primer método, la relación expresada en la ecuación (2.23) es utilizada:

$$W_{dn} = KfB_n^2 \quad (2.23)$$

Puesto que esto muestra que  $W_{dn}$  es proporcional a la densidad de flujo al cuadrado, si un valor de  $W_d$  es conocido para una densidad de flujo particular, la constante de proporcionalidad puede ser calculada. Esto, entonces, puede ser usado para calcular los valores de  $W_d$  para otras densidades de flujo. Por ejemplo, si  $W_d$  para  $B_p = 1.5$  tesla es conocido, la componente de terceras armónicas podrá ser dada por:

$$W_{d3} = (W_d \text{ para } B_p = 1.5 \text{ tesla}) (B_3/1.5)^2$$

Solamente un valor de  $W_d$  es necesario. Sin embargo, este método hace bastantes asunciones de barrido como que las pérdidas a frecuencia dependiente son directamente proporcional tanto a la frecuencia como a la densidad de flujo al cuadrado.

En el segundo método, todos los términos dentro del sumatorio podrían ser obtenidos de mediciones directas de las frecuencias de armónicas y fundamental.

Las pérdidas fueron medidas con una distorsión del 10% en las terceras armónicas solamente, y con el ángulo de fase variando entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$ . Estos datos están presentados en la figura No. 2.7. con valores medidos y valores calculados de las fórmulas previas. Las pérdidas son mostradas hasta alcanzar un máximo en un ángulo de fase de  $180^\circ$ . La conversión aquí es que el ángulo de fase es cero cuando el pico de la armónica y la fundamental coinciden. Así, las pérdidas mostradas tienen un máximo de tope liso en las ondas de flujo.

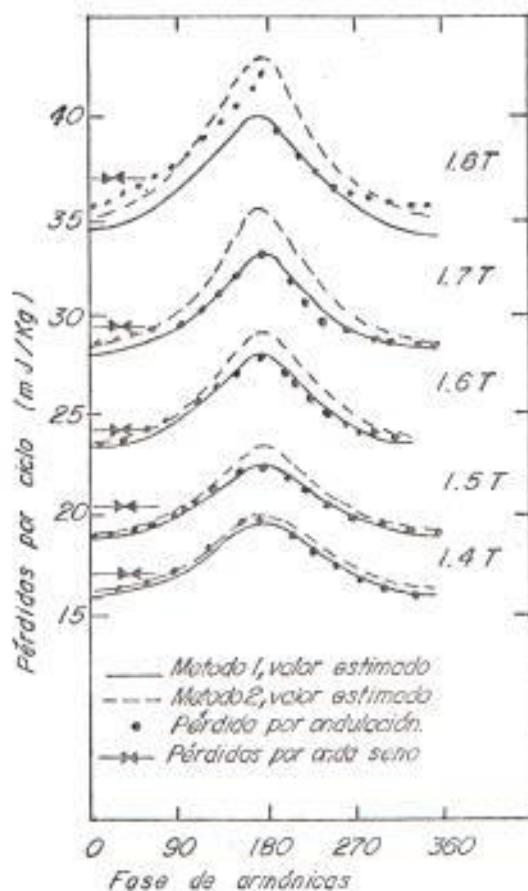


FIG. N<sup>o</sup> 2.7. Comparación de valores medidos y estimados de pérdidas de hierro producidas por un flujo no-sinusoidal

## 2.5 EFECTO DE LA TEMPERATURA EN LAS PERDIDAS EN VACIO

Un experimento realizado en un reciente estudio demuestra los efectos que la temperatura tiene sobre las pérdidas en las propiedades de los aceros con silicon. En este experimento Epstein muestra 12 millas de granos regulares de acero

orientado (RGO), 12 millas de alta permeabilidad de acero (HGO), y 9 millas de RGO probados en las temperaturas de  $20^{\circ}$  a  $200^{\circ}$ C. Las pérdidas de Histéresis,  $P_h$ , de todas las muestras de Epstein tienen una dependencia de la temperatura insignificante, decreciendo ligeramente a temperaturas mayores a los  $100^{\circ}$ C. Las pérdidas totales en el núcleo por Corriente de Eddy y las pérdidas resultantes de las muestras de Epstein decrecen con el incremento de la temperatura. Esto puede ser atribuido al incremento de la resistividad eléctrica en el núcleo de acero.

Las pruebas de las pérdidas en vacío fueron llevadas a cabo sobre un número de transformadores de distribución los cuales variaban entre los 10 y 50 KVA. De los resultados se obtiene que las pérdidas varían inversamente con la temperatura.

## 2.6 METODOS PARA LA SEPARACION DE LAS PERDIDAS DE VACIO

Para propósitos de la separación de las pérdidas, se asume que un transformador con pérdidas en vacío consiste de un núcleo de acero eléctrico con pérdidas de Histéresis y pérdidas por Corriente de

Eddy (Corriente de Eddy clásica además de las pérdidas anómalas). Cuatro distintos métodos de medición han sido desarrollados para separar las pérdidas en vacío y son:

Método de las dos frecuencias

Método del factor de forma.

Método de la temperatura.

Método por histéresis D.C.

Los métodos de las dos frecuencias, del factor de forma, y de histéresis D.C. son técnicas clásicas de separación. El método de la temperatura es propuesto como una técnica adicional nueva para separar las pérdidas en vacío.

Todos los métodos de separación de las pérdidas involucran dos juegos de mediciones de las pérdidas en vacío. Las pérdidas en vacío son medidas a dos diferentes frecuencias, dos diferentes factores de forma para la forma de onda del voltaje de excitación, dos diferentes temperaturas, excitación DC y AC. Todos los métodos asumen que las pérdidas serán separadas en un estado operante de inducción pico, frecuencia de operación, temperatura, y bajo excitación sinusoidal.

### 2.6.1. Método de las dos frecuencias

El método de las dos frecuencias puede ser usado para separar las pérdidas en vacío de un transformador dentro de las componentes de pérdidas por Histéresis y pérdidas por Corriente de Eddy haciendo ciertas asunciones como la manera en la cual las componentes de las pérdidas en vacío varían con la frecuencia y haciendo mediciones de las pérdidas en vacío a dos diferentes frecuencias. Esas asunciones son:

- 1) Las pérdidas de Histéresis varían linealmente con la frecuencia para una inducción pico operante constante.
- 2) Las pérdidas por Corriente de Eddy varían linealmente con el cuadrado de la frecuencia para una inducción pico operante constante.
- 3) El voltaje de excitación es sinusoidal.
- 4) La temperatura del transformador es constante e igual a  $T_0$ , temperatura refe-

rencial en la cual la separación de las pérdidas ha sido hecha.

Considerando las asunciones indicadas arriba permite la formulación de las siguientes ecuaciones:

$$P(f_1) = P_1(f_0) \frac{f_1}{f_0} + P_2(f_0) \frac{f_1^2}{f_0^2} \quad (2.24)$$

$$P(f_2) = P_1(f_0) \frac{f_2}{f_0} + P_2(f_0) \frac{f_2^2}{f_0^2} \quad (2.25)$$

donde:

$P(f_1)$  = Pérdidas totales en vacío medidas a frecuencia  $f_1$  y temperatura  $T_0$  (watts).

$P(f_2)$  = Pérdidas totales en vacío medidas a frecuencia  $f_2$  y temperatura  $T_0$  (watts).

$P_1(f_0)$  = Pérdidas de Histéresis referidas a frecuencia  $f_0$  y temperatura  $T_0$  (watts).

$P_2(f_0)$  = Pérdidas por Corriente de Eddy referidas a frecuencia  $f_0$  y temperatura  $T_0$  (watts).

$f_1 =$  Frecuencia a la cual las pérdidas totales en vacío  $P(f_1)$  son medidas (hertz).

$f_2 =$  Frecuencia a la cual las pérdidas totales en vacío  $P(f_2)$  son medidas (hertz).

$f_o =$  Frecuencia a la cual la separación de las pérdidas es deseada (hertz).

$T_o =$  Temperatura del transformador a la cual las pérdidas son medidas (C).

Resolviendo las ecuaciones (2.24) y (2.25) simultáneamente para las pérdidas de Histéresis  $P_1(f_o)$  y pérdidas de Corriente de Eddy  $P_2(f_o)$  da:

$$P_1(f_o) = \frac{f_o^2 (f_1^2 P(f_2) - f_2^2 P(f_1))}{f_1 f_2 (f_1 - f_2)}$$

$$P_2(f_o) = \frac{f_o^2 (f_2^2 P(f_1) - f_1^2 P(f_2))}{f_1 f_2 (f_1 - f_2)}$$

$P_1(f_o)$  y  $P_2(f_o)$  pueden ser corregidas a cantidades por unidad dividiendo por su

suma así:

$$P1(f_0)p.u = \frac{P1(f_0)}{P1(f_0) + P2(f_0)}$$

$$\frac{f_1^2 P(f_2) - f_2^2 P(f_1)}{(f_0 f_2 - f_2^2) P(f_1) - (f_1 f_0 - f_1^2) P(f_2)}$$

$$P2(f_0)p.u = \frac{P2(f_0)}{P1(f_0) + P2(f_0)}$$

$$\frac{f_0 f_2 P(f_1) - f_0 f_1 P(f_2)}{(f_0 f_2 - f_2^2) P(f_1) - (f_1 f_0 - f_1^2) P(f_2)}$$

#### 2.6.2. Método del factor de forma

El método del factor de forma puede ser usado para separar las pérdidas en vacío del transformador, midiendo las pérdidas en vacío cuando el transformador es excitado con voltajes que tienen diferentes factores de forma. El factor de forma en este método es definido como la relación del valor de voltaje (RMS) medido por un voltímetro cuyo tipo de respuesta es RMS, y el valor de voltaje promedio (AVG) medido por un vol-

timetro con tipo de respuesta AVG. El factor de forma del voltaje de excitación puede variarse cambiando la impedancia efectiva entre la fuente de excitación y el transformador bajo prueba.

En cada prueba, el voltaje suministrado está sujeto a que la lectura del voltímetro que mide valores (AVG) (equilibrada para forma sinusoidal y equivalente) sea igual al voltaje promedio. Los factores de forma de los voltajes aplicados son medidos para cada valor de impedancia variable.

Las asunciones usadas en el método de factor de forma son:

- 1) Las pérdidas de Histéresis son independientes de la forma de onda del voltaje de excitación, si la forma de onda del voltaje no contiene más que su número normal de ceros por ciclo.
- 2) Las pérdidas por Corriente de Eddy se asumen que varían con el cuadrado de la lectura RMS del voltaje.

3) La frecuencia fundamental,  $f_0$ , del voltaje de excitación y la temperatura del núcleo,  $T_0$ , permanecen constantes.

4) La inducción pico operante permanece constante.

De esas asunciones el siguiente conjunto de ecuaciones pueden ser escritas:

$$P(k_1) = P_1 + k_1 P_2 \quad (2.26)$$

$$P(k_2) = P_1 + k_2 P_2 \quad (2.27)$$

donde:

$P(k_1)$  = Pérdidas totales en vacío medidas con un valor RMS de voltaje de excitación  $V_{RMS1}$  (Watts).

$P(k_2)$  = Pérdidas totales en vacío medidas con un valor RMS de voltaje de excitación  $V_{RMS2}$  (Watts).

$k_1$  = Valor del factor de forma cuando  $P(k_1)$  es medido.

$k_2$  = Valor del factor de forma cuando  $P(k_2)$  es medido.

$P_1 =$  Componente de las pérdidas de Histéresis (Watts).

$P_2 =$  Pérdidas de Corriente de Eddy bajo excitación sinusoidal (Watts).

Resolviendo las ecuaciones (2.26) y (2.27) simultáneamente para  $P_1$  y  $P_2$  dan:

$$P_1 = \frac{k_2 P(k_1) - k_1 P(k_2)}{k_2 - k_1}$$

$$P_2 = \frac{P(k_1) - P(k_2)}{k_2 - k_1}$$

En término de cantidades por unidad las pérdidas de Histéresis,  $P_{1pu}$ , y las pérdidas por Corriente de Eddy,  $P_{2pu}$  son:

$$P_{1pu} = \frac{P_1}{P_1 + P_2} = \frac{k_2 P(k_1) - k_1 P(k_2)}{(k_2 - 1)P(k_1) - (k_1 - 1)P(k_2)}$$

$$P_{2pu} = \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{P(k_1) - P(k_2)}{(k_2 - 1)P(k_1) - (k_1 - 1)P(k_2)}$$

### 2.6.3. Método de la Temperatura

El tercer método que puede ser usado para la separación de las pérdidas involucra

medir las pérdidas en vacío de un transformador cuando el núcleo del transformador está a diferentes temperaturas. Las asunciones usadas en el método de la temperatura son:

- 1) Las pérdidas de Histéresis son independientes de la temperatura.
- 2) La resistividad eléctrica del acero del núcleo aumenta linealmente con la temperatura.
- 3) Las pérdidas por Corriente de Eddy varían inversamente con la resistividad eléctrica.
- 4) El coeficiente de temperatura de la resistividad eléctrica del núcleo de acero,  $\alpha$  ( $1/^\circ\text{C}$ ), es conocida a  $20^\circ\text{C}$ .
- 5) La inducción pico operante permanece constante.

Basado en las asunciones de arriba las ecuaciones resultantes serán:

$$P(T1) = P1 + P2(T0) \frac{(1/\alpha + T0 - 20)}{(1/\alpha + T1 - 20)} \quad (2.28)$$

$$P(T2) = P1 + P2(T0) \frac{(1/\alpha + T0 - 20)}{(1/\alpha + T2 - 20)} \quad (2.29)$$

donde:-

$P(T1)$  = Pérdidas totales en vacío medidas en el núcleo a temperatura  $T1$  (Watts).

$P(T2)$  = Pérdidas totales en vacío medidas en el núcleo a temperatura  $T2$  (Watts).

$\alpha$  = Coeficiente de temperatura de resistividad ( $1/^\circ\text{C}$ ).

$T1$  = Temperatura del núcleo cuando  $P(T1)$  es medida ( $^\circ\text{C}$ ).

$T0$  = Temperatura referencial a la cual  $P1$  y  $P2$  van a ser determinadas ( $^\circ\text{C}$ ).

$P1$  = Componentes de las pérdidas de Histéresis.

$P2(T0)$  = Componentes de las pérdidas por Corriente de Eddy a una tempera-

tura referencial  $T_0$  (Watts).

Resolviendo las ecuaciones (2.28) y (2.29) simultáneamente para las pérdidas por Histéresis,  $P_1$ , y por Corriente de Eddy,  $P_2(T_0)$ , da:

$$P_1 = \frac{\frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} P(T_2) - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)} P(T_1)}{\frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)}}$$

$$P_2(T_0) = \frac{P(T_2) - P(T_1)}{\frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)}}$$

Convirtiendo las pérdidas de Histéresis,  $P_1$ , y las pérdidas por Corriente de Eddy,  $P_2(T_0)$ , en por unidad da:

$$P_{1pu} = \frac{P_1}{P_1 + P_2(T_0)} =$$

$$P_1 = \frac{\frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} P(T_2) - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)} P(T_1)}{\left| 1 - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)} \right| P(T_1) - \left| 1 - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} \right| P(T_2)}$$

$$P_{2pu} = \frac{P_1}{P_1 + P_2(T_0)} =$$

$$P_1 = \frac{P(T_1) - P(T_2)}{\left| 1 - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_2 - 20)} \right| P(T_1) - \left| 1 - \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T_1 - 20)} \right| P(T_2)}$$

#### 2.6.4. Método de Histéresis DC

La separación de las pérdidas puede también ser llevada a cabo midiendo la componente de las pérdidas de Histéresis directamente de los datos de lazo de histéresis. El lazo de histéresis, como se muestra en la figura No. 2.2., es formado por la excitación del núcleo a muy baja frecuencia, aproximándose a DC, por lo tanto casi las Corrientes de Eddy no se generan para producir pérdidas extras.

La energía entregada al material por unidad de volumen es igual al área contenida dentro del lazo de histéresis. Para calcular las pérdidas de Histéresis por excitación DC el volumen del material del núcleo  $V$ , puede conocerse, así como la frecuencia,  $f_0$ , a la cual la separación de las pérdidas

es hecha. La inducción pico operante de la excitación AC puede hacer que la inducción máxima del lazo de histéresis DC mantenga las equivalentes pérdidas por ciclo.

Sin embargo, las pérdidas de Histéresis AC pueden ser calculadas de los datos del lazo de histéresis así:

$$P_1 = \frac{A}{BH} V f_o$$

donde:

A = Área contenida dentro del lazo de  
BH

histéresis (joules/metro<sup>3</sup>)

V = Volumén del núcleo (metro<sup>3</sup>)

f<sub>o</sub> = Frecuencia de excitación AC (hertz).

P<sub>1</sub> = Componente del lazo de histéresis  
(watts).

Para determinar la componente de las pérdidas por Corriente de Eddy, P<sub>2</sub>, las pérdidas en vacío son medidas a frecuencia, f<sub>o</sub>, y en el estado de inducción pico operante. La componente de la Corriente de Eddy es entonces simplemente la diferencia entre las pérdidas en vacío y las pérdidas

de Histéresis medidas de los datos del lazo de histéresis, esto es,

$$P_2 = P - P_1$$

donde:

$P$  = Pérdidas totales medidas en vacío (watts).

$P_1$  = Componente de las pérdidas de Histéresis (watts).

$P_2$  = Componente de las pérdidas por Corriente de Eddy (watts).

La conversión en por unidad es simplemente:

$$P_{1pu} = \frac{P_1}{P}$$

$$P_{2pu} = \frac{P_2}{P}$$

## 2.7. METODO DE CORRECCION DE LAS PERDIDAS EN VACIO

Basado en las asunciones de que las pérdidas en vacío en los transformadores pueden describirse como las pérdidas por Histéresis y por Corrientes de Eddy en el núcleo de acero, se pueden desarro-

llar métodos de corrección de los valores de las pérdidas medidas en vacío como se describe a continuación brevemente:

2.7.1. Método de corrección de las pérdidas en vacío para una onda seno básica

Las pérdidas en vacío son corregidas por medio de la siguiente ecuación:

$$P = \frac{P_m}{P_1 + kP_2}$$

donde:

P = Pérdidas en vacío (watts) corregida a una onda seno básica.

P<sub>m</sub> = Pérdidas en vacío medidas en la prueba.

P<sub>1</sub> = Pérdidas de Histéresis en por unidad.\*

P<sub>2</sub> = Pérdidas de Corriente de Eddy en por unidad.\*

\* Si un valor del porcentaje actual de las pérdidas de Histéresis y Corriente de Eddy no es aprovechable, las normas ANSI

sugieren que pueden ser asumidas igual asignando a cada una un valor de 0.5 por unidad.

$$k = \frac{E_r^2}{E_a}$$

donde:

$E_r$  = Voltaje medido por un voltmetro en R.M.S.

$E_a$  = Voltaje medido por un voltmetro promedio.

Según estudios de las normas ANSI las variaciones de temperaturas ordinarias no influyen matemáticamente en las pérdidas en vacío.

#### 2.7.2. Método Alternativo

Un método de corrección desarrollado para corregir los valores de pérdidas en vacío medidos a algunas temperaturas,  $T_1$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), para cualquier temperatura referencial,  $T$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), típicamente,  $85^{\circ}\text{C}$ , con tal que la división de las pérdidas por Histéresis y

por Corriente de Eddy se conozcan a una misma temperatura,  $T_0$  ( $^{\circ}\text{C}$ ). Los resultados de las pruebas en las muestras de Epstein y las pruebas en el núcleo devanado de los transformadores de distribución demuestran la relación inversa entre las pérdidas en el núcleo del transformador y la temperatura. Las pruebas de Epstein también demuestran que la componente de las pérdidas de Histéresis en las pérdidas en vacío varía insignificanamente con la temperatura; por lo tanto se asume constante para los propósitos de esta corrección. El método de corrección desarrollado incluye los efectos tanto de la distorsión de la forma de onda del voltaje aplicado y de la temperatura. Las pérdidas en vacío de un transformador,  $P(T)$  (Watts), corregidas a una temperatura referencial,  $T$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), y la distorsión de la forma de onda del voltaje aplicado corregido se asume que está compuesto de pérdidas de Histéresis,  $P_h$  (Watts), y pérdidas por Corriente de Eddy sinusoidal,  $P_{es}(T)$  (Watts), referida a una temperatura,  $T$  ( $^{\circ}\text{C}$ ):

$$P(T) = P_h + P_{es}(T)$$

Asumiendo una relación inversa entre las pérdidas por Corriente de Eddy y la temperatura (debido al incremento lineal en la resistividad del núcleo de acero con respecto a la temperatura), las pérdidas en vacío pueden ser escritas en términos de las pérdidas por Corriente de Eddy a una misma temperatura,  $T_0$  ( $^{\circ}\text{C}$ ) como:

$$P(T) = P_h + P_{es}(T_0) \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T - 20)} \quad (2.30)$$

donde  $\alpha$  ( $1/^{\circ}\text{C}$ ), es el coeficiente de temperatura de la resistividad de volumen del núcleo de acero referido a  $20^{\circ}\text{C}$ .

Dividiendo el término para  $P(T_0)$ , el cual es las pérdidas en vacío bajo excitación sinusoidal referida a una temperatura  $T_0$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), la ecuación (2.30) puede ser escrita:

$$P(T) = \frac{P_h}{P(T_0)} + \frac{P_{es}(T_0)}{P(T_0)} \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T - 20)} P(T_0) \quad (2.31)$$

En general, las pérdidas en vacío son medidas a una temperatura  $T$ , con un vol-

taje no-sinusoidal aplicado. El método de corrección de esas pérdidas para condiciones de referencia normal mostradas aquí asume que las pérdidas de Histéresis permanecen constantes como una función de la temperatura y que las pérdidas de Histéresis bajo condiciones sinusoidales y no-sinusoidales son las mismas, la densidad de flujo máxima es la misma en ambas condiciones. Con esas asunciones, las pérdidas en vacío medidas pueden ser escritas así:

$$P_m(T_1) = P_h + P_{ed}(T_1)$$

donde  $P_{ed}(T_1)$  es la pérdida por Corriente de Eddy bajo condiciones no-sinusoidales a temperatura  $T_1$  ( $^{\circ}\text{C}$ ).

Las pérdidas en vacío medidas,  $P_m(T_1)$ , pueden ser re-escritas en términos de las pérdidas por Corriente de Eddy sinusoidal,  $P_{es}(T_1)$  (watts), referida a una temperatura,  $T_1$  ( $^{\circ}\text{C}$ ), y sus pérdidas de Histéresis,  $P_h$ , utilizando la lectura de los voltímetros de respuesta AVG y RMS, se obtiene  $E_a$  y  $E_r$  (Volts) respectivamente.

$$P_m(T1) = P_h + P_{es}(T1) \left( \frac{E_r}{E_a} \right)^2 \quad (2.32)$$

Dividiendo ambos lados de la ecuación (2.32) para  $P(T_0)$ , resolviendo para  $P(T_0)$  y notando que:

$$P_{es}(T1) = P_{es}(T_0) \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T1 - 20)}$$

Se tendría:

$$P(T_0) = \frac{P_m(T1)}{\frac{P_h}{P(T_0)} + \frac{P_{es}(T_0)}{P(T_0)} \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T1 - 20)} \frac{E_r}{E_a}} \quad (2.33)$$

$$k = \left( \frac{E_r}{E_a} \right)^2 \quad (2.34)$$

Combinando las ecuaciones (2.31) y (2.33),  $P(T)$  puede ser escrita como:

$$P(T) = \frac{P_h}{P(T_0)} +$$

$$\frac{P_{es}(T_0)}{P(T_0)} \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T - 20)} \frac{P_m(T1)}{\frac{P_h}{P(T_0)} + \frac{k P_{es}(T_0)}{P(T_0)} \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T1 - 20)}}$$

Ahora, definiendo P1 como las pérdidas de Histéresis por unidad a temperatura, T<sub>0</sub> (°C), P2 como las pérdidas por Corriente de Eddy a una temperatura T<sub>0</sub>, así:

$$P1 = \frac{Ph}{P(T_0)}$$

$$P2 = \frac{Pes(T_0)}{P(T_0)}$$

La ecuación (2.34) puede reescribirse como sigue:

$$P(T) = P1 + P2 \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T - 20)} \frac{Pm(T1)}{P1 + kP2 \frac{(1/\alpha + T_0 - 20)}{(1/\alpha + T1 - 20)}} \quad (2.35)$$

La ecuación (2.35) es la forma final de la corrección donde T<sub>0</sub> es la temperatura en la que la división de las pérdidas por Corriente de Eddy y de Histéresis es determinada. T<sub>1</sub> es la temperatura en la cual las pérdidas en vacío son medidas. y T es una temperatura referencial normal, típicamente es 85°C.

La figura No. 2.8. ilustra la magnitud de

los factores de corrección para una temperatura referencial,  $T_1$  de  $85^\circ\text{C}$  donde  $k$  igual a 1.0,  $T_0$  igual a  $20^\circ\text{C}$ , y  $\alpha$  igual a  $0.001$  ( $1/^\circ\text{C}$ ), el cual es el coeficiente de re-

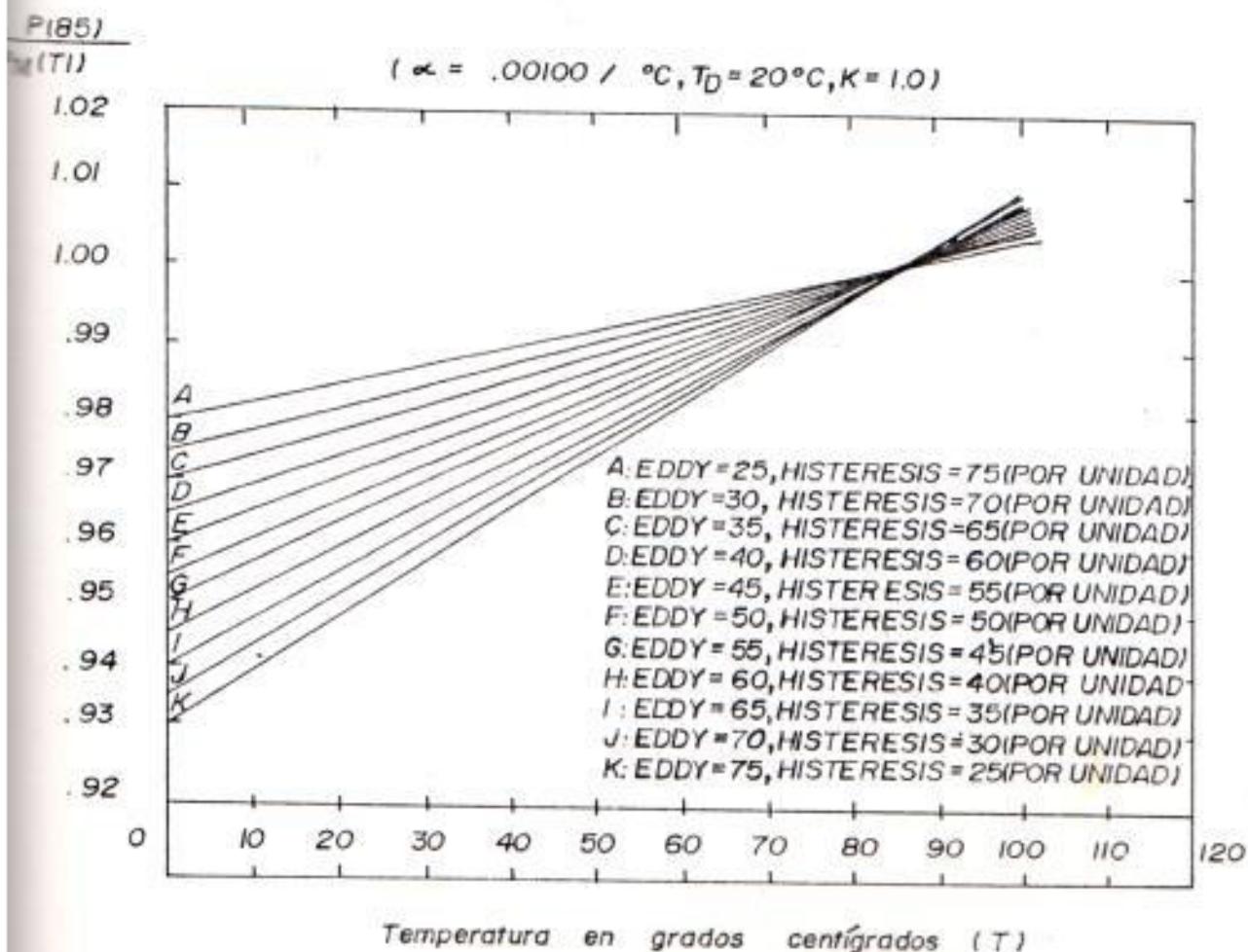


FIG. N° 2.8 FACTOR DE CORRECCION DE TEMPERATURA DE PERDIDAS EN VACIO

sistividad de temperatura típico para hojas de grano orientado.

El método de corrección de temperatura desarrollado puede ser aplicado y comparado a los resultados de las muestras en las pruebas de Epstein. Una tabulación de los factores de corrección desde 20 °C hasta 100 °C es mostrada en la Tabla II usando datos de las pérdidas por Histéresis y por Corriente de Eddy medidos a 20 °C. El error promedio cuando comparamos resultados medidos con resultados calculados por medio del método de corrección es de 0.29 por ciento con una desviación normal de 1.32 por ciento.

T A B L A No. II

COMPARACION DE VALORES MEDIDOS Y CALCULADOS POR EL METODO DE CORRECCION DE TEMPERATURA PARA MUESTRAS DE EPSTEIN CON  
 $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $T_1 = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $T = 100\text{ C}$ ,  $k = 1$ ,  $\alpha = 0.001\text{ }1/^{\circ}\text{C}$

EPSTEIN EJEMPLO	B (T)	P1	P2	P(100) P(20) (Med.)	P(100) P(20) (Cal.)	Error Relativo (%)
9 Mil RGD	1.0	0.3404	0.6596	0.9362	0.9511	1.59
9 Mil RGD	1.5	0.3824	0.6176	0.9502	0.9543	0.43
9 Mil RGD	1.7	0.4403	0.5597	0.9686	0.9585	-1.04
12 Mil RGD	1.0	0.2975	0.7025	0.9298	0.9479	1.95
12 Mil RGD	1.5	0.3624	0.6376	0.9564	0.9528	-0.38
12 Mil RGD	1.7	0.3836	0.6164	0.9735	0.9543	-1.97
12 Mil HGD	1.0	0.1850	0.8150	0.9251	0.9396	1.57
12 Mil HGD	1.5	0.2008	0.7992	0.9337	0.9408	0.76
12 Mil HGD	1.7	0.2441	0.7559	0.9465	0.9440	-0.26

## CAPITULO 3

### PRUEBA EN VACIO DE LOS TRANSFORMADORES DE DISTRIBUCION

Las pérdidas en vacío es la cantidad de potencia consumida por el transformador cuando es energizado con un voltaje, pero sin carga conectada.

#### 3.1. PROCEDIMIENTOS EXPERIMENTALES

Las pruebas en vacío de los transformadores de Distribución se las puede realizar tanto en los transformadores monofásicos como en los trifásicos; aquí se describe la manera de hacerlo en cada uno de ellos aunque las pruebas experimentales sólo se harán en los transformadores monofásicos, ya que en nuestro medio por lo general los transformadores de Distribución dan servicio en forma monofásica. También se hablará de las pruebas de Epstein que se las realiza para conocer las pérdidas totales en el núcleo.

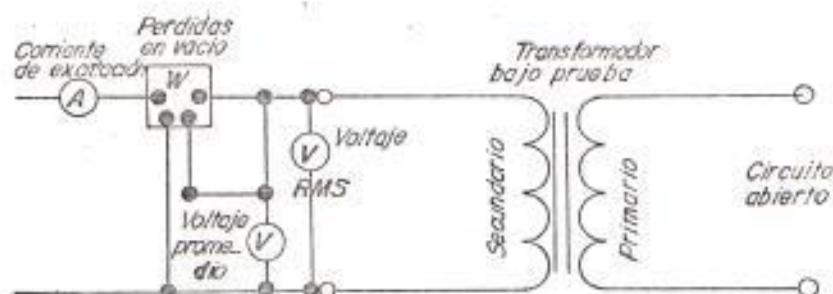
### 3.1.1. Prueba de las Pérdidas en Vacío en los Transformadores de Distribución Monofásicos

Para medir pérdidas en vacío, un devanado del transformador, (usualmente el secundario) es energizado con voltaje primario, y el otro devanado está abierto. Un vatímetro en el devanado energizado mide las pérdidas, y dos voltímetros, uno que da respuesta promedio, y el otro que da respuesta R.M.S., se usan para medir el voltaje aplicado al devanado energizado.

Dos voltímetros son requeridos debido a que las pérdidas en vacío son muy sensitivas a la forma de onda del voltaje de prueba, esto es, diferentes formas de onda dan como resultado diferentes valores de pérdidas. Las normas ANSI requieren que las pérdidas en vacío se determinen basándose en un voltaje de onda seno, además, recomienda que el método del voltímetro promedio (el cual requiere tanto un voltímetro que dé respuesta promedio y otro R.M.S.) se usa para corregir las pérdidas

en vacío medidas con una onda seno base.

Refiriéndose a la Figura No. 3.1. la cual ilustra las conexiones de prueba.



**FIG. N° 3.1.** Conexión del equipo utilizado para medir las pérdidas en vacío

Procedimientos para determinar las pérdidas en vacío:

1. Conectar el equipo de prueba al secundario del transformador para realizar la prueba.
2. Poner a tierra los terminales de alta tensión del transformador. Ellos estarán energizados.
3. Aplicar voltaje secundario nominal al transformador, el voltímetro que da

respuesta promedio dará el valor determinado.

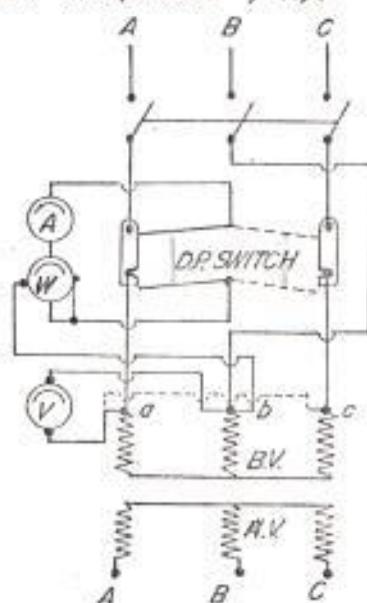
4. Se registrará el voltaje indicado en el voltímetro que dá respuesta R.M.S.
5. Las pérdidas son registradas por el vatímetro.
6. Corregir las pérdidas relacionandolas con pérdidas de una onda seno básica.

### 3.1.2. Prueba de las pérdidas en Vacío de los Transformadores de Distribución Trifásicos

La conexión para realizar esta prueba se la muestra en la figura No. 3.2. En este diagrama se puede observar que el voltaje es aplicado al devanado de bajo voltaje mientras que el devanado de alto voltaje está en circuito abierto y la bobina de voltaje del vatímetro está conectada al lado de la bobina del transformador de corriente. El método de los dos vatímetros es empleado para medir las pérdidas en vacío en un transformador trifásico, en

este método las conexiones son cambiadas de una fase del transformador a cualquier otra por medio de un interruptor de doble polo. Cerrando el interruptor de doble

*Pruebas de operación y tipo*



**FIG. N° 3.2.** Método de los dos vatímetros utilizado para medir las pérdidas de hierro y la corriente de vacío

polo sobre la fase A se coloca el amperímetro y la bobina de corriente del vatímetro en serie con esta fase. La bobina del voltaje del vatímetro y el voltímetro son conectados sobre las fases A y B. Cuando el doble interruptor es cerrado sobre la fase C, el amperímetro y la bobina de corriente del vatímetro están en serie con esta fase, y la bobina de vol-

taje del vatímetro y el voltímetro se conectarán a través de las fases B y C. Las lecturas del vatímetro, amperímetro y voltímetro son anotadas. Estas lecturas completan la prueba y las pérdidas totales de hierro es la suma algebraica de la lectura de los dos vatímetros.

La corriente en vacío es dada por la lectura obtenida del amperímetro en cada fase. Las pérdidas de hierro son las mismas si se las mide en el lado de alto voltaje, pero obviamente la aplicación del voltaje al devanado de bajo nivel es más conveniente.

Las conexiones dadas y el procedimiento expuesto son exactamente los mismos cualesquiera que sean las conexiones de interfase de los devanados del transformador. Para transformadores monofásicos las pérdidas de hierro se obtienen simplemente por la lectura de un vatímetro.

Para todo transformador excepto aquellos que tienen bajo voltaje en los devanados

primario y secundario esta prueba es llevada a cabo con el transformador sumergido en su tanque de aceite. Si el voltaje de bajo nivel es superior a 1000 V, se requerirán los instrumentos del transformador y la observación hecha anteriormente se aplica igualmente.

Para hacer esta prueba es generalmente aconsejable energizar el devanado de bajo voltaje por dos razones; primero, el voltaje del lado de baja tensión es más fácil de obtener, y segundo, la corriente en vacío es suficientemente grande para una lectura conveniente.

El voltaje suministrado puede ser variado ya sea variando la excitación del alternador o usando un regulador de inducción. Un resistor variable en serie con el devanado del transformador no debería ser usado para ajustar el voltaje debido al efecto que produce sobre la forma de onda del voltaje y las pérdidas de hierro del transformador.

Las pérdidas de hierro, a menudo, son las mismas si se miden en cualquiera de los dos devanados. Estas pérdidas en vacío actualmente comprenden las pérdidas de hierro incluyendo las pérdidas dispersas debido a la corriente de excitación, las pérdidas por dieléctrico y las pérdidas  $I^2 R$  debido a la corriente de excitación.

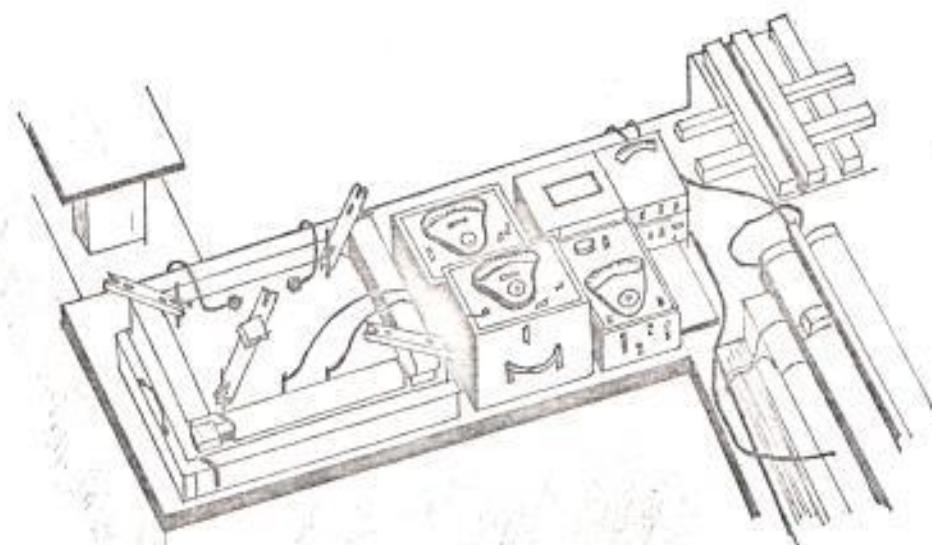
En la práctica las pérdidas debido a la resistencia de los devanados puede ser insignificante.

Para transformadores normales, excepto transformadores trifásicos sin devanados conectados en delta, el voltaje debería ser determinado por un instrumento que nos dé el valor medio de la onda de voltaje entre líneas pero su escala debe medir los valores R.M.S. de la onda sinusoidal que tiene el mismo valor medio.

### 3.1.3. Prueba de Epstein

En la figura No. 3.3. se puede ver el dispositivo de Epstein usado en el ensayo

comercial. Está constituido de manera que el primario y el secundario estén colocados uno sobre otro a lo largo de cuatro secciones solenoidales largas dirigidas según los lados de un cuadrado. La longitud del devanado de cada una de las secciones es de 42 cm y las bobinas están devanadas sobre soportes de sección cuadrada cuyas dimensiones interiores son 4 x



*FIG. N° 3.3. Aparato Epstein para pérdidas en el núcleo del Laboratorio de Medidas Eléctricas del Massachusetts Institute of Technology*

4 cm. El secundario de 150 espiras por sección es devanado uniformemente en primer lugar sobre toda la longitud del so-

porte y luego se devana encima el primario de igual número de espiras. Los cuatro devanados primarios se conectan en serie sumando sus efectos, y los cuatro secundarios se conectan en forma similar.

Las muestras para ensayo consisten en 10 Kg. de tiras de acero de 50 cm. de longitud y 3 cm. de anchura. Estas tiras se apilan constituyendo pilas de 2.5 Kg. cada una, formando cuatro paquetes que hay que colocar en el interior de los solenoides.

La mitad de las tiras se cortan con su longitud paralela a la dirección de laminación y la otra mitad perpendicular a ésta. Las muestras iguales se colocan en lados opuestos del cuadrado. Si hay que utilizar el acero en aplicaciones tales como los transformadores spirakore e hipersil, en los que la dirección del grano juega un papel importante en la acción del dispositivo, deberán cortarse todas las tiras de manera que en el ensayo el flujo tenga la misma relación con la dirección del laminado que en el producto acabado.

En la figura No. 3.4. puede verse el esquema de conexiones para este ensayo de pérdidas en el núcleo. Los primarios del dispositivo de Epstein se designan con la letra P y los secundarios con S. Para el ensayo a 60 Hz, el generador debe poder suministrar una onda de tensión sinusoidal variable hasta unos 160 V. a 60 Hz. La tensión debe ser ajustable, debiendo intercalarse para el ajuste un autotransformador de baja impedancia. Si existiera alguna posibilidad de variar la frecuencia, deberá conectarse en paralelo con la línea, un frecuencímetro F.

El amperímetro A mide la intensidad eficaz de la corriente que pasa por el primario.

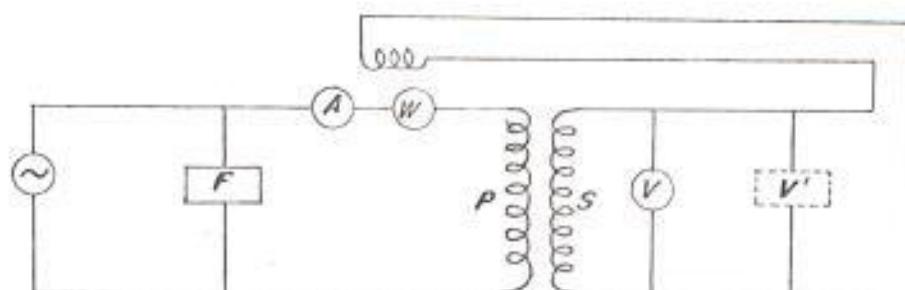


FIG. N° 3. 4. Esquema de conexiones para el ensayo de pérdidas en el núcleo de Epstein

Esta corriente del primario es la corriente de excitación del transformador y no es sinusoidal. Si las formas de las ondas del flujo en el núcleo y de la fuerza electromotriz inducida en los devanados ha de ser sinusoidal, las caídas de tensión  $IZ$  en el generador y en los cables de conexión entre generador y primario deben mantenerse bajas. Cumpliéndose estas condiciones, la tensión eficaz inducida en el secundario es una medida de la inducción magnética máxima en el núcleo según indica la ecuación (3.1).

$$\phi_{\max} = \frac{E}{4.44 f N} \quad (3.1)$$

$$E = 4.44 N f \phi_{\max} = 4.44 N f A B_{\max} \quad (3.2)$$

$\phi_{\max}$  = Flujo máximo.

$E$  = Valor eficaz de la fuerza electromotriz.

$N$  = Número de espiras.

$f$  = Frecuencia.

$A$  = Área de la sección transversal.

$B_{\max}$  = Inducción magnética máxima.

Supongase, por ejemplo, que hay que realizar una medida de pérdida en el núcleo a 60 Hz. con una inducción magnética máxima de 1 Tesla en una muestra de acero al silicio al 4%. El área de la sección recta del acero,  $6.5 \text{ cm}^2$  se obtiene dividiendo la masa total de 10000 g por la densidad,  $7.5 \text{ g/cm}^3$  y por la longitud total del núcleo, 200 cm. El valor máximo requerido de la inducción magnética se obtendrá en la muestra cuando el voltímetro V señale una tensión eficaz de

$$E = 4.44 \times 600 \times 60 \times 6.5 \times 10^{-4} \times 1 = 103.8 \text{ V.}$$

La pérdida total en el núcleo viene ahora indicada por el vatímetro, y su lectura en vatios, las pérdidas medidas por el instrumento se la divide para la masa de la muestra (10 Kg) y el resultado da en vatios por kilogramo. Para una inducción magnética distinta, puede deducirse la lectura necesaria de V a partir de la ecuación (3.2) y en el vatímetro se lee la pérdida correspondiente.

El área de la sección recta de la muestra debe calcularse en la forma indicada anteriormente, tomándose para los aceros con un contenido de silicio no superior a un 2% una densidad de  $7.7 \text{ g/cm}^3$  y una densidad de  $7.5 \text{ g/cm}^3$  si el contenido de silicio supera el 2%.

A menudo no es posible crear una variación sinusoidal de inducción magnética en la muestra, sea por no disponer de un generador de onda sinusoidal de capacidad adecuada, o sea porque la inducción magnética conveniente para el ensayo es tan elevada que exige una corriente de excitación muy intensa. Cuando se deforma la onda de la inducción magnética, el valor eficaz de la fuerza electromotriz inducida no mide el valor de  $B_{\text{max}}$ . En estas condiciones puede utilizarse otro tipo de voltímetro, llamado a veces voltímetro de flujo.

El voltímetro de corriente continua mide el valor medio, este instrumento utilizado junto con un rectificador de onda completa constituye un voltímetro de flujo satis-

factorio. Para emplearlo en el ensayo de Epstein, se conecta en paralelo con el voltímetro de tensiones eficaces indicado en la figura No. 3.4. con la línea de trazos y se calibra para que señale lo mismo que el instrumento para tensiones eficaces cuando la onda es sinusoidal. Cuando no lo sea, el instrumento señalará  $1.11 e$ , ya que 1.11 es el factor de forma, o razón de la tensión eficaz a la tensión media para una onda sinusoidal; si la onda de flujo no es sinusoidal, la lectura  $V$  del voltímetro de tensiones eficaces es mayor que la lectura  $V'$  del voltímetro de flujo. El factor de forma de la onda de flujo es 1.11 multiplicado por la razón  $V/V'$ .

Las bobinas de intensidad de los instrumentos utilizados en este ensayo deben tener una resistencia extraordinariamente baja y las bobinas de tensión deben tener una resistencia muy elevada a fin de que no puedan consumir demasiada potencia. El vatímetro debe de ser del tipo de factor de potencia bajo.

### 3.2. SEPARACION DE LAS PERDIDAS DE HISTERESIS Y DE CORRIENTE DE EDDY

En las pruebas de rutina de un transformador no es necesario separar las componentes de las pérdidas de Histéresis y Corriente de Eddy del circuito magnético, pero para investigar o para propósitos investigativos o para cualquier corrección de las pérdidas de hierro, considerando el voltaje aplicado no sinusoidal, tal procedimiento puede ser requerido. Las pruebas pueden ser separadas gráficamente o por cálculos, haciendo uso de los resultados de las pruebas a varias frecuencias. Generalmente, se hacen pruebas de pérdidas para tres frecuencias, como, 25, 50 y 60 Hz. Todas estas pruebas son llevadas a cabo a las frecuencias requeridas y a densidad de flujo constante. Los dos métodos son los siguientes:

#### 3.2.1. Gráficamente

Este método se ilustra en la figura No. 3.5. Las pérdidas medidas son convertidas dentro de las pérdidas de energía total por ciclo dividiendo la potencia total

para la frecuencia, y los resultados son entonces trazados versus la frecuencia respectiva. Los resultados graficados

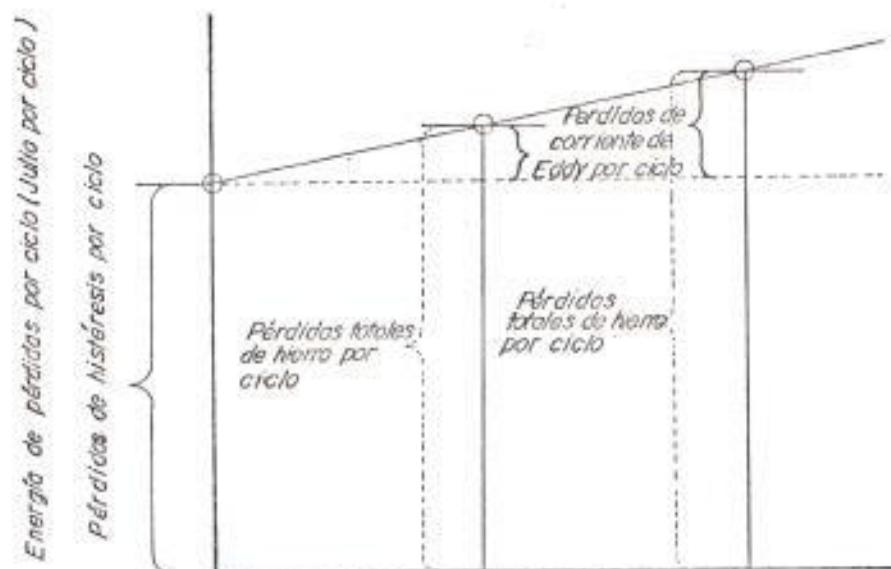


FIG. N° 3.5. Método gráfico de la separación de las pérdidas de histéresis y de corriente de Eddy

serán una línea recta, interceptando el eje vertical como se muestra. La relación del valor ordinario en el eje vertical (por ejemplo a frecuencia cero) al valor ordinario a cualquier otra frecuencia da la relación de las pérdidas de Histéresis por ciclo a las pérdidas de hierro totales medidas por ciclo a esa frecuencia, y las pérdidas de hierro por ciclo en vatios pueden entonces ser determinadas. En

potencia a frecuencias y densidad de flujo normal el acero laminado en frío tiene una relación de pérdidas de Histéresis a pérdidas por Corriente de Eddy en por unidad.

### 3.2.2. Cálculos

Es conocido que las pérdidas de Histéresis son constantes por ciclo, y que, sin embargo, las pérdidas de Histéresis a cualquier frecuencia varían directamente con la frecuencia, las pérdidas de Corriente de Eddy varían con el cuadrado de la frecuencia. Si las pérdidas totales de hierro son medidas a dos diferentes frecuencias y a un voltaje aplicado con densidad de flujo constante, este es un método comparativamente simple para separar las pérdidas de hierro dentro de sus partes constitutivas. La relación entre pérdidas de hierro totales  $P_f$  y frecuencia  $f$  puede ser escrita como:

$$P_f = fP_h + f^2 P_e \quad (3.3)$$

donde  $P_h$  y  $P_e$  son las pérdidas de Histéresis y las pérdidas por Corriente de Eddy

respectivamente. Ahora, suponiendo que las pruebas de las pérdidas de hierro son hechas a 25 Hz y 50 Hz y que las pérdidas totales de hierro son  $P_{f25}$  y  $P_{f50}$  respectivamente. Entonces de la ecuación (3.3).

$$P_{f50} = 50P_h + 2500P_e \quad (3.4)$$

$$P_{f25} = 25P_h + 625P_e \quad (3.5)$$

Multiplicando la ecuación (3.5) por 2 y substrayendo el resultados de la ecuación (3.4) eliminando  $P_h$  y  $P_e$  puede ser determinado, así:

$$P_e = \frac{P_{f50} - 2 P_{f25}}{1250}$$

Sustituyendo el valor de  $P_e$  en las ecuaciones (3.4) o (3.5) entonces  $P_h$  puede ser determinado a una frecuencia relevante.

### 3.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

#### 3.3.1. Pruebas en vacío

Para realizar las pruebas en vacío de los transformadores de Distribución monofási-

cos, que son los que se utilizan en nuestro medio, se hacen las conexiones indicadas en la figura 3.1., con la diferencia de que en la figura constan dos voltímetros, uno que mide voltaje promedio y otro voltaje R.M.S., en la práctica sólo se utiliza un voltímetro que mida valores promedio, pues para obtener un voltaje R.M.S. lo que se hace es dividir el voltaje promedio para  $\sqrt{2}$ , osea:

$$V_{R.M.S.} = \frac{V_{prom}}{\sqrt{2}}$$

Los transformadores a los cuales se les realizó la prueba son los que se encuentran en existencia en los patios de EMELGUR y todos han sido construidos por la fábrica ECUATRAN.

Una vez realizadas las conexiones se procede a tomar las mediciones al grupo de transformadores, obteniendose como resultado la Tabla III, las dos últimas columnas de esta tabla son datos teóricos que se los obtiene de la siguiente manera:

$$P = V I$$

donde: P es dada en vatios; V en voltios e I en amperios. Despejando I, resulta la corriente nominal;

$$I = \frac{P}{V}$$

y de esta manera se forma la 5ta. columna, para conocer el porcentaje que representa la corriente en vacio con respecto a la corriente nominal tenemos:

$$\% = \frac{I_0}{I_n} \times 100$$

Con los valores que se obtienen de esta manera se forma la 6ta. columna, como se puede ver en esta columna la corriente en vacio se encuentra entre los valores cercanos al 1% y el 3% de la corriente nominal, teóricamente este es el rango en que debe estar la corriente en vacio; por lo tanto los datos experimentales coinciden con la teoría.

T A B L A III

PERDIDAS Y CORRIENTES EN VACIO DE TRANSFORMADORES DE  
DISTRIBUCION MARCA ECUATRAN DE DIFERENTES CAPACIDADES  
 $f = 60 \text{ Hz}$

CAPAC. (KVA)	VOLT. (Vol)	CORR. (Amp)	POTEN. (Watt)	CORR.NOM. (Amp)	PORCEN. *(%)
3.0	120.0	0.400	17.8	25.000	1.600
5.0	240.0	0.420	23.0	20.833	2.016
5.0	240.0	0.360	24.0	20.833	1.728
5.0	240.0	0.382	24.0	20.833	1.834
5.0	240.0	0.420	24.2	20.833	2.016
5.0	240.0	0.420	24.6	20.833	2.016
5.0	240.0	0.444	25.2	20.833	2.131
5.0	240.0	0.430	25.4	20.833	2.064
10.0	240.0	0.510	34.0	41.667	1.224
10.0	240.0	0.502	35.8	41.667	1.205
10.0	240.0	0.626	36.8	41.667	1.502
10.0	240.0	0.584	37.4	41.667	1.402
10.0	240.0	0.660	37.9	41.667	1.584
10.0	240.0	0.750	38.0	41.667	1.800
15.0	240.0	0.632	44.6	62.500	1.011
15.0	240.0	0.640	48.0	62.500	1.024
15.0	240.0	0.916	50.0	62.500	1.466
15.0	240.0	0.990	52.0	62.500	1.584
15.0	240.0	0.980	54.2	62.500	1.568
25.0	240.0	0.960	55.0	104.167	0.922
25.0	240.0	1.010	59.0	104.167	0.970
25.0	240.0	1.560	64.0	104.167	1.498
25.0	240.0	2.220	73.0	104.167	2.131
37.5	240.0	1.350	95.0	156.250	0.864
37.5	240.0	1.800	96.0	156.250	1.152
37.5	240.0	1.750	97.0	156.250	1.120
37.5	240.0	2.050	100.0	156.250	1.312
50.0	240.0	2.400	148.0	208.333	1.152
50.0	240.0	2.600	152.0	208.333	1.248
50.0	240.0	4.060	168.0	208.333	1.949

\* Porcentaje de la Corriente en vacio con respecto a la corriente nominal.

### 3.3.2. Separación de las pérdidas en vacio

En la sección 3.2.2. se habla de la separación de las pérdidas realizando pruebas

a dos diferentes frecuencias, para ejecutar esta prueba se utiliza la máquina KATD la cual se la hace generar a diferentes frecuencias, de dos fases de esta máquina se conecta el transformador que en este caso es de 3 KVA, se utiliza para

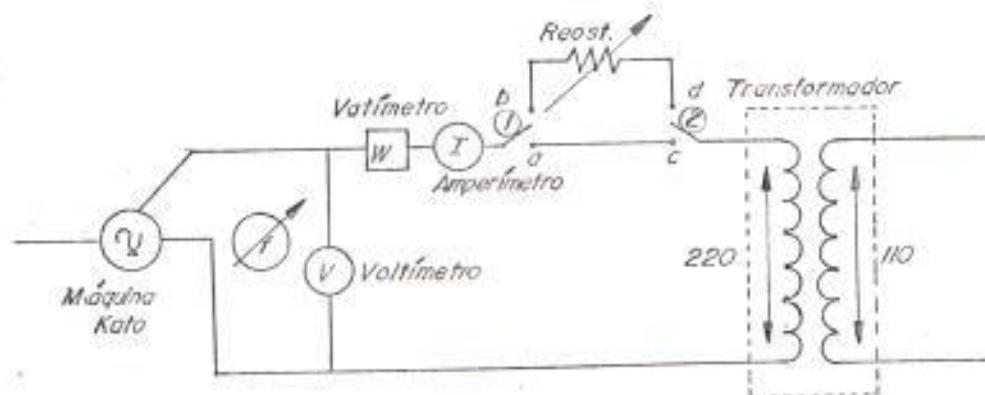


FIG. N° 3.6. Conexión del equipo utilizado para realizar las pruebas indicadas en la sección 3.3.2, cuyos resultados constan en las tablas IV y V.

realizar las mediciones un amperímetro, un vatímetro y un voltímetro, los cuales miden valores RMS, todos estos equipos se encuentran indicados en la figura No. 3.6., con los datos resultantes de esta práctica se forman dos tablas, la Tabla IV y la Tabla V; los datos de la Tabla IV en que se mantiene el voltaje constante se los obtiene poniendo el interruptor 1 en

"a" y el interruptor 2 en "c", pero para la Tabla V los interruptores van en "b" y en "d" respectivamente ya que de esta manera se conecta el reostato con el cual se varia el voltaje de entrada al transformador.

T A B L A IV

VALORES DE PERDIDAS OBTENIDOS A DIFERENTES FRECUENCIAS MANTENIENDO EL VOLTAJE CONSTANTE

Frecuencia (Hz)	Voltaje (Volt)	Corriente (Amp)	Pérdidas (Watts)
60.0	220.0	0.092	8.500
55.0	220.0	0.142	9.500
50.0	220.0	0.232	10.000
45.0	220.0	0.388	11.875
40.0	220.0	0.655	12.500
35.0	220.0	1.235	16.000
31.6	220.0	1.235	22.000

En la Tabla IV los valores de las pérdidas se los toma haciendo variar la frecuencia desde 31.60 Hz hasta 60 Hz (a frecuencias menores de este valor el generador se acelera, como resultado de encontrarse en un punto inestable para la máquina), manteniendo el voltaje constan-

T A B L A V

VALORES DE PERDIDAS OBTENIDOS A DIFERENTES  
FRECUENCIAS MANTENIENDO LA CORRIENTE CONSTANTE

Frecuencia (Hz)	Voltaje (Volt)	Corriente (Amp)	Pérdidas (Watts)
60.0	220.0	0.090	8.500
55.0	203.1	0.090	7.700
50.0	184.9	0.090	6.880
45.0	166.4	0.090	6.040
40.0	148.0	0.090	5.200
35.0	129.4	0.090	4.200
30.0	111.5	0.090	3.400
25.0	93.4	0.090	2.600
20.0	74.5	0.090	1.800
15.0	56.0	0.090	1.200

te a 220 Volts; en cambio en la Tabla V, la frecuencia se la varia desde 15 Hz hasta 60 Hz pues la máquina actúa menos inestable que para el caso anterior; comparando la variación de las pérdidas con respecto a la frecuencia de las dos tablas, se puede observar que en la Tabla IV en que el voltaje se mantiene constante las pérdidas varían inversamente con respecto a la frecuencia, mientras que si

se mantiene la corriente constante y se varia el voltaje, como se puede apreciar en la Tabla V las pérdidas varían directamente con la frecuencia.

Analizando el porque de la diferencia en los resultados de estas dos tablas, si se revisa las secciones 2.1. y 2.2. del capítulo 2 donde se habla de las pérdidas de Histéresis y de Eddy. Al hacer que la corriente que atravieza el anillo del cual se habla en la sección 2.1. varie desde  $I_m$  hasta  $-I_m$ , ocasiona que la densidad de flujo varie desde  $B_m$  hasta  $-B_m$  y si se integra la ecuación (2.4) tenemos:

$$W = A l \int H dB \text{ (Joules)}$$

Esta integral no puede resolverse por métodos matemáticos, porque la relación funcional entre las variables es desconocida, pero por experimentación se ha llegado al resultado de que el área del lazo de histéresis (Figura No. 2.2.) suele ser proporcional a  $B_m^2$ , donde  $k$  depende del material, para los aceros al silicio empleados en la actualidad en los núcleos de

los transformadores : oscila entre 1.7 y algo más de 2.0. La ecuación empírica que resulta para las pérdidas de Histéresis es:

$$P_h = \eta V f B_m^n \text{ (vatios)} \quad (3.6)$$

donde:

$\eta$  = Constante de proporcionalidad característica del material del núcleo, dependiendo su magnitud de las unidades en que este expresados V, f y B<sub>m</sub>.

V = Volúmen del material

f = Frecuencia

B<sub>m</sub> = Densidad de flujo máxima

Para las pérdidas de Eddy, se coge la ecuación (2.6) de la sección 2.2. del Capítulo 2 y teniendo en consideración:

$$V = M/\rho$$

$\rho = \pi^2/6M$ , entonces la ecuación empírica que resulta para las pérdidas de Eddy es:

$$P_e = \epsilon V f^2 B_m^2 d^2 \quad (3.7)$$

donde:

d = espesor

$\mathcal{E}$  = Constante de proporcionalidad que hay que determinar experimentalmente

Al observar las ecuaciones (3.6) y (3.7) se nota que las pérdidas de Histéresis varían en forma proporcional, mientras que las pérdidas por Corriente de Eddy lo hacen en forma exponencial con respecto a la frecuencia lo cual significa que a mayor frecuencia las pérdidas deben ser mayores, al observar los datos de la Tabla IV, se puede ver que no ocurre así; al analizar el porque de ésta diferencia se empezará diciendo que en todo transformador en vacío se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$V = \mathcal{E} \quad (3.8)$$

$$\mathcal{E} = 4.44 f N \phi \quad (3.9)$$

De la Tabla IV se tiene que  $V = \text{conste.}$  lo que implica que  $\mathcal{E}$  debe ser constante, para que esto se cumpla a pesar de que la frecuencia se la varía el flujo ( $\phi$ ) debe variar en sentido contrario a como lo hace la frecuencia, esta variación del flujo ocasiona que la corriente también varíe, de acuerdo a la ecuación (3.10) el flujo

es proporcional a la corriente:

$$\phi = u \frac{N_1}{l} A \quad (3.10)$$

De todas estas ecuaciones se concluye que a mayor frecuencia, menor flujo, menor corriente y como la corriente influye directamente sobre las pérdidas, luego menor pérdidas, que comparado con los datos de la Tabla IV tiene concordancia.

En cambio en la Tabla V en que se mantiene la corriente constante luego el flujo se mantiene constante a pesar de que la frecuencia se varia, por la ecuación (3.9) a mayor frecuencia el voltaje de entrada al transformador debe ser mayor y viceversa; al ser el flujo constante la densidad de campo también lo es, de las ecuaciones (3.6) y (3.7) a mayor frecuencia mayores pérdidas. Todos estos análisis concuerdan con los datos de la Tabla V.

Una vez analizadas el porque la diferencia de las dos tablas se hace la separación de

las pérdidas valiéndose de la ecuación (3.3) según la cual las pérdidas deben variar de manera proporcional a la frecuencia, luego se utiliza los datos de la Tabla V; sean dos frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  y las pérdidas  $P_{f1}$  a frecuencia  $f_1$  y  $P_{f2}$  a frecuencia  $f_2$  entonces:

$$P_{f1} = f_1 P_h + f_1^2 P_e \quad (3.11)$$

$$P_{f2} = f_2 P_h + f_2^2 P_e \quad (3.12)$$

Multiplicando la ecuación (3.11) por  $f_2$  y la ecuación (3.12) por  $-f_1$  y despejando  $P_e$  se tiene:

$$P_e = \frac{f_2 P_{f1} - f_1 P_{f2}}{f_2 f_1 - f_1 f_2} \quad (3.13)$$

Despejando  $P_h$  de la ecuación (3.12) se tiene:

$$P_h = \frac{P_{f2} - f_2^2 P_e}{f_2} \quad (3.14)$$

Tomando como  $f_1$  a 60 Hz, y a  $f_2$  la hacemos variar desde 15 Hz hasta 55 Hz, y aplicando las ecuaciones (3.13) y (3.14) se

obtiene como resultado la Tabla VI.

De esta tabla se nota que las pérdidas de Histéresis son mayores a las pérdidas de Eddy, y que la suma de las dos es una pequeña proporción de las pérdidas totales, lo cual concuerda con lo explicado en la teoría del Capítulo II donde se habla de que las pérdidas anómalas constituyen el mayor porcentaje de las pérdidas en vacío.

T A B L A VI

VALORES DE LAS PERDIDAS DE HISTERESIS Y DE EDDY QUE RESULTAN DE LA SEPARACION DE LAS MISMAS

Frec. (Hz)	Ph (Watts)	Fe (Watts)	Pérdidas Ph + Fe (Watts)	Pérdidas Medidas (Watts)	Dif. Perd. (Per. Med. - Perd. Tot.)
55	0.12167	0.00033	0.12200	7.70000	7.57800
50	0.11727	0.00041	0.11767	6.88000	6.76233
45	0.11189	0.00050	0.11239	6.04000	5.92761
40	0.10667	0.00058	0.10725	5.20000	5.09275
35	0.08967	0.00087	0.09053	4.20000	4.10947
30	0.08500	0.00094	0.08594	3.40000	3.31406
25	0.07710	0.00108	0.07817	2.60000	2.52183
20	0.06417	0.00129	0.06546	1.80000	1.73454
15	0.05944	0.00137	0.06081	1.20000	1.13919

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### CONCLUSIONES

- Del análisis de la presente Tesis, se llega a la conclusión de que es necesario hacer unas correctas mediciones de las pruebas en vacío para los transformadores de Distribución y poder así determinar las pérdidas por cuanto ellas producen costos que, afectan de manera directa al sistema en el cual está conectado el transformador.
- Para poder hacer un análisis comparativo de que resulta más económico, si la compra de un transformador nuevo ó el poner uno fuera de servicio debido al costo que ocasionan las pérdidas en el restante período de vida de este transformador, es necesario hacerle las pruebas en vacío a estos transformadores antes de volver a colocarlos en el sistema.
- Se ha hecho un análisis del origen y las causas a

las que se debe la existencia de las pérdidas anómalas, sin embargo a una completa comprensión de los motivos que originan este fenómeno no ha sido posible llegar, pues estas causas son abstractas para profundizar más, a pesar de que una reducción de las mismas es inminente hacerlo por cuanto ellas ejercen la mayor influencia sobre las pérdidas de hierro que se miden.

- Las pérdidas en vacío medidas están sujetas a errores producidas por la distorsión de la forma de onda de la excitación y la temperatura, debido a que estas deben ser analizadas bajo condiciones de excitación sinusoidal, sin embargo las condiciones de excitación con que trabaja el transformador no son sinusoidales por la presencia de terceras, quintas, etc. armónicas; por estas causas las pérdidas de hierro pueden crecer tanto como dos veces el valor de una onda seno equivalente, ocasionando de esta manera problemas en el transformador y por lo tanto al sistema en el cual está conectado por ello es necesario conocer con exactitud las pérdidas magnéticas que producen dichas formas de onda, luego en la presente Tesis se analizan algunos métodos para reducir un poco esta distorsión.

- Las pérdidas medidas a diferentes temperaturas decrece con el incremento de temperatura. Este decremento en las pérdidas se lo atribuye a la disminución de las pérdidas de Corriente de Eddy, debiéndose esto al incremento lineal de la resistividad eléctrica del núcleo de acero causado por el aumento de la temperatura; de ahí que se desarrollan dos métodos para la corrección de las pérdidas en vacío medidas a cualquier temperatura y con voltaje de excitación distorsionado en condiciones normales de temperatura referencial y excitación sinusoidal.
  
- Por lo general es necesario tener las pérdidas en vacío medidas dividida en las componentes que la forman, motivo por el cual se describen cuatro métodos para separar las pérdidas en vacío dentro de las componentes de pérdidas por Corriente de Eddy y de Histéresis.
  
- De las pruebas realizadas a transformadores de Distribución de diferentes capacidades, se concluye que las pérdidas aumentan en forma proporcional a la capacidad del mismo; así mismo la corriente en vacío varía entre los rangos del 1% al 3% de la corriente nominal en los diferentes

transformadores.

- Se puede observar que las pérdidas de hierro varían directamente con respecto a la frecuencia, al ser las pérdidas de hierro la suma de las pérdidas de Histéresis más las pérdidas por Corriente de Eddy, éstas lo hacen de igual manera, como se puede ver al compararse los resultados obtenidos de los datos experimentales con las ecuaciones empíricas de pérdidas de Histéresis y de Corriente de Eddy.

Así mismo se puede notar que las pérdidas en vacío se incrementan con el incremento del voltaje.

- De los resultados experimentales se observa que las pérdidas de Histéresis tienen un valor mayor que las pérdidas por Corriente de Eddy; a su vez la suma de las dos es un valor muy pequeño frente al total de las pérdidas, de ahí podemos concluir que las pérdidas anómalas que son la diferencia entre las pérdidas medidas y las pérdidas de Histéresis más Corriente de Eddy forman un gran porcentaje de las pérdidas totales lo cual coincide con lo explicado en la parte teórica.

- También en términos generales se puede concluir que

las pérdidas varían en los primeros años de vida del transformador mucho más que en los últimos años, tanto las pérdidas en vacío como las pérdidas con carga muestran una reducción a través del tiempo, las pérdidas con carga sufren una gran reducción en términos de los vatios con los que están trabajando, mientras que las pérdidas en vacío sufren un gran porcentaje de reducción.

#### RECOMENDACIONES

- Debido a que la densidad de flujo en el núcleo del transformador no es uniforme, por lo tanto, aunque el voltaje de excitación puede ser puramente sinusoidal, hay flujos de armónicas natural en el núcleo. El efecto de esta condición del flujo sobre la relación de pérdidas de Histéresis a pérdidas por Corriente de Eddy se recomienda ser investigado. Esta relación es utilizada en el método de corrección de las pérdidas medidas en condiciones normales de referencia.
  
- Se recomienda hacer una investigación del efecto de la densidad de flujo no-sinusoidal y del flujo de armónicas naturales sobre la variación de la temperatura de las pérdidas, puesto que el método

de corrección de temperatura también requiere conocer la relación de las pérdidas de Histéresis a las pérdidas de Corriente de Eddy.

- Se recomienda hacer un análisis detallado del costo que producen las pérdidas de hierro (o de vacío) sobre el costo del transformador en si y sobre todo sobre el costo que producen las mismas en el sistema en el cual se colocan los transformadores, y las maneras de abaratar estas pérdidas.

## B I B L I O G R A F I A

1. D.S. TAKACH AND R.L. BOGGAVARAPU, "DISTRIBUTION TRANSFORMER NO-LOAD LOSSES" IEEE TRANS. ON POWER, VOL. PAS-104, No. 1, JANUARY 1985, P.P. 181 - 193.
2. S. AUSTEN STIGANT AND A.C. FRANKLIN, "J & P TRANSFORMER BOOK", 10TH EDITION.
3. DANIEL J. WARD AND RICHARD H. WONG, "AN ANALYSIS OF LOSS MEASUREMENTS ON OLDER DISTRIBUTION TRANSFORMERS" IEEE TRANS. ON POWER, VOL. PAS-103, No. 8, AUGUST 1984 P.P. 2254 - 2261.
4. E.E. STAFF DEL M.I.T. "CIRCUITOS MAGNETICOS Y TRANSFORMADORES"
5. J.W. SHILLING AND G.L. HOUZE JR., "MAGNETIC PROPERTIES AND DOMAIN STRUCTURE IN GRAIN-ORIENTED 3% SI-FE" IEEE TRANS. ON MAGNETICS, VOL. MAG-10, No. 2, JUNE 1974, P.P. 195 - 223.
6. K.J. OVERSHOTT, "THE USE OF DOMAIN OBSERVATIONS IN UNDERSTANDING AND IMPROVING THE MAGNETIC PROPERTIES OF TRANSFORMER STEELS", IEEE TRANS. ON MAGNETICS L. MAG-12, No. 6, NOVEMBER 1976, P.P. 840 - 845.

7. ROGER A. NEWBURY, "PREDICTION OF LOSS IN SILICON STEEL FROM DISTORTED WAVEFORMS" IEEE TRANS. ON MAGNETICS, VOL. MAG-14, No. 4, JULY 1978, P.P. 263 - 268.
8. W.J. ROS AND D.J. WARD; K. BARKER AND B.E. SMITH, "TECHNIQUE FOR DETERMINING EARLY RETIREMENT OF DISTRIBUTION TRANSFORMERS" IEEE TRANS. ON POWER, VOL. PAS-103, No. 10, OCTOBER 1984 P.P. 3133 - 3137.
9. R. ARSENEAU, W.J.M. MOORE, "A METHOD FOR ESTIMATING THE SINUSOIDAL IRON LOSSES OF A TRANSFORMER FROM MEASUREMENTS MADE WITH DISTORTED VOLTAGE WAVEFORMS" IEEE TRANS. ON POWER, VOL. PAS-103, No. 10, OCTOBER 1984 P.P. 2912 - 2918.
10. MURRAY A. DALRYMPLE, "DISTRIBUTION TRANSFORMER LOSS EVALUATION: T&D EXPO IN ATLANTA, GA, DECEMBER 14, 1982.
11. GERALD E. HAGER, MEMBER IEEE UNION RURAL ELECTRIC ASSOCIATION, INC. BRIGHTON, COLORADO; "EVALUATING DISTRIBUTION TRANSFORMER LOSSES, BASED ON PURCHASE POWER LOSSES".
12. ALEXANDER S. LANGSDORF, M.M.E., D. Sc., "TEORIA DE LAS MAQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA", 2DA. EDICION.
13. CARL T.A. JOHNS, "TEORIA ELECTROMAGNETICA PRINCIPIOS Y APLICACIONES.
14. T.R.SPECHT; L.B.RADEMACKER, H.R.MOORE,

"MEASUREMENT OF IRON AND COPPER LOSSES IN  
TRANSFORMER, AUGUST 1958, P.P. 470-476.